

RadioHata.RU

Портал радиолюбителя

[Радиотехнические журналы](#)

[Журнал Радио](#)

[Программы для радиолюбителя](#)

[Начинающему радиолюбителю](#)

[Телевидение и Радио](#)

[Источники питания](#)

[Для дома и быта](#)

[Прием-передача](#)

[Полезное видео](#)

[Автолюбителю](#)

[Аудиотехника](#)

[Arduino / Raspberry](#)

[Разное](#)

Ульрих Титце
Кристоф Шенк

Полупроводниковая схемотехника

Том II



RadioHata.RU

U. Tietze
Ch. Schenk

Halbleiter- Schaltungstechnik

12. Auflage

У. Титце
К. Шенк

Полупроводниковая схемотехника

12-е издание

Том II

УДК 621.382

ББК 32.852

T45

Титце У., Шенк К.

T45 Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том II: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2007. – 942 с.: ил.

ISBN 5-94074-148-7

Книга Ульриха Титце и Кристофа Шенка «Полупроводниковая схемотехника» представляет собой фундаментальный труд, объединяющий принципы устройства полупроводниковых элементов (диоды, биполярные и полевые транзисторы, интегральные микросхемы) и основы создания из этих элементов различных функциональных узлов аналоговой техники (усилители, модуляторы, фильтры, радиоприемники) и цифровой (спусковые схемы, счетчики, регистры, шифраторы и дешифраторы, устройства памяти и т.д.).

Книга разбита на два тома: первый посвящен основам схемотехники, второй – применениям функциональных узлов при создании более сложных устройств.

При изложении материала широко используются эквивалентные схемы как полупроводниковых элементов, так и функциональных узлов, соответствующие работе в области постоянного тока и низких/высоких частот. Особое внимание уделено также переходным процессам цифровых схем. Описание каждого элемента или схемы сопровождается необходимым количеством достаточно элементарных формул, служащих для их инженерного расчета.

Энциклопедическая полнота, обилие самых разных схем и доступное математическое обоснование делают книгу полезной широкому кругу читателей: радиолобителям, техникам ремонтных предприятий, инженерам радиотехники и электроники и научным работникам.

Все права защищены. Любая часть этой книги не может быть воспроизведена в какой бы то ни было форме и какими бы то ни было средствами без письменного разрешения владельца авторских прав.

Материал, изложенный в данной книге, многократно проверен. Но, поскольку вероятность технических ошибок все равно остается, издательство не может гарантировать абсолютную точность и правильность приводимых сведений. В связи с этим издательство не несет ответственности за возможный ущерб любого вида, связанный с применением содержащихся здесь сведений.

Все торговые знаки, упомянутые в настоящем издании, зарегистрированы. Случайное неправильное использование или пропуск торгового знака или названия его законного владельца не должно рассматриваться как нарушение прав собственности.

ISBN 3-540-42849-6 (нем.)

Copyright © Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2002

Springer-Verlag is a company in the BertelsmannSpringer publishing group. All Rights Reserved.

ISBN 5-94074-148-7 (рус.)

© Перевод на русский язык, оформление ДМК Пресс, 2007

Предисловие к 12-му изданию

Электроника средств связи занимает все более важное место; в первую очередь это относится к беспроводным приемопередающим системам. Раньше приемники и передатчики для таких систем представляли собой аналоговые устройства и ориентировались на соответствующие способы модуляции сигнала. В отличие от прежних современные приемники и передатчики содержат высокочастотный аналоговый блок (Frontend), схема которого почти не зависит от способа модуляции, и цифровой блок, куда входит процессор цифрового сигнала с соответствующим программным обеспечением. В этом блоке осуществляется модуляция или демодуляция методами цифровой обработки сигналов.

Высокочастотную часть составляют усилители, смесители и фильтры. Свойства этих компонентов по высокой частоте описываются особым образом: вместо полных сопротивлений используются коэффициенты отражения, а четырехполюсники характеризуются S-параметром. Отдельные компоненты должны быть согласованы с волновым сопротивлением линий связи во избежание отражений на высоких частотах. Этим вопросам уделяется должное внимание в новом разделе о схемах, применяемых в технике связи. Рассмотрение части основной полосы частот предваряется введением в аналоговые способы модуляции, используемые в традиционных системах (например, в радиовещании с частотной модуляцией), и в цифровые способы модуляции, применяемые в современных системах (в частности, в мобильной связи).

Глава об усилителях дополнена разделом, посвященным шумам отдельных каскадов усиления и многокаскадных усилителей. Обновлено описание методики расчета параметров многокаскадных усилителей при наличии отрицательной обратной связи.

Наряду с популярным программным продуктом PSpice для анализа аналоговых схем приводится программа DesignExpert, помогающая проектировать цифровые схемы, а также дается перевод краткого руководства к ней.

Обновления и дополнения доступны на собственном сайте авторов www.Springer.de/engine-de/tietze-schenk/. Ваши пожелания и замечания об ошибках просим высылать по адресу электронной почты tietze-schenk@springer.de.

Мы выражаем признательность издательству SpringerVerlag, отдельное спасибо д-ру Меркле (Merkle) за приятное сотрудничество и г-ну Соссна (Sossna), РТП-Berlin, за тщательный набор. Особой благодарности заслуживает г-н Эберхард Гамм (Eberhard Gamm) за его вклад в новую главу, посвященную технике связи. Мы также благодарим читателей за сведения об ошибках и советы по улучшению книги: они тщательно проверяются и учитываются.

*У. Титце, К. Шенк,
Эрланген и Мюнхен, январь 2002 г.*

Из предисловия к 11-му изданию

Элементы высокой степени интеграции все шире применяются в электронных устройствах. В аналоговой технике интегральные усилители почти всюду вытеснили своих предшественников, собранных из дискретных транзисторов. Подобная тенденция наблюдается также в высокочастотной и силовой полупроводниковой технике. Точно так же программируемые логические устройства (ПЛУ) входят в область цифровой техники, заменяя логические схемы на базе вентилях и триггеров. Элементы высокой степени интеграции позволяют экономить место, снизить расходы на комплектующие и оснастку и повысить надежность устройств.

В связи с этим происходит разделение конструкторских разработок на две области: создание устройств с использованием стандартных ИС (конструирование на уровне монтажной платы) и разработка собственно микросхем (конструирование на уровне транзисторов). Для правильного применения стандартных микросхем важно знать их внутреннее устройство, однако подробности на уровне транзисторов явно излишни. Напротив, конструктор интегральной схемы работает только на уровне транзисторов. Поэтому в настоящее время развитие схмотехники на транзисторном уровне равнозначно проектированию ИС. Однако есть важные различия между схмотехникой с применением микросхем и дискретных транзисторов. Самыми характерными особенностями являются масштабируемость транзисторов, установка рабочей точки по схеме токового зеркала, использование активных нагрузок вместо сопротивлений и непосредственная связь между отдельными каскадами. Названным вопросам посвящены новые главы об основах схмотехники.

Моделирование электронных схем приобретает все большее значение с развитием схмотехники. Оно жизненно важно при конструировании ИС и разработке конкретных устройств. В наши дни схему реализуют лишь тогда, когда правильность ее функционирования проверена путем компьютерного моделирования, причем центральная роль принадлежит здесь самой модели. При конструировании конкретных устройств создаются макромодели стандартных микросхем, поставляемых изготовителями в законченном виде. Макромодели должны достаточно хорошо воспроизводить поведение ИС, не касаясь их внутренней структуры.

При конструировании интегральных схем пользуются стандартными моделями диодов, биполярных и полевых транзисторов; особенности процессов изготовления учитываются параметрами модели, которые заменяют характеристики из спецификаций одиночных транзисторов. Модели диодов и транзисторов вместе с их параметрами описываются в главах об основах схмотехники, однако мы ограничимся феноменологическим описанием, отказываясь углубляться в фундаментальные вопросы физики полупроводников.

Главы с основными сведениями о диодах, биполярных и полевых транзисторах состоят из четырех частей. В первой части вопросы излагаются столь же просто, как и в предыдущих изданиях. Вторая часть посвящена внутреннему устройству. Модели

и их параметры обсуждаются в третьей части. Четвертая часть посвящена принципиальным схемам.

В главе об усилителях представлены важнейшие принципиальные схемы интегральной схемотехники, в том числе токовое зеркало, каскодные схемы, дифференциальные усилители, преобразователи внутреннего сопротивления и эталонные источники тока для установки рабочей точки. Главу завершает раздел об общих свойствах и параметрах усилителей.

В главе, посвященной операционным усилителям, показано, что существует не один, а четыре типа ОУ, и говорится об их наиболее эффективных применениях. При расчете схем операционные усилители описываются простой моделью.

Содержание

11. Линейные и нелинейные аналоговые вычислительные схемы	21
11.1 Схема суммирования	21
11.2 Схемы вычитания	22
11.2.1 Использование сложения	22
11.2. Схемы вычитания	23
11.2.2 Схема вычитания на операционном усилителе	23
11.3 Схема с изменяемым модулем и знаком коэффициента	26
11.4 Схемы интегрирования	27
11.4.1 Инвертирующий интегратор	27
11.4.2 Начальные условия	30
11.4.3 Суммирующий интегратор	32
11.4.4 Неинвертирующий интегратор	32
11.5 Схемы дифференцирования	33
11.5.1 Принципиальная схема	33
11.5.2 Практическая реализация	34
11.5.3 Дифференцирующее устройство с высоким входным сопротивлением	34
11.6 Решение дифференциальных уравнений	35
11.7 Функциональные преобразователи	37
11.7.1 Логарифмирующее устройство	38
11.7.2 Реализация экспоненциальной функции	41
11.7.3 Вычисление степенных функций с помощью логарифма	43
11.7.4 Формирование функций $\sin x$ и $\cos x$	44
Применение степенных рядов	47
Дифференциальный усилитель	48
Функция $\cos x$	49
Одновременное формирование функций $\sin x$ и $\cos x$ для аргумента в диапазоне $-\pi \leq x \leq +\pi$	50
11.7.5 Перестраиваемые функциональные схемы	51
11.8 Аналоговые схемы умножения	53
11.8.1 Умножение с помощью логарифмических функциональных генераторов	54
11.8.2 Умножитель, использующий изменение крутизны транзистора	55
Схема деления с улучшенными характеристиками	60
11.8.3 Схема умножения с электрически изолированными элементами	61
11.8.4 Коррекция схем умножения	63
11.8.5 Применение одно- и двухквadrантного умножителей для четырехквadrантного умножения	64
11.8.6 Использование схемы умножения для деления и извлечения квadrатных корней	65
11.9 Преобразование координат	66
11.9.1 Преобразование полярных координат в декартовы	66
11.9.2 Преобразование декартовых координат в полярные	67
Литература	68

12. Управляемые источники и схемы преобразования полного

сопротивления	70
12.1 Источники напряжения, управляемые напряжением	70
12.2 Источники напряжения, управляемые током	72
12.3 Источники тока, управляемые напряжением	73
12.3.1 Источники тока с незаземленной нагрузкой	74
12.3.2 Источники тока с заземленной нагрузкой	76
12.3.3 Эталонные источники тока на транзисторах	77
Транзисторные источники тока с биполярным выходным током	81
12.3.4 Плавающие источники тока	84
12.4 Источники тока, управляемые током	85
12.5 Преобразователь отрицательного сопротивления (НИС)	86
12.6 Гиратор	89
12.7 Циркуляторы	93
Литература	95
13. Активные фильтры	97
13.1 Теоретические основы фильтров нижних частот	97
13.1.1 Фильтр нижних частот Баттерворта	101
13.1.2 Фильтры нижних частот Чебышева	104
13.1.3 Фильтры Бесселя	108
13.1.4 Обобщенная теория фильтров	111
13.2 Преобразование фильтров нижних частот в фильтры верхних частот	120
13.3 Реализация фильтров верхних и нижних частот первого порядка	121
13.4 Реализация фильтров верхних и нижних частот второго порядка	123
13.4.1 LRC-фильтр	123
13.4.2 Фильтр с многопетлевой отрицательной обратной связью	124
13.4.3 Фильтр с одной петлей положительной обратной связи	125
13.5 Реализация фильтров верхних и нижних частот более высокого порядка	128
13.6 Преобразование фильтра нижних частот в полосовой фильтр	130
13.6.1 Полосовой фильтр второго порядка	131
13.6.2 Полосовой фильтр четвертого порядка	133
13.7 Реализация полосовых фильтров второго порядка	135
13.7.1 LRC-фильтр	136
13.7.2 Полосовой фильтр с многопетлевой отрицательной обратной связью	136
13.7.3 Полосовой фильтр с одной петлей положительной обратной связи	138
13.8 Преобразование фильтра нижних частот в режекторный фильтр	139
13.9 Реализация режекторных фильтров второго порядка	141
13.9.1 Режекторный LRC-фильтр	141
13.9.2 Активный режекторный фильтр с двойным Т-образным мостом	141
13.9.3 Активный режекторный фильтр с мостом Вина-Робинсона	142
13.10 Фазовые фильтры	144
13.10.1 Принцип действия	144
13.10.2 Реализация фазового фильтра первого порядка	146
13.10.3 Реализация фазового фильтра второго порядка	147
13.11 Перестраиваемый универсальный фильтр	149
13.11.1 Фильтр с перестраиваемыми коэффициентами	149
13.11.2 Фильтр с перестраиваемыми параметрами	150
13.11.3 Электронное управление параметрами фильтров	153
13.12 Фильтры с переключаемыми конденсаторами	155
13.12.1 Основные принципы	155
13.12.2 SC-интегратор	156

13.12.3	SC-фильтр первого порядка	157
13.12.4	Проектирование SC-фильтров второго порядка	158
13.12.5	Интегральная реализация SC-фильтров	160
13.12.6	Общая точка зрения на применение SC-фильтров	160
13.12.7	Обзор выпускаемых SC-фильтров	161
	Литература	163
14.	Генераторы сигналов	164
14.1	LC-генераторы	164
14.1.1	Основные условия генерации	164
14.1.2	Схемы генераторов Мейснера	166
14.1.3	Генератор Хартля (схема индуктивной трехточки)	168
14.1.5	LC-генератор с эмиттерной обратной связью	169
14.1.4	Генератор Колпитца (схема емкостной трехточки)	169
14.1.6	Двухтактные генераторы	170
14.2	Кварцевые генераторы	171
14.2.1	Электрические свойства кварцевого резонатора	172
14.2.2	Генераторы первой гармоники	173
14.2.3	Генераторы гармоник	175
14.3	Генераторы с мостом Вина	177
14.4	Генераторы с аналоговым вычислителем	181
14.5	Функциональные генераторы	184
14.5.1	Принцип действия генератора	185
14.5.2	Практическая реализация	185
14.5.3	Функциональные генераторы с управляемой частотой	187
	Переменный коэффициент заполнения	188
14.5.4	Функциональные генераторы, формирующие одновременно синусоидальные и косинусоидальные колебания	190
	Литература	191
15.	Усилители мощности	193
15.1	Эмиттерный повторитель как усилитель мощности	193
15.2	Комплементарный эмиттерный повторитель	195
15.2.1	Комплементарные эмиттерные повторители в режиме класса В	195
15.2.2	Комплементарные эмиттерные повторители класса АВ	198
15.2.3	Формирование напряжения смещения	199
15.3	Комплементарные схемы Дарлингтона	201
15.4	Комплементарные истоковые повторители	203
15.5	Электронное ограничение тока	204
	Ограничение тока, зависимое от амплитуды	206
15.6	Четырехквadrантный режим	207
15.7	Определение параметров выходного каскада мощности	209
15.8	Схемы управления с усилением напряжения	211
	Широкополосная схема управления	212
15.9	Повышение выходного тока интегральных операционных усилителей	214
	Литература	215
16.	Источники питания	216
16.1	Свойства сетевых трансформаторов	216
16.2	Сетевые выпрямители	218
16.2.1	Однополупериодные выпрямители	218
16.2.2	Мостовые выпрямители	219

16.2.3	Схемы выпрямителя со средней точкой	223
	Сдвоенная схема выпрямителя со средней точкой	224
16.3	Последовательные стабилизаторы напряжения	224
16.3.1	Простейший вариант стабилизатора	225
16.3.2	Стабилизатор напряжения с фиксированным выходным напряжением	226
16.3.3	Стабилизатор напряжения с регулируемым выходным напряжением	228
16.3.4	Стабилизатор с малым напряжением потерь	229
16.3.5	Стабилизация отрицательных напряжений	231
16.3.6	Симметричное разделение незаземленного напряжения	232
16.3.7	Стабилизатор напряжения с измерительными выводами	234
16.3.8	Лабораторные источники сетевого питания	234
16.3.9	Обзор интегральных стабилизаторов напряжения	236
16.4	Получение опорного напряжения	238
16.4.1	Источники опорного напряжения на стабилитронах	238
16.4.2	Источники опорного напряжения на биполярных транзисторах	241
16.4.3	Сводные данные об источниках опорного напряжения	243
16.5	Импульсные блоки питания	243
16.6	Импульсные стабилизаторы с вторичной коммутацией	245
16.6.1	Понижающий преобразователь	245
	Выбор параметров	247
16.6.2	Формирование коммутационного сигнала	248
16.6.3	Повышающий преобразователь	251
16.6.4	Инвертирующий преобразователь	252
16.6.5	Преобразователи напряжения с перекачкой заряда	253
16.6.6	Классификация импульсных стабилизаторов	253
16.7	Импульсные стабилизаторы с первичной коммутацией	256
16.7.1	Однотактный преобразователь	257
16.7.2	Двухтактный преобразователь	259
16.7.3	Высокочастотные трансформаторы	261
16.7.4	Силовые ключи	261
16.7.5	Формирование переключающего сигнала	266
16.7.6	Анализ потерь	269
16.7.7	Интегральные схемы управления	270
	Литература	272
17.	Аналоговые ключи и устройства выборки и хранения	273
17.1	Устройство ключа	273
17.2	Электронные ключи	274
17.2.1	Ключ на полевом транзисторе	275
17.2.2	Ключи с использованием диодов	279
17.2.3	Ключи на биполярных транзисторах	281
	Короткозамыкающий ключ	283
	Последовательный ключ	283
	Последовательный короткозамыкающий ключ	284
17.2.4	Дифференциальный усилитель в качестве ключа	284
17.3	Аналоговые ключи с усилителями	287
17.3.1	Высоковольтные аналоговые ключи	287
17.3.2	Усилители с переключаемым коэффициентом усиления	288
17.4	Устройства выборки и хранения	289
17.4.1	Основные положения	289

17.4.2	Практическая реализация	292
	Устройство выборки и хранения с интегратором	292
	Литература	294
18.	Цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи	295
18.1	Принципы цифро-аналогового преобразования	295
18.2	ЦАП, использующие технологию КМОП	296
18.2.1	Суммирование взвешенных токов	296
18.2.2	ЦАП с перекидными ключами	297
18.2.3	Резисторная матрица	298
18.2.4	Резисторная матрица R-2R в инверсном режиме	299
18.3	Резисторная матрица для декадной связи	300
18.4	Цифро-аналоговые преобразователи на основе биполярной технологии	301
18.5	ЦАП для специальных применений	303
18.5.1	Обработка знаковых чисел	303
18.5.2	Умножающие ЦАП	305
18.5.3	ЦАП с операцией деления	306
18.5.4	ЦАП в качестве генератора функций	306
18.6	Точность ЦАП	309
18.6.1	Статические параметры	309
18.6.2	Динамические параметры	310
18.7	Принципы аналого-цифрового преобразования	313
18.8	Точность АЦП	315
18.8.1	Статические погрешности	315
18.8.2	Динамические погрешности	316
18.9	Построение АЦП	318
18.9.1	Параллельный способ	318
18.9.2	Последовательно-параллельный преобразователь	321
18.9.3	Метод взвешивания	324
18.9.4	Метод счета	328
	Метод компенсации (следающий АЦП)	328
	Метод пилообразного напряжения	329
	Метод двойного интегрирования	330
	Автоматическая коррекция нуля	332
	Литература	335
19.	Цифровые фильтры	336
19.1	Теорема Котельникова	337
19.1.1	Восстановление аналогового сигнала	339
19.1.2	Практические аспекты	340
19.2	Цифровая передаточная функция	342
19.2.1	Описание во временной области	343
19.2.2	Описание в частотной области	343
19.2.3	Пример фильтра нижних частот	344
19.3	Основные структуры фильтров	346
19.4	Расчет фильтров типа КИХ	349
19.4.1	Основные уравнения	350
19.4.2	Простые примеры	351
	Фильтр типа КИХ 1-го порядка	352
	КИХ фильтр 2-го порядка	353
19.4.3	Расчет коэффициентов фильтра	356
	Фильтр верхних частот	366

Полосовые пропускающие и режекторные фильтры	368
19.5 Реализация КИХ фильтров	370
19.5.1 Реализация параллельных КИХ фильтров	371
19.5.2 Реализация последовательных КИХ фильтров	372
19.6 Расчет БИХ фильтров	373
19.6.1 Расчет коэффициентов фильтра	374
19.6.2 БИХ фильтры в каскадных структурах	376
БИХ фильтр первого порядка	377
БИХ фильтры второго порядка	378
19.7 Реализация БИХ фильтров	380
19.7.1 БИХ фильтр из простых схемных элементов	380
19.7.2 Архитектура элементов высокой степени интеграции	384
19.8 Сравнение КИХ и БИХ фильтров	387
Литература	389
20. Измерительные схемы	391
20.1 Измерение напряжения	391
20.1.1 Преобразователь полного сопротивления	391
Увеличение напряжения синфазного сигнала	392
20.1.2 Измерение разности потенциалов	392
Вычитатель на операционном усилителе	393
Вычитание высоких напряжений	395
Вычитатели с дифференциальными усилителями и обратной связью	397
Вычитатели на переключаемых конденсаторах	398
20.1.3 Разделительные усилители	400
20.2 Измерение тока	403
20.2.1 Незаземленный измеритель тока с низким падением напряжения	403
20.2.2 Измерение тока под высоким потенциалом	404
20.3 Измерительные выпрямители	405
20.3.1 Измерение среднеарифметического значения модуля	405
Двухполупериодный выпрямитель с заземленным выходом	406
Выпрямление путем переключения знака коэффициента усиления	408
Широкополосный двухполупериодный выпрямитель	409
20.3.2 Измерение эффективного значения	410
Измерение истинного эффективного значения	411
Термопреобразование	414
20.3.3 Измерение пиковых значений	415
Измерения мгновенных пиковых значений	417
20.3.4 Синхронный выпрямитель	419
Литература	422
21. Датчики	423
21.1 Измерение температуры	426
21.1.1 Металлы в качестве терморезисторов с положительным ТКС	426
21.1.2 Терморезистор на кремниевой основе	427
21.1.3 Терморезистор с отрицательным ТКС	427
21.1.4 Применение резисторных датчиков температуры	428
21.1.5 Транзистор в качестве датчика температуры	434
21.1.6 Термоэлемент	438
21.1.7 Типы термоэлементов	443
21.2 Измерение давления	445

21.2.1	Устройство датчиков давления	445
21.2.2	Датчики давления с температурной компенсацией	447
21.2.3	Температурная компенсация датчиков давления	451
21.2.4	Стандартные датчики давления	454
21.3	Измерение влажности	455
21.3.1	Датчики влажности	456
21.3.2	Практические схемы емкостных датчиков влажности	457
21.4	Передача сигналов датчиков	460
21.4.1	Передача сигналов посредством гальванической связи	460
21.4.2	Передача сигналов с гальванической развязкой	464
21.5	Калибровка сигналов датчиков	465
21.5.1	Калибровка аналоговых сигналов	465
21.5.2	Компьютерная калибровка	469
	Литература	473
22.	Электронные регуляторы	474
22.1	Основы	474
22.2	Типы регуляторов	475
22.2.1	Пропорциональный регулятор	475
22.2.2	ПИ регуляторы	477
22.2.3	ПИД регулятор	480
22.2.4	Настраиваемый ПИД регулятор	482
22.3	Регулирование нелинейных объектов	484
22.3.1	Статическая нелинейность	484
22.3.2	Динамическая нелинейность	485
22.4	Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)	487
22.4.1	Устройство выборки и хранения в качестве фазового детектора	489
	Динамическая характеристика	490
	Выбор параметров регулятора	490
	Вхождение в полосу захвата	491
22.4.2	Синхронный детектор в качестве фазового детектора	492
22.4.3	Частотнозависимый фазовый детектор	494
22.4.4	Фазовый детектор с произвольно расширяемым диапазоном измерений	498
22.4.5	ФАПЧ в качестве умножителя частоты	499
	Литература	500
23.	Оптоэлектронные схемные элементы	501
23.1	Основные понятия фотометрии	501
23.2	Фоторезисторы	503
23.3	Фотодиоды	505
23.4	Фототранзисторы	507
23.5	Светодиоды	508
23.6	Оптроны	509
23.7	Оптические индикаторы	510
23.7.1	Двоичные индикаторы	511
23.7.2	Аналоговые индикаторы	512
23.7.3	Цифровые индикаторы	514
23.7.4	Динамическая индикация	516
23.7.5	Буквенно-цифровые индикаторы	520
	16-сегментные индикаторы	520

35-точечный матричный индикатор	521
Литература	523
Глава 24. Основы техники связи	524
24.1 Системы связи	524
24.2 Каналы передачи информации	527
24.2.1 Проводная линия	527
Волновое сопротивление и скорость распространения	528
Волновое сопротивление линии	528
Уравнение электрической линии	529
Затухание	532
Параметры линии связи	533
Представление линии связи в виде четырехполюсника	534
Проводная линия с нагрузкой	534
Полосковая линия	537
24.2.2 Беспроводное соединение	538
Антенны	539
Передача мощности по беспроводному каналу связи	541
Частотные диапазоны	543
24.2.3 Оптоволоконный канал	544
Световоды	545
Спектральные окна	548
24.2.4 Сравнение каналов передачи данных	549
24.3 Коэффициент отражения и S-параметры	550
24.3.1 Волновые характеристики	550
Представление с помощью напряжения и тока	550
24.3.2 Коэффициент отражения	551
Плоскость коэффициента отражения (Γ -плоскость)	552
Влияние линии на коэффициент отражения	554
Соотношения для стоячих волн	556
24.3.3 Источник волн	557
Независимая волна источника волн	558
Мощность при согласованной нагрузке	558
24.3.4 S-параметр	559
S-матрица	560
Измерение S-параметров	562
Связь с Y-параметрами	562
S-параметры транзистора	562
24.4 Методы модуляции	566
24.4.1 Амплитудная модуляция	571
Представление во временной области	571
Представление в частотной области	572
Модуляция	573
Демодуляция	574
24.4.2 Частотная модуляция	578
Временное представление	579
Изображение в полосе частот	579
Модуляция	582
Детектирование	583
24.4.3 Цифровые методы модуляции	586
Простые методы манипуляции	587

Синфазно-квадратурное представление цифровых методов модуляции	589
Формирование импульсов	595
Простой QPSK-модулятор	601
24.5 Совместное использование и группирование каналов передачи	603
24.5.1 Методы уплотнения каналов связи	604
Временное уплотнение каналов связи	604
Кодовое уплотнение каналов	606
24.5.2 Дуплексная связь	612
Частотный дуплекс	612
Литература	613
Глава 25. Передатчики и приемники	614
25.1 Передатчик	614
25.1.1 Передатчик с аналоговой модуляцией	614
Передатчик с непосредственной модуляцией	614
Передатчик с промежуточной частотой	615
Передатчик с двойным преобразованием частоты	617
Передатчик с переменной излучаемой частотой	619
25.1.2 Передатчик с цифровой модуляцией	620
25.1.3 Генерация частот гетеродина	621
25.2 Приемник	622
25.2.1 Радиоприемник прямого усиления	623
25.2.2 Супергетеродинные приемники	624
Фильтр высокой частоты	624
Предусилитель	626
Фильтр промежуточной частоты	627
Супергетеродин с двойным преобразованием частоты	628
Генерация сигнала гетеродина	630
25.2.3 Регулировка коэффициента усиления	630
Характеристики регулирования	630
Усилитель с регулируемым усилением	632
Устройство регулировки коэффициента усиления в приемнике	634
Определение уровня сигнала	635
Цифровая регулировка усиления	635
25.2.4 Динамический диапазон радиоприемника	637
Коэффициент шума радиоприемника	637
Минимальный уровень принимаемого сигнала	638
Максимальный уровень принимаемого сигнала	640
Динамический диапазон	642
25.2.5 Приемники с цифровой модуляцией	643
Приемники с цифровыми канальными фильтрами	645
Приемник с дискретизацией ПЧ и цифровыми канальными фильтрами	650
Сравнение приемников сигналов с цифровой модуляцией	655
Приемник прямого преобразования	655
Литература	659
Глава 26. Пассивные элементы	660
26.1 Высокочастотные эквивалентные схемы	660
26.1.1 Резистор	661
26.1.2 Катушки	663

26.1.3	Конденсатор	666
26.2	Фильтры	667
26.2.1	LC-фильтры	668
	Двухконтурный полосовой фильтр	668
	Фильтры в виде длинных линий	673
26.2.2	Диэлектрические фильтры	673
26.2.3	Фильтры ПАВ	676
26.3	Схемы преобразования полного сопротивления	679
26.3.1	Согласование	679
	Согласующие цепи с двумя элементами	680
	Фильтр Коллинза	682
	Согласование с помощью полосковых линий	685
26.3.2	Подключение нагрузки	689
	Подключение с емкостным делителем напряжения	689
	Подключение с индуктивным делителем напряжения	690
	Подключение с нерегулируемым индуктивным делителем напряжения	691
26.4	Делитель мощности и гибриды	691
26.4.1	Делители мощности	692
	Делитель Уилкинсона	693
	Делители мощности с потерями, собранные на резисторах	693
26.4.2	Гибриды	694
	S-параметры гибрида	694
	Гибриды с катушками и конденсаторами	696
	Гибриды на линиях	696
	Литература	697
Глава 27. Высокочастотные усилители		698
27.1	Интегральные высокочастотные усилители	698
27.1.1	Согласование	700
	Согласование по входу	700
	Согласование по выходу	701
27.1.2	Коэффициент шума	702
27.2	Высокочастотный усилитель на одиночном транзисторе	704
27.2.1	Обобщенный одиночный транзистор	705
27.2.2	Установка рабочей точки	706
	Отрицательная обратная связь по постоянному току	707
	Отрицательная обратная связь по постоянному напряжению	708
	Установка рабочей точки	708
27.2.3	Согласование однокаскадного усилителя	709
	Условия согласования	710
	Коэффициенты отражения транзистора	710
	Расчет согласования	711
	Стабильность на рабочей частоте	711
	Расчет согласующего четырехполюсника	712
	Устойчивость во всем диапазоне частот	713
	Усиление мощности	713
27.2.4	Согласование многокаскадных усилителей	718
	Согласование с помощью последовательной индуктивности	718
27.2.5	Нейтрализация	720
	Схемы нейтрализации	720

	Коэффициент усиления при нейтрализации	721
27.2.6	Специальные схемы, улучшающие согласование	722
	Согласование с помощью циркулятора	722
	Согласование с помощью 90-градусных гибридов	723
27.2.7	Шумы	724
	Шумовые параметры и коэффициент шума	725
	Проектирование малошумящего усилителя	725
27.3	Широкополосные усилители	728
27.3.1	Принцип действия широкополосного усилителя	728
27.3.2	Реализация широкополосного усилителя	730
27.4	Усиление мощности	733
27.4.1	Коэффициент усиления выходной мощности	735
27.4.2	Вносимое усиление	735
27.4.3	Коэффициент передачи	736
27.4.4	Усиление доступной мощности	737
27.4.5	Сравнение определений коэффициентов усиления	737
27.4.6	Коэффициент усиления при двустороннем согласовании	738
27.4.7	Максимальный коэффициент усиления мощности транзисторами	739
	Максимальный коэффициент вносимого усиления	739
	Максимальный коэффициент устойчивого усиления мощности	740
	Коэффициент однонаправленного усиления мощности	740
	Граничные частоты	741
	Литература	741

Глава 28. Смесители 742

28.1	Принцип действия идеального смесителя	742
28.1.1	Повышающий смеситель	743
28.1.2	Понижающий смеситель	744
28.2	Принцип действия практических смесителей	746
28.2.1	Аддитивное смешивание	746
	Уравнения, описывающие аддитивное смешивание	746
	Нелинейность	747
	Практическая реализация	750
28.2.2	Мультипликативное смешивание	754
	Уравнения мультипликативного смешивания	756
	Характеристика коммутационного процесса переключателя	757
	Нелинейность	758
	Практическая реализация	759
28.3	Смесители на диодах	760
28.3.1	Однотактный смеситель	760
	Цепь гетеродина	761
	Малосигнальная эквивалентная схема	764
	Малосигнальные характеристики	765
	Коэффициент усиления при преобразовании	767
	Усиление мощности при преобразовании	767
	Сравнение с идеальным переключателем	770
	Недостатки однотактного смесителя	771
28.3.2	Балансный смеситель	771
	Цепь гетеродина	773
	Малосигнальные эквивалентная схема и характеристика	773
	Достоинства и недостатки балансного смесителя	775

28.3.3	Кольцевые смесители	775
	Цепь гетеродина	777
	Малосигнальные эквивалентная схема и характеристика	777
	Широкополосный режим	780
28.3.4	Реализация диодных смесителей	781
28.4	Смесители на транзисторах	784
28.4.1	Балансный смеситель	784
	Расчет передаточной характеристики	785
	Прямоугольное напряжение гетеродина	786
	Синусоидальное напряжение гетеродина	788
	Малосигнальная характеристика	788
	Усиление при преобразовании	789
	Ширина полосы пропускания	790
	Согласование	790
	Усиление при преобразовании	792
	Практическая реализация	794
	Балансный смеситель с трансформаторами	796
	Несовершенство балансного смесителя на транзисторах	798
28.4.2	Двойной балансный смеситель (смеситель Гильберта)	798
	Расчет переходной характеристики	800
	Малосигнальная характеристика	802
	Усиление при преобразовании	803
	Ширина полосы пропускания	803
	Двойной балансный смеситель в интегральных схемах	804
	Согласование	805
	Коэффициент усиления при преобразовании	808
	Синфазно-квадратурный смеситель с двойным балансным смесителем	809
	Литература	811

Глава 29. Приложения 812

29.1	Введение в программу PSpice	812
29.1.1	Общие сведения	812
29.1.2	Программы и данные	812
	Spice	812
	PSpice	813
29.1.3	Пример моделирования	814
	Ввод схемы	814
	Ввод инструкций по моделированию	820
	Запуск моделирования	824
	Отображение результатов	824
	Отображение рабочей точки	829
	Таблица соединений и выходной файл	830
29.1.4	Дополнительные примеры моделирования	833
	Характеристики транзистора	833
	Применение параметров	834
29.1.5	Привязка дополнительных библиотек	835
29.1.6	Некоторые типичные ошибки	840
29.2	Краткое введение к DesignExpert	841
29.2.1	Общие положения	841
29.2.2	Ввод схемы	844

Язык описания аппаратных средств	844
Диаграмма состояний на языке Abel	848
Таблица истинности	851
Построение схемы соединений с помощью Schematic Editor	851
Библиотеки схемных элементов	854
Иерархия	856
29.2.3 Цоколевка	857
Язык Abel.....	858
Редактор Schematic	859
Редактор Constraint Editor	860
29.2.4 Моделирование	860
Тестовые векторы	862
Просмотрщик Waveform Viewer	863
Частотно-временной анализ	865
29.2.5 Оптимизация	866
29.2.6 Программирование	867
29.2.7 Перспективы	870
29.3 Пассивные RC- и RLC-цепи	871
29.3.1 Фильтр нижних частот (ФНЧ)	871
Частотная характеристика	871
Временные зависимости	872
29.3.2 Фильтр верхних частот	875
Последовательное включение нескольких ФВЧ	877
29.3.3 Компенсированный делитель напряжения	877
29.3.4 Пассивный полосовой RC-фильтр	878
29.2.5 Мост Вина-Робинсона	879
29.3.6 Двойной Т-образный фильтр	880
29.3.7 Колебательный контур	881
29.4 Интерпретация использованных величин	883
29.5 Логические ИС семейства 7400	891
Семейства от различных изготовителей	891
ИС, упорядоченные по функциям.....	892
29.6 Перечень стандартных номиналов	906
29.7 Цветовая маркировка резисторов	907
29.8 Изготовители и дистрибьюторы	909
Литература	933

Глава 11

Линейные и нелинейные аналоговые вычислительные схемы

Благодаря появлению микро-ЭВМ и сигнальных процессоров в настоящее время существует возможность выполнения математических операций практически с любой точностью. Однако обрабатываемые величины часто представляются в виде непрерывных сигналов, например в форме аналогового электрического напряжения. В этом случае для цифровой вычислительной машины дополнительно необходимы аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи. Эти устройства выгодно применять лишь тогда, когда требования к точности вычислений настолько высоки, что не могут быть обеспечены аналоговыми вычислительными схемами. Существующие аналоговые вычислители позволяют получать точность не более 0,1%.

В дальнейшем рассматривается работа важнейших аналоговых вычислительных схем, выполненных на основе традиционных VV-операционных усилителей, осуществляющих четыре основные арифметические операции, операции дифференцирования и интегрирования, а также формирования трансцендентных и произвольных функций. Вместе с тем ставится задача по возможности четко изложить принцип работы схем. Для этого в начальных главах мы прежде всего исходим из предположения, что используемые операционные усилители имеют идеальные свойства. А ограничения и проблемы, вызванные с применением в схемах реальных операционных усилителей, подробно обсуждались в главе 5. Аналогичные соображения относятся также и ко всем рассматриваемым в дальнейшем схемам. В этой главе мы обратим внимание на особенности, играющие важную роль в ряде схем.

11.1

Схема суммирования

Для суммирования нескольких напряжений используется операционный усилитель с инвертированием входного сигнала. Входные напряжения подаются через последовательно включенные резисторы на инвертирующий (N) вход при заземленном неинвертирующем (P) входе (рис. 11.1). Так как эта точка представляет собой эквивалент «земли», то непосредственное применение первого закона Кирхгофа приводит к следующему соотношению для выходного напряжения:

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \dots + \frac{U_n}{R_n} + \frac{U_a}{R_N} = 0.$$

Инвертирующий сумматор также может использоваться в качестве усилителя с большим диапазоном установки начального смещения, если на один из входов схемы подавать постоянное напряжение.

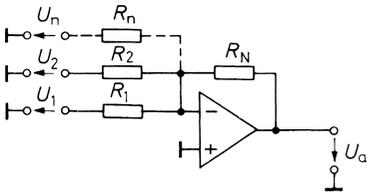


Рис. 11.1. Схема инвертирующего сумматора
Выходное напряжение:

$$-U_a = \frac{R_N}{R_1} U_1 + \frac{R_N}{R_2} U_2 + \dots + \frac{R_N}{R_n} U_n$$

11.2 Схемы вычитания

Вычитание сигналов можно свести к сложению с инвертированными входными сигналами.

11.2.1 Использование сложения

Вычитание можно свести к сложению с инвертированными вычитаемыми напряжениями. Схема, осуществляющая эту операцию, представлена на рис. 11.2. Операционный усилитель OV1 инвертирует входное напряжение U_2 . При этом на выходе схемы мы получаем:

$$U_a = A_p U_2 - A_N U_1. \tag{11.1}$$

Правильное образование разности, соответствующей значению $U_a = A_D(U_1 - U_2)$, получается, если оба коэффициента усиления A_p и A_N равны желаемому усилению разности A_D . Погрешность полученной разности характеризуется коэффициентом ослабления синфазного сигнала $G = A_D / A_{Cl}$. Для его оценки подставляем

$$U_2 = U_{Cl} + \frac{1}{2} U_D \text{ и } U_1 = U_{Cl} - \frac{1}{2} U_D \tag{11.2}$$

в уравнение (11.1) и получаем:

$$U_a = \underbrace{(A_p - A_N)}_{A_{Cl}} U_{Cl} + \underbrace{\frac{1}{2}(A_p + A_N)}_{A_D} U_D. \tag{11.3}$$

Здесь: U_{Cl} – синфазное напряжение, U_D – разность напряжений.

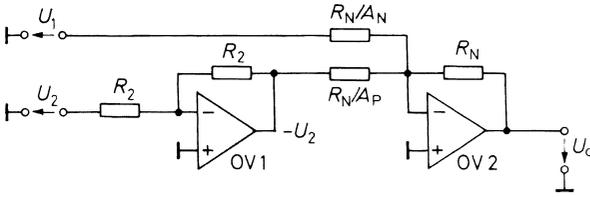


Рис. 11.2. Схема вычитания с помощью суммирующей схемы
 Выходное напряжение: $U_a = A_D(U_2 - U_1)$
 Соотношение коэффициентов усиления: $A_N = A_P = A_D$

Из уравнения (11.3) получаем коэффициент ослабления синфазного сигнала:

$$G = \frac{A_D}{A_{Cl}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{A_P + A_N}{A_P - A_N} \tag{11.4}$$

Теперь предположим, что условия для коэффициентов усиления приблизительно выполнены. Следовательно, должны выполняться и условия:

$$A_N = A - \frac{1}{2} \Delta A,$$

$$A_P = A + \frac{1}{2} \Delta A.$$

Подставляя их в уравнение (11.4), в результате получаем:

$$G = \frac{A}{\Delta A} \tag{11.5}$$

Следовательно, ослабление синфазного сигнала пропорционально обратной величине разности коэффициентов усиления обоих усилителей.

11.2.2 Схема вычитания на операционном усилителе

Для оценки выходного напряжения в соответствии с выражением (11.3) можно применить принцип суперпозиции. В результате получается:

$$U_a = k_1 U_1 + k_2 U_2.$$

При $U_2 = 0$ схема работает как инвертирующий усилитель с $U_a = -\alpha_N U_1$. Отсюда следует, что $k_1 = -\alpha_N$. При $U_1 = 0$ схема работает как электрометрический усилитель с потенциометром на входе. Напряжение

$$V_p = \frac{R_p}{R_p + \frac{R_p}{\alpha_p}} U_2$$

соответственно усиливается с коэффициентом усиления $(1 + \alpha_N)$. Следовательно, в этом случае получаем:

$$U_a = \frac{\alpha_p}{1 + \alpha_p}(1 + \alpha_N)U_2.$$

Если оба отношения сопротивлений равны, то есть $\alpha_N = \alpha_p = \alpha$, то

$$U_a = \alpha U_2,$$

и, следовательно, $k_2 = \alpha$. В соответствии с этим получается выходное напряжение:

$$U_a = \alpha(U_2 - U_1).$$

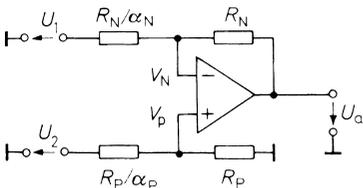


Рис. 11.3. Схема вычитания на операционном усилителе

Выходное напряжение: $U_a = \alpha(U_2 - U_1)$

Соотношение коэффициентов усиления: $\alpha_N = \alpha_p = \alpha$

Если соотношение сопротивлений резисторов на P- и N-входах не равно точному значению α , то схема формирует разность входных напряжений в соответствии с выражением:

$$U_a = \frac{1 + \alpha_N}{1 + \alpha_p} \alpha_p U_2 - \alpha_N U_1.$$

Для оценки ослабления синфазного сигнала снова используем выражение (11.2) и получим:

$$G = \frac{A_D}{A_{Cl}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(1 + \alpha_N)\alpha_p + (1 + \alpha_p)\alpha_N}{(1 + \alpha_N)\alpha_p - (1 + \alpha_p)\alpha_N}.$$

При приближенном выполнении условия для коэффициентов, то есть $\alpha_N = \alpha - 1/2 \Delta\alpha$ и $\alpha_p = \alpha + 1/2 \Delta\alpha$ следует пренебречь членами высшего порядка, в результате чего мы получим:

$$G \approx (1 + \alpha) \frac{\alpha}{\Delta\alpha}. \tag{11.6}$$

Следовательно, при постоянном значении α ослабление синфазного сигнала обратно пропорционально отношению разности сопротивлений. Если оба соотношения сопротивлений равны, то $G = \infty$. Однако это справедливо лишь для идеального операционного усилителя. Если желательно получить особо высокое ослабление синфазного сигнала, то можно незначительно изменять сопротивление R_p , устанавливая при этом такое $\Delta\alpha$, которое позволит компенсировать конечное ослабление синфазного сигнала реального операционного усилителя.

Кроме того, из выражения (11.6) следует, что при данном соотношении сопротивлений $\Delta\alpha/\alpha$ ослабление примерно пропорционально установленному при настройке разностному усилению $A_D = \alpha$. Это является решающим преимуществом данной схемы по сравнению с предыдущей.

Пояснить полученный результат позволяет следующий пример: два напряжения примерно по 10 В должны вычитаться. Их разность при этом не должна быть более 100 мВ. Это значение должно появиться на выходе усилителя увеличенным до 5 В с точностью не менее 1%. Разностное усиление должно составить $A_D = 50$. Абсолютная погрешность на выходе должна быть менее чем 1% от 5 В, то есть 50 мВ. Предположим, что в благоприятном случае задано синфазное усиление единственного источника ошибки. При этом получается следующее:

$$A_{cl} \leq \frac{50 \text{ мВ}}{10 \text{ В}} = 5 \cdot 10^{-3},$$

откуда следует, что

$$G \geq \frac{50}{5 \cdot 10^{-3}} = 10^4 \cong 80 \text{ дБ.}$$

Согласно выражению (11.6) это требование может выполняться схемой вычитания (рис. 11.3) с допуском $\Delta\alpha/\alpha = 0,5\%$. В схеме же, представленной на рис. 11.2, необходим разброс не более 0,01%.

На рис. 11.4 показана схема вычитания, расширенная до любого количества суммирующих и вычитающих входов. Условием правильного функционирования схемы является выполнение указанного ниже условия для коэффициентов.

$$U_a = \sum_{i=1}^n \alpha'_i U_i - \sum_{i=1}^m \alpha_i U_i$$

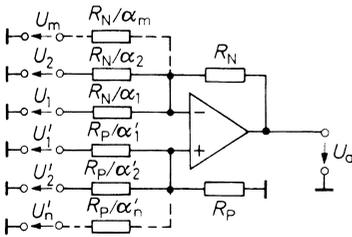


Рис. 11.4. Схема вычитания с любым количеством входов

Выходное напряжение:

Условие для коэффициентов: $\sum_{i=1}^n \alpha'_i = \sum_{i=1}^m \alpha_i$

Если при заданной величине коэффициентов это условие не выполнять, то при соответствующих коэффициентах возможно сложение или вычитание напряжений с нуля.

Для обобщения указанных ранее соотношений применяем закон Кирхгофа для точки, объединяющей N-входы:

$$\sum_{i=1}^m \frac{U_i - V_N}{\left(\frac{R_N}{\alpha_i}\right)} + \frac{U_a - V_N}{R_N} = 0.$$

Из этого следует, что

$$\sum_{i=1}^m \alpha_i U_i - V_N \left[\sum_{i=1}^m \alpha_i + 1 \right] + U_a = 0.$$

Аналогично получаем выражение для точки, объединяющей Р-входы:

$$\sum_{i=1}^n \alpha'_i U'_i - V_P \left[\sum_{i=1}^n \alpha'_i + 1 \right] = 0.$$

При $V_N = V_P$ и при дополнительном условии

$$\sum_{i=1}^m \alpha_i = \sum_{i=1}^n \alpha'_i. \tag{11.7}$$

из вычитания обоих уравнений получаем:

$$U_a = \sum_{i=1}^n \alpha'_i U'_i - \sum_{i=1}^m \alpha_i U_i.$$

При $n = m = 1$ многовходовая схема вычитания сводится к основной (см. рис. 11.3).

Во входных цепях рассмотренных схем присутствуют внутренние сопротивления источников сигналов. Чтобы они не приводили к ошибкам вычислений, их выходные сопротивления должны быть достаточно низкоомными. Если источники сигналов построены на операционных усилителях с отрицательной обратной связью, это условие в большинстве случаев хорошо выполняется. При других источниках сигналов чаще всего на входах необходимо включать преобразователь полного сопротивления в форме электрометрического усилителя. Получающаяся при этом схема называется электрометрическим вычитателем (инструментальным усилителем) и используется преимущественно в измерительной технике. Подробно она рассматривается в главе 20.

11.3

Схема с изменяемым модулем и знаком коэффициента усиления

Схема, приведенная на рис. 11.5, позволяет осуществлять умножение входного напряжения на постоянный коэффициент, значение которого устанавливается потенциометром R_2 в диапазоне $\pm n$. Если движок потенциометра установлен в крайнее правое по схеме положение, то $q = 0$ и схема работает как инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления $A = -n$. Резистор $R_1 / (n - 1)$ в этом случае не оказывает влияния, так как на него не подается напряжение (потенциал инвертирующего входа равен нулю).

При $q = 1$ полное входное напряжение U_e попадает на неинвертирующий вход. Вследствие этого падение напряжения на резисторе R_1 / n равно 0, и схема работает как неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления

$$A = 1 + \frac{R_1}{R_1 / (n - 1)} = +n.$$

Для промежуточных случаев усиление составляет:

$$A = n(2q - 1).$$

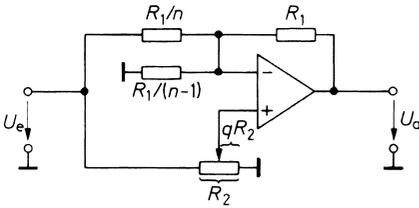


Рис. 11.5. Схема с изменяемым модулем и знаком коэффициента усиления

Выходное напряжение $U_a = n(2q - 1)U_e$ линейно зависит от q и поэтому устанавливается с помощью откалиброванного многооборотного потенциометра. Значение n определяет диапазон коэффициентов умножения. Наименьшее значение $n = 1$; в этом случае сопротивление резистора $R_1/(n - 1)$, равно ∞ , то есть он отсутствует.

11.4

Схемы интегрирования

Достаточно важным применением операционного усилителя в аналоговой вычислительной технике является устройство интегрирования. В общем случае его работа описывается выражением:

$$U_a(t) = K \int_0^t U_e(\tilde{t}) d\tilde{t} + U_a(t=0).$$

11.4.1

Инвертирующий интегратор

Инвертирующий интегратор, схема которого показана на рис. 11.6, отличается от инвертирующего усилителя тем, что включенное в цепь обратной связи сопротивление R_N заменяется емкостью C . В этом случае выходное напряжение составляет:

$$U_a = \frac{Q}{C} = \frac{1}{C} \left[\int_0^t I_c(\tilde{t}) d\tilde{t} + Q_0 \right].$$

При этом Q_0 – заряд, который находится на конденсаторе к началу интегрирования ($t = 0$). При $I_c = -U_e / R$ получаем:

$$U_a = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_e(\tilde{t}) d\tilde{t} + U_{a0}$$

Константа U_{a0} представляет собой начальное условие: $U_{a0} = U_a(t = 0) = Q_0 / C$.

Соответствующее значение этой константы устанавливается с помощью дополнительных мер, которые будут рассмотрены в следующих главах.

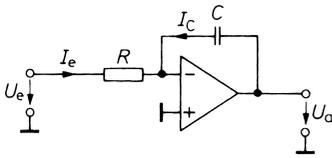


Рис. 11.6. Инвертирующий интегратор

Выходное напряжение:
$$U_a = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_e(\tilde{t}) d\tilde{t} + U_{a0}$$

Сейчас мы рассмотрим только два характерных случая.

Если входное напряжение U_e постоянно во времени, то выходное напряжение

$$U_a = -\frac{U_e}{RC} t + U_{a0}$$

Оно линейно увеличивается во времени. Поэтому схема очень хорошо подходит для генерации напряжения треугольной формы и пилообразного напряжения.

Если U_e имеет косинусообразную форму переменного напряжения $u_e = \hat{U}_e \cos \omega t$, то выходное напряжение

$$U_a(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t \hat{U}_e \cos \omega \tilde{t} d\tilde{t} + U_{a0} = -\frac{\hat{U}_e}{\omega RC} \sin \omega t + U_{a0}$$

Отсюда следует, что амплитуда выходного переменного напряжения обратно пропорциональна круговой частоте ω . Если амплитудно-частотную характеристику представить в двойном логарифмическом масштабе, то получится прямая линия с наклоном -6 дБ/октаву. Такая характеристика служит простейшим признаком того, что схема является интегратором.

Поведение усилителя в диапазоне частот определяется с помощью комплексных соотношений:

$$\underline{A} = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{Z_C}{R} = -\frac{1}{sRC} \tag{11.8}$$

Как показано выше, из этого следует соотношение амплитуд:

$$\frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_e} = |A| = \frac{1}{\omega RC}$$

В отношении стабильности схемы следует заметить, что цепь обратной связи в данном случае вызывает сдвиг фазы, то есть коэффициент обратной связи становится комплексной величиной:

$$\underline{k} = \frac{V_N}{U_e} \Big|_{U_e=0} = \frac{sRC}{1+sRC} \tag{11.9}$$

Для высоких частот $\underline{k} \rightarrow 1$, и фазовый сдвиг близок к нулю. Следовательно, для этого частотного диапазона справедливы такие же соотношения, как и для инверти-

рующего усилителя с замкнутой цепью обратной связи (см. главу 5). Поэтому применяется необходимая в подобной ситуации коррекция частотной характеристики. Как правило, корректирующие цепи входят в состав основного операционного усилителя, который в таком случае пригоден в качестве интегратора.

Типичный пример частотной характеристики усилителя, подходящего для интегрирования в некотором диапазоне частот, приведен на рис. 11.7. Постоянная времени интегрирования выбрана равной $\tau = RC = 100$ мкс. Очевидно, что этим достигается максимальное петлевое усиление $|g| = |kA_D| \approx 600$, что обеспечивает точность вычислений $1/|g| \approx 0,2\%$. В отличие от инвертирующего усилителя точность вычислений уменьшается не только на высоких, но и на низких частотах.

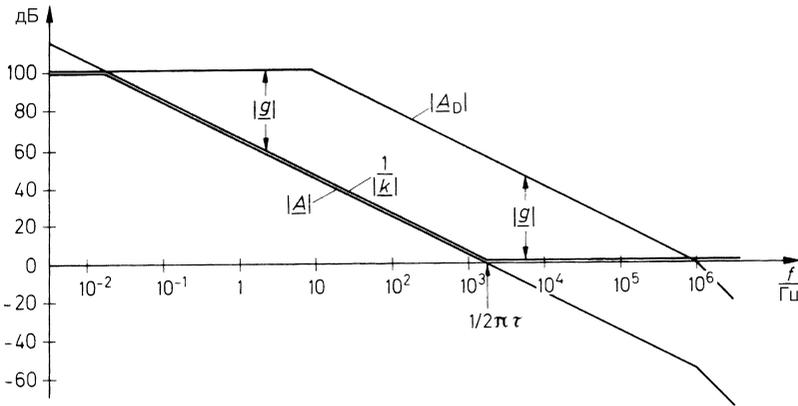


Рис. 11.7. Частотная характеристика усилителя с обратной связью

В реальных операционных усилителях входной ток покоя I_B и входное напряжение смещения нуля U_0 могут вызывать помехи, потому что их воздействия накапливаются во времени.

Если входное напряжение U_e устанавливается равным нулю, то через емкость конденсатора течет ток:

$$\frac{U_0}{R} + I_B$$

Вследствие этого происходит изменение выходного напряжения:

$$\frac{dU_a}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{U_0}{R} + I_B \right) \quad (11.10)$$

Ток рассогласования порядка 1 мкА может вызывать рост выходного напряжения со скоростью 1 В в секунду, если $C = 1$ мкФ. Из выражения (11.10) следует, что при указанной постоянной времени доля входного тока покоя тем меньше, чем больше выбирается значение C , в то время как вклад напряжения смещения нуля остается

постоянным. Так как невозможно сделать емкость C любой величины, следует, по крайней мере, обеспечить, чтобы влияние I_B не преобладало над влиянием U_0 . Это имеет место, когда

$$I_B < \frac{U_0}{R} = \frac{U_0 C}{\tau}$$

Если при емкости 1 мкФ необходимо достичь значения постоянной времени порядка $\tau = 1$ с, то операционный усилитель с напряжением смещения нуля, равным 1 мВ, должен иметь входной ток меньший, чем

$$I_B = \frac{1 \text{ мкФ} \times 1 \text{ мВ}}{1 \text{ с}} = 1 \text{ нА.}$$

Операционный усилитель с биполярными транзисторами на входе чаще всего имеет большие входные токи. Их мешающее воздействие можно ослабить за счет подключения неинвертирующего входа не непосредственно к «земле», а через сопротивление резистора R , как показано на рис. 11.8. Тогда напряжение $I_B R$ падает на обоих сопротивлениях, и ток, текущий через емкость C , становится равным нулю.

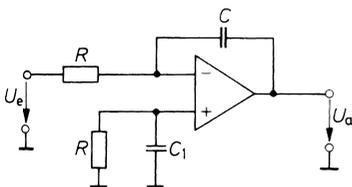


Рис. 11.8. Интегратор с компенсацией входного тока покоя. Емкость C_1 исключает помехи по напряжению на неинвертирующем входе

Остающимся источником ошибок в этом случае является лишь разность входных токов, которая в большинстве случаев значительно меньше входного тока покоя.

В операционных усилителях с полевыми транзисторами входной ток покоя чаще всего пренебрежимо мал. Поэтому им отдают предпочтение при большой постоянной времени интегрирования, хотя их входное напряжение смещения нуля часто явно больше, чем у операционных усилителей с биполярными транзисторами на входе.

Еще одним источником ошибок могут являться токи утечки конденсаторов. Так как токи утечки электролитических конденсаторов измеряются микроамперами, они редко используются в качестве интегрирующих емкостей. То же относится и к пленочным конденсаторам, которые при емкостях более 1 мкФ оказываются громоздкими.

11.4.2

Начальные условия

В ряде случаев интегратор полезен лишь тогда, когда начальное выходное напряжение $U_a(t=0)$ можно устанавливать независимо от входного. В схеме, показанной на рис. 11.9, можно прекращать процесс интегрирования и устанавливать начальные условия.

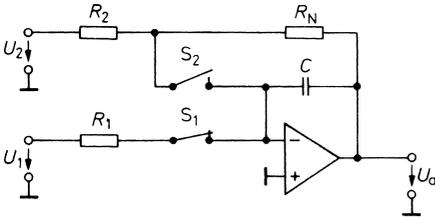


Рис. 11.9. Интегратор с тремя режимами работы: интегрирование, хранение, установка начальных условий

Начальные условия: $U_a(t=0) = -\frac{R_N}{R_2} U_2$

Если переключатель S_1 замкнут и S_2 разомкнут, схема работает в качестве интегратора. Если разомкнут лишь переключатель S_1 , зарядный ток равен 0, и выходное напряжение фиксируется на значении, которое оно имело в момент переключения. Это полезно, когда надо прервать вычисления для того, чтобы снять показания выходного напряжения. Для установки начальных условий размыкают S_1 и замыкают S_2 . Благодаря этому интегратор становится инвертирующим усилителем с выходным напряжением:

$$U_a = -\frac{R_N}{R_2} U_2.$$

Однако значение U_a устанавливается с задержкой, которая определяется постоянной времени $R_N C$. Устройство, изображенное на рис. 11.10, является примером реализации интегратора. Оба полевых транзистора T_1 и T_2 заменяют переключатели S_1 и S_2 в схеме на рис. 11.9. Они открыты, если соответствующие управляющие напряжения больше нуля. При отрицательном напряжении транзисторы закрыты. Подробно функционирование полевого переключателя и диодов $D_1 \dots D_6$ рассматривается в главах 17–21. Повторитель напряжения OV2 уменьшает постоянную времени, определяющую задержку при установке начальных условий со значения $R_N C$ на меньшее значение $R_{DS\text{ on}} C$.

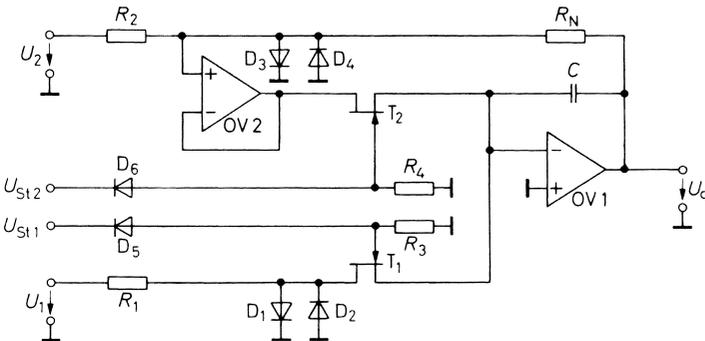


Рис. 11.10. Интегратор, регулируемый электронным способом
Интегральная микросхема ACF2101 фирмы Burr Brown содержит два подобных интегратора.

Начальные условия: $U_a(t=0) = -\frac{R_N}{R_2} U_2$

11.4.3 Суммирующий интегратор

Так же как инвертирующий усилитель может быть обобщен до суммирующего, интегратор может быть расширен до суммирующего интегратора (рис. 11.11). Заданные условия для выходного напряжения определяются применением первого закона Кирхгофа в точке суммирования.

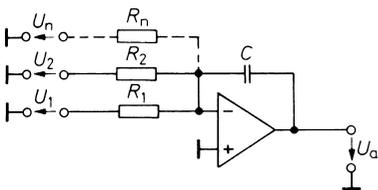


Рис. 11.11. Суммирующий интегратор

Выходное напряжение:

$$U_a = -\frac{1}{C} \int_0^t \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \dots + \frac{U_n}{R_n} \right) dt + U_{a0}$$

11.4.4 Неинвертирующий интегратор

Для интегрирования без изменения полярности сигнала интегратор следует дополнить инвертирующим усилителем. Другая возможность показана на рис. 11.12. Схема состоит из фильтра нижних частот в качестве интегрирующего звена и параллельно включенного неинвертирующего операционного усилителя с входным сопротивлением $-R$, которое одновременно действует как преобразователь полного сопротивления (глава 12). Для оценки выходного напряжения с инвертирующего входа получаем:

$$\frac{U_a - V_p}{R} + \frac{U_e - V_p}{R} - C \frac{dV_p}{dt} = 0$$

При $V_p = V_N = \frac{1}{2} U_a$ следует:

$$U_a = \frac{2}{RC} \int_0^t U_e(\tilde{t}) dt + U_{a0}$$

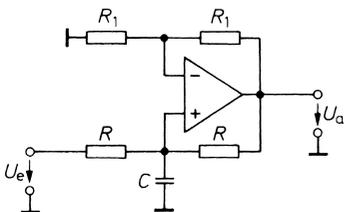


Рис. 11.12. Неинвертирующий интегратор

Выходное напряжение: $U_a = \frac{2}{RC} \int_0^t U_e(\tilde{t}) dt + U_{a0}$

Необходимо обратить внимание на то, что источник входного напряжения должен иметь очень незначительное внутреннее сопротивление, чтобы не нарушать условие стабильности неинвертирующего операционного усилителя.

При компенсации утечки операционным усилителем формируется разность большой величины. Поэтому этот интегратор не обладает точностью основной схемы с заземленным неинвертирующим входом, представленной на рис. 11.6.

11.5

Схемы дифференцирования

11.5.1

Принципиальная схема

Если в схеме интегратора, изображенной на рис. 11.6, резистор и конденсатор в цепи обратной связи поменять местами, получится дифференцирующее устройство, схема которого представлена на рис. 11.13. Применение к этой схеме закона Кирхгофа относительно узловых токов приводит к выражению:

$$C \frac{dU_e}{dt} + \frac{U_a}{R} = 0,$$

откуда:

$$U_a = -RC \frac{dU_e}{dt}. \quad (11.11)$$

Для синусоидального переменного напряжения $u_e = \hat{U}_e \sin \omega t$ получаем выходное напряжение:

$$u_a = -\omega RC \hat{U}_e \cos \omega t.$$

Из этого следует соотношение амплитуд:

$$\frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_e} = |A| = \omega RC. \quad (11.12)$$

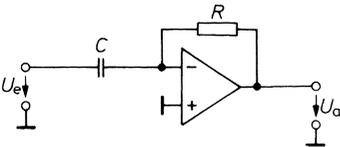


Рис. 11.13. Дифференцирующее устройство

Выходное напряжение: $U_a = -RC \frac{dU_e}{dt}$

Если частотную характеристику усилителя представить в двойном логарифмическом масштабе, то получится прямая линия с крутизной подъема, равной +6 дБ/октаву. Поэтому в целом схему называют дифференцирующим устройством с подъемом частотной характеристики +6 дБ на октаву.

Поведение устройства в диапазоне частот определяется комплексным выражением:

$$\underline{A} = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{R}{Z_C} = -sRC. \quad (11.13)$$

Из этого в соответствии с выражением (11.12) следует:

$$|A| = \omega RC.$$

11.5.2

Практическая реализация

Практическая реализация схемы дифференцирующего устройства, представленной на рис. 11.13, достаточно трудна, так как имеет большую склонность к самовозбуждению. Причина этого объясняется тем, что цепь обратной связи на очень высоких частотах вызывает задержку сигнала по фазе на 90° :

$$\underline{k} = \frac{1}{1 + sRC}. \quad (11.14)$$

Она добавляется к фазовой задержке операционного усилителя, которая сама в лучшем случае составляет уже 90° . Остающийся запас по фазе равен 0 , откуда следует, что схема неустойчива. Выходом из затруднительного положения является уменьшение фазового сдвига цепи обратной связи на высоких частотах, которое достигается включением резистора последовательно с дифференцирующей емкостью (рис. 11.14). Благодаря этому используемый диапазон частот не должен сужаться, так как дифференцирующее устройство на более высоких частотах и без того не может правильно работать из-за уменьшения коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи.

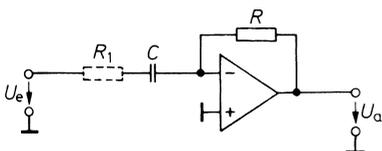


Рис. 11.14. Практическая схема дифференцирующего устройства

Выходное напряжение:

$$U_a = -RC \frac{dU_e}{dt} \text{ при } f \ll \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

В качестве граничной частоты f_1 для RC -звена целесообразно выбирать такие значения R_1 и C , при которых усиление при замкнутой цепи обратной связи на этой частоте равно 1. Одновременно с этим необходимо применение универсального откорректированного усилителя, амплитудно-частотная характеристика которого показана пунктирной линией в примере на рис. 11.15. В этом случае фазовый сдвиг на частоте f_1 составляет около 45° . Так как вблизи этой частоты усилитель обладает неполной обратной связью, то увеличения фазового сдвига вплоть до аperiodической границы можно достичь лишь путем уменьшения корректирующей емкости C_k .

Для экспериментального подбора оптимального значения корректирующей емкости на вход схемы дифференцирования подают напряжение треугольной формы и уменьшают емкость C до тех пор, пока форма выходного напряжения остается оптимально прямоугольной.

11.5.3

Дифференцирующее устройство с высоким входным сопротивлением

Тот факт, что полное входное сопротивление рассмотренного дифференцирующего устройства носит емкостный характер, в некоторых случаях вызывает трудности. Если, к примеру, в схеме операционного усилителя используется источник управляемого напряжения, она может легко стать неустойчивой. С этой точки зрения предпочтительнее дифференцирующее устройство, схема которого представлена на рис. 11.16. Его входное сопротивление снижается на высоких частотах, но не ниже значения R .

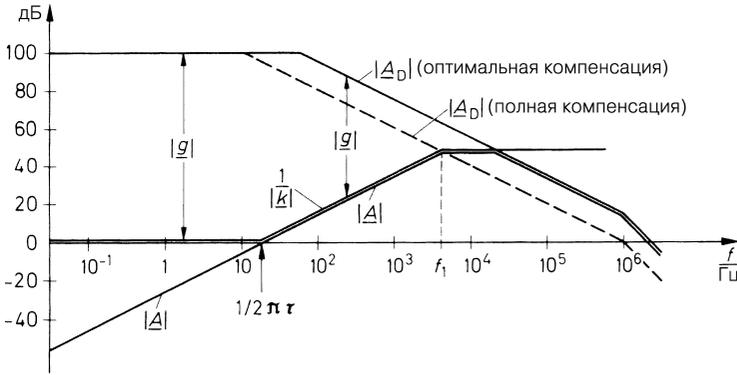


Рис. 11.15. Пример частотной характеристики усилителя с замкнутой цепью обратной связи

$$f_1 = \sqrt{\frac{f_T}{2\pi\tau}}, \text{ где } \tau = RC$$

Принцип функционирования схемы может быть объяснен следующим образом. Переменное напряжение низкой частоты дифференцируется входным RC -звеном, и операционный усилитель работает как электрометрический усилитель с коэффициентом усиления $\Delta = 1$. Переменное напряжение высоких частот полностью передается через входное RC -звено и дифференцируется цепью обратной связи усилителя. Если постоянные времени обоих звеньев одинаково велики, то дифференцирование происходит на низких и высоких частотах одинаково.

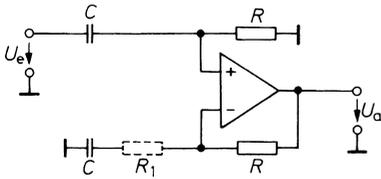


Рис. 11.16. Дифференцирующее устройство с высоким входным сопротивлением

Выходное напряжение: $U_a = RC \frac{dU_e}{dt}$

Модуль полного входного сопротивления: $|Z_e| \geq R$

Что касается предотвращения самовозбуждения схемы, то в данном случае справедлива та же самая точка зрения, что и для предыдущих схем. Демпфирующий резистор R_1 показан на рис. 11.16 пунктиром.

11.6 Решение дифференциальных уравнений

Существует множество задач, которые в простейших случаях можно рассматривать в форме дифференциальных уравнений, решение которых получают путем их моделирования описанными выше аналоговыми вычислительными схемами и измерения соответствующих им выходных напряжений. Для того чтобы избежать проблем стабилизации, дифференциальные уравнения преобразуют так, чтобы вместо диф-

ференцирующих устройств использовать исключительно интеграторы. Поясним метод решения на примере линейного дифференциального уравнения второго порядка:

$$y'' + k_1 y' + k_0 y = f(x). \quad (11.15)$$

На первом этапе выражают независимую переменную x через время t :

$$x = \frac{t}{\tau}.$$

Согласно итерационному методу

$$y' = \frac{dy}{dt} \cdot \frac{dt}{dx} = \tau \dot{y} \text{ и } y'' = \tau^2 \ddot{y}.$$

Подставляем эти значения в дифференциальное уравнение (11.15) и получаем:

$$\tau^2 \ddot{y} + k_1 \tau \dot{y} + k_0 y = f(t/\tau). \quad (11.16)$$

На втором этапе уравнение (11.16) представляют в виде:

$$k_0 y - f(t/\tau) = -\tau^2 \ddot{y} - k_1 \tau \dot{y}.$$

На третьем этапе умножают на $\left(-\frac{1}{t}\right)$ и интегрируют:

$$-\frac{1}{t} \int [k_0 y - f(t/\tau)] dt = \tau \dot{y} + k_1 y. \quad (11.17)$$

В левой части уравнения оставляют выражения, которые могут формироваться простым суммирующим интегратором. Его выходное напряжение обозначается как переменная состояния z_n . При этом n – порядок дифференциального уравнения – здесь также равен двум. Получаем:

$$z_2 = -\frac{1}{\tau} \int [k_0 y - f(t/\tau)] dt. \quad (11.18)$$

Выходная величина y считается при этом сначала просто известной.

После подстановки уравнения (11.17) в уравнение (11.18) получается:

$$z_2 = \tau \dot{y} + k_1 y. \quad (11.19)$$

Это дифференциальное уравнение решается так же, как уравнение (11.16). После чего получаем:

$$\begin{aligned} z_2 - k_1 y &= \tau \dot{y}, \\ -\frac{1}{\tau} \int [z_2 - k_1 y] dt &= -\dot{y}. \end{aligned} \quad (11.20)$$

В левой части остается переменная z_1 состояния:

$$z_1 = -\frac{1}{\tau} \int [z_2 - k_1 y] dt. \quad (11.21)$$

Это выражение формируется вторым суммирующим интегратором. Если выполняются условия (11.20), получаем уравнение для выходного сигнала:

$$y = -z_1. \tag{11.22}$$

Так как в этом выражении больше нет производных величин, то можно считать, что решение получено.

Последнее выражение (11.22) вырабатывает недостающее соотношение для взятой в качестве известной величины y .

Необходимые для решения дифференциального уравнения вычислительные операции (11.18), (11.21) и (11.22) наглядно можно представить с помощью графа потока сигналов (рис. 11.17). Реализующая их синтезированная аналоговая вычислительная схема показана на рис. 11.18. Для того чтобы сэкономить дополнительный инвертирующий усилитель, который формирует выражение $-k_1/y$ в уравнении (11.21), используют тот факт, что согласно выражению (11.22) $z_1 = -y$.

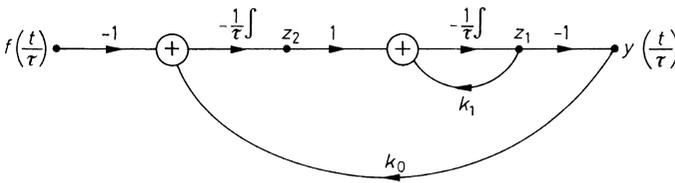


Рис. 11.17. Граф потока сигналов

$$\tau^2 \ddot{y} + k_1 \tau \dot{y} + k_0 y = f\left(\frac{t}{\tau}\right).$$

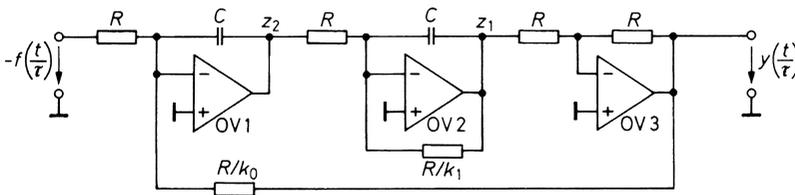


Рис. 11.18. Синтезированная аналоговая вычислительная схема

11.7 Функциональные преобразователи

Часто возникает необходимость получить функционально зависящее от напряжения U_1 напряжение $U_2 = f(U_1)$, где f – функция произвольного вида, например:

$$U_2 = U_A \log \frac{U_1}{U_B}$$

или

$$U_2 = U_A \sin \frac{U_1}{U_B}.$$

Функциональная зависимость между напряжениями также может быть задана в форме диаграммы или таблицы значений. Для реализации такой зависимости

имеются три способа. Можно использовать или физические эффекты, которые порождают искомые зависимости, или аппроксимировать их полиномами, или степенными рядами. Ниже приводятся некоторые примеры реализации функциональных зависимостей.

11.7.1 Логарифмирующее устройство

Логарифмирующее устройство предназначено для формирования выходного напряжения, пропорционального логарифму входного. Для реализации этой зависимости можно использовать характеристику диода, которая описывается следующим выражением:

$$I_A = I_S \left(e^{\frac{U_{AK}}{nU_T}} - 1 \right) \tag{11.23}$$

Здесь: I_S – обратный ток насыщения, U_T – температурный потенциал kT/e_0 и n – корректирующий множитель, значения которого находятся в интервале от 1 до 2. В рабочей области, где справедливо условие $I_A \gg I_S$, выражение (11.23) с хорошей точностью упрощается до следующего:

$$I_A = I_S e^{\frac{U_{AK}}{nU_T}} \tag{11.24}$$

Из этого следует:

$$U_{AK} = nU_T \ln \frac{I_A}{I_S} \tag{11.25}$$

То есть получена искомая логарифмическая функция. Простейшая возможность реализации этой зависимости состоит в использовании операционного усилителя с диодом в цепи обратной связи, как это показано на рис. 11.19. Операционный усилитель преобразует входное напряжение U_e в ток $I_A = U_e/R_1$ и одновременно формирует низкоомное выходное напряжение $U_a = -U_{AK}$. Тогда:

$$U_a = -nU_T \ln \frac{U_e}{I_S R_1} = -nU_T \ln 10 \lg \frac{U_e}{I_S R_1} \tag{11.26}$$

При комнатной температуре справедливо следующее соотношение:

$$U_a = -(1...2) \cdot 60 \text{ мВ} \lg \frac{U_e}{I_S R_1}$$

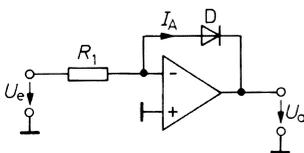


Рис. 11.19. Схема логарифмирования с диодом

$$U_a = -nU_T \ln \frac{U_e}{I_S R_1} \text{ при } U_e > 0$$

Используемый диапазон рабочих напряжений ограничен двумя факторами. Диоды в прямом направлении обладают омическим сопротивлением, поэтому при больших

токах через диод на нем происходит значительное падение напряжения, что приводит к искажению логарифмической характеристики. Кроме того, корректирующий множитель n зависит от тока. Поэтому удовлетворительная точность в этой схеме может достигаться только в диапазоне значений входного напряжения, отличающихся не более чем на 2 порядка. Неблагоприятное влияние корректирующего множителя n можно устранить, если вместо диода D включить транзистор T , как показано на рис. 11.20. Согласно выражению (2.2) при $I_C \gg I_{CS}$ для коллекторного тока справедливо равенство:

$$I_C = I_{CS} e^{U_{BE}/U_T}. \quad (11.27)$$

Следовательно:

$$U_{BE} = U_T \ln I_C / I_{CS}. \quad (11.28)$$

Для выходного напряжения схемы логарифмирования с транзистором (рис. 11.20) получаем:

$$U_a = -U_{BE} = -U_T \ln \frac{U_e}{I_{CS} R_1}.$$

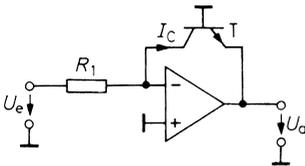


Рис. 11.20. Схема логарифмирования с транзистором

$$U_a = -U_T \ln \frac{U_e}{I_{CS} R_1} \text{ при } U_e > 0$$

Кроме ослабления зависимости корректирующего множителя от тока схема на рис. 11.20 имеет еще два преимущества: отсутствуют искажения, связанные с током закрытого перехода коллектор–база, так как $U_{CB} = 0$, а также не уменьшается величина усиления по току, потому что ток базы течет на «землю».

Для этой схемы подходят транзисторы, коллекторный ток которых изменяется в диапазоне от пикоампер до миллиампер, то есть в пределах девяти декад. Однако если необходимо полностью использовать этот диапазон, то для реализации логарифмирующей схемы следует выбирать операционные усилители с очень низкими входными токами.

Транзистор T повышает усиление замкнутой цепи обратной связи на величину своего коэффициента усиления, что может привести к самовозбуждению. Необходимое уменьшение усиления по напряжению достигается добавлением эмиттерного резистора R_E (рис. 11.21). При этом коэффициент усиления транзистора по напряжению ограничивается током цепи обратной связи до значения R_1 / R_E . Конечно, можно делать R_E лишь такой величины, чтобы выход операционного усилителя не был перегружен при максимальном выходном токе. Емкость C может способствовать повышению стабильности схемы благодаря введению дифференцирующей отрицательной обратной связи.

Следует заметить, что верхняя граница частоты вследствие нелинейности характеристики транзистора обратно пропорциональна току.

Более благоприятные условия получаются, если схема логарифмирования с транзистором работает от высокоомного источника тока. Коэффициент усиления с замкнутой цепью обратной связи составляет при этом SR_1 , где S – крутизна схемы управления. Так как он не зависит от тока коллектора, то коррекцию частотной характеристики можно

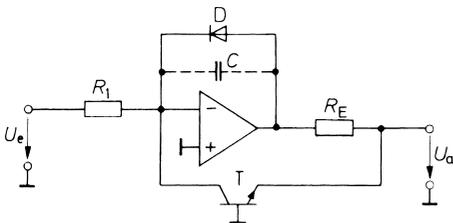


Рис. 11.21. Практическая схема логарифмирующего устройства

$$U_a = -U_T \ln \frac{U_e}{I_{CS} R_1} \text{ при } U_e > 0$$

оптимизировать для всего диапазона значений токов. Операционные усилители типов VC и CC относятся к устройствам, обладающим такой характеристикой по выходному току (см. главу 5).

Диод *D* на рис. 11.21 препятствует перегрузке операционного усилителя при отрицательных входных напряжениях. Благодаря этому удастся избежать повреждения транзистора *T* высоким запирающим напряжением эмиттерного перехода и уменьшить время восстановления.

Недостатком рассмотренной логарифмирующей схемы является значительная зависимость параметров U_T и I_{CS} от температуры. При повышении температуры с 20 до 50 °C U_T увеличивается на 10%, в то время как обратный ток увеличивается почти в 10 раз. Влияние обратного тока можно устранить, если формировать разность двух логарифмов. Это реализовано в схеме на рис. 11.22. Транзисторы T_1 и T_2 дифференциального усилителя служат для логарифмирования. Для того чтобы понять принцип действия схемы, рассмотрим распределение токов в дифференциальном усилителе. Из второго закона Кирхгофа следует, что:

$$U_1 + U_{BE2} - U_{BE1} = 0.$$

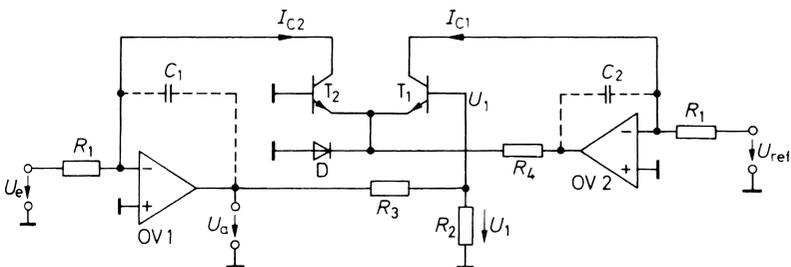


Рис. 11.22. Температурная компенсация в схеме логарифмирования

$$U_a = -U_T \frac{R_3 + R_2}{R_2} \ln \frac{U_e}{U_{ref}} \text{ при } U_e, U_{ref} > 0$$

Из передаточных характеристик транзистора следует, что:

$$I_{C1} = I_{CS} e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}},$$

$$I_{C2} = I_{CS} e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}}.$$

Отсюда получается:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{U_1}{U_T}}. \quad (11.29)$$

Если сопротивление резистора R_2 выбирать не слишком большой величины, то из выражения (11.22) получаем соотношения:

$$I_{C2} = \frac{U_e}{R_1} \quad I_{C1} = \frac{U_{ref}}{R_1} \quad U_1 = \frac{R_2}{R_3 + R_2} U_a$$

После подстановки выходное напряжение равно:

$$U_a = -U_T \frac{R_3 + R_2}{R_2} \ln \frac{U_e}{U_{ref}}. \quad (11.30)$$

Сопротивление резистора R_4 не влияет на результат: его выбирают настолько большим, чтобы падение напряжения на нем не превышало выходного напряжения операционного усилителя OV2.

Часто необходимы логарифмирующие устройства, которые обеспечивают выходное напряжение, равное 1 В/декада. Для определения значений R_2 и R_3 в этих случаях преобразуем выражение (11.30) к следующему виду:

$$U_a = -U_T \frac{R_3 + R_2}{R_2} \cdot \frac{1}{\lg e} \cdot \lg \frac{U_e}{U_{ref}} = -1 \text{В} \times \lg \frac{U_e}{U_{ref}}.$$

Из этого следует при $U_T = 26$ мВ условие:

$$\frac{R_3 + R_2}{R_2} = \frac{1 \text{В} \times \lg e}{U_T} \approx 16,7.$$

Если выбирают $R_2 = 1$ кОм, то при этом $R_3 = 15,7$ кОм.

Что касается частотной коррекции обоих усилителей, то ее следует выполнять так же, как в предыдущих схемах. C_1 и C_2 – соответствующие компенсирующие емкости.

Влияние температуры на U_T устраняется тем, что R_2 выбирают с положительным, а R_3 – с отрицательным температурными коэффициентами порядка 0,3%/К. Этот способ применен в логарифмирующей интегральной микросхеме ICL8084. Другой метод состоит в поддержании постоянной температуры дифференциального усилителя. Для этого используют простейшую интегральную микросхему, в которой имеется дополнительная температурная стабилизация, как, например, SSM2100 фирмы Devices. У этой микросхемы температура регулируется на 60 °С, мощность, расходуемая на нагрев, составляет 450 мВт при окружающей температуре +25 °С.

11.7.2

Реализация экспоненциальной функции

На рис. 11.23 представлена схема функционального преобразователя, реализующего экспоненциальную функцию. Схема выполнена аналогично логарифмирующей схеме

(см. рис. 11.20). При подаче отрицательного входного напряжения в соответствии с выражением (11.27) через транзистор протекает ток:

$$I_C = I_{CS} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} = I_{CS} e^{-\frac{U_e}{U_T}},$$

и на выходе функционального преобразователя получается напряжение:

$$U_a = I_C R_1 = I_{CS} R_1 e^{-\frac{U_e}{U_T}}.$$

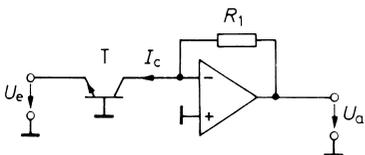


Рис. 11.23. Схема формирования экспоненциальной функции

$$U_a = I_{CS} R_1 e^{-\frac{U_e}{U_T}} \text{ при } U_e < 0$$

Как и для логарифмирующей схемы на рис. 11.22, повышение температурной стабильности достигается применением дифференциального усилителя. Соответствующая схема представлена на рис. 11.24. Согласно выражению (11.29) опять выполняется условие:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{U_1}{U_T}}.$$

При использовании схемы 11.24 получаем следующие соотношения для токов и напряжений:

$$I_{C1} = \frac{U_a}{R_1} \quad I_{C2} = \frac{U_{ref}}{R_1} \quad U_1 = \frac{R_2}{R_3 + R_2} U_e$$

После подстановки этих выражений в предыдущее получаем напряжение на выходе функционального преобразователя:

$$U_a = U_{ref} e^{\frac{R_2}{R_2 + R_3} \frac{U_e}{U_T}}. \tag{11.31}$$

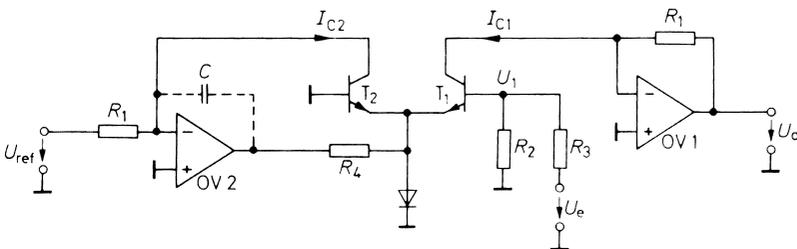


Рис. 11.24. Формирователь экспоненциальной функции с внутренней температурной компенсацией

$$U_a = U_{ref} e^{\frac{R_2}{R_3 + R_2} \frac{U_e}{U_T}} \text{ при } U_{ref} > 0$$

Известно, что I_{CS} незначительно влияет на результат, если пара транзисторов имеет близкие параметры. Резистор R_4 ограничивает токи, протекающие через транзисторы T_1 и T_2 . Их значения не оказывают влияния на результат, пока операционный усилитель OV2 не перегружен.

Особо важным случаем является тот, при котором выходное напряжение повышается в десять раз, если входное увеличивается на 1 В. Необходимое для этого условие выводится из выражения

$$U_a = U_{\text{ref}} \cdot 10^{\frac{R_2}{R_3+R_2} \frac{U_e}{U_T} \lg e} = U_{\text{ref}} \cdot 10^{1B}.$$

Из этого следует, что при $U_T = 26 \text{ мВ}$

$$\frac{R_3 + R_2}{R_2} = \frac{1B \cdot \lg e}{U_T} \approx 16,7.$$

Обращаем внимание на то, что это тот же самый расчет, как и в логарифмирующей схеме (см. рис. 11.22).

Формирователем экспоненциальной функции с внутренней температурной компенсацией является, например, схема ICL8049 фирмы Intersil.

Описанные выше экспоненциальные преобразователи позволяют формировать зависимость вида

$$y = e^{ax}.$$

Используя известное математическое соотношение

$$b^{ax} = (e^{\ln b})^{ax} = e^{ax \ln b},$$

можно формировать аналогичные функции с любым основанием b :

$$y = b^{ax}.$$

Для этого входной сигнал x сначала усиливают с коэффициентом усиления, равным $\ln b$, после чего подают на вход генератора экспоненциальной функции.

11.7.3

Вычисление степенных функций с помощью логарифма

Вычисление степенного уравнения вида

$$y = x^a$$

для $x > 0$ можно получить с помощью логарифмических усилителей и экспоненциальных функциональных преобразователей. Для этого используют тождество:

$$x^a = (e^{\ln x})^a = e^{a \ln x}.$$

Принципиальная схема для решения степенного уравнения показана на рис. 11.25. Записанное уравнение справедливо для логарифмирующего устройства (см. рис. 11.22)

и экспоненциального функционального преобразователя (см. рис. 11.24), в котором $R_2 = \infty$ и $R_3 = 0$. При этом выходное напряжение получается равным:

$$U_a = U_{\text{ref}} e^{\frac{aU_T \ln \frac{U_e}{U_{\text{ref}}}}{U_T}} = U_{\text{ref}} \left(\frac{U_e}{U_{\text{ref}}} \right)^a.$$

Вычисления логарифма и экспоненциальной функции могут быть реализованы на основе одной интегральной схемы, если используется так называемый многофункциональный преобразователь, например такой, как LH0094 фирмы National или AD538 фирмы Analog Devices.

Метод решения степенного уравнения с помощью логарифмирования определен лишь для положительных значений входного напряжения. При целочисленных значениях показателя степени a математическое решение существует также и в случае, если входные сигналы биполярны. В этом случае следует применять схемы умножения напряжений, принцип работы которых будет описан в разделе 11.8.

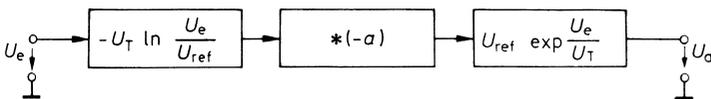


Рис. 11.25. Общая степенная функция

$$U_a = U_{\text{ref}} \left(\frac{U_e}{U_{\text{ref}}} \right)^a \text{ при } U_e > 0$$

11.7.4

Формирование функций sin x и cos x

Функциональная схема, формирующая синусоидальную зависимость, предназначена для аппроксимации выражения

$$U_a = \hat{U}_a \sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_e}{\hat{U}_e} \right) \tag{11.32}$$

в диапазоне входных напряжений $-\hat{U}_e \leq U_e \leq +\hat{U}_e$. Для малых значений входного напряжения можно записать:

$$U_a = \hat{U}_a \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_e}{\hat{U}_e}.$$

Целесообразно выбирать амплитуду \hat{U}_a такой, чтобы вблизи нуля выполнялось условие $U_a = U_e$. При этом:

$$\hat{U}_a = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{U}_e \tag{11.33}$$

Таким образом, при малых значениях входного напряжения устройство должно иметь коэффициент передачи около 1, в то время как при больших значениях напряжения он должен уменьшаться. Схема, удовлетворяющая этим требованиям, представлена на рис. 11.26. В основе ее работы лежит принцип *кусочной аппроксимации*.

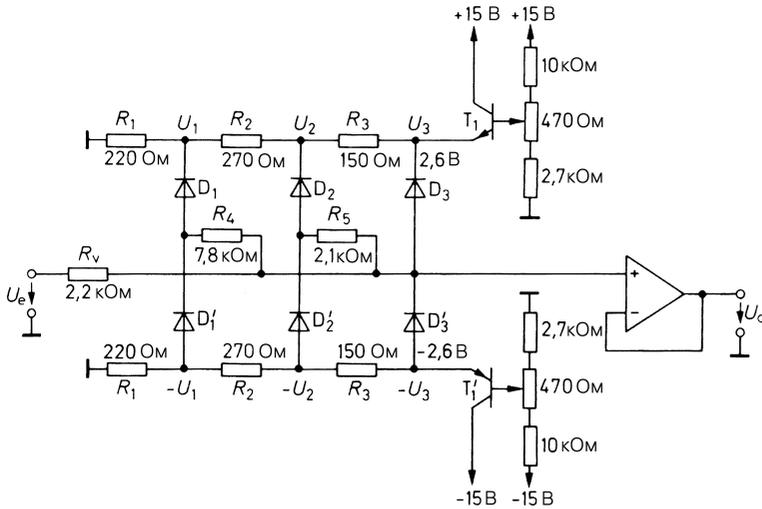


Рис. 11.26. Формирователь синусоидальной функции с $2n = 6$ точками излома

$$U_a \approx \frac{2}{\pi} \cdot \hat{U}_e \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{U_e}{\hat{U}_e}\right) \text{ при } \hat{U}_e = 5 \text{ В}$$

При малых значениях входного напряжения все диоды заперты, и выходное напряжение равно входному: $U_a = U_e$. Если напряжение U_a больше чем U_1 , то диод D_1 открывается, при этом выходное напряжение U_a растет медленнее, чем входное U_e , так как резисторы R_v и R_4 представляют собой делитель напряжения. Если выходное напряжение U_a больше чем U_2 , то подключается дополнительное плечо делителя напряжения R_5 , и рост напряжения далее замедляется. Диод D_3 вырабатывает исключительно горизонтальную касательную в точке максимума синусоидальной характеристики. Диоды $D'_1 - D'_3$ работают при отрицательном полупериоде входного напряжения. Следует принять во внимание, что диоды отпираются не мгновенно, а в соответствии со своими экспоненциальными характеристиками, поэтому удастся формировать синусоидальную форму напряжения при небольшом количестве диодов и при малом коэффициенте нелинейных искажений напряжения U_a .

Для расчета параметров схемы следует прежде всего задать точки излома аппроксимирующей кривой. Можно показать, что первые n нечетных высших гармоник исчезают, если положения $2n$ точек излома удовлетворяют следующему выражению [11.2] для входного напряжения:

$$U_{ek} = \pm \frac{2k}{2n+1} \hat{U}_e, \text{ где } 0 < k \leq n. \quad (11.34)$$

Соответствующие значения выходного напряжения согласно выражениям (11.32) и (11.33) определяются формулой:

$$U_{ak} = \pm \frac{2}{\pi} \hat{U}_e \sin \frac{\pi k}{2n+1}, \text{ где } 0 < k \leq n. \quad (11.35)$$

Наклон соответствующих аппроксимирующих отрезков для k -ой точки излома аппроксимирующей кривой следует из:

$$m_k = \frac{U_{a(k+1)} - U_{ak}}{U_{e(k+1)} - U_{ek}} = \frac{2n+1}{\pi} \left[\sin \frac{\pi(k+1)}{2n+1} - \sin \frac{\pi k}{2n+1} \right]. \quad (11.36)$$

Для $k = n$, то есть наивысшей точки изгиба, $m = 0$, как это и следует из сказанного выше. Наклон начального участка m_0 выбирается равным единице.

Вследствие симметрии аппроксимирующей характеристики все четные гармоники в выходном сигнале будут отсутствовать. Фактически не исчезающие в точке излома нечетные гармоники колебаний при $2n = 6$ дают теоретический коэффициент нелинейных искажений не менее 1,8%, а при $2n = 12$ он составляет 0,8%. Вследствие закругления кривой у реальных диодных характеристик фактические соотношения оказываются существенно благоприятнее. Это можно показать следующим расчетным примером:

Треугольное напряжение с амплитудой $\hat{U}_e = 5$ В должно преобразоваться в синусоидальное. Согласно выражению (11.33) его амплитуда должна составлять 3,18 В, при этом наклон нулевых участков, как и должно быть, становится равен единице. Выберем для аппроксимации $2n = 6$ точек излома кривой. Согласно выражению (11.35) эти точки должны соответствовать значениям выходного напряжения $\pm 1,4$ В, $\pm 2,5$ В и $\pm 3,1$ В. При реальных диодах мы исходим из того, что ток начинает протекать в прямом направлении только с напряжения 0,5 В. На эту величину следует понизить напряжения смещения диодов. Отсюда следуют значения напряжений входных сигналов $U_1 = 0,9$ В, $U_2 = 2$ В и $U_3 = 2,6$ В. Результаты расчета сопротивлений резисторов делителя R_1, R_2, R_3 для указанных значений напряжений приведены на рис. 11.26. Эмиттерные повторители на транзисторах T_1 и T_1' служат для получения низкоомного напряжения U_3 и одновременно для температурной компенсации прямого напряжения диодов.

Наклоны трех участков определяются согласно выражению (11.36): $m_1 = 0,78$, $m_2 = 0,43$ и $m_3 = 0$. Значение сопротивления резистора R_v выберем равным 2,2 кОм. Пренебрегая внутренним сопротивлением схемы делителя, из выражения

$$m_1 = \frac{R_4}{R_v + R_4}$$

следует значение сопротивления $R_4 = 7,8$ кОм. Для наклона второго участка

$$m_2 = \frac{(R_5 \parallel R_4)}{R_v + (R_5 \parallel R_4)},$$

и сопротивление резистора $R_5 = 2,1$ кОм.

Для точной настройки схемы используют полосовой фильтр, выделяющий основную гармонику (см. раздел 13.9), который настраивается по осциллограмме напряжения сигнала ошибки. Оптимум достигается тогда, когда максимальные значения сигнала ошибки будут равны (рис. 11.27). Измеренный в этом случае коэффициент

нелинейных искажений составляет 0,42% и лежит явно ниже теоретического значения для диодов с идеальными характеристиками.

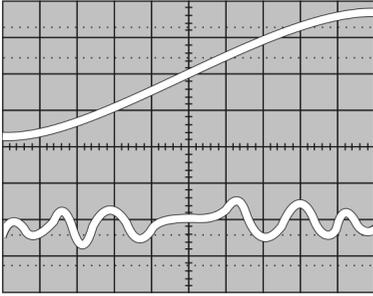


Рис. 11.27. Зависимость выходного напряжения и напряжения ошибки (увеличенного в 50 раз) от входного сигнала

Применение степенных рядов

Другой способ аппроксимации функции $\sin x$ состоит в ее представлении в виде степенного ряда:

$$\sin x = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - + \dots$$

Для упрощения расчетов обычно используют только два первых члена этого ряда. При этом возникает погрешность воспроизведения функции. Ограничивая изменение аргумента диапазоном

$$-\frac{\pi}{2} \leq x \leq \frac{\pi}{2},$$

можно минимизировать эту погрешность, несколько изменив значения коэффициентов разложения ряда [11.3]. Если выбрать

$$\sin x \approx y = 0,9825x - 0,1402x^3, \quad (11.37)$$

то при значениях $x = 0 \pm 0,96$ и $\pm \pi/2$ погрешность аппроксимации будет близка к нулю. Между этими точками величина абсолютного значения ошибки не превышает 0,5% амплитуды. Коэффициент нелинейных искажений составит 0,6%. Он еще может быть уменьшен при незначительном изменении коэффициентов до 0,25%, и это несколько меньше, чем при *кусочной аппроксимации* для 2×3 точек излома. Влияние погрешностей в точках излома кривой особенно существенно, если сигнал надо дифференцировать.

Для схемотехнической реализации выбирается

$$x = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_e}{\hat{U}_e} \text{ и } y = \frac{U_a}{\hat{U}_a}.$$

Далее выберем $\hat{U}_a = \hat{U}_e$ и с учетом формулы (11.37) получим:

$$U_a = 1,543 U_e - 0,543 \frac{U_e^3}{\hat{U}_e^2} \approx \hat{U}_e \sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_e}{\hat{U}_e} \right).$$

Структурная схема, реализующая эти операции, представлена на рис. 11.28. Для нее справедливо:

$$U_a = \hat{U}_e \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_e}{\hat{U}_e}\right) \text{ при } \hat{U}_e = E.$$

При этом в качестве амплитуды входного сигнала была выбрана константа E блока умножения. Необходимые в этом случае блоки умножения будут рассмотрены в следующих разделах.

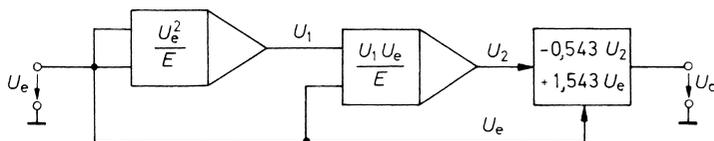


Рис. 11.28. Аппроксимация функции $\sin x$ степенным рядом

Дифференциальный усилитель

Еще одна возможность аппроксимации функции $\sin x$ основана на том, что функция гиперболического тангенса ($\text{th } x$) для малых значений x имеет характеристику, похожую на функцию $\sin x$. Эта функция может быть реализована простым способом с помощью дифференциального усилителя, представленного на рис. 11.29. Как было показано в разделе 11.7.1, для дифференциального усилителя из формулы (11.29) следует, что:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{U_x}{U_T}} \text{ и } I_{C1} + I_{C2} \approx I_E$$

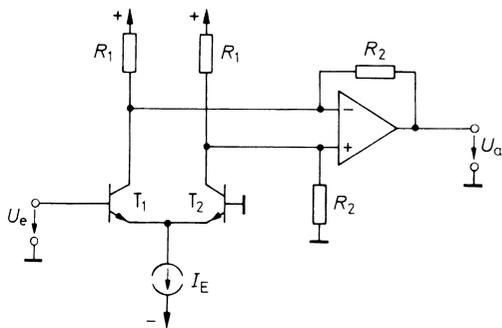


Рис. 11.29. Аппроксимация функции $\sin x$ с помощью дифференциального усилителя

$$U_a \approx I_e R_2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{U_e}{\hat{U}_e}\right) \text{ при } \hat{U}_e = 2,8U_T \approx 73 \text{ мВ}$$

Значит:

$$I_{C1} - I_{C2} = \frac{e^{\frac{U_x}{U_T}} - 1}{e^{\frac{U_x}{U_T}} + 1} I_E = I_E \text{ th} \frac{U_x}{2U_T}. \tag{11.38}$$

Операционный усилитель формирует разность двух коллекторных токов в соответствии с выражением:

$$U_a = R_2(I_{C1} - I_{C2}).$$

При этом получается:

$$U_a = I_E R_2 \operatorname{th} \frac{U_e}{2U_T}. \quad (11.39)$$

Эту функцию приближенно можно интерпретировать как синусоидальную $\sin x$:

$$U_a = \hat{U}_a \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{U_e}{\hat{U}_e}\right) \text{ в диапазоне } -\frac{\pi}{2} \leq x \leq \frac{\pi}{2}.$$

Качество аппроксимации синусоидальной характеристики зависит от выбранного максимального значения амплитуды \hat{U}_e . При $\hat{U}_e = 2,8U_T \approx 73$ мВ погрешность аппроксимации синусоидальной функции минимальна, и амплитуда выходного сигнала \hat{U}_e становится равной $0,86I_E R_2$. При этом погрешность составляет не более 3%. Ее можно уменьшить до 0,02%, если дополнить схему дифференциального усилителя двумя транзисторами с соответствующим напряжением смещения. На этом принципе основана работа схемы AD639 Analog Devices, с помощью которой можно воспроизводить все угловые функции, подобные $\sin x$ [11.3, 11.4].

Функция $\cos x$

Функция $\cos x$ при изменении аргумента в диапазоне $0 \leq x \leq \pi$ может быть реализована с помощью уже описанной схемы формирования функции $\sin x$, для чего из входного напряжения U_e , значения которого должны находиться в интервале между 0 и $U_{e \max}$, сначала формируют вспомогательное напряжение:

$$U_1 = U_{e \max} - 2U_e. \quad (11.40)$$

Как видно из рис. 11.30, при этом сразу получается первое приближение функции $\cos x$. Для необходимого скругления характеристики в области максимума и минимума на вход схемы формирования функции $\sin x$ подают напряжение U_1 . Для этого нужно дополнительно использовать простую схему суммирования (рис. 11.31). В этом случае:

$$U_a = \hat{U}_a \cos\left(\pi \frac{U_e}{U_{e \max}}\right) \text{ при } 0 \leq U_e \leq U_{e \max}$$

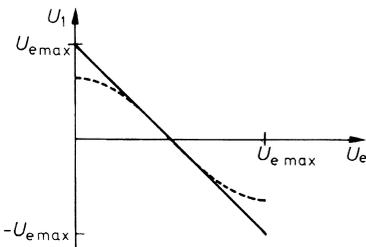


Рис. 11.30. График вспомогательного напряжения для реализации функции $\cos x$

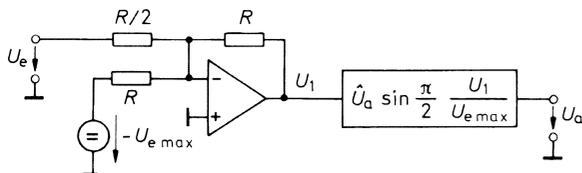


Рис. 11.31. Реализация функции $\cos x$ с помощью схемы формирования $\sin x$

Одновременное формирование функций $\sin x$ и $\cos x$ для аргумента в диапазоне $-\pi \leq x \leq +\pi$

Рассмотренные схемы позволяли формировать функции $\sin x$ и $\cos x$ для одного полу-периода. Если же диапазон изменения аргумента должен составлять полный период или больше, то сначала формируют первое приближение этих функций в виде треугольной функции, а затем сглаживают ее с помощью схемы формирования функции $\sin x$. Вид треугольного напряжения показан на рис. 11.32.

Форма напряжения U_1 аппроксимирует функцию $\cos x$. Для входного напряжения

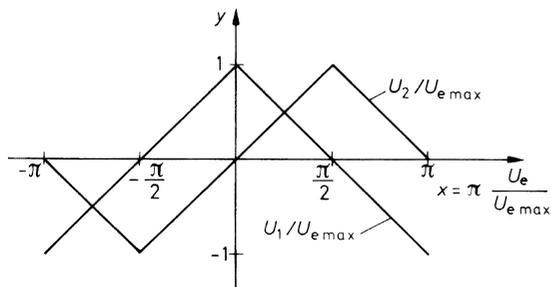


Рис. 11.32. График вспомогательного напряжения для формирования функций $\sin x$ и $\cos x$ в диапазоне $-\pi < x \leq +\pi$

$U_e > 0$ оно идентично напряжению U_1 на рис. 11.30. Для входного напряжения $U_e < 0$ оно представляет собой его зеркальное отображение относительно оси y . Следовательно, при использовании выражения (11.40) и замены в нем U_e на $|U_e|$ получим выходное напряжение:

$$U_1 = U_{e\max} - 2|U_e|. \tag{11.41}$$

Несколько сложнее выглядят соотношения для функции $\sin x$. Здесь следует различать три области:

$$U_2 = \begin{cases} -2(U_e + U_{e\max}) & \text{при } -U_{e\max} \leq U_e \leq -\frac{1}{2}U_{e\max} & (11.42a) \\ 2U_e & \text{при } -\frac{1}{2}U_{e\max} \leq U_e \leq \frac{1}{2}U_{e\max} & (11.42б) \\ -2(U_e - U_{e\max}) & \text{при } +\frac{1}{2}U_{e\max} \leq U_e \leq U_{e\max} & (11.42в) \end{cases}$$

Такие функции лучше всего реализуются с помощью точных функциональных преобразователей, которые будут рассмотрены в следующем разделе.

11.7.5 Перестраиваемые функциональные схемы

В разделе 11.7.4 мы ознакомились с диодной схемой для кусочной аппроксимации функций отрезками прямых. Расчет таких схем можно выполнять лишь приближенно, так как необходимо принимать во внимание величину прямого напряжения диодов и их взаимное влияние. Кроме того, знак наклонов аппроксимирующих отрезков задается структурой схемы. Поэтому такие схемы поддаются оптимизации только для конкретных функций и не могут перестраиваться простым способом.

На рис. 11.33 представлена схема, которая позволяет устанавливать с помощью потенциометра точки излома аппроксимирующей кривой и наклон некоторых ее участков. Ветвь схемы с операционными усилителями OV1 и OV2 позволяет суммировать участки с положительными значениями входных напряжений, в то время как ветвь схемы с операционными усилителями OV5 и OV6 действует при отрицательных значениях входных напряжений. Усилитель OV4 задает наклон аппроксимирующей кривой в нулевой точке. Путем включения в схему дополнительных идентичных ветвей она может быть расширена до любого количества аппроксимирующих отрезков.

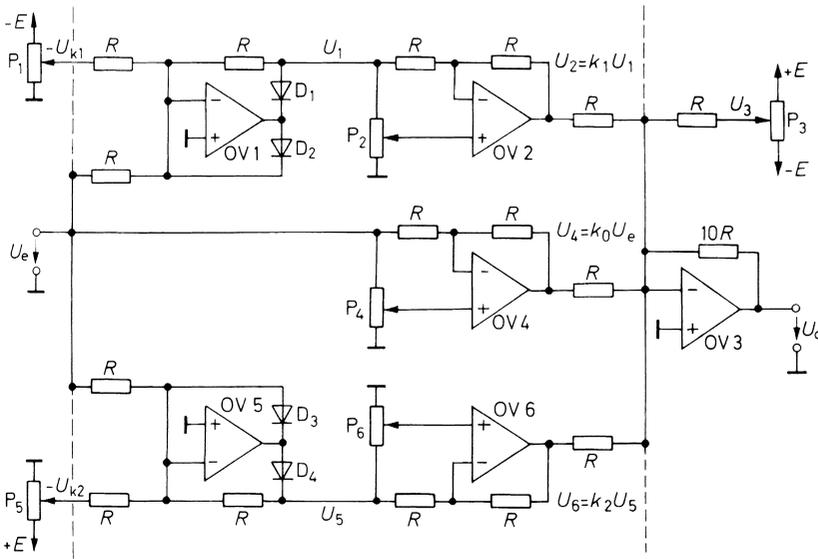


Рис. 11.33. Перестраиваемая функциональная схема

Усилители OV2, OV4 и OV6 представляют собой биполярные передаточные звенья с $n = 1$ (см. рис. 11.5). Коэффициент их усиления может задаваться с помощью соответствующего потенциометра в диапазоне $-1 \leq k \leq +1$. Выходные напряжения суммируются операционным усилителем OV3. При этом к ним добавляется постоянное напряжение с помощью потенциометра P_3 .

При значениях входного напряжения, близких к нулю, вклад в выходное напряжение вносит только усилитель OV4:

$$U_4 = k_0 U_e.$$

Оба напряжения U_1 и U_5 в этом случае равны нулю, так как диоды D_1 и D_4 заперты, а операционные усилители OV1 и OV5 охвачены обратной связью благодаря открытым диодам D_2 и D_3 .

Если входное напряжение превысит уровень U_{k1} , откроется диод D_1 , и напряжение на выходе операционного усилителя составит:

$$U_1 = -(U_e - U_{k1}) \text{ при } U_e \geq U_{k1} \geq 0.$$

Усилитель OV1, таким образом, работает как однонаправленный выпрямитель с положительным напряжением смещения U_{k1} . Соответственно ведет себя усилитель OV5 при отрицательных входных напряжениях:

$$U_5 = -(U_e - U_{k2}) \text{ при } U_e \leq U_{k2} \leq 0.$$

Наклон выходного напряжения U_a получаем из следующих соотношений:

$$m = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} = 10 \cdot \begin{cases} -k_0 + k_1 + \dots + k_m & \text{при } U_e > U_{km} > 0 \\ -k_0 + k_1 & \text{при } U_e > U_{k1} > 0 \\ -k_0 & \text{при } U_{k2} < U_e < U_{k1} \\ -k_0 + k_2 & \text{при } U_e < U_{k2} < 0 \\ -k_0 + k_2 + \dots + k_n & \text{при } U_e < U_{kn} < 0 \end{cases} \quad (11.43)$$

В качестве примера рассмотрим реализацию напряжения U_2 , изображенного на рис. 11.32. Положительные изломы находятся в точках $U_{k1} = 1/2 U_{e \max}$, а отрицательные – в точках $U_{k2} = -1/2 U_{e \max}$. Наклон нулевого участка согласно формуле (11.42б) должен составлять $m = +2$. Отсюда получаем значение $k_0 = -0,2$. За точкой излома следует наклон -2 . Из формулы (11.43) для этой области выбираем

$$m = 10(-k_0 + k_1).$$

и получаем значение коэффициента $k_1 = -0,4$. Аналогично выводим $k_2 = -0,4$. Полученные при этом результирующие зависимости выходных напряжений показаны на рис. 11.34.

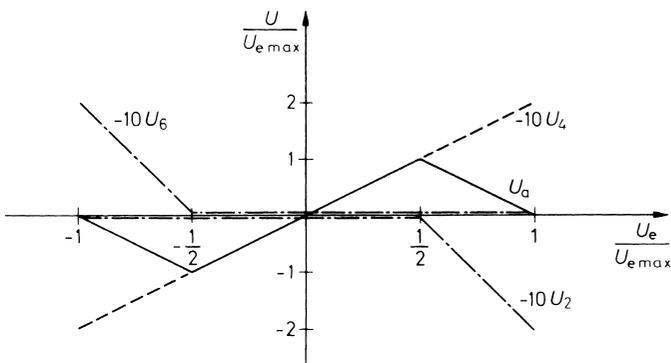


Рис. 11.34. Графики напряжений, используемых для формирования напряжения U_2 (рис. 11.32)

Настройка схемы на желаемую функцию выполняется простым способом даже тогда, когда в распоряжении имеется только некалиброванный потенциометр. Для этого поступают следующим образом: сначала устанавливают все напряжения в точках излома и наклоны отрезков на максимальное значение и затем задают входное напряжение $U_e = 0$. При этом $|U_e| < |U_{k1}|$, что достигается установкой нулевой точки потенциометром P_3 , с помощью которого задают начальное значение напряжения $U_a(0)$ необходимой величины. Затем задают напряжение $U_e = U_{k1}$ и устанавливают потенциометр P_4 так, чтобы напряжение $U_a(U_{k1})$ достигло желаемой величины. Таким образом задают коэффициент k_0 . Вслед за этим настраивают потенциометр P_1 до тех пор, пока не начнет изменяться выходное напряжение. Так потенциометром P_1 задают U_{k1} . Затем устанавливают напряжение U_e на следующую точку излома (в этом примере она является последней точкой) и подстраивают потенциометр P_2 так, чтобы добиться необходимого значения напряжения U_a . Таким образом задают коэффициент k_1 . Соответственно поступают со всеми другими точками излома и наклонами.

В случае, когда для настройки используют некалиброванные потенциометры, можно провести упрощение схемы. Биполярные передаточные звенья в этом случае можно заменить простыми потенциометрами, которые включены на входе многоходовой схемы вычитания так же, как на рис. 11.35. Эта схема построена на операционных усилителях OV2 и OV3 и имеет тот же принцип работы, что и схема на рис. 11.2.

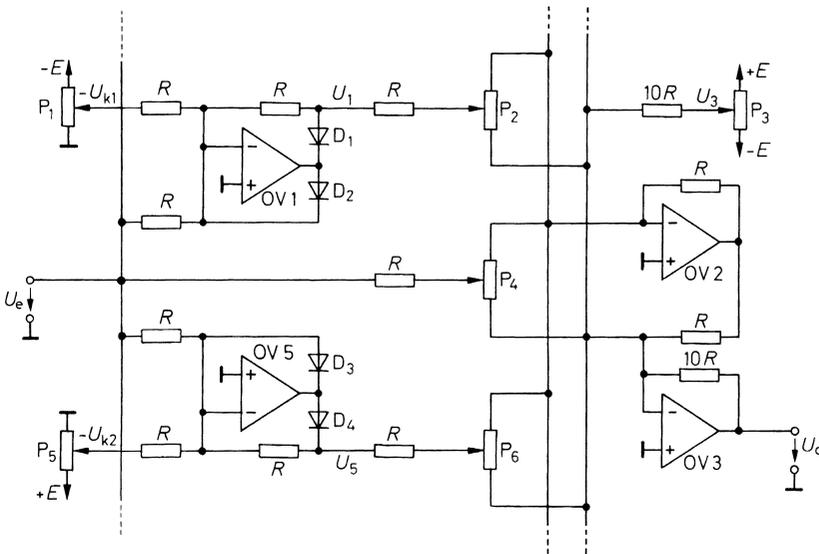


Рис. 11.35. Упрощенная настраиваемая функциональная схема

11.8 Аналоговые схемы умножения

До сих пор нами рассматривались схемы сложения, вычитания, дифференцирования и интегрирования. Но умножение мы могли проводить пока только на постоянный коэффициент.

Далее мы рассмотрим основные принципы умножения и деления двух переменных напряжений.

11.8.1

Умножение с помощью логарифмических функциональных генераторов

Умножение и деление можно свести к сложению и вычитанию логарифмов:

$$\frac{xy}{z} = \exp[\ln x + \ln y - \ln z].$$

Эту функцию можно реализовать с помощью трех логарифмических усилителей, одного экспоненциального функционального преобразователя и одной схемы суммирования–вычитания. Схему суммирования–вычитания можно использовать, если входы дифференциального усилителя экспоненциального функционального преобразователя на рис. 11.24 применять для вычитания, не забывая о том, что служащие для подачи опорного напряжения входы можно использовать для введения дополнительных входных сигналов.

Схема логарифмирования на рис. 11.36 формирует напряжения:

$$V_1 = -U_T \ln \frac{U_y}{I_{CS} R_1} \quad \text{или} \quad V_2 = -U_T \ln \frac{U_z}{I_{CS} R_1}.$$

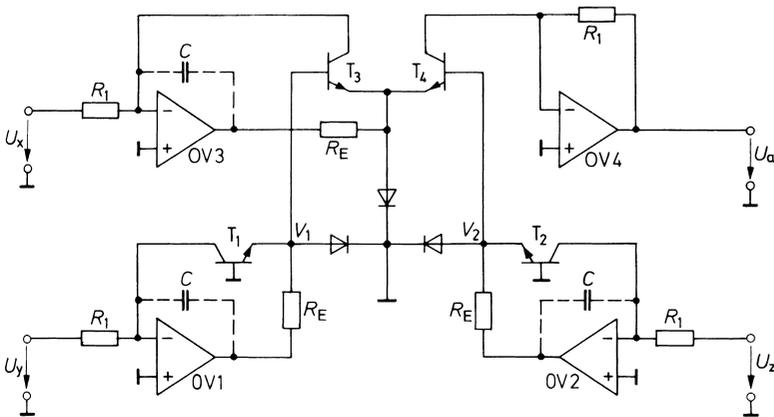


Рис. 11.36. Схема умножения с использованием логарифмирования

$$U_a = \frac{U_x U_y}{U_z} \quad \text{при} \quad U_x, U_y, U_z > 0$$

Тогда экспоненциальный функциональный преобразователь формирует выходное напряжение:

$$U_a = U_x e^{\frac{V_2 - V_1}{U_T}} = \frac{U_x U_y}{U_z}$$

В этом случае отсутствует влияние не только обратного тока I_{CS} , но также и напряжения U_T , а это ведет к ослаблению температурной зависимости, особенно при условии, что четыре транзистора имеют равные параметры и одинаковую температуру, что достигается при их размещении в интегральной схеме.

Принципиальным недостатком этого способа является то, что все входные напряжения должны быть положительными и ни одно из них не может быть равно нулю. Такой блок умножения называется *одноквadrантным умножителем*.

Схема умножения, приведенная на рис. 11.36, может быть реализована с помощью многофункциональных параметрических преобразователей, например таких, как LH0094 фирмы National или AD538 фирмы Analog Devices. Однако они также выполнены в виде интегральной схемы, например RC4200 фирмы Raytheon [11.5].

11.8.2

Умножитель, использующий изменение крутизны транзистора

В соответствии с выражением (2.11) крутизна биполярного транзистора пропорциональна коллекторному току:

$$S = \frac{dI_C}{dU_{BE}} = \frac{I_C}{U_T}.$$

Следовательно, изменение коллекторного тока пропорционально произведению изменения входного напряжения и коллекторного тока. Это свойство используется для умножения в схеме дифференциального усилителя на рис. 11.37, для которой

$$U_a \approx \frac{R_z}{R_y} \cdot \frac{U_x U_y}{2U_T} \text{ при } U_y < 0.$$

Операционный усилитель формирует разность коллекторных токов:

$$U_a = R_z(I_{C2} - I_{C1}). \tag{11.44}$$

Если подать отрицательное напряжение U_y и задать $U_x = 0$, то через оба транзистора потечет одинаковый ток, и выходное напряжение останется равным нулю.

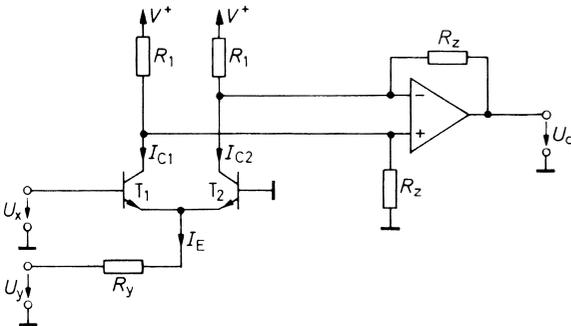


Рис. 11.37. Принцип умножения, использующий изменение крутизны транзистора

Если напряжение U_x станет положительным, то коллекторный ток транзистора T_1 увеличится, а ток транзистора T_2 уменьшится. Выходное напряжение при этом становится отрицательным. Соответственно, напряжение U_A будет положительным, если U_x отрицательно. Появляющаяся разность коллекторных токов будет тем больше, чем больше эмиттерный ток, то есть чем больше значение напряжения U_y . Можно предположить, что напряжение U_a приблизительно пропорционально произведению $U_x \cdot U_y$. Для точного вычисления рассмотрим распределение токов в дифференциальном усилителе. Как показано в разделе 11.7.4, из выражения (11.38) следует, что:

$$I_{C1} - I_{C2} = I_E \operatorname{th} \frac{U_x}{2U_T}. \quad (11.45)$$

Разлагая функцию в ряд, ограничимся членом третьего порядка:

$$I_{C1} - I_{C2} = I_E \left(\frac{U_x}{2U_T} - \frac{U_x^3}{24U_T^3} \right). \quad (11.46)$$

Из этого соотношения следует, что:

$$I_{C1} - I_{C2} \approx I_E \cdot \frac{U_x}{2U_T} \text{ при } |U_x| \ll U_T. \quad (11.47)$$

Когда выполняется условие $|U_y| \gg U_{BE}$ получаем:

$$I_E \approx -\frac{U_y}{R_y}.$$

Подстановка этого выражения в формулу (11.47) с учетом соотношения (11.44) дает

$$U_a \approx \frac{R_z}{R_y} \cdot \frac{U_x U_y}{2U_T}. \quad (11.48)$$

Для того чтобы обеспечить погрешность в формуле (11.48) меньше чем 1%, необходимо, чтобы соблюдалось условие

$$|U_x| < 0,35U_T \approx 9 \text{ мВ.}$$

Чтобы дрейф напряжения смещения нуля не вызывал искажений, транзисторы T_1 и T_2 должны иметь очень близкие параметры, так как напряжение U_x очень мало.

Для правильного функционирования схемы напряжение U_y должно быть всегда отрицательным, в то время как напряжение U_x может иметь любой знак. Такой блок умножения называется *двухквадрантным*.

Схема умножения, использующая изменение крутизны транзистора (рис 11.37), может быть оптимизирована различными способами. При выводе формулы (11.48) мы предполагали, что $|U_y| \gg \approx 0,6 \text{ В}$.

Это условие можно отбросить, если резистор R_y заменить регулируемым источником тока, для которого $I_E \sim U_y$.

Следующий недостаток схемы состоит в том, что напряжение $|U_x|$ должно быть достаточно малым, чтобы погрешности, вызванные нелинейностью характеристики,

были невелики. Это ограничение можно обойти, если подавать на вход схемы не само напряжение U_x , а его логарифм.

Расширение схемы до *четырёхквadrантного блока умножения* (любые знаки для обоих входных напряжений) возможно за счет параллельного включения второго дифференциального усилителя, эмиттерный ток которого регулируется напряжением U_y с противоположной фазой. Все эти условия были учтены при создании четырёхквadrантного блока умножения (рис. 11.38), для которого

$$U_a = \frac{2R_z}{R_x R_y} \cdot \frac{U_x U_y}{I_7} \text{ при } I_7 > 0.$$

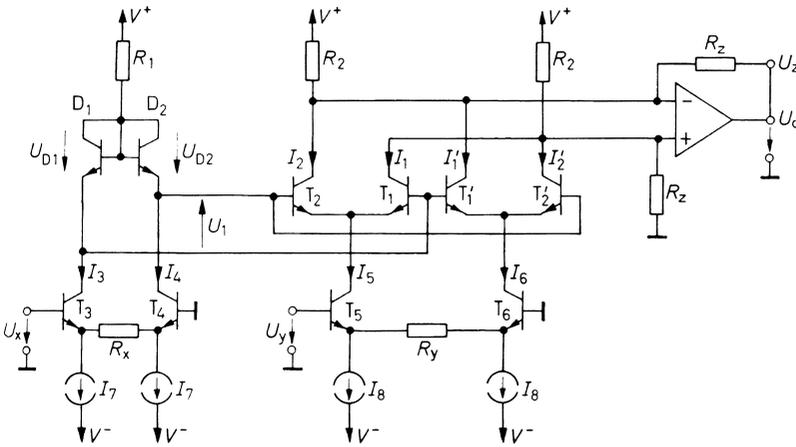


Рис. 11.38. Четырёхквadrантная схема умножения

Дифференциальный усилитель на транзисторах T_1 и T_2 соответствует схеме, изображенной на рис. 11.37. Он симметрично дополнен дифференциальным усилителем на транзисторах T_1' и T_2' . Транзисторы T_5 и T_6 образуют дифференциальный усилитель с отрицательной обратной связью по току. При этом их коллекторы представляют собой выходы двух источников тока, которые управляются в противофазе входным напряжением U_y :

$$I_5 = I_8 + \frac{U_y}{R_y}, \quad I_6 = I_8 - \frac{U_y}{R_y}. \tag{11.49}$$

Выражения для разностей коллекторных токов в обоих дифференциальных усилителях T_1, T_2 и T_1', T_2' получаем по аналогии с предыдущей схемой:

$$I_1 - I_2 = I_5 \operatorname{th} \frac{U_1}{2U_T} = \left(I_8 + \frac{U_y}{R_y} \right) \operatorname{th} \frac{U_1}{2U_T}, \tag{11.50}$$

$$I_1' - I_2' = I_6 \operatorname{th} \frac{U_1}{2U_T} = \left(I_8 - \frac{U_y}{R_y} \right) \operatorname{th} \frac{U_1}{2U_T}. \tag{11.51}$$

Операционный усилитель формирует разность токов:

$$\Delta I = (I_2 + I'_1) - (I'_2 + I_1) = (I'_1 - I'_2) - (I_1 - I_2). \quad (11.52)$$

Вычитая выражение (11.50) из (11.51) получаем:

$$\Delta I = -\frac{2U_y}{R_y} \operatorname{th} \frac{U_1}{2U_T}. \quad (11.53)$$

Видно, что в этом случае напряжение U_y может иметь любой знак. Разложением в ряд получаем приближенное значение произведения, как и в предыдущей схеме.

Теперь исследуем взаимосвязь напряжений U_1 и U_x . Два транзистора в диодном включении D_1 и D_2 служат для логарифмирования входного сигнала:

$$U_1 = U_{D2} - U_{D1} = U_T \ln \frac{I_4}{I_{CS}} - U_T \ln \frac{I_3}{I_{CS}}.$$

Из этого следует, что:

$$U_1 = U_T \ln \frac{I_4}{I_3} = U_T \ln \frac{I_7 - \frac{U_x}{R_x}}{I_7 + \frac{U_x}{R_x}}. \quad (11.54)$$

Подставляя результаты в выражение (11.53), получаем разность токов:

$$\Delta I = \frac{2U_x U_y}{R_x R_y I_7}. \quad (11.55)$$

Операционный усилитель, включенный как вычитатель токов, формирует при этом выходное напряжение:

$$U_a = \Delta I R_z = \frac{2R_z}{R_x R_y I_7} \cdot U_x U_y = \frac{U_x U_y}{E}. \quad (11.56)$$

Здесь $E = R_x R_y I_7 / 2R_z$ – коэффициент пропорциональности. Чаще всего его выбирают равным 10 В. Так как напряжение U_T не входит в формулу, то достигается хорошая температурная компенсация. Выражения (11.55) или (11.56) были получены без разложения в ряд. Поэтому допустим большой диапазон изменения входного напряжения U_x . Граничное значение диапазона изменения входного напряжения достигается тогда, когда один из транзисторов регулируемого источника тока заперт.

Отсюда следует:

$$|U_x| < R_x I_7 \quad \text{и} \quad |U_y| < R_y I_8.$$

Если регулировать ток I_7 дополнительным напряжением U_7 , то одновременно с умножением возможно выполнять и деление сигналов. Однако возможный диапазон

изменения значений тока I_7 ограничен, потому что все рабочие точки схемы умножения и схемы управления изменяются с изменением U_x .

Простейшая возможность выполнения деления состоит в том, чтобы разомкнуть связь между U_a и U_z и вместо этого установить связь U_y и U_a . С помощью соответствующей обратной связи формируется такое выходное напряжение, что разность токов становится равной $\Delta I = U_z/R_z$. С учетом выражения (11.55) получаем:

$$\Delta I = \frac{2U_x U_y}{R_x R_y I_7} = \frac{U_z}{R_z}.$$

При этом выходное напряжение будет равно:

$$U_a = U_y = \frac{R_x R_y I_7}{2R_z} \cdot \frac{U_z}{U_x} = E \frac{U_z}{U_x}. \quad (11.57)$$

В целом устойчивость схемы достигается только тогда, когда напряжение U_x отрицательно, так как в противном случае отрицательная обратная связь становится положительной. Напряжение U_z может иметь любой знак. Эта схема позволяет выполнять двухквadrантное деление сигналов. Ограничение, накладываемое на знак напряжения знаменателя, не является специфическим недостатком этой схемы, поскольку оно присуще всем схемам деления.

Показанный на рис. 11.38 принцип работы схемы умножения, использующей изменение крутизны транзистора, реализован в виде монолитных интегральных микросхем, некоторые примеры которых представлены в табл. 11.1.

Таблица 11.1. Примеры интегральных схем умножения, использующих изменение крутизны характеристики транзистора.

Тип интегральной микросхемы	Производитель	Точность		Полоса пропускания	
		без подстройки	с подстройкой	1%	3 дБ
MPY100	Burr Brown	0,50%	0,35%	35 кГц	0,5 МГц
MPY600	Burr Brown	1,00%	0,50%		60 МГц
AD534	Analog Dev.	0,25%	0,10%	70 кГц	1 МГц
AD633	Analog Dev.	1,00%	0,10%	100 кГц	1 МГц
AD734	Analog Dev.	0,10%		1000 кГц	10 МГц
AD834	Analog Dev.	2,00%			500 МГц
AD835	Analog Dev.			15 МГц	250 МГц
MLT04*	Analog Dev.	2,00%	0,20%		8 МГц

* – четырехквadrантная схема умножения

Достижимая точность, с которой в вычислительном устройстве задается E , составляет примерно 0,1%. Это соответствует 10 мВ при напряжении $E = 10$ В. Чтобы дос-

тичь этой точности, необходимо использовать простые устройства в виде четырех датчиков, показанные в разделе 11.8.5. Улучшенные устройства уже согласованы с производителем [11.5]. У них внешняя коррекция, как правило, не является необходимой.

Полоса пропускания на уровне 3 дБ обычно равна 1 МГц. На этих частотах ошибки вычисления составляют уже 30%. Такие в большинстве случаев использования схем являются критичными. Поэтому лучшей точкой отсчета является та граничная частота, при которой отклонение выходного напряжения составляет порядка 1%.

Схема деления с улучшенными характеристиками

Мы познакомились с двумя методами деления: один – на основе схемы логарифмического умножения, другой – на основе рассмотренной схемы умножения, использующей изменение крутизны транзистора. При малых значениях входных напряжений (вблизи нуля) в делителях возникает принципиальная проблема – существенная зависимость выходного напряжения от погрешности установки нуля. В схеме умножения, использующей изменение крутизны транзистора, это сказывается особенно сильно, потому что там из-за наличия логарифмического усилителя к входному сигналу добавляется положительная константа – ток I_7 в выражении (11.54) – для изменения знака аргумента. При выполнении деления на основе схемы логарифмического умножения (см. рис. 11.36) соотношение значительно лучше. Впрочем, такая схема выполняет деление только в одном квадранте.

Преимущества обоих способов, например двухквadrантного деления при хорошей точности в окрестности нулевой точки, можно объединить, добавляя к знаменателю вместо константы пропорциональную величину во избежание изменения знака аргумента у логарифма [11.7].

Схема деления должна формировать напряжение

$$U_a = E \frac{U_x}{U_z}.$$

Предполагая, что $U_z > 0$ и $|U_x| < U_z$, можно получить два вспомогательных напряжения, которые всегда положительны:

$$U_1 = U_z - \frac{1}{2}U_x \quad \text{и} \quad U_2 = U_z + \frac{1}{2}U_x. \quad (11.58)$$

В соответствии со структурной схемой, показанной на рис. 11.39, эти напряжения логарифмируются (см. схему на рис. 11.20). Разность выходных напряжений U_3 и U_4 формируемых с помощью дифференциального усилителя (см. рис. 11.37) реализующего функцию гиперболического тангенса и получают:

$$U_a = R_z I_E \operatorname{th} \frac{U_T \ln \frac{U_2}{U_1}}{2U_T}.$$

Отсюда, с учетом выражения (11.58), следует, что

$$U_a = \frac{R_z I_E}{2} \cdot \frac{U_x}{U_z}.$$

Этот способ позволяет достигать точности вычисления до 0,1% в диапазоне изменения входных напряжений порядка 1:1000.

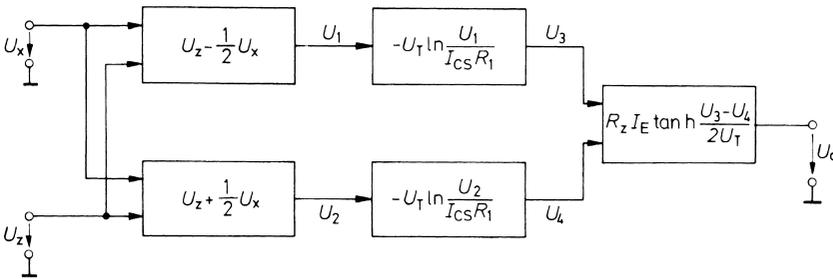


Рис. 11.39. Двухквadrантная схема умножения с использованием изменения крутизны транзистора

$$U_a = \frac{R_2 I_E}{2} \cdot \frac{U_x}{U_z} \text{ при } U_z > 0 \text{ и } |U_x| \leq U_z$$

11.8.3

Схема умножения с электрически изолированными элементами

С помощью простого делителя напряжения можно умножать напряжение на постоянную величину. Если использовать схему управления для того, чтобы устанавливать коэффициент, пропорциональный второму входному напряжению, то можно выполнять аналоговое умножение.

Принципиальная схема такого устройства представлена на рис. 11.40, для которой

$$U_a = \frac{U_x U_y}{U_z} \text{ при } U_z > 0.$$

Она включает в себя два идентичных узла с коэффициентами передачи K_x и K_z , выходные напряжения которых пропорциональны входному напряжению. Коэффициенты пропорциональности k можно регулировать напряжением U_1 . Выходное напряжение усилителя U_1 благодаря отрицательной обратной связи через K_z устанавливается таким, что выполняется равенство $kU_z = U_y$. В этом случае $k = U_y / U_z$.

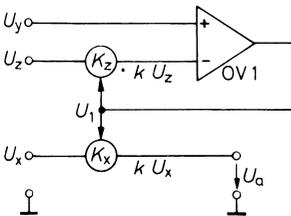


Рис. 11.40. Принципиальная схема умножителя

Если теперь на второе передаточное звено подавать напряжение U_x , то его выходное напряжение будет соответствовать выражению:

$$U_a = k U_x = \frac{U_x U_y}{U_z}$$

Напряжение U_z должно быть положительным, чтобы отрицательная обратная связь не поменяла знака. Полярность напряжения U_y зависит от структуры передаточного звена. Если допустить биполярные коэффициенты передачи, то напряжение U_y также может быть биполярным.

Напряжение U_x в любом случае может быть биполярным. Кроме того, оно имеет то преимущество, что не проходит через корректирующий операционный усилитель OV1. По этой причине для U_x достижима очень широкая полоса пропускания.

В случае применения в качестве электрически управляемого сопротивления полевого транзистора можно воспользоваться схемой, приведенной на рис. 11.41, для которой

$$U_a = \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{U_x U_y}{U_z} \text{ при } U_z > 0, U_y < 0.$$

Операционный усилитель OV1 работает как усилитель с регулируемым коэффициентом усиления входного напряжения. Его выходным напряжением устанавливается сопротивление R_{DS} , такое, что:

$$\frac{\alpha U_z}{R_{DS}} + \frac{U_y}{R_4} = 0.$$

Отсюда следует, что

$$R_{DS} = -\alpha R_4 \frac{U_z}{U_y}.$$

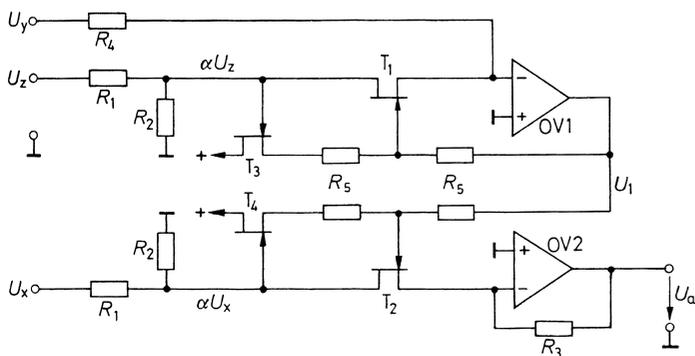


Рис. 11.41. Схема умножения с полевым транзистором в качестве управляемого сопротивления

Для выходного напряжения усилителя OV2 получаем:

$$U_a = -\alpha \frac{R_3}{R_{DS}} U_x = \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{U_x U_y}{U_z}.$$

Для того чтобы полевой транзистор можно было использовать в качестве омического сопротивления, падение напряжения на нем не должно превышать 0,5 В. Делитель напряжения R_1, R_2 создает необходимое ослабление входного напряжения. Дополнительная линеаризация сопротивления полевого транзистора достигается резистором R_5 (см. раздел 3.1.3). Для того чтобы избежать влияния обратной связи управляющего напряжения U_1 на входные сигналы U_z или U_x , надо предусмотреть двойной дополнительный истоковый повторитель T_3 или T_4 . Величина напряжения затвор–исток незначительна, так как она регулируется операционным усилителем ОУ1. Важно только, чтобы повторители имели хорошо согласованные параметры, для чего необходимо использовать два полевых транзистора в одном корпусе.

Чтобы контур регулирования создавал отрицательную обратную связь, напряжение U_z должно быть положительным. С помощью простой схемы формирования коэффициентов передачи, которая представлена на рис. 11.41, можно реализовать лишь положительные значения коэффициентов [11.8]. Поэтому, чтобы осуществить коррекцию, напряжение U_y должно быть всегда отрицательным. Напряжение U_x , однако, может иметь любую полярность. Для того чтобы обеспечить точность, полевые транзисторы T_1 и T_2 должны иметь хорошо согласованные характеристики в широком диапазоне значений сопротивлений. Этим требованиям удовлетворяют только интегральные спаренные полевые транзисторы.

11.8.4 Коррекция схем умножения

Схема умножения должна формировать напряжение

$$U_a = \frac{U_x U_y}{E}.$$

Здесь E – коэффициент пропорциональности, равный, например, 10 В. На практике каждое напряжение имеет небольшой дрейф. Следовательно, это выражение следует записать в виде:

$$U_a + U_{a0} = \frac{1}{E}(U_x + U_{x0})(U_y + U_{y0}).$$

Отсюда следует, что

$$U_a = \frac{U_x U_y}{E} + \frac{U_y U_{x0} + U_x U_{y0} + U_{x0} U_{y0}}{E} - U_{a0}. \quad (11.59)$$

Произведение $U_x U_y$ должно быть равно нулю, когда U_x или U_y равны нулю. Это возможно лишь тогда, когда отсутствует одно из напряжений U_{x0} , U_{y0} или U_{a0} . Следовательно, для компенсации смещения напряжения принципиально необходимы три регулятора для установки нуля. При коррекции целесообразно предусматривать следующее: сначала устанавливают напряжение U_x равное нулю, откуда в соответствии с выражением (11.59)

$$U_a = \frac{U_y U_{x0} + U_{x0} U_{y0}}{E} - U_{a0}$$

Теперь варьируют напряжение U_y . Из-за наличия в этом выражении составляющей $U_y U_{x0}$ изменяется и выходное напряжение. Далее нулевую точку напряжения U_x устанавливают так, чтобы несмотря на изменения U_y выходное напряжение оставалось постоянным. При этом получаем $U_{x0} = 0$.

На втором этапе устанавливают U_y равным нулю и варьируют U_x . Таким способом можно корректировать нулевую точку напряжения U_y . На третьем шаге устанавливают $U_x = U_y = 0$ и корректируют выходное напряжение смещения $U_{a0} = 0$.

В большинстве случаев необходим еще четвертый регулятор для установки желаемой величины коэффициента пропорциональности E .

11.8.5

Применение одно- и двухквadrантного умножителей для четырехквadrантного умножения

Иногда необходимо выполнить одно- или двухквadrантное умножение входных напряжений, полярность которых не определена. Простейший выход в этом случае состоит в том, чтобы при появлении входного напряжения «запрещенной» полярности инвертировать полярность на входе и выходе схемы умножения. Однако этот метод схемотехнически неэкономичен и не обеспечивает высокой скорости вычислений. Лучше к входным напряжениям U_x и U_y добавить такие постоянные напряжения U_{xk} и U_{yk} , чтобы результирующие входные напряжения при всех условиях оставались в разрешенной области. Тогда для выходного напряжения имеем:

$$U_a = \frac{(U_x + U_{xk})(U_y + U_{yk})}{E}$$

Отсюда для искомого значения произведения получаем:

$$\frac{U_x U_y}{E} = U_a - \frac{U_{xk} U_y}{E} - \frac{U_{yk} U_x}{E} + \frac{U_{xk} U_{yk}}{E}$$

Следовательно, из выходного напряжения нужно вычесть постоянное напряжение и два напряжения, которые пропорциональны каждому из входных. Необходимые для выполнения этих операций схемы мы уже рассмотрели в разделе 11.4.

Структурная схема соответствующего устройства приведена на рис. 11.42. При этом постоянное напряжение и коэффициенты надо выбирать так, чтобы полностью использовать диапазон изменения сигналов. Если входное напряжение U_x лежит в диапазоне значений $-E \leq U_x \leq +E$, то значения $U_1 = 0,5U_x + 0,5E$ находятся в диапазоне $0 \leq U_1 \leq E$.

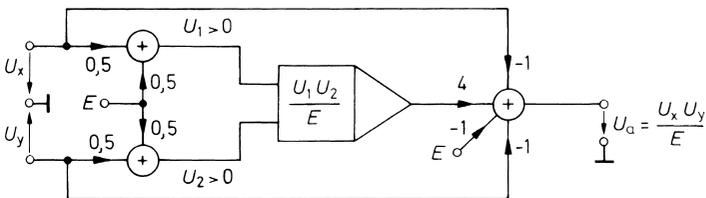


Рис. 11.42. Четырехквadrантная схема умножения на основе одноквadrантной

Для выходного напряжения получаем:

$$U_a = 4 \cdot \frac{\frac{1}{2}(U_x + E) \cdot \frac{1}{2}(U_y + E)}{E} - U_x - U_y - E = \frac{U_x U_y}{E}.$$

11.8.6
Использование схемы умножения
для деления и извлечения квадратных корней

На рис. 11.43 показано, как схема умножения, не имеющая специального входа для деления, может быть использована для выполнения операции деления. Выходное напряжение операционного усилителя устанавливается вследствие наличия отрицательной обратной связи таким, чтобы выполнялось соотношение:

$$\frac{U_a U_z}{E} = U_x.$$

Таким образом, схема формирует напряжение, равное отношению двух величин $U_a = EU_x / U_z$. Эта схема работает правильно только при $U_z > 0$. При отрицательных значениях знаменателя обратная связь вместо отрицательной становится положительной.

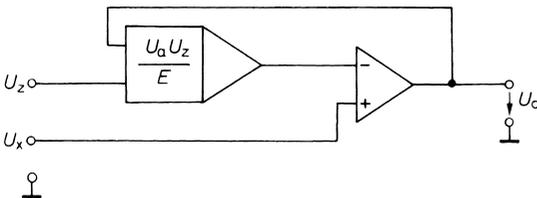


Рис. 11.43. Использование схемы умножения для операции деления

Схему умножения можно использовать также для извлечения квадратного корня, если применить ее в качестве устройства для возведения в квадрат и включить в цепь обратной связи операционного усилителя (рис. 11.44). Выходное напряжение при этом устанавливается таким, что справедливо выражение:

$$\frac{U_a^2}{E} = U_e$$

откуда следует, что выходное напряжение равно

$$U_a = \sqrt{EU_e} \text{ при } U_e > 0.$$

Схема функционирует правильно только тогда, когда обеспечены положительные значения входных и выходных напряжений. Нарушения работы могут возникнуть, если выходное напряжение, например при включении, на короткое время становится отрицательным. В этом случае возникает поворот фазы в цепи обратной связи,

которая становится положительной, и отрицательное выходное напряжение продолжает увеличиваться до тех пор, пока не достигнет насыщения. Из-за этого эффекта защелки схема не пригодна к эксплуатации. Поэтому необходимо предпринять соответствующие схемотехнические меры, чтобы выходное напряжение могло иметь отрицательные значения.

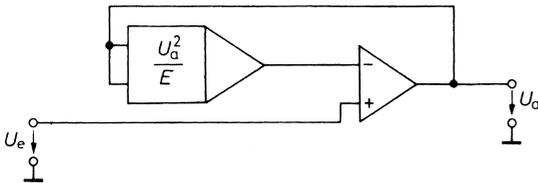


Рис. 11.44. Использование схемы умножения для извлечения квадратного корня

11.9 Преобразование координат

Наряду с декартовыми координатами в науке и технике часто применяют полярные координаты. В связи с этим далее приводятся некоторые схемы преобразования координат.

11.9.1 Преобразование полярных координат в декартовы

Для выполнения алгоритма преобразования

$$\begin{aligned} x &= r \cos \varphi, \\ y &= r \sin \varphi \end{aligned} \tag{11.60}$$

с помощью аналоговых вычислительных схем выразим координаты через соответствующие напряжения. Предположим, что

$$\varphi = \pi \frac{U_\varphi}{E} \quad \text{при} \quad -E \leq U_\varphi \leq +E.$$

При этом диапазон изменения значений угла составляет $\pm\pi$. Для значений координат x , y , и z имеем:

$$x = \frac{U_x}{E}; \quad y = \frac{U_y}{E}; \quad r = \frac{U_r}{E}.$$

Теперь можно формулу (11.60) выразить через напряжения:

$$U_x = U_r \cos \left(\pi \frac{U_\varphi}{E} \right), U_y = U_r \sin \left(\pi \frac{U_\varphi}{E} \right). \tag{11.61}$$

Для вычисления этих выражений применяют рассмотренную в разделе 11.7.4 схему формирования функций $\sin x$ и $\cos x$ в области изменения аргумента $\pm\pi$ и две схемы умножения, как это показано на структурной схеме рис. 11.45.

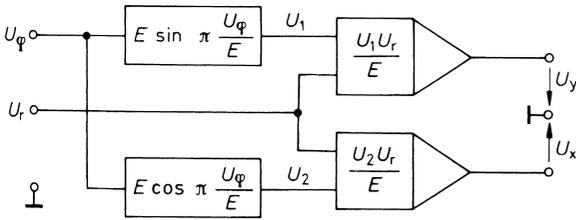


Рис. 11.45. Структурная схема преобразования полярных координат в декартовы

11.9.2
Преобразование декартовых координат в полярные

Используя выражения для преобразования координат (11.60), можно записать:

$$r = \sqrt{x^2 + y^2} \quad \text{или} \quad U_r = \sqrt{U_x^2 + U_y^2}, \quad (11.62)$$

$$\varphi = \arctg \frac{y}{x} \quad \text{или} \quad U_\varphi = \frac{E}{\pi} \arctg \frac{U_y}{U_x}. \quad (11.63)$$

Для вычисления радиуса-вектора U_r можно использовать схему, в состав которой входят два устройства для возведения в квадрат и одна схема извлечения квадратного корня (рис. 11.46). Используя некоторые преобразования, можно прийти к более простой схеме, которая имеет широкий диапазон изменения входных сигналов.

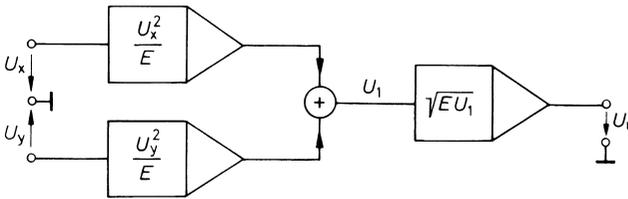


Рис. 11.46. Структурная схема вычисления значения вектора

$$U_r = \sqrt{U_x^2 + U_y^2},$$

Из выражения (11.62) получаем:

$$U_r^2 - U_y^2 = U_x^2,$$

$$(U_r - U_y)(U_r + U_y) = U_x^2.$$

Отсюда следует:

$$U_r = \frac{U_x^2}{U_r + U_y} + U_y$$

Это уравнение можно реализовать с помощью представленной на рис. 11.47 схемы умножителя, в котором есть вход для деления. Сумматор S_1 формирует сумму сигналов:

$$U_1 = U_r + U_y.$$

При этом:

$$U_2 = \frac{U_x^2}{U_r + U_y}.$$

Для формирования сигнала U_r к этому напряжению с помощью сумматора S_2 добавляется входное напряжение U_y .

Напряжение U_y должно быть всегда положительным. Это можно легко пояснить на характерном примере, при $U_x = 0$ получаем $U_2 = 0$ и $U_r = U_y$. Это дает правильное решение лишь для положительных значений U_y . Кроме того, применяющиеся на практике схемы деления не обрабатывают изменение знака знаменателя. Например, схема на рис. 20.18 формирует модуль напряжения U_y .

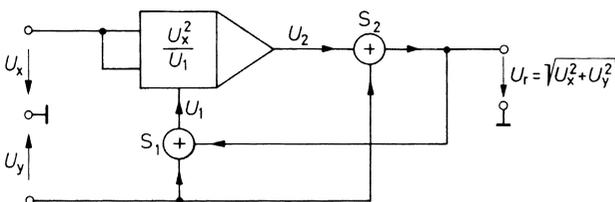


Рис. 11.47. Практический алгоритм вычисления радиус-вектора

Но это не приводит к неправильному вычислению длины вектора, так как промежуточное значение U_y^2 в любом случае положительно.

Простейшая реализация схемы измерения длины вектора получается в том случае, когда операции умножения и деления производят с помощью логарифмирования, потому что они могут проводиться с использованием одной схемы, как это показано на рис. 11.36. Однако при этом также необходимо формировать значение модуля напряжения U_x .

В случае применения схемы умножения, использующей изменение крутизны характеристики транзистора, этого не требуется, так как она, как правило, содействует работе четырехквadrантного устройства. Однако в этом случае необходимы отдельные схемы для выполнения операций умножения и деления. При этом целесообразно сначала производить деление, а затем умножение, так как обычно диапазон изменения входных сигналов из-за наличия величины U_x^2 уменьшается (рис. 11.48).

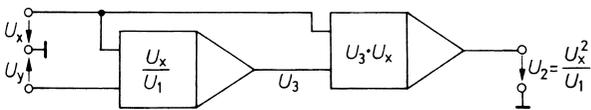


Рис. 11.48. Применение схемы умножения, использующей изменение крутизны характеристики транзистора, для вычисления длины вектора в соответствии с методом рис. 11.47

Литература

[11.1] Henry, P.: JFET-Input Amps are unrivaled for speed and accuracy. EDN, 14.5. 1987, N. 10, S. 161–169.
 [11.2] Roberge, I.K.: Operational Amplifiers. New York, London, Sydney, Toronto: J.Wiley.

[11.3] Hentschel, C; Leitner, A; Traub, S.; Schweikardt, H.; Eberle, V.: Designing Bipolar Integrated Circuits for a Pulse/Function Generator Family. Hewlett-Packard-Journal 34 (1983), H. 6, S. 33–38.

[11.4] Gilbert, B.: A Monolithic Microsystem for Analog Synthesis of Trigonometric Functions and Their Inverse. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 17 (1982), H. 6, 1179–1191.

[11.5] Arnold, W.F.: Analog Multiplier Compensates Itself. Electronics 50 (1977) H. 25, S. 130.

[11.6] Wagner, R.: Laser-Trimming on the Wafer. Analog Dialogue 9 (1975) H. 3, S. 3-5.

[11.7] Sheingold, D.H. (Editor): Nonlinear Circuits Handbook. Analog Devices. Inc., Norwood, Mass. 1974. S. 289–294.

[11.8] Tietze, U.: Analogmultiplizierer mit isolierenden Kopplern. Elektronik 17 (1986) H. 8, S. 233–238.

[11.9] Graeme, J.G.: Application of Operational Amplifiers. New York: McGraw-Hill.

Глава 12

Управляемые источники и схемы преобразования полного сопротивления

При синтезе линейных электрических схем наряду с пассивными элементами используются идеализированные активные элементы в виде управляемых источников тока и напряжения. Кроме того, применяются идеализированные преобразующие схемы, например преобразователь отрицательного сопротивления, гиратор и циркулятор. В следующих разделах будут рассмотрены основные принципы их реализации.

12.1

Источники напряжения, управляемые напряжением

Источник напряжения, управляемый напряжением, характеризуется тем, что его выходное напряжение U_2 пропорционально входному. Это означает, что он представляет собой не что иное, как усилитель напряжения. Предполагается, что в идеализированном источнике выходное напряжение не зависит от выходного тока, а входной ток равен нулю. При этом уравнения преобразования имеют вид:

$$\begin{aligned} I_1 &= 0 \times U_1 + 0 \times I_2 = 0, \\ U_2 &= A_v U_1 + 0 \times I_2 = A_v U_1. \end{aligned}$$

На практике идеальный источник может быть реализован лишь приближенно. Учитывая, что наличием обратной связи обычно можно пренебречь, реальный источник можно представить эквивалентной схемой (рис. 12.1), которой соответствуют уравнения преобразования:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{r_e} U_1 + 0 \times I_2, \\ U_2 &= A_v U_1 - r_a I_2. \end{aligned} \tag{12.1}$$

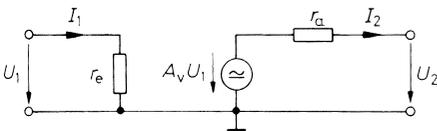


Рис. 12.1. Эквивалентная схема источника напряжения, управляемого напряжением, для низких частот

- Показанный на схеме внутренний источник напряжения можно считать идеальным. Здесь r_e – входное сопротивление, r_a – выходное сопротивление. Источники напряжения, управляемые напряжением, с малым выходным сопротивлением и

определенным образом регулируемым усилением уже рассматривались в главе 5 в виде инвертирующих и электрометрических усилителей. Отметим их важные характеристики.

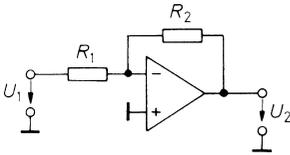


Рис. 12.2. Инвертирующий усилитель в качестве источника напряжения, управляемого напряжением

Для инвертирующего усилителя (рис. 12.2):

- идеальная передаточная функция: $U_2 = -\frac{R_2}{R_1} U_1$;
- полное входное сопротивление: $Z_e = R_1$;
- полное выходное сопротивление: $Z_a = \frac{r_a}{g}$.

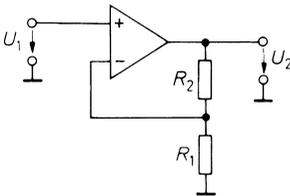


Рис. 12.3. Электрометрический усилитель в качестве источника напряжения, управляемого напряжением

Для электрометрического усилителя (рис. 12.3):

- идеальная передаточная функция: $U_2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_1$;
- полное входное сопротивление: $Z_e = r_{cl} \parallel \frac{1}{sC}$;
- полное выходное сопротивление: $Z_a = \frac{r_a}{g}$.

В соответствии с выражением (5.58) выходное сопротивление этих источников легко получить меньше 1 Ом и поэтому их можно считать близкими к идеальным источникам. Следует отметить, что полное выходное сопротивление источника напряжения имеет индуктивный характер и, следовательно, увеличивается с ростом частоты. Электрометрический усилитель имеет очень большое входное сопротивление – на низких частотах оно достигает значений порядка гигаом, то есть обладает практически идеальной характеристикой. Но большое (дифференциальное) входное сопротивление электрометрического усилителя не позволяет утверждать, что при постоянном входном токе I_B не возникает дополнительных ошибок, если внутреннее сопротивление источника сигнала велико. Поэтому в критических случаях следует использовать усилитель с полевым транзистором на входе.

Для низкоомных источников сигнала можно применять инвертирующий усилитель, представленный на рис. 12.2, потому что в этом случае его небольшое входное сопротивление R_1 не вызывает погрешностей. Благодаря этому получают деление входного сигнала, которое при синфазном регулировании невозможно без ошибок.

12.2 Источники напряжения, управляемые током

Представленная на рис. 12.4. эквивалентная схема источника напряжения, управляемого током, идентична схеме источника напряжения, управляемого напряжением.

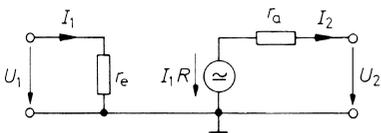


Рис. 12.4. Эквивалентная схема источника напряжения, управляемого током, для низких частот

Отличие состоит лишь в том, что в этой схеме в качестве управляющего сигнала используется входной ток. По возможности схема не должна оказывать влияния на входной ток. В идеальном случае $r_e = 0$. Если пренебречь наличием обратной связи, то уравнения рассматриваемого источника напряжения будут иметь вид:

$$\begin{aligned} U_1 &= r_e I_1 + 0 \cdot I_2 & U_1 &= 0 \\ U_2 &= R I_1 - r_a I_2 & \Rightarrow U_2 &= R I_1 \end{aligned} \tag{12.2}$$

(реально) (идеально, $r_e = r_a = 0$)

При реализации схемы на рис. 12.5 учитывают, что точка суммирования инвертирующего усилителя представляет собой виртуальную «землю».

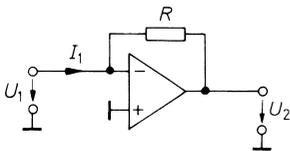


Рис. 12.5. Источник напряжения, управляемый током

Для источника напряжения, управляемого током (рис. 12.5):

- идеальная передаточная функция: $U_2 = -R I_1$;
- полное входное сопротивление: $Z_e = \frac{R}{A_D}$;
- полное выходное сопротивление: $Z_a = \frac{r_a}{g}$.

Поэтому получается требуемое низкое входное сопротивление. Если можно пренебречь входным током усилителя по сравнению с величиной I_1 , то для выходного

напряжения источника справедливо равенство $U_2 = -RI_1$. Если входные токи очень малы, то следует использовать усилитель с полевым транзистором на входе. Из-за сдвига входного напряжения в схеме могут возникать дополнительные ошибки. Они будут тем больше, чем меньше входное сопротивление источника сигнала R_g , так как сдвиг входного напряжения увеличивается с ростом коэффициента $(1 + R/R_g)$.

Соотношение для полного входного сопротивления такое же, как и для предыдущей схемы. Коэффициент петлевого усиления зависит от внутреннего сопротивления источника сигнала R_g и составляет:

$$\underline{g} = \underline{k} \underline{A}_D = \frac{R}{R + R_g} \underline{A}_D$$

Источник напряжения, управляемый током, будет также рассматриваться в разделе 20.2.1.

12.3

Источники тока, управляемые напряжением

Источники тока, управляемые напряжением, предназначены для обеспечения нагрузки током I_2 , который не зависит от выходного напряжения U_2 и определяется только управляющим напряжением U_1 . Следовательно, можно записать уравнения:

$$\begin{aligned} I_1 &= 0 \cdot U_1 + 0 \cdot U_2, \\ I_2 &= SU_1 + 0 \cdot U_2. \end{aligned} \tag{12.3}$$

Эти уравнения выполняются на практике лишь приближенно. Если учесть, что отсутствие обратной связи легко выполнимо, то реальный источник тока можно представить эквивалентной схемой на рис. 12.6, которой соответствуют уравнения преобразования:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{r_e} U_1 + 0 \cdot U_2, \\ I_2 &= SU_1 - \frac{1}{r_a} U_2. \end{aligned} \tag{12.4}$$

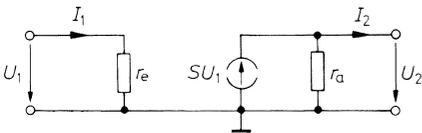


Рис. 12.6. Низкочастотная эквивалентная схема источника тока, управляемого напряжением

При $r_a \rightarrow \infty$ и $r_e \rightarrow \infty$ получается идеальный источник тока. Параметр S называют крутизной или проводимостью схемы.

12.3.1

Источники тока с незаземленной нагрузкой

В инвертирующем и электрометрическом усилителях через резистор цепи отрицательной обратной связи протекает ток $I_2 = U_1 / R_1$. Таким образом, этот ток не зависит от падения напряжения на резисторе в цепи обратной связи. Следовательно, обе схемы можно использовать в качестве источников тока, в которых вместо резистора цепи обратной связи установлена нагрузка R_L , как это показано на рис. 12.7 и 12.8.

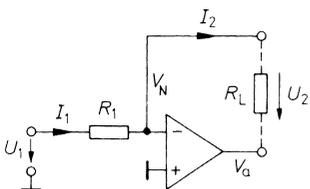


Рис. 12.7. Инвертирующий усилитель в качестве источника тока, управляемый напряжением

Для такого инвертирующего усилителя:

- идеальная передаточная функция: $I_2 = \frac{U_1}{R_1}$;
- полное входное сопротивление: $Z_e = R_1$;
- полное выходное сопротивление: $Z_a = A_D R_1 \left\| \frac{A_D R_1 \omega_{gA}}{s} \right.$.

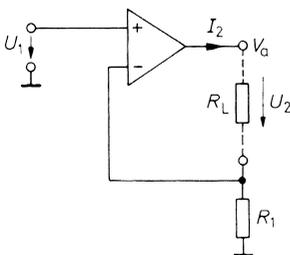


Рис. 12.8. Электрометрический усилитель в качестве источника тока, управляемый напряжением

Для такого электрометрического усилителя:

- идеальная передаточная функция: $I_2 = \frac{U_1}{R_1}$;
- полное входное сопротивление: $Z_e = r_{Cl} \left\| \frac{1}{s C_{Cl}} \right.$;
- полное выходное сопротивление: $Z_a = A_D R_1 \left\| \frac{A_D R_1 \omega_{gA}}{s} \right.$.

Для полного входного сопротивления справедливы те же соотношения, что и для рассмотренных источников напряжения, управляемых напряжением (см. рис. 12.2, 12.3).

Поскольку дифференциальный коэффициент усиления операционного усилителя A_D конечен, выходное сопротивление также имеет только конечное значение, так как разность потенциалов $U_D = V_p - V_N$ остается отличной от нуля. Для определения выходного сопротивления схемы (см. рис. 12.7) используем соотношения

$$I_1 = I_2 = \frac{U_1 - V_N}{R_1}, \quad V_N = -\frac{V_a}{A_D}, \quad U_2 = V_N - V_a$$

и получим:

$$I_2 = \frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{R_1(1 + A_D)} \approx \frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{A_D R_1}.$$

После этого определяем выходное сопротивление источника тока

$$r_a = -\frac{\partial U_2}{\partial I_2} = A_D R_1, \quad (12.5)$$

которое пропорционально дифференциальному коэффициенту усиления операционного усилителя.

Так как дифференциальный коэффициент усиления частотно корректированного операционного усилителя имеет достаточно низкую граничную частоту (например, $f_{gA} \approx 10$ Гц для операционного усилителя типа 741), то уже на низких частотах следует принимать во внимание, что A_D становится комплексной величиной. В этом случае формула (12.5) имеет вид:

$$\underline{Z}_a = \underline{A}_D R_1 = \frac{A_D}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{gA}}} R_1, \quad (12.6)$$

Это полное выходное сопротивление можно представить в виде параллельно соединенных активного сопротивления R_a и емкости C_a , как показывает следующее преобразование формулы (12.6):

$$\underline{Z}_a = \frac{1}{\frac{1}{A_D R_1} + \frac{s}{A_D R_1 \omega_{gA}}} = R_a \parallel \frac{1}{s C_a}, \quad (12.7)$$

где $R_a = A_D R_1$ и $C_a = \frac{1}{A_D R_1 \omega_{gA}}$.

Например, для операционного усилителя с параметрами $A_D = 10^5$ и $f_{gA} = 10$ Гц при $R_1 = 1$ кОм получаем $R_a = 100$ МОм и $C_a = 15$ пФ.

На частотах, превышающих 10 кГц, величина полного выходного сопротивления уменьшается до 100 кОм. Для полного выходного сопротивления схемы, представленной на рис. 12.8, получаются те же соотношения.

Исходя из полученных электрических параметров, можно заключить, что эти источники тока (см. рис. 12.7, 12.8) могут использоваться для различных целей. Однако они

имеют большие схемотехнические недостатки: к нагрузке R_L ни с той, ни с другой стороны не может быть приложен постоянный потенциал, так как в противном случае либо выход, либо инвертирующий вход операционного усилителя будет замкнут на «землю». Схемы, приведенные ниже, не имеют этого недостатка.

12.3.2 Источники тока с заземленной нагрузкой

Принцип действия источника тока, схема которого приведена на рис. 12.9, основан на том, что выходной ток измеряется по падению напряжения на резисторе R_1 и для него

$$\text{выходной ток } I_2 = \frac{U_1}{R_1} \text{ при } R_3 = R_2.$$

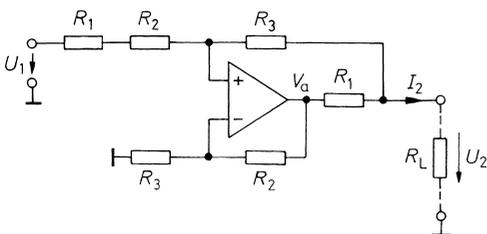


Рис. 12.9. Управляемый напряжением источник тока с заземленной нагрузкой

Выходное напряжение операционного усилителя устанавливается таким, чтобы падение напряжения на резисторе R_1 было равным заданному входному напряжению. Для расчета выходного тока источника применимо правило узлов тока для инвертирующего и неинвертирующего входов и для выхода усилителя. При этом получим:

$$\frac{V_a - V_N}{R_2} - \frac{V_N}{R_3} = 0, \quad \frac{U_1 - V_p}{R_1 + R_2} + \frac{U_2 - V_p}{R_3} = 0, \quad \frac{V_a - U_2}{R_1} + \frac{V_p - U_2}{R_3} - I_2 = 0.$$

Учитывая, что $V_N = V_p$, из этих выражений получаем выходной ток:

$$I_2 = \frac{U_1}{R_1} + \frac{R_2 - R_3}{R_1 R_3} U_2$$

Очевидно, что при $R_2 = R_3$ выходной ток не будет зависеть от выходного напряжения. Следовательно, в этом случае выходное сопротивление $r_a = \infty$, и выходной ток составит:

$$I_2 = \frac{U_1}{R_1}.$$

На практике сопротивление резистора R_1 выбирают малым, чтобы падение напряжения на нем не превышает нескольких вольт. Сопротивление резистора R_2 выбирают большим, чем R_1 , что позволяет не нагружать операционный усилитель и источник напряжения U_1 . С помощью точной подстройки R_3 можно получить бесконечно большое выходное сопротивление источника тока на низких частотах даже для реальных операционных усилителей. Значение внутреннего сопротивления R_g управляющего ис-

точника напряжения добавляется к сопротивлениям R_1 и R_2 . Для того чтобы не исказить результат, оно должно быть незначительным.

Схема может быть также рассчитана как источник тока с отрицательным выходным сопротивлением. Для этого выбирают значение $R_3 < R_2$ и получают:

$$r_a = -\frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} = \frac{R_1 R_3}{R_3 - R_2} < 0.$$

В схеме, показанной на рис. 12.10, выходной ток не зависит от напряжения U_2 и, следовательно, от сопротивления нагрузки R_L , так как здесь резистор R_2 виртуально заземлен. Для такой схемы

выходной ток $I_2 = \frac{U_1}{R_1}$ при $R_3 = R_2 - R_1$.

Другое достоинство схемы состоит в том, что в ней отсутствует синфазная составляющая.

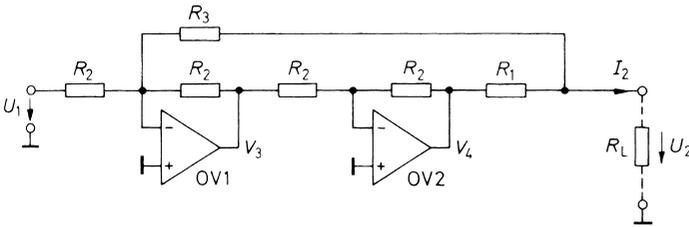


Рис. 12.10. Управляемый напряжением источник тока без синфазного сигнала

Для определения выходных токов в схеме используем следующее соотношение:

$$V_4 = -V_3 = U_1 + \frac{R_2}{R_3} U_2.$$

Применение правила узлов тока для выхода приводит к уравнению:

$$\frac{V_4 - U_2}{R_1} - \frac{U_2}{R_3} = -I_2 = 0.$$

Исключая V_4 , получаем:

$$I_2 = \frac{U_1}{R_1} + \frac{R_2 - R_3 - R_1}{R_1 R_3} U_2$$

Отсюда видно, что выходной ток не будет зависеть от выходного напряжения, если выполняется условие $R_3 = R_2 - R_1$.

12.3.3

Эталонные источники тока на транзисторах

В главе 4 рассматривались простые источники тока, выполненные на биполярных и полевых транзисторах, один из концов нагрузки которых был заземлен. Недостаток этих схем состоит в том, что выходной ток нельзя определить точно, так как он зависит

от напряжений U_{BE} или U_{GS} . Для исключения этой зависимости в схему вводится операционный усилитель. На рис. 12.11 показаны соответствующие схемы источников тока с биполярным и полевым транзисторами.

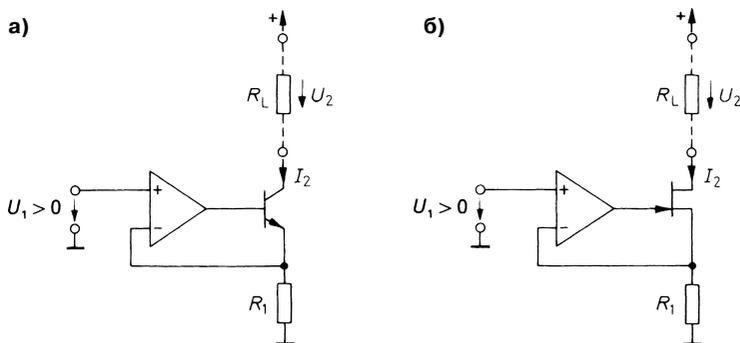


Рис. 12.11. Эталонные источники тока на транзисторах: а – источник тока с биполярным транзистором; б – источник тока с полевым транзистором

Для источника тока с биполярным транзистором (рис. 12.11а):

- выходной ток: $I_2 = \frac{U_1}{R_1} \left(1 - \frac{1}{B} \right)$;
- выходное сопротивление: $r_a = \beta r_{CE}$.

Для источника тока с полевым транзистором (рис. 12.11б):

- выходной ток: $I_2 = \frac{U_1}{R_1}$;
- выходное сопротивление: $r_a = \mu A_D R_1$.

Выходное напряжение операционного усилителя устанавливается таким, что напряжение на резисторе R_1 равно U_1 . (Это, конечно, выполняется только при положительном напряжении, так как иначе транзисторы заперты.) При этом ток через резистор R_1 становится равен U_1/R_1 . Выходной ток определяется следующими выражениями:

- для схемы источника тока с биполярным транзистором: $I_2 = \frac{U_1}{R_1} \frac{B}{B+1}$;
- для схемы источника тока с полевым транзистором: $I_2 = \frac{U_1}{R_1}$.

Различие выходных токов объясняется тем, что в биполярном транзисторе часть эмиттерного тока протекает через базу. Так как коэффициент усиления по току B этих транзисторов зависит от величины U_{CE} , то значение тока I_B изменяется соответственно выходному напряжению. Согласно формуле (4.1), из-за этого эффекта выходное сопротивление источника ограничено значением βr_{CE} , даже если операционный усилитель считается идеальным.

Влияние конечного усиления по току может быть уменьшено, если биполярный транзистор включить по схеме Дарлингтона. Практически можно полностью устранить это влияние, устанавливая полевой транзистор, потому что ток затвора в нем очень мал. Выходное сопротивление схемы на рис. 12.11б ограничивается только конечным усилением операционного усилителя. Чтобы рассчитать выходное сопротивление источника тока на полевом транзисторе, предположим, что $U_1 = \text{const}$. Тогда должны быть верны следующие соотношения:

$$dU_{DS} \approx -dU_2,$$

$$dU_{GS} = dU_G - dU_S = -A_D R_1 dI_2 - R_1 dI_2 \approx -A_D R_1 dI_2.$$

Учитывая уравнение (3.9) $dI_2 = S dU_{GS} + \frac{1}{r_{DS}} dU_{DS}$,

получаем формулу для выходного сопротивления:

$$r_a = -\frac{dU_2}{dI_2} = r_{DS}(1 + A_D S R_1) \approx \mu A_D R_1. \quad (12.8)$$

Выходное сопротивление в этом случае больше в $\mu = S r_{DS} \approx 150$ раз, чем в эквивалентной схеме источника тока на операционном усилителе без полевого транзистора, приведенной на рис. 12.8. При тех же значениях параметров схемы, что и в приведенном ранее примере, в схеме с полевым транзистором получается очень большое выходное сопротивление порядка 15 ГОм. Однако из-за частотной зависимости дифференциального коэффициента усиления A_D это значение достигается только при частотах, вдвое меньших граничной частоты операционного усилителя f_{gA} . При более высоких частотах дифференциальный коэффициент усиления становится комплексным. Подставляя его в формулу (12.8), получаем комплексное выражение для полного выходного сопротивления:

$$\underline{Z}_a = \underline{A}_D \mu R_1 = \frac{A_D}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{gA}}} \mu R_1. \quad (12.9)$$

Сравнение с выражениями (12.6) и (12.7) показывает, что полное выходное сопротивление можно представить в виде параллельно соединенных активного сопротивления $R_a = \mu A_D R_1$ и емкости $C_a = 1/\mu A_D R_1 \omega_{gA}$. Причем в оба значения входит коэффициент μ . Для рассмотренного числового примера значение выходной емкости получается равным $C_a = 1$ пФ. Параллельно к ней подключается емкость полевого транзистора, составляющая несколько пикофард.

Если требуется получить большой выходной ток, можно применить мощную МОП-структуру с полевым транзистором (рис. 12.12), для которой:

- выходной ток: $I_2 = \frac{U_1}{R_1}$;
- выходное сопротивление: $r_a = \mu A_D R_1$.

Так как здесь ток через затвор также не течет, то параметры схемы не ухудшаются. Схему, показанную на рис. 12.11б, можно модифицировать, подавая входное напряжение непосредственно на резистор R_1 и заземляя неинвертирующий вход операционного усилителя. Возможность реализации такого источника тока показана на рис. 12.13. Инвертирующий источник тока на полевом транзисторе в данном случае имеет следующие характеристики:

- выходной ток: $I_2 = \frac{U_1}{R_1}$;
- выходное сопротивление: $r_a = \mu A_D R_1$.

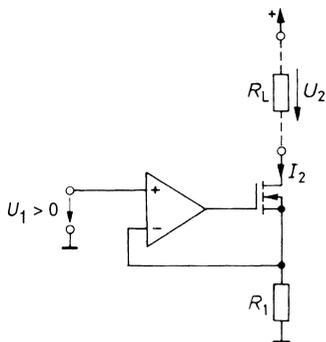


Рис. 12.12. Источник тока для больших выходных токов

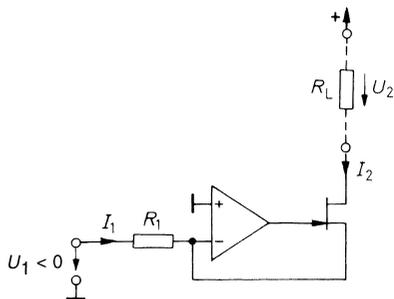


Рис. 12.13. Инвертирующий источник тока на полевом транзисторе

Для того чтобы полевой транзистор был открыт, входное напряжение U_1 всегда должно иметь отрицательное значение. В отличие от схемы, представленной на рис. 12.11б, в этом случае от источника управляющего напряжения течет ток I_2 .

Если необходим источник тока, у которого выходной ток должен протекать в обратном направлении, как на рис. 12.11б, то следует заменить только полевой транзистор с p-каналом на транзистор с r-каналом и перейти к схеме, представленной на рис. 12.14, для которой:

- выходной ток: $I_2 = -\frac{U_1}{R_1}$;
- выходное сопротивление: $r_a = \mu A_D R_1$.

Если полевого транзистора с r-каналом нет, можно использовать схему, изображенную на рис. 12.15. Для нее:

- выходной ток: $I_2 = -\frac{U_1}{R_1}$;
- выходное сопротивление: $r_a = A_D R_1$.

В противоположность рассматривавшимся до сих пор схемам здесь выходом служит вывод истока. При этом выходной ток источника не изменяется, так как он

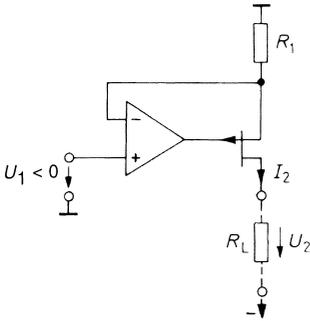


Рис. 12.14. Источник тока на полевом транзисторе с р-каналом

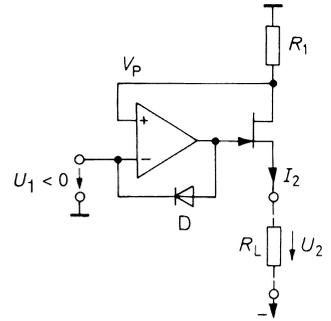


Рис. 12.15. Источник тока на полевом транзисторе с квази-р-каналом

определяется падением напряжения на резисторе R_1 . Отрицательная обратная связь здесь действует следующим образом: с уменьшением выходного тока возрастает потенциал V_p . Благодаря этому увеличивается напряжение на затворе транзистора и уменьшается напряжение U_{GS} . Это противодействует уменьшению тока. Выходное сопротивление этой схемы, конечно, существенно меньше, чем в предыдущих схемах.

Если открывается р-п переход затвор–канал, то выходное напряжение операционного усилителя непосредственно по цепи обратной связи подается на неинвертирующий вход. Следовательно, возникает положительная обратная связь, и выходное напряжение операционного усилителя становится равным напряжению насыщения. Для того чтобы избежать эффекта «защелки», в схеме предусмотрен диод D .

Транзисторные источники тока с биполярным выходным током

Недостаток рассматривавшихся до сих пор схем заключался в том, что они могли обеспечивать только униполярный выходной ток. Комбинация обеих схем, приведенных на рис. 12.11 и 12.14, приводит к схеме источника тока, которая позволяет получить биполярный выходной ток (рис. 12.16). При этом выходной ток будет равен:

$$I_2 = -\frac{U_1}{2R_1}.$$

В состоянии покоя для этой схемы справедливы выражения:

$$V_{p1} = \frac{3}{4}V^+ \quad \text{и} \quad V_{p2} = \frac{3}{4}V^-.$$

В этом случае выходной ток равен:

$$I_2 = I_{D1} - I_{D2} = \frac{V^+}{4R_1} + \frac{V^-}{4R_1} = 0 \quad \text{при} \quad V^- = -V^+.$$

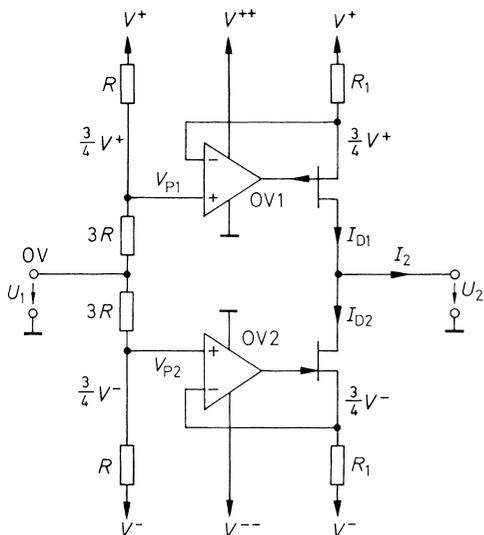


Рис. 12.16. Биполярный источник тока с полевыми транзисторами с установленным напряжением покоя

При положительном входном напряжении U_1 ток I_{D2} увеличивается на величину $U_1/4R_1$, в то время как ток I_{D1} на ту же величину уменьшается. При этом на выходе источника получается отрицательный выходной ток:

$$I_2 = -\frac{U_1}{2R_1}.$$

При отрицательном входном напряжении ток I_{D2} уменьшается, в то время как ток I_{D1} увеличивается. При этом получается положительный выходной ток. Предельное значение тока достигается, когда один из полевых транзисторов заперт. В этом случае граничное значение составляет $U_1 = \pm V^+$. Для того чтобы можно было запереть полевой транзистор, напряжение на его затворе должно стать (по абсолютной величине) больше, чем напряжение питания V^+ . Поэтому для операционных усилителей OV1 и OV2 необходимо большее напряжение питания, которое на рис. 12.16 обозначено символами V^{++} или V^{--} .

Схема имеет достаточно плохую стабильность нулевой точки, так как выходной ток получается как разность больших величин, которые, кроме того, зависят еще от напряжения питания.

С этой точки зрения предпочтительнее схема, представленная на рис. 12.17. Выходной ток здесь равен:

$$I_2 = \frac{R_2}{R_1 R_3} U_1.$$

Она отличается от предыдущей схемы другим способом регулирования тока [12.1]. Здесь оба выходных каскада регулируются токами I_3 и I_4 , которые протекают в цепях питания операционного усилителя OV1. Для токов стока справедливы выражения:

$$I_{D1} = \frac{U_3}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} I_3, \quad I_{D2} = \frac{U_4}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} I_4. \quad (12.10)$$

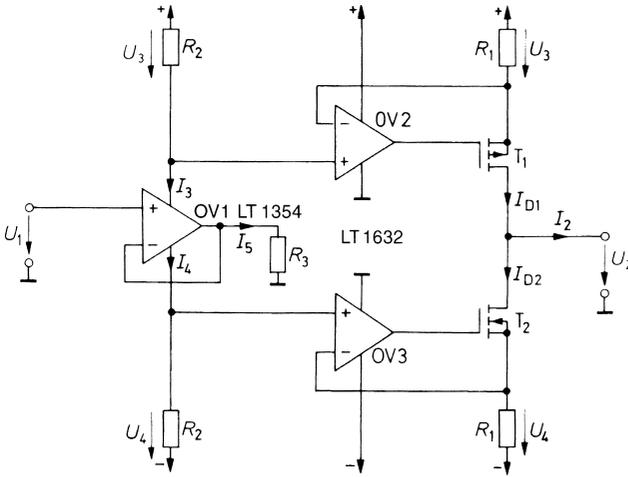


Рис. 12.17. Биполярный источник тока с полевыми транзисторами с большим выходным током

Таким образом, выходные каскады работают как токовое зеркало. Отсюда получаем формулу для выходного тока:

$$I_2 = I_{D1} - I_{D2} = \frac{R_2}{R_1} (I_3 - I_4). \quad (12.11)$$

Операционный усилитель OV1 работает как повторитель напряжения. На резисторе R_3 , таким образом, появляется входное напряжение U_1 . Следовательно, выходной ток операционного усилителя определяется выражением:

$$I_5 = U_1 / R_3. \quad (12.12)$$

При дальнейшем рассмотрении схемы следует принимать во внимание тот факт, что операционный усилитель может считаться узлом токов, для которого в соответствии с правилом узлов сумма токов должна быть равна нулю. Так как можно пренебречь входными токами, а присоединение массы никакими правилами не предусмотрено, то с очень хорошей точностью можно записать:

$$I_5 = I_3 - I_4. \quad (12.13)$$

Подставляя это уравнение в формулы (12.12) и (12.11), получаем выражение для выходного тока источника:

$$I_2 = \frac{R_2}{R_1 R_3} U_1 = \frac{U_1}{R_1} \quad \text{при } R_2 = R_3.$$

В состоянии покоя $I_5 = 0$ и $I_3 = I_4 = I_R$. При этом I_R – ток покоя, который течет в цепях питания операционного усилителя OV1. Он мал по сравнению с максимально возможным значением выходного тока I_5 операционного усилителя. При положительной разности входных напряжений $I_3 \approx I_5 \gg I_4$. При этом практически весь выходной ток I_2 протекает через верхний выходной каскад источника тока, в то время как нижний каскад заперт. При отрицательной разности входных напряжений справедливо обратное

утверждение. Следовательно, речь идет об использовании схемы в двухтактном режиме класса АВ. Так как ток покоя в оконечном каскаде

$$I_{D1R} = I_{D2R} = \frac{R_2}{R_1} I_R \quad (12.14)$$

мал по сравнению с максимальным выходным током, то выходной ток в состоянии покоя получается как разность малых величин. Благодаря этому достигается хорошая стабильность нулевой точки. Дополнительным преимуществом схемы является ее высокая эффективность, которая представляет особый интерес, если схема используется при больших выходных токах. По этой причине в качестве ОУ1 используют операционный усилитель с малым начальным током покоя.

В схеме, приведенной на рис. 12.17, целесообразно использовать мощные МОП-структуры с полевыми транзисторами. Так как это транзисторы с индуцированным каналом, то потенциалы их затворов находятся в диапазоне напряжения питания. Поэтому здесь можно отказаться от положительного и отрицательного вспомогательных напряжений для операционных усилителей ОУ2 и ОУ3, если использовать операционные усилители с выходом от шины до шины.

Если резистор R_3 на рис. 12.17 не заземлен, а подключен к выходу второго повторителя напряжения, то выходной ток определяется разностью выходных напряжений [12.2]. Всю схему можно рассматривать как единый операционный усилитель, схема которого соответствует рис. 5.79б: операционный усилитель ОУ1 представляет собой преобразователь полного сопротивления, а операционные усилители ОУ2 и ОУ3 представляют собой токовое зеркало. По этой причине при выходных токах порядка 60 или 120 мА самая простая реализация схемы состоит в применении операционного усилителя ОРА2662, если используют оба усилителя.

12.3.4

Плавающие источники тока

В предыдущих разделах были рассмотрены два типа источников тока. Приведенные на рис. 12.7 и 12.8 схемы не позволяют поддерживать на обоих концах нагрузки фиксированный потенциал. Такая нагрузка называется *незаземленной*, или плавающей. Это обстоятельство отчетливо пояснено на рис. 12.18а.

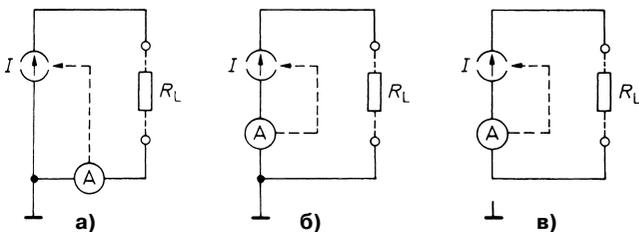


Рис. 12.18. а – источник тока с плавающей нагрузкой; б – источник тока с односторонне заземленной нагрузкой; в – плавающий источник тока с произвольно подключенной нагрузкой

На практике в качестве нагрузки используют только пассивные элементы, так как активные схемы обычно заземляются через источник питания. Такие заземленные на-

грузки могут подключаться к источнику тока по схеме, приведенной на рис. 12.18б. Реализация подобных схем показана на рис. 12.9–12.17.

Если возникает необходимость задания произвольного потенциала на одном из выводов нагрузки, так чтобы при этом не изменялся протекающий через нагрузку ток, необходимо применять плавающие источники тока. Они могут быть реализованы с помощью двух заземленных источников тока, выдающих одинаковые по величине противоположенные токи (рис. 12.19). Для этой цели особенно хорошо подходят двоянные СС-операционные усилители ОРА2662 или МАХ435.

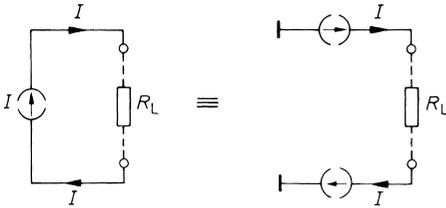


Рис. 12.19. Реализация плавающего источника тока из двух заземленных источников тока

12.4 Источники тока, управляемые током

Эквивалентная схема источника тока, управляемого током, идентична схеме источника тока, управляемого напряжением (см. рис. 12.6). Отличие состоит лишь в том, что в качестве управляющего сигнала в этой схеме используется входной ток. Схема должна как можно меньше влиять на входной ток. В идеальном случае это условие выполняется при $r_e = 0$. При слабой обратной связи справедливы уравнения преобразования:

$$\begin{aligned}
 U_1 &= r_e I_1 + 0 \cdot U_2 \quad \Rightarrow \quad U_1 = 0 \\
 I_2 &= A_1 I_1 - \frac{1}{r_a} U_2 \quad I_2 = A_I I_1 \quad (12.15) \\
 & \text{(реально)} \quad \quad \quad \text{(идеально, } r_e = 0, r_a = \infty)
 \end{aligned}$$

На рис. 12.7 и 12.13 были рассмотрены две схемы источников тока, управляемых напряжением. Их можно использовать в качестве источников тока, управляемых током, с идеальными свойствами, если сопротивление резистора R_1 выбрать равным нулю. При этом $I_2 = I_1$.

Особый интерес представляют управляемые током источники тока, которые позволяют изменять его направление. Они называются *токовым зеркалом* (см. раздел 4.1.1). Возможность реализации таких схем показана на рис. 12.20. Она основана на схеме управляемого напряжением источника тока (см. рис. 12.11б). Преобразование тока в напряжение осуществляется с помощью резистора R_1 . Вследствие этого получают, разумеется, не идеально нулевое входное сопротивление. Для такого токового зеркала выходной ток:

$$I_2 = \frac{R_1}{R_2} I_1$$

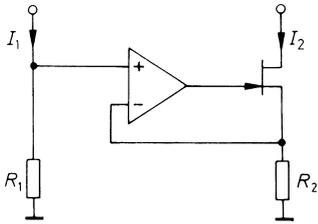


Рис. 12.20. Токовое зеркало

Большая свобода при расчете параметров схем получается, если для преобразования тока в напряжение использовать схему из раздела 12.2 и последовательно включить одну из описанных в разделе 12.3 схем источников тока, управляемых напряжением. Простейшая реализация этой схемы получается, когда используется СС-операционный усилитель с заземленным неинвертирующим входом.

12.5 Преобразователь отрицательного сопротивления (НИС)

Иногда необходимо получить отрицательное сопротивление или источник напряжения с отрицательным внутренним сопротивлением. По определению сопротивление ($R = U/I$) положительно, когда направления тока I и напряжения U совпадают. Если же направление приложенного к двухполюснику напряжения и протекающего через него тока не совпадают, то отношение U/I будет отрицательным. Такой двухполюсник называют *отрицательным сопротивлением*. Отрицательные сопротивления принципиально могут быть получены только с применением активных схем, которые называют *преобразователями отрицательного сопротивления* (НИС). Различают два типа таких преобразователей: преобразователь UNIS, который изменяет знак напряжения при неизменном направлении тока, и преобразователь INIS, который изменяет знак тока при неизменном направлении напряжения. Схемотехнически особенно просто может быть реализован преобразователь INIS. Идеализированные уравнения этого преобразователя имеют вид:

$$\begin{aligned} U_1 &= U_2 + 0 \cdot I_2, \\ I_1 &= 0 \cdot U_2 - I_2. \end{aligned} \tag{12.16}$$

Эти уравнения можно реализовать как управляемый напряжением источник напряжения и как управляемый током источник тока (рис. 12.21).

Кроме того, обе функции могут быть реализованы одним операционным усилителем. Соответствующая схема преобразователя INIS представлена на рис. 12.22.

У идеализированного операционного усилителя напряжения на входах равны $V_p = V_n$ и $U_1 = U_2$. Выходное напряжение операционного усилителя устанавливается равным $V_a = U_2 + I_2 R$.

При этом, как требуется, в контуре 1 протекает ток:

$$I_1 = \frac{U_2 - V_a}{R} = -I_2$$

При выводе этого соотношения предполагалось, что схема имеет устойчивое состояние. Но так как операционный усилитель охвачен одновременно положительной

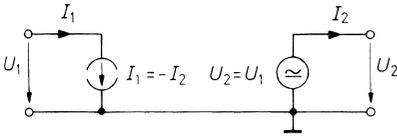


Рис. 12.21. Схема INIC с управляемыми источниками

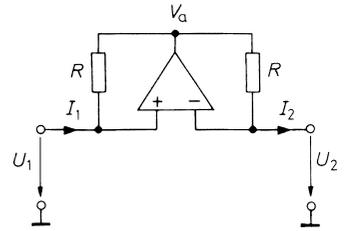


Рис. 12.22. Схема INIC с операционным усилителем

и отрицательной обратной связи, нужно отдельно исследовать, выполняются ли условия устойчивости. Для этого рассчитывается, какая часть выходного напряжения по цепи обратной связи возвращается на инвертирующий или неинвертирующий входы операционного усилителя. На рис. 12.23 показана общая схема нагруженного преобразователя INIC.

Здесь R_1 и R_2 – внутренние сопротивления подключенных к преобразователю схем.

Напряжение положительной обратной связи: $V_p = V_a \frac{R_1}{R_1 + R}$.

Напряжение отрицательной обратной связи: $V_N = V_a \frac{R_2}{R_2 + R}$.

Схема устойчива, если напряжение положительной обратной связи меньше, чем напряжение отрицательной обратной связи. Следовательно, $R_1 < R_2$.

В качестве примера использования преобразователя INIC на рис. 12.24 представлена схема для получения отрицательного омического сопротивления, равного

$$\frac{U_1}{I_1} = -R_2$$

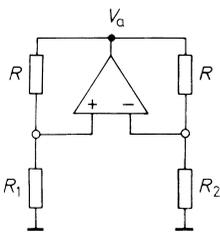


Рис. 12.23. Нагруженный преобразователь INIC

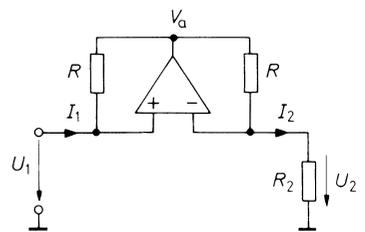


Рис. 12.24. Схема получения отрицательного сопротивления

Согласно формуле (12.16) при подаче на контур 1 положительного напряжения будет положительным и $U_2 = U_1$, поэтому ток I_2 тоже будет положительным. В соответствии с формулой (12.16) получается:

$$I_1 = -I_2 = -\frac{U_1}{R_2}$$

Следовательно, в контуре 1 протекает отрицательный ток, хотя приложено положительное напряжение. Таким образом, контур 1 представляет собой отрицательное сопротивление:

$$\frac{U_1}{I_1} = -R_2 \tag{12.17}$$

Схема устойчива до тех пор, пока внутреннее сопротивление R_1 в цепи схемы 1 меньше внутреннего сопротивления R_2 . Такое отрицательное сопротивление называют *устойчивым к короткому замыканию*. Такое же отрицательное сопротивление может быть получено, если преобразователь активировать в обратном направлении, то есть в цепь 1 включен резистор R_2 .

Поскольку уравнения 12.16 справедливы и для переменных токов, то активное сопротивление R_2 можно заменить комплексным сопротивлением Z_2 и получить требуемое отрицательное полное сопротивление.

Преобразователь INIC можно использовать также в качестве источника напряжения с отрицательным выходным сопротивлением. Источник напряжения с напряжением холостого хода U_0 и выходным сопротивлением r_a при наличии нагрузки дает на выходе напряжение $U = U_0 - I r_a$. В обычном источнике напряжения r_a положительно, поэтому при увеличении нагрузки выходное напряжение U уменьшается. В источнике напряжения с отрицательным выходным сопротивлением, наоборот, при увеличении нагрузки выходное напряжение U растет. Этим свойством обладает схема, представленная на рис. 12.25, для которой:

- выходное напряжение: $U_2 = U_0 + I_2 R_1$;
- выходное сопротивление: $r_a = -\frac{dU_2}{dI_2} = -R_1$.

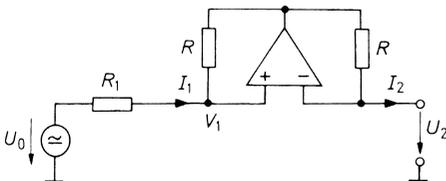


Рис. 12.25. Источник напряжения с отрицательным выходным сопротивлением

Этой схеме соответствует уравнение:

$$U_2 = V_1 = U_0 - I_1 R_1.$$

Отсюда следует, что при $I_1 = -I_2$

$$U_2 = U_0 + I_2 R_1.$$

Преобразователь INIC включен так, что в режиме холостого хода схема источника напряжения устойчива.

При отрицательном сопротивлении возможны последовательные и параллельные соединения сопротивлений. Кроме того, источник напряжения с отрицательным выходным сопротивлением можно использовать, например, для компенсации сопротивления длинной линии передачи, чтобы на выходе линии получить напряжение U_0 с выходным сопротивлением, равным нулю.

12.6 Гиратор

Гиратор представляет собой схему преобразования, которая может обращать любое полное сопротивление, например преобразует емкость в индуктивность. Эквивалентная схема гиратора показана на рис. 12.26.

Уравнения идеального гиратора имеют вид:

$$\begin{aligned} I_1 &= 0 \cdot U_1 + \frac{1}{R_g} U_2, \\ I_2 &= \frac{1}{R_g} U_1 + 0 \cdot U_2. \end{aligned} \quad (12.18)$$

Следовательно, ток на одной стороне гиратора пропорционален напряжению на другой его стороне. Поэтому гиратор можно реализовать с помощью двух управляемых напряжением источников тока с высоким входным и выходным сопротивлением, как это схематически показано на рис. 12.27. Непосредственная реализация этого принципа заключается в использовании двух СС-операционных усилителей в соответствии с рис. 5.89.

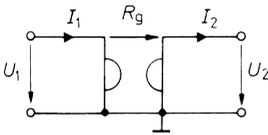


Рис. 12.26. Эквивалентная схема гиратора

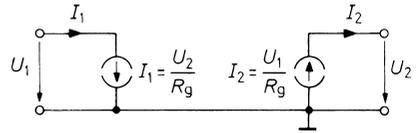


Рис. 12.27. Реализация гиратора с помощью двух управляемых напряжением источников тока

Показанная на рис. 12.28 возможность реализации гиратора основана на комбинации двух преобразователей отрицательного сопротивления INIC [12.3].

Для расчета параметров этой схемы применим правило узлов тока для неинвертирующих и инвертирующих входов операционных усилителей и получим:

$$\text{Узел } P_1: \frac{V_3 - U_1}{R_g} - \frac{U_1}{R_g} + I_1 = 0;$$

$$\text{Узел } N_1: \frac{V_3 - U_1}{R_g} + \frac{U_2 - U_1}{R_g} = 0;$$

$$\text{Узел } P_2: \frac{V_4 - U_2}{R_g} + \frac{U_1 - U_2}{R_g} - I_2 = 0;$$

$$\text{Узел } N_2: \frac{V_4 - U_2}{R_g} + \frac{U_2}{R_g} = 0.$$

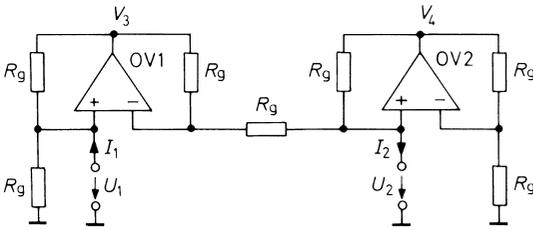


Рис. 12.28. Реализация гиратора с помощью двух INICs

Исключая V_3 и V_4 из этих уравнений, получаем выражения

$$I_1 = \frac{U_2}{R_g} \quad \text{и} \quad I_2 = \frac{U_1}{R_g},$$

следовательно, имеем желаемые уравнения гиратора, заданные в виде (12.18).

Рассмотрим несколько примеров практического применения гиратора. Для этого подключим к правой стороне гиратора сопротивление R_2 . Поскольку ток I_2 и напряжение U_2 имеют в этом случае одинаковые знаки, то согласно закону Ома получим зависимость $I_2 = U_2/R_2$. После подстановки этих соотношений в уравнения гиратора имеем:

$$U_1 = I_2 R_g = \frac{U_2 R_g}{R_2} \quad \text{и} \quad I_1 = \frac{U_2}{R_g}.$$

Следовательно, можно считать, что контур 1 представляет собой активное сопротивление со значением:

$$R_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{R_g^2}{R_2}. \tag{12.19}$$

Таким образом, входное сопротивление гиратора обратно пропорционально сопротивлению его нагрузки в контуре 2.

Преобразование сопротивлений справедливо также и для переменного тока – в соответствии с формулой (12.19) получаем полное сопротивление:

$$\underline{Z}_1 = \frac{R_g^2}{\underline{Z}_2}. \tag{12.20}$$

Это соотношение приводит к интересному применению гиратора: если включить на одну его сторону конденсатор с емкостью C_2 , то на другой стороне мы получим полное сопротивление:

$$Z_1 = R_g^2 \cdot j\omega C_2.$$

Но это есть не что иное, как полное сопротивление индуктивности:

$$L_1 = R_g^2 C_2. \tag{12.21}$$

Целесообразность использования гиратора заключается в том, что с его помощью можно получать большие значения индуктивностей. Соответствующая эквивалентная схема показана на рис. 12.29.

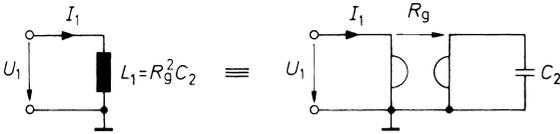


Рис. 12.29. Эквивалент индуктивности

Оба свободных входа гиратора получаются в соответствии с формулой (12.21) такими, как будто между ними включена индуктивность $L_1 = R_g^2 C_2$. При $C_2 = 1$ мкФ и $R_g = 10$ кОм получается значение индуктивности $L_1 = 100$ Гн.

Если параллельно индуктивности L_1 включить конденсатор C_1 , то образуется параллельный колебательный контур. При этом получается LC-фильтр с высокой добротностью.

Добротность параллельного колебательного контура при значениях $C_1 = C_2$ является подходящей единицей измерения для оценки отклонения практической схемы от идеального гиратора. Она называется *добротностью гиратора Q*. Потери в гираторе определяются двумя сопротивлениями R_v , подключенными параллельно к обоим контурам гиратора. В схеме источника тока на рис. 12.27 параллельно соединенными оказываются входное сопротивление одного источника и выходное сопротивление другого. При реализации INIC преобразователя согласно рис. 12.28 потери определяются разбросом значений этих сопротивлений. Эквивалентная схема параллельного колебательного контура, выполненная с применением реального гиратора, представлена на рис. 12.30а.

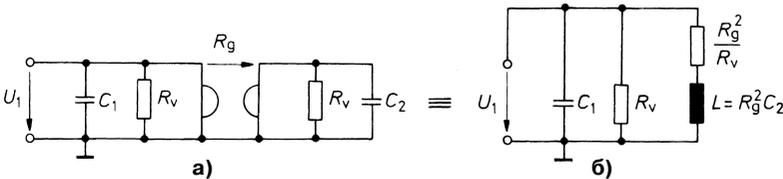


Рис. 12.30. а – модель колебательного контура с гиратором без потерь; б – эквивалентная схема колебательного контура без потерь

Используя правую часть уравнения преобразования (12.20), получаем эквивалентную схему преобразователя (рис. 12.30б). Отсюда согласно [12.4] получаем добротность гиратора $Q = R_v / 2R_g$.

Однако эта формула справедлива только для низких частот, так как добротность очень чувствительно реагирует на сдвиг фаз в уравнении (12.18). Согласно [12.4] для модели первого порядка получим формулу:

$$Q(\varphi) = \frac{1}{\frac{1}{Q_0} + \varphi_1 + \varphi_2}$$

В этом уравнении Q_0 – значение добротности гиратора на низких частотах; j_1 и j_2 – фазовые сдвиги между током I_1 и напряжением U_2 и соответственно током I_2 и напряжением U_1 для резонансной частоты колебательного контура. При отрицательном фазовом сдвиге добротность увеличивается с ростом резонансной частоты. При $|\varphi_1 + \varphi_2| \geq \frac{1}{Q_0}$ схема гиратора становится неустойчивой; а в колебательном контуре возникают колебания с резонансной частотой. При фазовом опережении добротность уменьшается с ростом резонансной частоты.

С помощью гираторов можно выполнять преобразование не только двухполюсников но и четырехполюсников. Для этого включают подлежащий преобразованию четырехполюсник между двумя гираторами с равным сопротивлением (рис. 12.31).

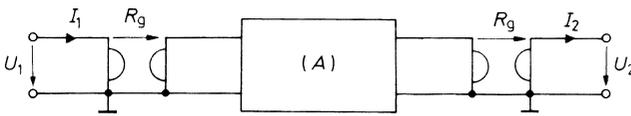


Рис. 12.31. Дуальное преобразование четырехполюсника

В этом случае между внешними контурами получается дуальный четырехполюсник. Для вывода уравнений преобразования записывают произведение матрицы цепей. Матрица преобразуемого четырехполюсника имеет вид:

$$(A) = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix}$$

Из выражения (12.18) получаем матричное уравнение гиратора:

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & R_g \\ \underbrace{1/R_g} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \tag{12.22}$$

При этом получается матрица (\bar{A}) результирующего четырехполюсника:

$$(\bar{A}) = (A_g)(A)(A_g) = \begin{pmatrix} A_{22} & A_{21}R_g^2 \\ A_{12}/R_g^2 & A_{11} \end{pmatrix} \tag{12.23}$$

Эта матрица представляет собой матрицу дуально преобразованного внутреннего четырехполюсника.

На рис. 12.32 в качестве примера показано, как схему из трех индуктивностей можно заменить дуальной схемой из трех конденсаторов. Уравнения преобразования для такой схемы:

$$L_1 = R_g^2 C_a, \quad L_2 = R_g^2 C_b, \quad L_3 = R_g^2 C_c.$$

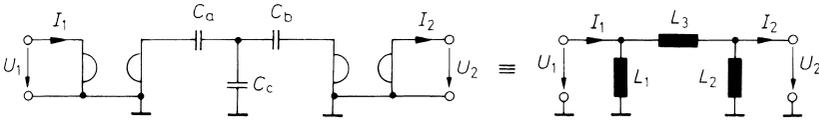


Рис. 12.32. Пример дуального преобразования

Если подключить параллельно к индуктивностям L_1 и L_2 внешние конденсаторы, то получается полосовой фильтр с индуктивной обратной связью, который выполнен исключительно из конденсаторов. Если замкнуть накоротко конденсаторы C_a и C_b , то получится незаземленная индуктивность L_3 .

12.7 Циркуляторы

Циркулятор представляет собой схему с тремя или более входами. Символическое изображение схемы циркулятора показано на рис. 12.33.

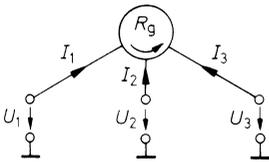


Рис. 12.33. Символическое изображение циркулятора

Для циркулятора характерно, что сигнал, поданный на один из входов, будет проходить дальше в направлении, указанном стрелкой. На разомкнутом входе сигнал после этого входа идентичен входному сигналу, а при замкнутом входе знак напряжения после этого входа изменяется на противоположный. Если к входу подключен резистор $R = R_g$, второй конец которого заземлен, то на этом резисторе будет получен сигнал, равный сигналу на предыдущем входе. Однако в этом случае входной сигнал не будет проходить к следующему входу.

Схема, обладающая этими свойствами, показана на рис. 12.34 [12.5].

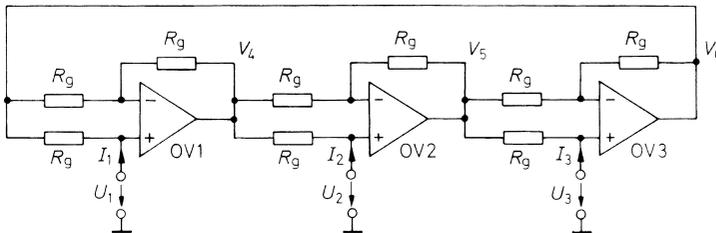


Рис. 12.34. Практическая схема циркулятора

Известно, что схема состоит из трех идентичных каскадов, один из которых отдельно изображен на рис. 12.35.

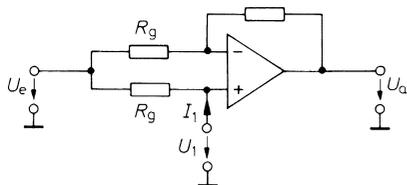


Рис. 12.35. Схема одного каскада циркулятора

Сначала исследуем принцип действия отдельного каскада. При этом следует рассмотреть следующие случаи:

- пусть вход 1 разомкнут, при этом $I_1 = 0$. Тогда выполняется условие $V_p = U_e = V_N$. При этом ток по резистору цепи обратной связи не течет, и напряжение $U_a = U_e$;
- замкнем вход 1, тогда $U_1 = 0$, и схема будет работать как инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, равным -1 . В этом случае получится выходное напряжение $U_a = -U_e$;
- если подключить к входу 1 сопротивление $R_1 = R_g$, то схема будет работать как вычитатель двух одинаковых напряжений U_e . Следовательно, в этом случае $U_a = 0$;
- если установить напряжение U_e равным нулю и на вход 1 подать напряжение U_1 , то схема работает как неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления 2, при этом получается напряжение $U_a = 2U_1$.

Благодаря этим свойствам можно легко понять, как работает схема, изображенная на рис. 12.34.

Предположим, что на вход 1 подано напряжение U_1 , вход 2 нагружен резистором R_g , вход 3 оставлен ненагруженным. Из принципа функционирования одного каскада уже известно, что в этом случае выходное напряжение операционного усилителя OV2 станет равно нулю. Операционный усилитель OV3 из-за того, что он не нагружен, имеет коэффициент усиления 1, его выходное напряжение в этом случае также равно нулю. Операционный усилитель OV1 работает как электрометрический усилитель с коэффициентом усиления 2. Следовательно, его выходное напряжение равно $2U_1$. На входе 2, нагруженном сопротивлением R_g , будет половина этого напряжения, то есть U_1 . Аналогично можно исследовать другие характерные случаи работы циркулятора. Если указанные случаи не соответствуют конкретной ситуации, то для расчета характеристик необходимо использовать уравнения циркулятора. Для вычисления соотношений применяется правило узлов для неинвертирующего и инвертирующего входов операционных усилителей:

P-входы:	N-входы:
$\frac{V_6 - U_1}{R_g} + I_1 = 0,$	$\frac{V_6 - U_1}{R_g} + \frac{V_4 - U_1}{R_g} = 0,$
$\frac{V_4 - U_2}{R_g} + I_2 = 0,$	$\frac{V_4 - U_2}{R_g} + \frac{V_5 - U_2}{R_g} = 0,$
$\frac{V_5 - U_3}{R_g} + I_3 = 0.$	$\frac{V_5 - U_3}{R_g} + \frac{V_6 - U_3}{R_g} = 0.$

Исключая из этих уравнений V_4 и V_6 , получим уравнения преобразования:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{R_g}(U_2 - U_3), \\ I_2 &= \frac{1}{R_g}(U_3 - U_1), \\ I_3 &= \frac{1}{R_g}(U_1 - U_2). \end{aligned} \quad (12.24)$$

Из выражения (12.24) очевидно, что циркулятор может быть выполнен из трех управляемых напряжением источников тока с разностными входами (рис. 12.36).

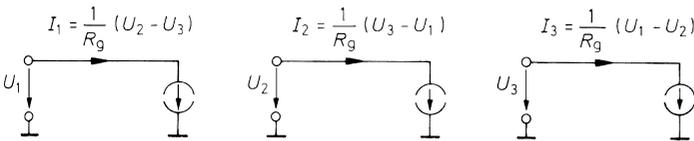


Рис. 12.36. Практическая схема циркулятора с управляемым напряжением источником тока

Подходящая для этого схема источника тока была представлена на рис. 12.17, которая лучше всего реализуется на СС-операционных усилителях.

В качестве примера применения циркулятора на рис. 12.37 показана активная схема для двухпроводного телефона.

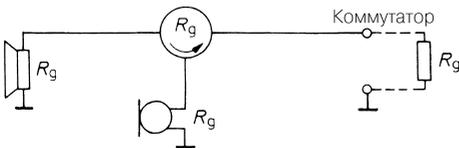


Рис. 12.37. Применение циркулятора в двухпроводном телефоне

Эта схема состоит из циркулятора с тремя контурами, ко всем входам которого подключены одинаковые нагрузки R_g . Сигнал, идущий от микрофона, поступает на коммутатор и не попадает в головной телефон. Сигнал, идущий с коммутатора, проходит в головной телефон и не попадает в микрофон. Переходное затухание главным образом определяется тем, насколько близки значения сопротивлений нагрузки, подключенной к входам циркулятора.

Литература

[12.1] Schenk, Ch.: Ein neues Schaltungskonzept für eine bipolare, spannungsgesteuerte Präzisions-Stromquelle. Nachrichtentechn. Z. 27 (1974) 102–104.

[12.2] Titze, U.; Schenk, Ch.: Bipolar steuerbare Leistungsstromquelle mit Power-MOSFETs. Elektronikpraxis 16 (1981) H. 10, 142–144.

[12.3] Antoniou, A.: 3-Terminal Gyrator Circuits Using Operational Amplifiers. Electronics Letters 4 (1968) 591.

[12.4] Schenk, Ch.: Neue Schaltungen spannungsgesteuerter Stromquellen und ihre Anwendung in elektronischen Y-Guratoren. Dissertation Universität Erlangen-Nürnberg, 1976.

[12.5] Rollet, J. M.; Greenaway, P. E.: Direct Coupled Active Circulators. Electronics Letters 4 (1968) 579.

Глава 13

Активные фильтры

13.1

Теоретические основы фильтров нижних частот

В разделах 29.3.1 и 29.3.2 представлены справочные сведения о простых фильтрах верхних и нижних частот. Схема простейшего фильтра нижних частот показана на рис. 13.1.

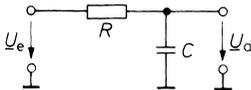


Рис. 13.1. Простейший фильтр нижних частот

Согласно формуле (29.1) отношение выходного напряжения к входному (амплитудно-частотная характеристика – АЧХ) равно

$$\underline{A}(j\omega) = \frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

Заменяя $j\omega$ на $j\omega + \sigma = s$, получим *передаточную функцию фильтра*:

$$A(s) = \frac{L\{U_a(t)\}}{L\{U_e(t)\}} = \frac{1}{1 + sRC}$$

Передаточная функция определяет преобразование Лапласа выходного и входного напряжений для произвольных сигналов, зависящих от времени. Переход от передаточной функции $A(s)$ к АЧХ $\underline{A}(j\omega)$ для синусоидальных входных сигналов выполняется установкой σ в нулевое значение.

Для перехода к общему представлению целесообразно нормировать комплексную частотно-зависимую переменную s . Пусть

$$s_n = \frac{s}{\omega_g}$$

При $\sigma = 0$ получаем:

$$s_n = \frac{j\omega}{\omega_g} = j \frac{f}{f_g} = j\omega_n$$

Частота среза фильтра в схеме на рис. 13.1 составляет $f_g = 1/2\pi RC$. При этом

$$s_n = sRC \quad \text{и} \quad A(s_n) = \frac{1}{1 + s_n} \tag{13.1}$$

Отсюда получаем выражение для передаточной функции, то есть АЧХ для входного сигнала синусоидальной формы:

$$|A(j\omega_n)|^2 = \frac{1}{1 + \omega_n^2}.$$

При $\omega_n \gg 1$, то есть при частоте входного сигнала $f \gg f_g$, следует $|A| = 1/\omega_n$, что соответствует уменьшению коэффициента передачи фильтра по 20 дБ на декаду. Если необходимо получить более крутой спад коэффициента передачи фильтра, то можно включить последовательно n фильтров нижних частот. Передаточная функция в этом случае задается выражением вида

$$A(s_n) = \frac{1}{(1 + \alpha_1 s_n)(1 + \alpha_2 s_n) \dots (1 + \alpha_n s_n)} \quad (13.2)$$

с положительными действительными коэффициентами $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$. Для $\omega_n \gg 1$ получаем $|A| \sim 1/\omega_n^n$. Следовательно, коэффициент передачи уменьшается на величину $n \cdot 20$ дБ на декаду. Отметим, что передаточная функция имеет n отрицательных действительных корней. Это отличительная особенность RC-пассивного фильтра нижних частот n -го порядка. Включая последовательно фильтры нижних частот с одинаковой частотой среза, получаем:

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \dots = \alpha = \sqrt[n]{2} - 1.$$

Этот случай соответствует критическому затуханию. Отдельные фильтры нижних частот имеют при этом частоту среза, превышающую частоту среза всего фильтра в $1/\alpha$ раз.

Передаточная функция фильтра нижних частот в общем виде описывается выражением:

$$A(s_n) = \frac{A_0}{1 + c_1 s_n + c_2 s_n^2 + \dots + c_n s_n^n}. \quad (13.3)$$

Здесь c_1, c_2, \dots, c_n – положительные действительные коэффициенты. Порядок фильтра равен наивысшей степени переменной s_n . Если полином знаменателя можно разложить на множители, это выражение подходит для реализации фильтра. Если среди корней полинома есть комплексные корни, то разложение на линейные множители, как в выражении (13.2), далее невозможно, и вместо этого используют разложение на произведение сомножителей второго порядка:

$$A(s_n) = \frac{A_0}{(1 + \alpha_1 s_n + b_1 s_n^2)(1 + \alpha_2 s_n + b_2 s_n^2) \dots}. \quad (13.4)$$

Здесь α_i и b_i – положительные действительные коэффициенты. Для нечетных порядков полинома коэффициент b_i равен нулю.

Амплитудно-частотная характеристика фильтра может быть оптимизирована по различным теоретическим критериям. Каждому критерию оптимизации удовлетворяют совершенно определенные значения коэффициентов α_i и b_i . Как будет показано ниже, при этом возникают сопряженные комплексные корни, которые не позволяют реализовать

фильтр с помощью пассивных RC -схем. Это следует из уравнения (13.2). Возможность формирования таких сопряженных комплексных корней заключается в использовании RLC -схем. В области высоких частот реализация требуемых индуктивностей не вызывает затруднений. Однако в области низких частот в основном требуются большие индуктивности, которые сложны в изготовлении и обладают плохими электрическими свойствами. Применения индуктивностей в низкочастотной области можно избежать, если использовать в RC -схемах активные компоненты, например операционные усилители. Такие схемы будут называться далее *активными фильтрами*.

Прежде всего сравним важнейшие оптимальные амплитудно-частотные характеристики разных фильтров. Схемотехническая реализация фильтров приведена в следующих главах.

Фильтр нижних частот Баттерворта обладает амплитудно-частотной характеристикой, которая имеет максимально возможный горизонтальный участок и лишь вблизи от частоты среза резко спадает. В его переходной характеристике при ступенчатом входном сигнале появляется положительный выброс, который возрастает с увеличением порядка фильтра.

Фильтр нижних частот Чебышева обладает более крутым спадом амплитудно-частотной характеристики за частотой среза. В полосе пропускания АЧХ изменяется не монотонно, а имеет волнообразный характер с фиксированной величиной максимумов и минимумов. При заданном порядке фильтра спад частотной характеристики за частотой среза тем сильнее, чем больше неравномерность в полосе прозрачности. Положительный выброс переходной характеристики при ступенчатом входном сигнале еще больше, чем у фильтра Баттерворта.

Фильтр нижних частот Бесселя обладает оптимальной переходной характеристикой. Предпосылкой для этого служит то, что групповое время задержки в широком диапазоне частот оказывается постоянным, то есть фазовый сдвиг в этом частотном диапазоне пропорционален частоте. В целом амплитудно-частотная характеристика фильтра Бесселя спадает не так круто, как у фильтра Чебышева и у фильтра Баттерворта.

На рис. 13.2 показаны амплитудно-частотные характеристики для четырех описанных фильтров нижних частот четвертого и десятого порядков.

Видно, что АЧХ фильтра Чебышева наиболее круто переходит от полосы пропускания к полосе непрозрачности. Это происходит из-за неравномерности амплитудно-частотной характеристики в полосе пропускания. При уменьшении неравномерности характеристики фильтр Чебышева переходит в фильтр Баттерворта [13.1]. Оба фильтра обладают заметными положительными выбросами переходной характеристики при ступенчатом входном сигнале. Это видно на рис. 13.3.

Фильтр Бесселя, обладает очень малым положительным выбросом переходной характеристики. Несмотря на неудовлетворительную амплитудно-частотную характеристику, фильтр Бесселя используется всегда, когда требуется хорошая передаточная характеристика. Характеристика пассивного RC -фильтра нижних частот не имеет выбросов, она более пологая и заметно хуже характеристик фильтра Бесселя. Кроме того, пассивный RC -фильтр имеет менее крутую переходную характеристику при обработке ступенчатого входного сигнала по сравнению с фильтром Бесселя. В табл. 13.1 представлены время нарастания, время задержки и уровень положительного выброса разных фильтров. Время нарастания – это то время, за которое выходной сигнал нарастает

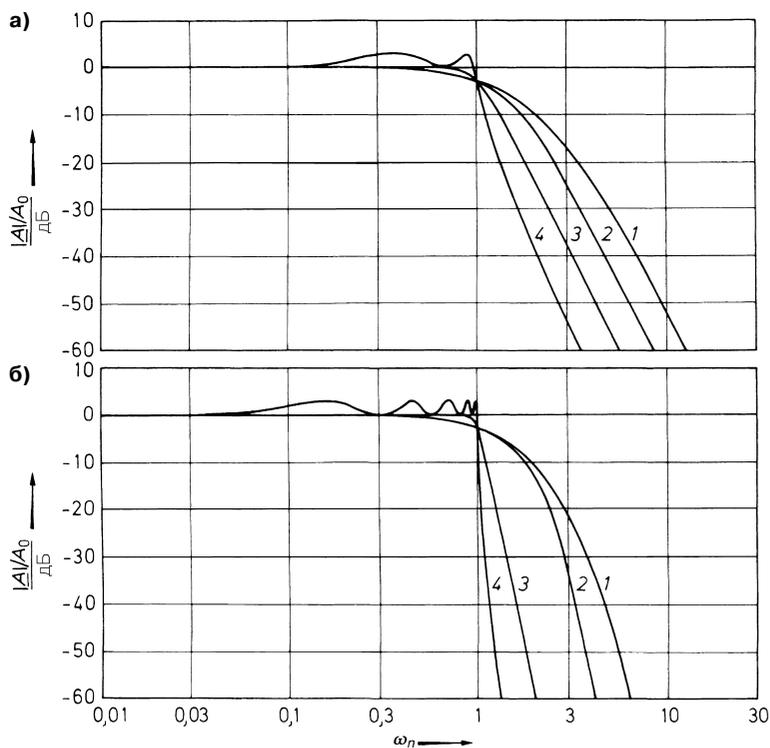


Рис. 13.2. АЧХ фильтров различных типов: а – фильтры четвертого порядка; б – фильтры десятого порядка; 1 – фильтр нижних частот с критическим затуханием; 2 – фильтр нижних частот Бесселя; 3 – фильтр нижних частот Баттерворта; 4 – фильтр нижних частот Чебышева с неравномерностью 3 дБ

от 10 до 90% установившегося значения. Время задержки – это время, за которое выходной сигнал нарастает от 0% до 50% установившегося значения. Надо отметить, что время нарастания и время задержки нормированы к обратной величине частоты среза $T_g = 1/f_g$.

Известно, что время нарастания почти не зависит от порядка или типа фильтра и приблизительно равно значению $1/3f_g$, как следует из формулы (29.9). Напротив, время задержки и уровень положительного выброса зависят от порядка фильтра. Исключение составляют фильтры Бесселя, у которых, начиная с четвертого порядка, выброс уменьшается.

Дальше будет показано, что с помощью одной и той же схемы можно реализовать любые характеристики фильтра определенного порядка. Номиналы резисторов и конденсаторов определяют тип фильтра. Чтобы иметь возможность рассчитать элементы схемы, необходимо знать амплитудно-частотные характеристики отдельных типов фильтров для каждого порядка. Поэтому в следующих разделах они будут рассмотрены подробно.

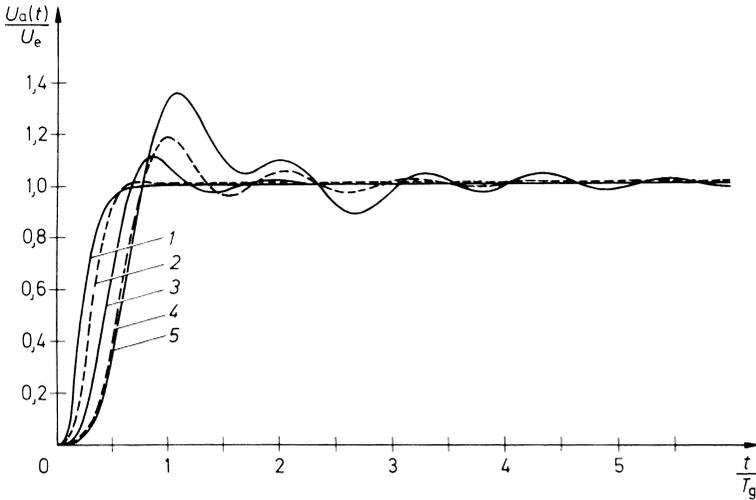


Рис. 13.3. Переходные характеристики фильтров нижних частот четвертого порядка: 1 – фильтр нижних частот с критическим затуханием; 2 – фильтр нижних частот Бесселя; 3 – фильтр нижних частот Баттерворта; 4 – фильтр нижних частот Чебышева с неравномерностью 0,5 дБ; 5 – фильтр нижних частот Чебышева с неравномерностью 3 дБ

13.1.1 Фильтр нижних частот Баттерворта

Из формулы (13.3) следует выражение для коэффициента передачи фильтра нижних частот порядка n :

$$|A|^2 = \frac{A_0^2}{1 + k_2 \omega_n^2 + k_4 \omega_n^4 + \dots + k_{2n} \omega_n^{2n}} \quad (13.5)$$

Нечетные степени ω_n в этом выражении отсутствуют, так как уравнение является четной функцией. Для фильтра Баттерворта на частотах ниже частоты среза график функции $|A|^2$ должен быть по возможности горизонтальным. Так как в этой области $\omega_n < 1$, то требуемое условие лучше всего выполняется в том случае, если функция $|A|^2$ зависит только от старшей степени ω_n . Для $\omega_n < 1$ низшие степени ω_n вносят дополнительно большой вклад в знаменатель и, следовательно, в спад коэффициента передачи фильтра. Поэтому получается:

$$|A|^2 = \frac{A_0^2}{1 + k_{2n} \omega_n^{2n}}.$$

Коэффициент k_{2n} определяется из условия нормирования так, что коэффициент передачи фильтра должен спадать на частоте $\omega_n = 1$ на 3 дБ. Отсюда следует:

$$\frac{A_0^2}{2} = \frac{A_0^2}{1 + k_{2n}}; \text{ откуда } k_{2n} = 1.$$

Таблица 13.1. Сравнение фильтров нижних частот

	Порядок				
	2	4	6	8	10
<i>Фильтр с критическим затуханием</i>					
Нормированное время нарастания t_a/T_g	0,344	0,342	0,341	0,341	0,340
Нормированное время задержки t_n/T_g	0,172	0,254	0,316	0,367	0,412
Уровень выброса %	0	0	0	0	0
<i>Фильтр Бесселя</i>					
Нормированное время нарастания t_a/T_g	0,344	0,352	0,350	0,347	0,345
Нормированное время задержки t_n/T_g	0,195	0,329	0,428	0,505	0,574
Уровень выброса %	0,43	0,84	0,64	0,34	0,06
<i>Фильтр Баттерворта</i>					
Нормированное время нарастания t_a/T_g	0,342	0,387	0,427	0,460	0,485
Нормированное время задержки t_n/T_g	0,228	0,449	0,663	0,874	1,084
Уровень выброса %	4,3	10,8	14,3	16,3	17,8
<i>Фильтр Чебышева с неравномерностью 0,5 дБ</i>					
Нормированное время нарастания t_a/T_g	0,338	0,421	0,487	0,540	0,584
Нормированное время задержки t_n/T_g	0,251	0,556	0,875	1,196	1,518
Уровень выброса %	10,7	18,1	21,1	22,9	24,1
<i>Фильтр Чебышева с неравномерностью 1 дБ</i>					
Нормированное время нарастания t_a/T_g	0,334	0,421	0,486	0,537	0,582
Нормированное время задержки t_n/T_g	0,260	0,572	0,893	1,215	1,540
Уровень выброса %	14,6	21,6	24,9	26,6	27,8
<i>Фильтр Чебышева с неравномерностью 2 дБ</i>					
Нормированное время нарастания t_a/T_g	0,326	0,414	0,491	0,529	0,570
Нормированное время задержки t_n/T_g	0,267	0,584	0,912	1,231	1,555
Уровень выброса %	21,2	28,9	32,0	33,5	34,7
<i>Фильтр Чебышева с неравномерностью 3 дБ</i>					
Нормированное время нарастания t_a/T_g	0,318	0,407	0,470	0,519	0,692
Нормированное время задержки t_n/T_g	0,271	0,590	0,912	1,235	1,557
Уровень выброса %	27,2	35,7	38,7	40,6	41,6

Таким образом, получаем выражение для квадрата коэффициента передачи фильтра нижних частот n -го порядка:

$$|A|^2 = \frac{A_0^2}{1 + \omega_n^{2n}}. \quad (13.6)$$

Так как в это уравнение входит только старшая степень ω_n , то фильтр Баттерворта нижних частот называют *степенным фильтром нижних частот*.

Для реализации фильтра Баттерворта нижних частот нужно рассчитать схему, квадрат коэффициента передачи которой соответствует формуле (13.6). Но при анализе схем применяют не квадрат коэффициента передачи $|A|^2$, а комплексный коэффициент усиления A . Для того чтобы было легче рассчитывать схему фильтра, желатель-

но знать значение комплексного коэффициента передачи, которое соответствует формуле (13.6). Для этого запишем уравнение (13.3) и приравняем коэффициенты выражению (13.6). Отсюда следуют искомые коэффициенты c_1, \dots, c_n . Полученный таким образом знаменатель уравнения (13.3) представляет собой полиномы Баттерворта, из которых первые четыре приведены в табл. 13.2.

Таблица 13.2. Полиномы Баттерворта

n	Полиномы Баттерворта
1	$1 + s_n$
2	$1 + \sqrt{2}s_n + s_n^2$
3	$1 + 2s_n + 2s_n^2 + s_n^3 = (1 + s_n)(1 + s_n + s_n^2)$
4	$1 + 2,613s_n + 3,414s_n^2 + 2,613s_n^3 + s_n^4 = (1 + 1,848s_n + s_n^2)(1 + 0,765s_n + s_n^2)$

Согласно [13.2] можно получить полюса передаточной функции в замкнутой форме. Объединяя комплексно-сопряженные полюсы, получаем коэффициенты a_i и b_i множителей второго порядка в передаточной функции (13.4).

Порядок для четных n :

$$a_i = 2 \cos \frac{(2i-1)\pi}{2n} \text{ при } i = 1 \dots \frac{n}{2},$$

$$b_i = 1.$$

Порядок для нечетных n :

$$a_1 = 1,$$

$$b_1 = 0$$

и

$$a_i = 2 \cos \frac{(i-1)\pi}{2n} \text{ при } i = 2 \dots \frac{n+1}{2},$$

$$b_i = 1.$$

Коэффициенты Баттерворта для полиномов до десятого порядка приведены в табл. 13.6.

Известно, что фильтр Баттерворта нижних частот первого порядка – это пассивный фильтр нижних частот с передаточной функцией (13.1). Полиномы Баттерворта высокого порядка имеют комплексно сопряженные корни. Как показывает уравнение (13.2), такие полиномы знаменателя не могут быть реализованы с помощью RC -схем, так как они соответствуют лишь действительным значениям корней. Поэтому для этого случая можно использовать на выбор RLC -схемы с известными корнями или активные RC -фильтры. Частотные характеристики фильтров нижних частот Баттерворта представлены на рис. 13.4.

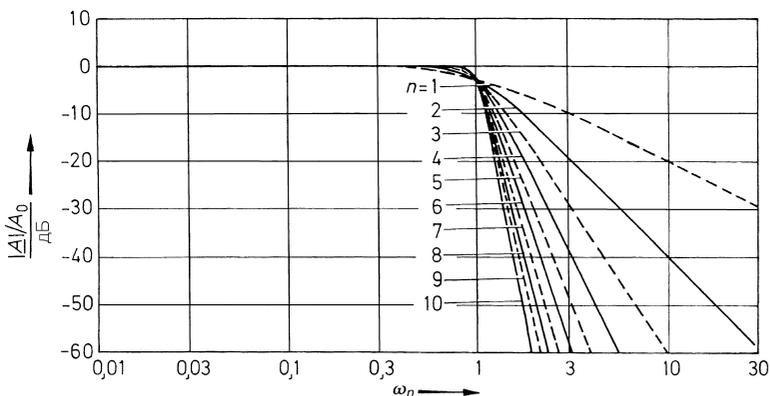


Рис. 13.4. Амплитудно-частотные характеристики фильтров Баттерворта нижних частот

13.1.2

Фильтры нижних частот Чебышева

Коэффициент передачи фильтров Чебышева нижних частот равен A_0 , однако на частотах, меньших частоты среза, его амплитудно-частотная характеристика имеет неравномерность. Полиномы, которые в области прозрачности обладают фиксированной неравномерностью, называют *полиномами Чебышева*:

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \arccos x) & \text{при } 0 \leq x \leq 1 \\ ch(n \operatorname{Arch} x) & \text{при } x \geq 1. \end{cases}$$

Первые четыре из них представлены в табл. 13.3.

Таблица 13.3. Полиномы Чебышева

n	Полиномы Чебышева
1	$T_1(x) = x$
2	$T_2(x) = 2x^2 - 1$
3	$T_3(x) = 4x^3 - 3x$
4	$T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1$

В области $0 \leq x \leq 1$ значения функция $|T(x)|$ находятся между 0 и 1, а при $x > 1$ функция $T(x)$ монотонно возрастает. Для того чтобы на основе полиномов Чебышева составить уравнение фильтра нижних частот, предположим, что

$$|A|^2 = \frac{kA_0^2}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(x)}. \tag{13.7}$$

Постоянный коэффициент k выбирается таким, что при $x = 0$ квадрат коэффициента передачи фильтра становится равным $|A|^2 = A_0^2$, следовательно, $k = 1$ для нечетных n , и $k = 1 + \varepsilon^2$ для четных n . Коэффициент ε определяет степень неравномерности характеристики фильтра:

$$\frac{A_{\max}}{A_{\min}} = \sqrt{1 + \varepsilon^2}$$

и

$$\left. \begin{aligned} A_{\max} &= A_0 \sqrt{1 + \varepsilon^2} \\ A_{\min} &= A_0 \end{aligned} \right\} \text{ для четных порядков}$$

и

$$\left. \begin{aligned} A_{\max} &= A_0 \\ A_{\min} &= \frac{A_0}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} \end{aligned} \right\} \text{ для нечетных порядков.}$$

В табл. 13.4 даны параметры для различных значений неравномерности.

Таблица 13.4. Параметры фильтра Чебышева

	Неравномерность			
	0,5 дБ	1 дБ	2 дБ	3 дБ
A_{\max}/A_{\min}	1,059	1,122	1,259	1,413
k	1,122	1,259	1,585	1,995
ε	0,349	0,509	0,765	0,998

В принципе, из уравнения коэффициента передачи можно было бы рассчитать комплексный коэффициент передачи и с его помощью определить коэффициенты разложения функций. Однако согласно [13.3] можно рассчитать полюсы частотной характеристики фильтра непосредственно из коэффициентов фильтра Баттерворта. Путем объединения комплексно-сопряженных полюсов передаточной функции получаем коэффициенты:

для четных порядков n :

$$\left. \begin{aligned} b'_i &= \frac{1}{\operatorname{ch}^2 \gamma - \cos^2 \frac{(2i-1)\pi}{2n}} \\ a'_i &= 2b'_i \cdot \operatorname{sh} \gamma \cdot \cos \frac{(2i-1)\pi}{2n} \end{aligned} \right\} \text{ для } i = 1 \dots \frac{n}{2}$$

для нечетных порядков

$$n: \left. \begin{aligned} b'_i &= 0, \\ a'_i &= 1/\operatorname{sh}\gamma, \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} b'_i &= \frac{1}{\operatorname{ch}^2\gamma - \cos^2\frac{(i-1)\pi}{n}} \\ a'_i &= 2b'_i \cdot \operatorname{sh}\gamma \cdot \cos\frac{(i-1)\pi}{n} \end{aligned} \right\} \text{ для } i=2 \dots \frac{n+1}{2}.$$

$$\text{Здесь } \gamma = \frac{1}{n} \operatorname{Arsh} \frac{1}{\varepsilon}.$$

Подставляя полученные таким образом коэффициенты a'_i и b'_i вместо a_i и b_i в уравнение (13.4), получаем фильтр Чебышева, в котором s_n нормируется к 3 дБ не на частоте среза ω_g , а на частоте ω_c , при которой коэффициент передачи фильтра в последний раз принимает значение A_{\min} .

Для того чтобы было удобнее сравнивать фильтры разных типов, следует нормировать s_n к 3 дБ на частоте среза ω_g . Для этого заменяют s_n на αs_n и определяют постоянную нормирования α так, чтобы коэффициент передачи фильтра для $s_n = j$ имел значение $1/\sqrt{2}$. Тогда квадратное выражение в знаменателе комплексного коэффициента передачи будет выглядеть так:

$$(1 + a'_i \alpha s_n + b'_i \alpha^2 s_n^2).$$

Из сравнения этих коэффициентов с коэффициентами в выражении (13.4) следует:

$$a_i = \alpha a'_i \text{ и } b_i = \alpha^2 b'_i.$$

Коэффициенты a_i и b_i передаточных функций до десятого порядка для значений неравномерности, равных 0,5, 1, 2 и 3 дБ, приведены далее в табл. 13.6. Амплитудно-частотные характеристики коэффициентов передачи для значений неравномерности 0,5 и 3 дБ приведены на рис. 13.5.

На рис. 13.6 показано сравнение фильтров Чебышева четвертого порядка для различных значений неравномерности.

Видно, что амплитудно-частотные характеристики этих фильтров в области затухания мало различаются. Для фильтров более высокого порядка это различие еще меньше. С другой стороны заметно, что амплитудно-частотная характеристика фильтра Чебышева с неравномерностью 0,5 дБ спадает более круто в области затухания, чем амплитудно-частотная характеристика фильтра Баттерворта.

Переход от полосы прозрачности к полосе непрозрачности фильтра может быть сделан еще более резким, если встроить в амплитудно-частотную характеристику выше частоты среза нулевые точки. Расчет параметров фильтра можно оптимизировать так, чтобы и в области непрозрачности фильтра получить заданную неравномерность амплитудно-частотной характеристики. Такие фильтры называются *фильтрами Кауэра*. Частотная характеристика фильтра Кауэра отличается от частотных характеристик

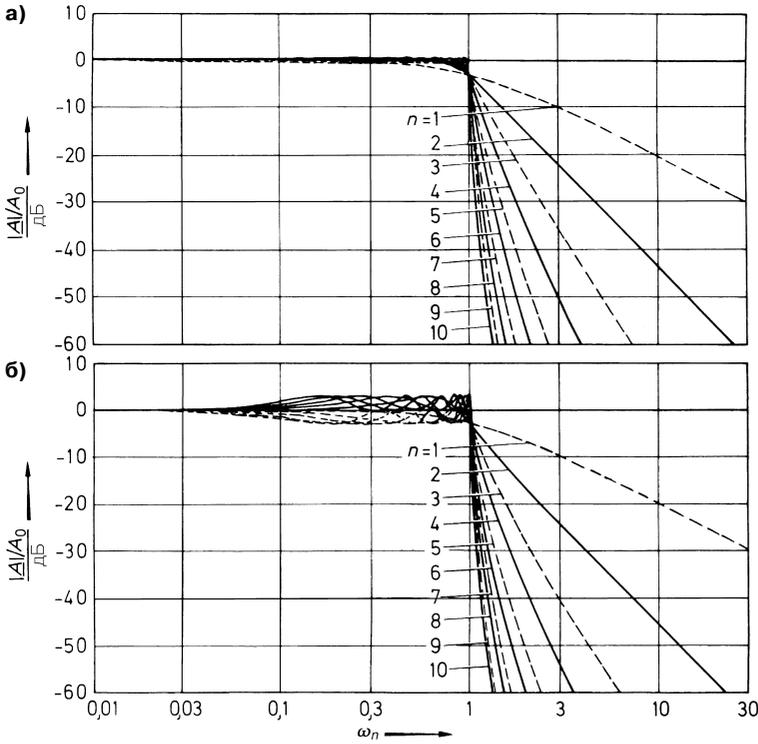


Рис. 13.5. Амплитудно-частотные характеристики фильтров Чебышева нижних частот: а – с волнистостью 0,5 дБ; б – с волнистостью 3 дБ

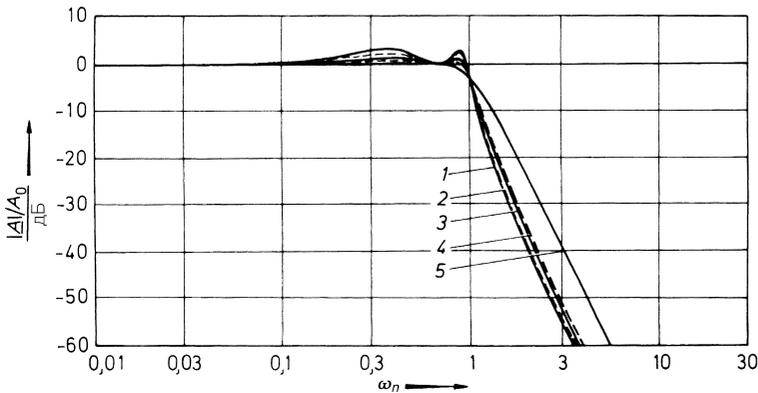


Рис. 13.6. Сравнение фильтров Чебышева нижних частот четвертого порядка; волнистость: кривая 1 – 3 дБ; кривая 2 – 2 дБ; кривая 3 – 1 дБ; кривая 4 – 0,5 дБ; кривая 5 – фильтр Баттерворта четвертого порядка для сравнения

обычных фильтров нижних частот тем, что содержит в числителе вместо константы A_0 полином с нулевыми точками (корнями). Поэтому фильтры нижних частот с повышенной крутизной не могут быть реализованы с помощью простых схем, которые приведены в разделе 13.4. В разделе 13.11. будет рассмотрен универсальный фильтр, с помощью которого можно реализовать любой полином числителя передаточной функции фильтра. Коэффициенты полинома Кауэра приведены в [13.4].

13.1.3

Фильтры Бесселя

Фильтры нижних частот Баттерворта и Чебышева создают, как уже было показано, большие выбросы напряжения при ступенчатом входном сигнале. Идеальной характеристикой обладает фильтр с частотно-независимым групповым временем задержки, то есть с фазовым сдвигом, пропорциональным частоте. Такая характеристика лучше всего аппроксимируется фильтрами Бесселя, называемыми иногда также фильтрами Томсона. Аппроксимация заключается в том, что коэффициенты полинома выбирают таким образом, чтобы групповое время задержки в области частот, превышающих частоту среза $\omega_n = 1$, по возможности меньше зависело от частоты ω_n . Следовательно, используется аппроксимация Баттерворта для группового времени задержки.

Согласно выражению (13.4) коэффициент передачи фильтра нижних частот второго порядка при $s_n = j\omega_n$ равен

$$\underline{A} = \frac{A_0}{1 + a_1 s_n + b_1 s_n^2} = \frac{A_0}{1 + ja_1 \omega_n - b_1 \omega_n^2}.$$

Отсюда следует, что фазовый сдвиг равен:

$$\varphi = -\arctg \frac{a_1 \omega_n}{1 - b_1 \omega_n^2}. \quad (13.8)$$

Групповое время задержки определяется как

$$t_{gr} = -\frac{d\varphi}{d\omega}.$$

Для упрощения дальнейших вычислений введем нормированное групповое время задержки:

$$T_{gr} = t_{gr} \omega_g = 2\pi t_{gr} \cdot f_g. \quad (13.9a)$$

Здесь f_g – частота среза фильтра. При этом получаем:

$$T_{gr} = -\omega_g \cdot \frac{d\varphi}{d\omega} = -\frac{d\varphi}{d\omega_n}. \quad (13.9b)$$

Учитывая выражение (13.8), получаем:

$$T_{gr} = \frac{a_1(1 + b_1 \omega_n^2)}{1 + (a_1^2 - 2b_1)\omega_n^2 + b_1^2 \omega_n^4}. \quad (13.9b)$$

Для того чтобы аппроксимировать групповое время задержки из условия Баттерворта, примем во внимание тот факт, что для $\omega_n \ll 1$ справедливо выражение:

$$T_{gr} = a_1 \cdot \frac{1 + b_1 \omega_n^2}{1 + (a_1^2 - 2b_1) \omega_n^2} \text{ при } \omega_n \ll 1.$$

Это выражение не будет зависеть от ω_n , если совпадают коэффициенты при ω_n^2 в числителе и знаменателе. Отсюда следует условие:

$$b_1 = a_1^2 - 2b_1$$

или

$$b_1 = \frac{1}{3} a_1^2. \quad (13.10)$$

Второе соотношение получается из условия нормирования $|A|^2 = 1/2$ для частоты $\omega_n = 1$:

$$\frac{1}{2} = \frac{1}{(1 - b_1)^2 + a_1^2}.$$

Отсюда с учетом формулы (13.10) следует:

$$\begin{aligned} a_1 &= 1,3617, \\ b_1 &= 0,6180. \end{aligned}$$

Соответствующее вычисление коэффициентов для полиномов более высокого порядка достаточно трудоемко, так как связано с решением системы нелинейных уравнений. Однако согласно [13.5] коэффициенты c_i в соответствии с выражением (13.3) можно определить с использованием рекуррентной формулы:

$$\begin{aligned} c'_1 &= 1, \\ c'_i &= \frac{2(n-i+1)}{i(2n-i+1)} c'_{i-1}. \end{aligned}$$

Полученные таким образом из уравнения (13.3) коэффициенты знаменателя являются полиномами Бесселя, которые вплоть до четвертого порядка приведены в табл. 13.5.

При этом следует иметь в виду, что в этом представлении s_n нормируется не к 3 дБ на частоте среза фильтра, а к величине, обратной групповому времени задержки при $\omega_n = 0$. Но такой способ нормирования для построения низкочастотного фильтра мало пригоден. Поэтому коэффициенты c_i пересчитаны, как в предыдущих главах, к 3 дБ на частоте среза фильтра, и полином знаменателя разложен на сомножители второго порядка. Полученные таким образом коэффициенты a_i и b_i , соответствующие формуле (13.4), приведены в табл. 13.6 для фильтров до десятого порядка. Амплитудно-частотные характеристики коэффициента передачи представлены на рис. 13.7.

Таблица 13.5. Полиномы Бесселя

n	Полиномы Бесселя
1	$1 + s_n$
2	$1 + s_n + \frac{1}{3}s_n^2$
3	$1 + s_n + \frac{2}{5}s_n^2 + \frac{1}{15}s_n^3$
4	$1 + s_n + \frac{3}{7}s_n^2 + \frac{2}{21}s_n^3 + \frac{1}{105}s_n^4$

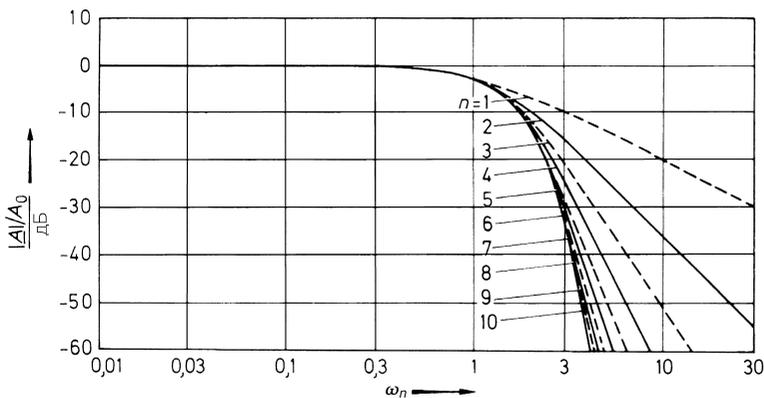


Рис. 13.7. Амплитудно-частотные характеристики фильтров Бесселя

Для того чтобы продемонстрировать, насколько велики могут быть фазовые искажения других фильтров по сравнению с фильтром Бесселя, на рис. 13.8 показаны частотные характеристики группового времени задержки и фазового сдвига фильтров четвертого порядка.

Для их построения лучше всего воспользоваться разложением на множители частотной характеристики согласно уравнению (13.4) и просуммировать фазовые сдвиги и групповое время задержки отдельных звеньев второго порядка. При этом из выражений (13.8) и (13.9в) получают соотношения для фильтра произвольного порядка:

$$\varphi = -\sum_i \arctg \frac{a_i \omega_n}{1 - b_i \omega_n^2}$$

и

$$T_{gr} = \sum_i \frac{a_i(1+b_i\omega_n^2)}{1+(a_i^2-2b_i)\omega_n^2+b_i^2\omega_n^4},$$

$$T_{gr0} = \sum_i a_i \text{ при } \omega_n \ll 1 \text{ и } \omega \ll \omega_g.$$

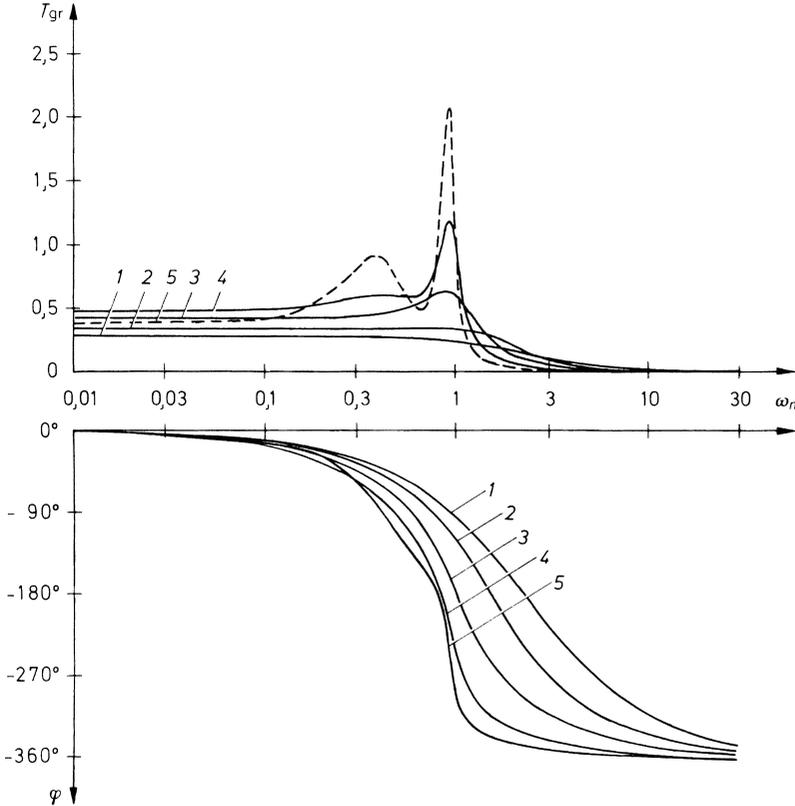


Рис. 13.8. Сравнение частотных характеристик группового времени задержки и фазового сдвига фильтров четвертого порядка: кривая 1 – фильтр нижних частот с критическим затуханием; кривая 2 – фильтр Бесселя нижних частот; кривая 3 – фильтр Баттерворта нижних частот; кривая 4 – фильтр Чебышева нижних частот с неравномерностью 0,5 дБ; кривая 5 – фильтр Чебышева нижних частот с неравномерностью 3 дБ

13.1.4 Обобщенная теория фильтров

Ранее было показано, что передаточная функция всех фильтров нижних частот может быть представлена в следующей форме:

$$A(s_n) = \frac{A_0}{\prod_i (1 + a_i s_n + b_i s_n^2)}. \quad (13.11)$$

Порядок фильтра n определяется максимальной степенью s_n в выражении (13.11) после выполнения перемножения в знаменателе. Он задает асимптотический наклон частотной характеристики, равный значению $-n \cdot 20$ дБ на декаду. Вид передаточной функции фильтра заданного порядка определяется типом фильтра. Особое значение имеют фильтры Баттерворта, Чебышева и Бесселя, которые различаются только значениями коэффициентов a_i и b_i передаточной функции (13.11). Значения коэффициентов a_i и b_i для различных фильтров до десятого порядка приведены в табл. 13.6. Дополнительно в таблице приведена нормированная на уровне 3 дБ частота среза каждого звена фильтра f_{gi}/f_g . Хотя эти значения не требуются при расчетах, они могут использоваться для проверки правильности функционирования отдельных звеньев фильтра.

Кроме того, приведена добротность полюсов отдельных звеньев фильтра Q_i . По аналогии с добротностью избирательных фильтров из главы 13.6.1 она определяется как

$$Q_i = \frac{\sqrt{b_i}}{a_i}.$$

Чем выше добротность, тем больше склонность фильтра к неустойчивому состоянию. Фильтр с действительными полюсами имеет добротность $Q \leq 0,5$.

С помощью коэффициентов a_i и b_i разложенной на множители передаточной функции можно определить частотную характеристику коэффициента передачи, фазового сдвига и группового времени задержки:

$$|A|^2 = \frac{A_0^2}{\prod_i [1 + (a_i^2 - 2b_i)\omega_n^2 + b_i^2\omega_n^4]}, \quad (13.12)$$

$$\varphi = -\sum_i \arctg \frac{a_i \omega_n}{1 - b_i \omega_n^2}, \quad (13.13)$$

$$T_{Gr} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sum_i \frac{a_i(1 + b_i \omega_n^2)}{1 + (a_i^2 - 2b_i)\omega_n^2 + b_i^2\omega_n^4}. \quad (13.14)$$

Для расчета данных всех отдельных звеньев фильтра используется частота среза f_g всего фильтра. Приведенная здесь нормированная частота среза звеньев фильтра f_{gi}/f_g служит только для контроля. Для проектирования фильтров предлагается много программ, в том числе таких производителей микросхем, как Burr Brown, Linear Technology, Maxim и National.

Таблица 13.6. Коэффициенты передаточной функции фильтров различных типов

n	i	a_i	b_i	f_{gi}/f_g	Q_i
<i>Фильтр с критическим затуханием</i>					
1	1	1,000	0,0000	1,000	–
2	1	1,2872	0,4142	1,000	0,50
3	1	0,5098	0,0000	1,961	–
	2	1,0197	0,2599	1,262	0,50
4	1	0,8700	0,1892	1,480	0,50
	2	0,8700	0,1892	1,480	0,50
5	1	0,3856	0,0000	2,593	–
	2	0,7712	0,1487	1,669	0,50
	3	0,7712	0,1487	1,669	0,50
6	1	0,6999	0,1225	1,839	0,50
	2	0,6999	0,1225	1,839	0,50
	3	0,6999	0,1225	1,839	0,50
7	1	0,3226	0,0000	3,100	–
	2	0,6453	0,1041	1,995	0,50
	3	0,6453	0,1041	1,995	0,50
	4	0,6453	0,1041	1,995	0,50
8	1	0,6017	0,0905	2,139	0,50
	2	0,6017	0,0905	2,139	0,50
	3	0,6017	0,0905	2,139	0,50
	4	0,6017	0,0905	2,139	0,50
9	1	0,2829	0,0000	3,534	–
	2	0,5659	0,0801	2,275	0,50
	3	0,5659	0,0801	2,275	0,50
	4	0,5659	0,0801	2,275	0,50
	5	0,5659	0,0801	2,275	0,50
10	1	0,5358	0,0718	2,402	0,50
	2	0,5358	0,0718	2,402	0,50
	3	0,5358	0,0718	2,402	0,50
	4	0,5358	0,0718	2,402	0,50
	5	0,5358	0,0718	2,402	0,50

Таблица 13.6. Коэффициенты передаточной функции фильтров различных типов (продолжение)

n	i	a_i	b_i	f_{gi}/f_g	Q_i
<i>Фильтр Бесселя</i>					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,3617	0,6180	1,000	0,58
3	1	0,7560	0,0000	1,323	–
	2	0,9996	0,4772	1,414	0,69
4	1	1,3397	0,4889	0,978	0,52
	2	0,7743	0,3890	1,797	0,81
5	1	0,6656	0,0000	1,502	–
	2	1,1402	0,4128	1,184	0,56
	3	0,6216	0,3245	2,138	0,92
6	1	1,2217	0,3887	1,063	0,51
	2	0,9686	0,3505	1,431	0,61
	3	0,5131	0,2756	2,447	1,02
7	1	0,5937	0,0000	1,684	–
	2	1,0944	0,3395	1,207	0,53
	3	0,8304	0,3011	1,695	0,66
	4	0,4332	0,2381	2,731	1,13
8	1	1,1112	0,3162	1,164	0,51
	2	0,9754	0,2979	1,381	0,56
	3	0,7202	0,2621	1,963	0,71
	4	0,3728	0,2087	2,992	1,23
9	1	0,5386	0,0000	1,857	–
	2	1,0244	0,2834	1,277	0,52
	3	0,8710	0,2636	1,574	0,59
	4	0,6320	0,2311	2,226	0,76
	5	0,3257	0,1854	3,237	1,32
10	1	1,0215	0,2650	1,264	0,50
	2	0,9393	0,2549	1,412	0,54
	3	0,7815	0,2351	1,780	0,62
	4	0,5604	0,2059	2,479	0,81
	5	0,2883	0,1665	3,466	1,42

Таблица 13.6. Коэффициенты передаточной функции фильтров различных типов (продолжение)

n	i	a_i	b_i	f_{gi}/f_g	Q_i
<i>Фильтр Баттлерворта</i>					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,4142	1,0000	1,000	0,71
3	1	1,0000	0,0000	1,000	–
	2	1,0000	1,0000	1,272	1,00
4	1	1,8478	1,0000	0,719	0,54
	2	0,7654	1,0000	1,390	1,31
5	1	1,0000	0,0000	1,000	–
	2	1,6180	1,0000	0,859	0,62
	3	0,6180	1,0000	1,448	1,62
6	1	1,9319	1,0000	0,676	0,52
	2	1,4142	1,0000	1,000	0,71
	3	0,5176	1,0000	1,479	1,93
7	1	1,0000	0,0000	1,000	–
	2	1,8019	1,0000	0,745	0,55
	3	1,2470	1,0000	1,117	0,80
	4	0,4450	1,0000	1,499	2,25
8	1	1,9616	1,0000	0,661	0,51
	2	1,6629	1,0000	0,829	0,60
	3	1,1111	1,0000	1,206	0,90
	4	0,3902	1,0000	1,512	2,56
9	1	1,0000	0,0000	1,000	–
	2	1,8794	1,0000	0,703	0,53
	3	1,5321	1,0000	0,917	0,65
	4	1,0000	1,0000	1,272	1,00
	5	0,3473	1,0000	1,521	2,88
10	1	1,9754	1,0000	0,655	0,51
	2	1,7820	1,0000	0,756	0,56
	3	1,4142	1,0000	1,000	0,71
	4	0,9080	1,0000	1,322	1,10
	5	0,3129	1,0000	1,527	3,20

Таблица 13.6. Коэффициенты передаточной функции фильтров различных типов (продолжение)

n	i	a_i	b_i	f_{gi}/f_g	Q_i
<i>Фильтр Чебышева с волнистостью 0,5 дБ</i>					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,3614	1,3827	1,000	0,86
3	1	1,8636	0,0000	0,537	–
	2	0,6402	1,1931	1,335	1,71
4	1	2,6282	3,4341	0,538	0,71
	2	0,3648	1,1509	1,419	2,94
5	1	2,9235	0,0000	0,342	–
	2	1,3025	2,3534	0,881	1,18
	3	0,2290	1,0833	1,480	4,54
6	1	3,8645	6,9797	0,366	0,68
	2	0,7528	1,8573	1,078	1,81
	3	0,1589	1,0711	1,495	6,51
7	1	4,0211	0,0000	0,249	–
	2	1,8729	4,1795	0,645	1,09
	3	0,4861	1,5676	1,208	2,58
	4	0,1156	1,0443	1,517	8,84
8	1	5,1117	11,9607	0,276	0,68
	2	1,0639	2,9365	0,844	1,61
	3	0,3439	1,4206	1,284	3,47
	4	0,0885	1,0407	1,521	11,53
9	1	5,1318	0,0000	0,195	–
	2	2,4283	6,6307	0,506	1,06
	3	0,6839	2,2908	0,989	2,21
	4	0,2559	1,3133	1,344	4,48
	5	0,0695	1,0272	1,532	14,58
10	1	6,3648	18,3695	0,222	0,67
	2	0,3582	4,3453	0,689	1,53
	3	0,4822	1,9440	1,091	2,89
	4	0,1994	1,2520	1,381	5,61
	5	0,0563	1,0263	1,533	17,99

Таблица 13.6. Коэффициенты передаточной функции фильтров различных типов (продолжение)

n	i	a_i	b_i	f_{gi}/f_g	Q_i
<i>Фильтр Чебышева с волнистостью 1 дБ</i>					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,3022	1,5515	1,000	0,96
3	1	2,2156	0,0000	0,451	–
	2	0,5442	1,2057	1,353	2,02
4	1	2,5904	4,1301	0,540	0,78
	2	0,3039	1,1697	1,417	3,56
5	1	3,5711	0,0000	0,280	–
	2	1,1280	2,4896	0,894	1,40
	3	0,1872	1,0814	1,486	5,56
6	1	3,8437	8,5529	0,366	0,76
	2	0,6292	1,9124	1,082	2,20
	3	0,1296	1,0766	1,493	8,00
7	1	4,9520	0,0000	0,202	–
	2	1,6338	4,4899	0,655	1,30
	3	0,3987	1,5834	1,213	3,16
	4	0,0937	1,0423	1,520	10,90
8	1	5,1019	14,7608	0,276	0,75
	2	0,8916	3,0426	0,849	1,96
	3	0,2806	1,4334	1,285	4,27
	4	0,0717	1,0432	1,520	14,24
9	1	6,3415	0,0000	0,158	–
	2	2,1252	7,1711	0,514	1,26
	3	0,5624	2,3278	0,994	2,71
	4	0,2076	1,3166	1,346	5,53
	5	0,0562	1,0258	1,533	18,03
10	1	6,3634	22,7468	0,221	0,75
	2	1,1399	4,5167	0,694	1,86
	3	0,3939	1,9665	1,093	3,56
	4	0,1616	1,2569	1,381	6,94
	5	0,0455	1,0277	1,532	22,26

Таблица 13.6. Коэффициенты передаточной функции фильтров различных типов (продолжение)

n	i	a_i	b_i	f_{gi}/f_g	Q_i
<i>Фильтр Чебышева с волнистостью 2 дБ</i>					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,1813	1,7775	1,000	1,13
3	1	2,7994	0,0000	0,357	–
	2	0,4300	1,2036	1,378	2,55
4	1	2,4025	4,9862	0,550	0,93
	2	0,2374	1,1896	1,413	4,59
5	1	4,6345	0,0000	0,216	–
	2	0,9090	2,6036	0,908	1,78
	3	0,1434	1,0750	1,493	7,23
6	1	3,5880	10,4648	0,373	0,90
	2	0,4925	1,9622	1,085	2,84
	3	0,0995	1,0826	1,491	10,46
7	1	6,4760	0,0000	0,154	–
	2	1,3258	4,7649	0,665	1,65
	3	0,3067	1,5927	1,218	4,12
	4	0,0714	1,0384	1,523	14,28
8	1	4,7743	18,1510	0,282	0,89
	2	0,6991	3,1353	0,853	2,53
	3	0,2153	1,4449	1,285	5,58
	4	0,0547	1,0461	1,518	18,69
9	1	8,3198	0,0000	0,120	–
	2	1,7299	7,6580	0,522	1,60
	3	0,4337	2,3549	0,998	3,54
	4	0,1583	1,3174	1,349	7,25
	5	0,0427	1,0232	1,536	23,68
10	1	5,9618	28,0376	0,226	0,89
	2	0,8947	4,6644	0,697	2,41
	3	0,3023	1,9858	1,094	4,66
	4	0,1233	1,2614	1,380	9,11
	5	0,0347	1,0294	1,531	27,27

Таблица 13.6. Коэффициенты передаточной функции фильтров различных типов (окончание)

n	i	a_i	b_i	f_{gi}/f_g	Q_i
<i>Фильтр Чебышева с волнистостью 3 дБ</i>					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,0650	1,9305	1,000	1,30
3	1	3,3496	0,0000	0,299	–
	2	0,3559	1,1923	1,396	3,07
4	1	2,1853	5,5339	0,557	1,08
	2	0,1964	1,2009	1,410	5,58
5	1	5,6334	0,0000	0,178	–
	2	0,7620	2,6530	0,917	2,14
	3	0,1172	1,0686	1,500	8,82
6	1	3,2721	11,6773	0,379	1,04
	2	0,4077	1,9873	1,086	3,46
	3	0,0815	1,0861	1,489	12,78
7	1	7,9064	0,0000	0,126	–
	2	1,1159	4,8963	0,670	1,98
	3	0,2515	1,5944	1,222	5,02
	4	0,0582	1,0348	1,527	17,46
8	1	4,3583	20,2948	0,286	1,03
	2	0,5791	3,1808	0,855	3,08
	3	0,1765	1,4507	1,285	6,83
	4	0,0448	1,0478	1,517	22,87
9	1	10,1759	0,0000	0,098	–
	2	1,4585	7,8971	0,526	1,93
	3	0,3561	2,3651	1,001	4,32
	4	0,1294	1,3165	1,351	8,87
	5	0,0348	1,0210	1,537	29,00
10	1	5,4449	31,3788	0,230	1,03
	2	0,7414	4,7363	0,699	2,94
	3	0,2479	1,9952	1,094	5,70
	4	0,1008	1,2638	1,380	11,15
	5	0,0283	1,0304	1,530	35,85

13.2

Преобразование фильтров нижних частот в фильтры верхних частот

От фильтров нижних частот можно перейти к аналогичным фильтрам верхних частот, зеркально отображая амплитудно-частотную характеристику, представленную в логарифмических координатах относительно частоты среза, то есть заменяя ω_n на $1/\omega_n$ или s_n – на $1/s_n$. При этом частота среза остается неизменной, а A_0 переходит в A_∞ . В этом случае из уравнения (13.11) получаем:

$$A(s_n) = \frac{A_\infty}{\prod_i \left(1 + \frac{a_i}{s_n} + \frac{b_i}{s_n^2} \right)}. \quad (13.15)$$

Соображения о характеристиках во временной области могут в целом не выполняться, так как переходная характеристика имеет принципиально другой характер. Как следует из рис. 13.9, даже фильтр верхних частот с критическим затуханием имеет переходную характеристику в виде затухающего колебания относительно установившегося значения. Аналогия с соответствующими фильтрами нижних частот сохраняется только в том, что процесс затухания колебаний тем медленнее, чем больше добротность полюсов.

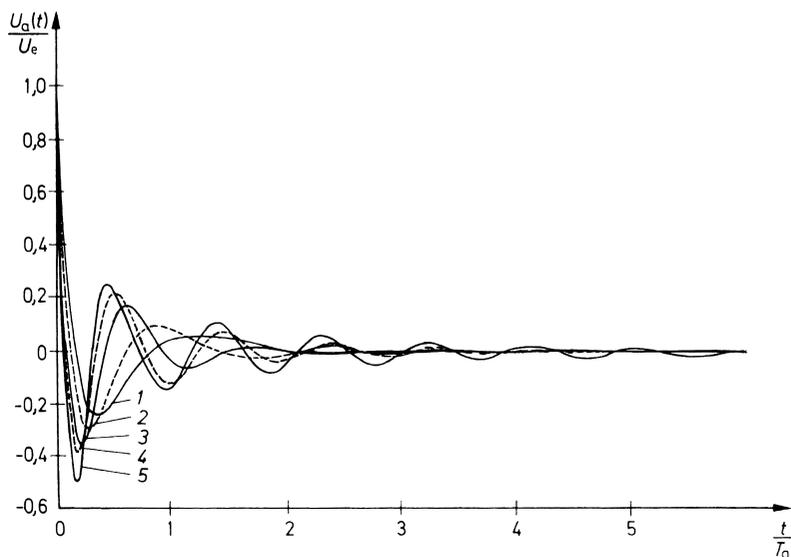


Рис. 13.9. Переходные характеристики фильтров верхних частот четвертого порядка: кривая 1 – фильтр с критическим затуханием; кривая 2 – фильтр Бесселя верхних частот; кривая 3 – фильтр Баттерворта верхних частот; кривая 4 – фильтр Чебышева верхних частот с неравномерностью 0,5 дБ; кривая 5 – фильтр Чебышева верхних частот с неравномерностью 3 дБ

13.3

Реализация фильтров верхних и нижних частот первого порядка

Согласно выражению (13.11) передаточная функция фильтра нижних частот первого порядка в общем случае имеет вид:

$$A(s_n) = \frac{A_0}{1 + a_1 s_n}. \quad (13.16)$$

Фильтр может быть реализован с помощью простой RC -цепи (см. рис. 13.1). Согласно разделу 13.1 для этой схемы справедливо:

$$A(s_n) = \frac{1}{1 + sRC} = \frac{1}{1 + \omega_g RC s_n}.$$

Установим коэффициент передачи постоянного напряжения равным $A_0 = 1$. Параметр a_1 может выбираться произвольно. Тогда сопоставление с выражением (13.16) приводит к определению параметров схемы:

$$RC = \frac{a_1}{2\pi f_g}.$$

Как видно из табл. 13.6, фильтры первого порядка всех типов идентичны и имеют коэффициент $a_1 = 1$. При реализации фильтров более высоких порядков путем последовательного соединения отдельных звеньев нижних частот встречаются фильтры первого порядка, у которых $a_1 \neq 1$. Это объясняется тем, что отдельные звенья фильтра имеют частоту среза, отличную от частоты среза полного фильтра, а именно, $f_{g1} = f_g/a_1$.

Простая RC -цепь, изображенная на рис. 13.1, имеет тот недостаток, что ее свойства изменяются в зависимости от нагрузки. Поэтому обычно после нее необходимо включать преобразователь полного сопротивления. При выборе коэффициента усиления напряжения A_0 для преобразователя появляется возможность свободно выбирать коэффициент передачи постоянного напряжения. Соответствующая схема представлена на рис. 13.10. Ее коэффициент передачи:

$$A(s_n) = \frac{(R_2 + R_3)/R_3}{1 + \omega_g R_1 C_1 s_n}.$$

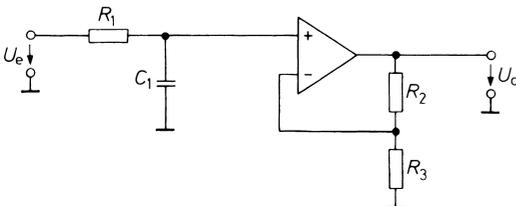


Рис. 13.10. Фильтр нижних частот первого порядка с преобразователем полного сопротивления

Чтобы получить аналогичный фильтр верхних частот, в выражении (13.16) нужно заменить s_n на $1/s_n$. В схеме это может быть реализовано совсем просто, если поменять местами R_1 и C_1 .

Для некоторого упрощения фильтров нижних и верхних частот первого порядка достаточно использовать фильтр в цепи отрицательной обратной связи операционного усилителя. Соответствующий фильтр нижних частот показан на рис. 13.11. Его коэффициент передачи:

$$A(s_n) = -\frac{R_2/R_1}{1 + \omega_g R_2 C_1 s_n}.$$

Для расчета параметров схемы необходимо задать частоту среза, отрицательный, в данном случае, коэффициент передачи постоянного напряжения A_0 и емкость C_1 . Приравнявая коэффициенты передаточной функции к коэффициентам в выражении (13.16), получаем:

$$R_2 = \frac{a_1}{2\pi f_g C_1} \quad \text{и} \quad R_1 = -\frac{R_2}{A_0}.$$

На рис. 13.12 показан аналогичный фильтр верхних частот, для которого

$$A(s_n) = -\frac{R_2/R_1}{1 + \frac{1}{\omega_g R_1 C_1} \cdot \frac{1}{s_n}}.$$

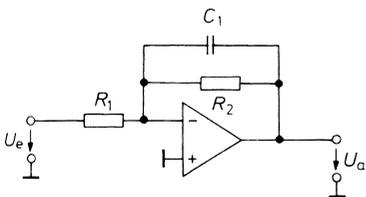


Рис. 13.11. Фильтр нижних частот первого порядка с инвертирующим усилителем

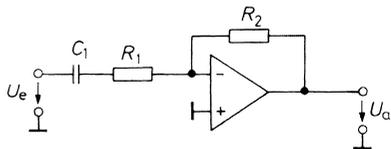


Рис. 13.12. Фильтр верхних частот первого порядка с инвертирующим усилителем

Приравнявая коэффициенты передаточной функции в выражениях (13.12) и (13.15), получаем расчетные параметры схемы:

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_g a_1 C_1} \quad \text{и} \quad R_2 = -R_1 A_\infty.$$

Выражения передаточных функций для рассмотренных ранее схем справедливы только в диапазоне частот, в котором модуль дифференциального коэффициента усиления операционного усилителя больше модуля A . Выполнить это условие на высоких частотах очень трудно, так как из-за необходимой частотной коррекции модуль диф-

ференциального коэффициента усиления снижается на 6 дБ/октава и для стандартного усилителя на частоте 10 кГц становится равным приблизительно 100.

13.4

Реализация фильтров верхних и нижних частот второго порядка

Согласно выражению (13.11) передаточная функция фильтра нижних частот второго порядка в общем случае имеет вид:

$$A(s_n) = \frac{A_0}{1 + a_1 s_n + b_1 s_n^2}. \quad (13.17)$$

Из табл. 13.6 следует, что оптимальные передаточные функции второго и более высоких порядков имеют комплексно-сопряженные полюсы. В главе 13.1 было показано, что такие передаточные функции невозможно реализовать с помощью пассивных RC-цепей. Возможность их реализации состоит в применении индуктивностей, как показывает следующий пример.

13.4.1. LRC-фильтр

Классическая реализация фильтра второго порядка заключается в применении LRC-фильтра (рис. 13.13).

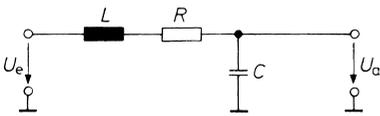


Рис. 13.13. Пассивный фильтр нижних частот второго порядка

$$A(s_n) = \frac{1}{1 + \omega_g R C s_n + \omega_g^2 L C s_n^2}$$

С учетом коэффициентов уравнения (13.17) получаем расчетные формулы для значений R и L :

$$R = \frac{a_1}{2\pi f_g C} \quad \text{и} \quad L = \frac{b_1}{4\pi^2 f_g^2 C}.$$

Для фильтра Баттерворта нижних частот второго порядка из табл. 13.6 выбирают коэффициенты $a_1 = 1,414$ и $b_1 = 1,000$. Задав частоту среза фильтра $f_g = 10$ Гц и емкость $C = 10$ мкФ, получим значения $R = 2,25$ кОм и $L = 25,3$ Гн. Известно, что такой фильтр чрезвычайно трудно реализуем из-за большой величины индуктивности. Избежать применения индуктивности можно, заменяя ее активной RC-цепью. Для этого целесообразно применить схему гиратора (см. рис. 12.32). Однако такое схемотехническое решение оказывается дорогостоящим.

Желаемую передаточную функцию можно реализовать гораздо проще с помощью операционного усилителя с соответствующими RC-цепями без применения аналога индуктивности.

13.4.2

Фильтр с многопетлевой отрицательной обратной связью

Активный RC -фильтр нижних частот второго порядка представлен на рис. 13.14. Для него:

$$A(s_n) = \frac{R_2/R_1}{1 + \omega_g C_1 \left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \right) s_n + \omega_g^2 C_1 C_2 R_2 R_3 s_n^2}.$$

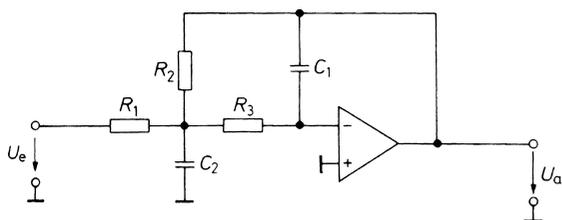


Рис. 13.14. Активный фильтр нижних частот второго порядка с многопетлевой отрицательной обратной связью

С учетом коэффициентов уравнения (13.17) получаем расчетные формулы:

$$\begin{aligned} A_0 &= -R_2/R_1, \\ a_1 &= \omega_g C_1 \left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \right), \\ b_1 &= \omega_g^2 C_1 C_2 R_2 R_3. \end{aligned}$$

Для определения параметров фильтра можно, например, задать сопротивления резисторов R_1 и R_3 и по расчетным формулам вычислить значения R_2 , C_1 и C_2 . Как видно, такой расчет параметров возможен для всех положительных значений a_1 и b_1 . Следовательно, можно реализовать любой желаемый тип фильтра. Коэффициент передачи постоянного сигнала A_0 является отрицательным, поэтому фильтр на низких частотах инвертирует сигнал.

Чтобы в действительности получить желаемую амплитудно-частотную характеристику, можно подбирать компоненты схемы с не очень большой точностью. Выполнить подбор сопротивлений резисторов достаточно легко, так как они выбираются из стандартного ряда Е96, который соответствует однопроцентному допуску. Конденсаторы также должны устанавливаться с однопроцентным допуском, но из стандартного ряда Е6. При этом лучше при расчете фильтра выбрать номинал конденсатора и вычислить сопротивления резисторов. Для этого решим уравнения относительно сопротивлений и получим:

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4C_1 C_2 b_1 (1 - A_0)}}{4\pi f_g C_1 C_2}, \\ R_1 &= \frac{R_2}{-A_0}, \\ R_3 &= \frac{b_1}{4\pi^2 f_g^2 C_1 C_2 R_2}. \end{aligned}$$

Для того чтобы сопротивление резистора R_2 было действительным, должно выполняться условие:

$$C_2 \geq \frac{4b_1(1-A_0)}{a_1^2} C_1.$$

Благоприятные расчетные параметры получаются, когда задают значение C_1 и выбирают следующее по величине нормированное значение C_2 . Параметры фильтра относительно слабо зависят от точности номиналов компонентов схемы. Эту схему рекомендуют для реализации фильтров с высокой добротностью.

Чтобы операционный усилитель мог считаться идеальным, на частоте среза фильтра он должен иметь высокий коэффициент петлевого усиления. По этой причине даже при низких частотах среза требуются быстродействующие операционные усилители.

13.4.3

Фильтр с одной петлей положительной обратной связи

Активный фильтр может быть построен на основе усилителя с положительной обратной связью. При этом коэффициент усиления за счет внутренней обратной связи должен иметь строго определенное значение:

$$A(s_n) = \frac{\alpha}{1 + \omega_g [C_1(R_1 + R_2) + (1 - \alpha)R_1C_2]s_n + \omega_g^2 R_1R_2C_1C_2s_n^2}.$$

Делитель напряжения R_3 , $(\alpha - 1)R_3$, представленный на рис. 13.15, осуществляет отрицательную обратную связь и устанавливает коэффициент усиления равным α . Положительная обратная связь осуществляется через конденсатор C_2 .

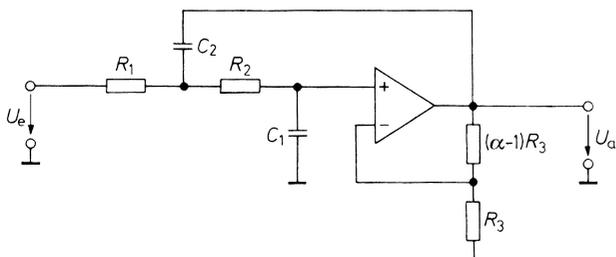


Рис. 13.15. Схема активного фильтра нижних частот второго порядка Саллена-Кея с одной петлей положительной обратной связи

Расчет параметров схемы может быть существенно упрощен, если предварительно предпринять специальные меры. Одна из них заключается в том, чтобы установить внутренний коэффициент усиления $\alpha = 1$. Тогда $(\alpha - 1)R_3 = 0$, и оба резистора в делителе напряжения можно исключить. Такой операционный усилитель с полной отрицательной обратной связью, обеспечивающий коэффициент усиления $\alpha = 1$, может изготавливаться в виде интегральной схемы повторителя напряжения. Часто достаточно преобразователя полного сопротивления, например в виде эмиттерного или исто-

кового повторителя. Благодаря этому фильтр может быть реализован в мегагерцевом диапазоне. Для рассматриваемого случая передаточная функция имеет вид:

$$A(s_n) = \frac{1}{1 + \omega_g C_1 (R_1 + R_2) s_n + \omega_g^2 R_1 R_2 C_1 C_2 s_n^2}.$$

Если значения C_1 и C_2 заданы, то с учетом коэффициентов из уравнения (13.17) получаем расчетные формулы:

$$A_0 = 1,$$

$$R_1 = R_2 = \frac{a_1 C_2 \mp \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2}}{4\pi f_g C_1 C_2}.$$

Чтобы значения сопротивлений R_1 и R_2 получились действительными, должно быть выполнено условие:

$$C_2/C_1 \geq 4b_1/a_1^2.$$

Как и для фильтра с многопетлевой отрицательной обратной связью, наилучшие параметры схемы получаются, если отношение C_2/C_1 выбирают не намного больше, чем в приведенном условии. Фильтр, работающий по этому принципу, можно выполнить в виде интегральной схемы. Семейство микросхем MAX270 фирмы Maxim содержит два фильтра Баттерворта второго порядка. Частота среза фильтра устанавливается с помощью 7-битных команд и принимает одно из 128 значений в интервале 1...25 кГц.

Другой вариант заключается в том, чтобы задать равные значения сопротивлений и емкостей, то есть выбрать $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$. Для того чтобы можно было реализовать фильтры разных типов, необходимо варьировать значения внутреннего коэффициента усиления α .

Передаточная функция в этом случае имеет вид:

$$A(s_n) = \frac{\alpha}{1 + \omega_g RC(3 - \alpha)s_n + (\omega_g RC)^2 s_n^2}.$$

С учетом коэффициентов из уравнения (13.17) получаем расчетные формулы:

$$RC = \frac{\sqrt{b_1}}{2\pi f_g}, \quad \alpha = A_0 = 3 - \frac{a_1}{\sqrt{b_1}} = 3 - \frac{1}{Q_1}.$$

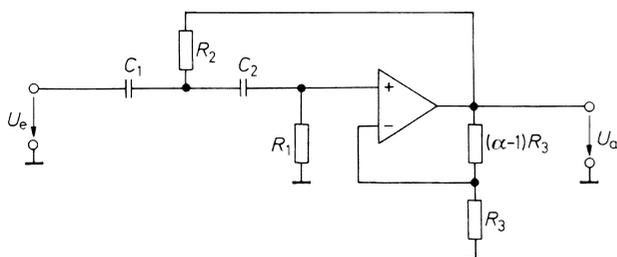
Как видно, внутренний коэффициент усиления α зависит только от добротности полюсов и не зависит от частоты среза фильтра f_g . Величина α определяет в этом случае тип фильтра. Выбирая коэффициенты для фильтра второго порядка из табл. 13.6, получаем приведенные в табл. 13.7 значения коэффициентов усиления α .

При $\alpha = 3$ схема генерирует колебания с частотой $f = 1/2\pi RC$. Отметим, что установка внутреннего коэффициента усиления α тем труднее, чем он ближе к значению

Таблица 13.7. Внутренний коэффициент усиления при одной петле положительной обратной связи

	Фильтр с критическим затуханием	Фильтр Бесселя	Фильтр Баттерворта	Фильтр Чебышева (-3 дБ)	Недемпфированный фильтр
α	1,000	1,268	1,586	2,234	3,000

$\alpha = 3$. Поэтому для фильтра Чебышева необходима особенно точная установка коэффициента усиления. Это существенный недостаток данного фильтра по сравнению с фильтрами, которые были рассмотрены до сих пор. Значительным преимуществом схемы является то, что тип фильтра определяется исключительно значением α и не зависит от значений R и C . При этом можно очень просто изменять частоту среза фильтра (рис. 13.15), например с помощью сдвоенного потенциометра для одновременного изменения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 .


Рис. 13.16. Активный фильтр верхних частот второго порядка с одной петлей положительной обратной связью

Меняя местами резисторы и конденсаторы, получают *фильтр верхних частот* (см. рис. 13.16), для которого

$$A(s_n) = \frac{\alpha}{1 + \frac{R_2(C_1 + C_2) + R_1 C_2(1 - \alpha)}{R_1 R_2 C_1 C_2 \omega_g} \cdot \frac{1}{s_n} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 \omega_g^2} \cdot \frac{1}{s_n^2}}$$

Для упрощения расчетов параметров схемы выбирают $\alpha = 1$ и $C_1 = C_2 = C$. С учетом коэффициентов в уравнении (13.15) получаем расчетные формулы:

$$\begin{aligned} A_\infty &= 1, \\ R_1 &= \frac{1}{\pi f_g C a_1}, \\ R_2 &= \frac{a_1}{4\pi f_g C b_1}. \end{aligned}$$

13.5

Реализация фильтров верхних и нижних частот более высокого порядка

Если в области среза амплитудно-частотная характеристика фильтра недостаточно крута, следует применять фильтр более высокого порядка. Для этого последовательно включают фильтры первого и второго порядков. При этом амплитудно-частотные характеристики отдельных фильтров перемножаются. Однако было бы неправильно, например, включать последовательно два фильтра Баттерворта второго порядка, чтобы получить фильтр Баттерворта четвертого порядка. Получающийся при этом фильтр имел бы другую частоту среза и другую амплитудно-частотную характеристику. Поэтому необходимо задавать коэффициенты отдельных фильтров так, чтобы произведение амплитудно-частотных характеристик соответствовало желаемому оптимальному типу фильтра.

Для упрощения расчета отдельных фильтров (звеньев) полиномы передаточных функций различных типов фильтров разлагаются в ряд. Как упоминалось, коэффициенты a_1 и b_1 отдельных звеньев фильтра даны в табл. 13.6. Каждый коэффициент при $b_i \neq 0$ можно реализовать на основе одного описанного фильтра второго порядка. Необходимо лишь заменить их коэффициенты a_1 и b_1 на коэффициенты a_i и b_i . Для расчета параметров схемы следует подставить в данные формулы желаемую частоту среза результирующего фильтра. Отдельные звенья фильтра, как правило, имеют разные частоты среза (см. табл. 13.6). Фильтры нечетного порядка содержат член с $b_i = 0$. Этот член можно реализовать на основе описанного фильтра первого порядка, причем a_1 следует заменить на a_i . Также здесь вместо значения f_g нужно подставить частоту среза результирующего фильтра. Для звеньев фильтра автоматически выбирают значение a_i , соответствующее приведенной в табл. 13.6 частоте среза f_{gi} .

В принципе, безразлично, в каком порядке расположены отдельные звенья фильтра, так как результирующая амплитудно-частотная характеристика в любом случае будет одной и той же. На практике, однако, существуют различные точки зрения относительно последовательности включения звеньев фильтра. Например, с точки зрения перегрузки схемы лучше располагать звенья фильтра в порядке возрастания частоты среза и фильтр с меньшей частотой среза включать на входе. В противном случае уже первый каскад может оказаться перегруженным, тогда как на выходе второго каскада уровень сигнала будет меньше предельного. Это происходит потому, что звенья фильтра с более высокой частотой среза всегда имеют более высокую добротность полюсов и, следовательно, подъем амплитудно-частотной характеристики вблизи частоты среза. На рис. 13.17 изображена амплитудно-частотная характеристика фильтра Чебышева десятого порядка с неравномерностью 0,5 дБ и пяти его звеньев.

Видно, что меньшая перегрузка схемы соответствует случаю, когда звенья с меньшей частотой среза находятся в начале цепочки фильтров.

Другая точка зрения относительно порядка расположения звеньев фильтра может быть связана с шумами. В этом случае желательна обратная последовательность включения звеньев, потому что фильтры с меньшей частотой среза в конце цепочки ослабляют шумы входных каскадов.

Продемонстрируем расчет параметров для фильтра Бесселя нижних частот третьего порядка. Он должен быть составлен из фильтров нижних частот первого (см. рис. 13.10)

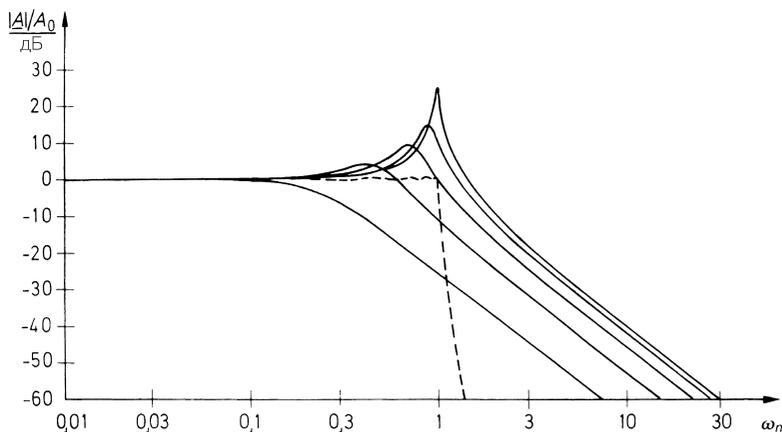


Рис. 13.17. Амплитудно-частотные характеристики фильтра Чебышева десятого порядка и пяти его звеньев

и второго порядков (см. рис. 13.15), причем в соответствии с описанной в разделе 13.4.3 особенностью выберем коэффициент передачи $\alpha = 1$. Коэффициент передачи постоянного напряжения результирующего фильтра также должен быть равен единице. Чтобы обеспечить это условие, преобразователь полного сопротивления в звене первого порядка должен иметь коэффициент усиления $\alpha = 1$. Схема соответствующего фильтра представлена на рис. 13.18.

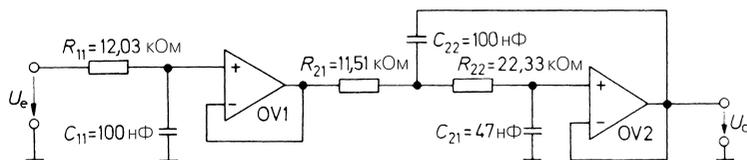


Рис. 13.18. Фильтр Бесселя нижних частот третьего порядка с частотой среза $f_g = 100$ Гц

Желаемая частота среза $f_g = 100$ Гц. Для расчета первого каскада фильтра зададим значение емкости $C_{11} = 100$ нФ и с учетом коэффициентов из табл. 13.6, в соответствии с разделом 13.3, получим:

$$R_{11} = \frac{a_1}{2\pi f_g C_{11}} = \frac{0,7560}{2\pi \cdot 100 \text{ Гц} \cdot 100 \text{ нФ}} = 12,03 \text{ кОм.}$$

Для второго каскада фильтра зададим $C_{22} = 100$ нФ и, в соответствии с разделом 13.4.3, получим условия для расчета емкости C_{21} :

$$C_{21} \leq C_{22} \frac{a_2^2}{4b_2} = 100 \text{ нФ} \cdot \frac{(0,9996)^2}{4 \cdot 0,4772},$$

$$C_{21} \leq 52,3 \text{ нФ.}$$

Выберем ближайший номинал емкости из стандартного ряда $C_{21} = 47 \text{ нФ}$ и получим:

$$R_{21/22} = \frac{a_2 C_{22} \pm \sqrt{a_2^2 C_{22}^2 - 4b_2 C_{21} C_{22}}}{4\pi f_g C_{21} C_{22}},$$

$$R_{21} = 11,51 \text{ кОм}, \quad R_{22} = 22,33 \text{ кОм}.$$

Для фильтров третьего порядка можно исключить из схемы первый операционный усилитель. Благодаря этому перед фильтром второго порядка будет стоять простой фильтр нижних частот (см. рис. 13.1). Но из-за взаимной нагрузки каскадов необходим новый расчет параметров фильтра, который гораздо труднее, чем в случае разделенных фильтров. На рис. 13.19 показана схема подобного фильтра. Она имеет такие же характеристики, как и характеристики предыдущей схемы.

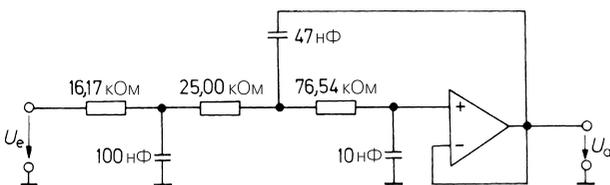


Рис. 13.19. Упрощенный фильтр Бесселя нижних частот третьего порядка с частотой среза $f_g = 100 \text{ Гц}$

13.6

Преобразование фильтра нижних частот в полосовой фильтр

В разделе 13.2 было показано, как путем преобразования частотных переменных амплитудно-частотной характеристики заданного фильтра нижних частот можно получить соответствующую амплитудно-частотную характеристику фильтра верхних частот. Путем аналогичных преобразований можно получить амплитудно-частотную характеристику полосового фильтра, заменяя в передаточной функции фильтра нижних частот частотную переменную s_n на следующее выражение:

$$\frac{1}{\Delta\omega_n} \left(s_n + \frac{1}{s_n} \right). \tag{13.18}$$

В результате этого преобразования в амплитудно-частотной характеристике фильтра нижних частот в диапазоне $0 \leq \omega_n \leq 1$ образуется полоса пропускания между средней частотой $\omega_n = 1$ и верхней частотой среза $\omega_{n,max}$. Кроме того, она оказывается зеркальным отображением в логарифмическом масштабе относительно средней частоты полосового фильтра с нижней частотой среза $\omega_{n,min} = 1/\omega_{n,max}$ [13.7]. Рис. 13.20 иллюстрирует такое преобразование.

Нормированная ширина полосы пропускания фильтра $\Delta\omega_n = \omega_{n,max} - \omega_{n,min}$ может выбираться произвольно. На рис. 13.20 видно, что при частотах $\omega_{n,min}$ и $\omega_{n,max}$ полосовой фильтр обладает таким же коэффициентом передачи, что и фильтр нижних частот при $\omega_n = 1$.

Если параметры фильтра нижних частот нормированы относительно частоты среза, на которой коэффициент передачи уменьшается на 3 дБ (см. табл. 13.6), то

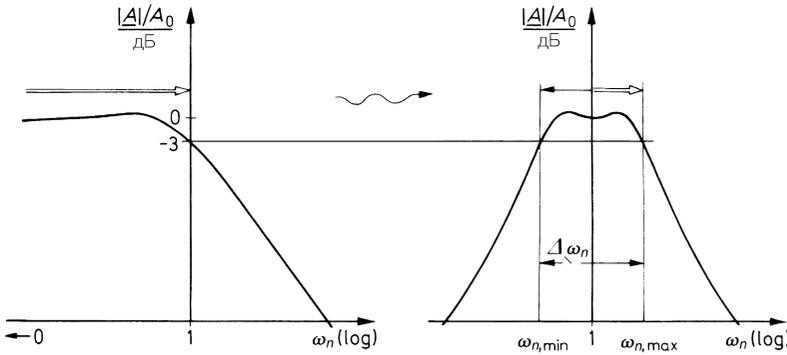


Рис. 13.20. Преобразование фильтра нижних частот в полосовой фильтр

значение $\Delta\omega_n$ представляет собой нормированную по уровню -3 дБ ширину полосы пропускания полосового фильтра. Учитывая, что:

$$\Delta\omega_n = \omega_{n,\max} - \omega_{n,\min} \quad \text{и} \quad \omega_{n,\min} \omega_{n,\max} = 1,$$

получаем выражение для нормированных частот среза полосового фильтра, на которых его коэффициент передачи уменьшается на 3 дБ:

$$\omega_{n,\max/\min} = \frac{1}{2} \sqrt{(\Delta\omega_n)^2 + 4} \pm \frac{1}{2} \Delta\omega_n.$$

13.6.1

Полосовой фильтр второго порядка

Простейший полосовой фильтр получают, когда преобразование (13.18) применяют к передаточной функции фильтра нижних частот первого порядка:

$$A(s_n) = \frac{A_0}{1 + s_n}.$$

При этом для полосового фильтра получается передаточная функция второго порядка:

$$A(s_n) = \frac{A_0}{1 + \frac{1}{\Delta\omega_n} \left(s_n + \frac{1}{s_n} \right)} = \frac{A_0 \Delta\omega_n s_n}{1 + \Delta\omega_n s_n + s_n^2}. \quad (13.19)$$

Основными характеристиками полосовых фильтров являются коэффициент передачи A_r на резонансной частоте и добротность Q . Непосредственно из свойств рассмотренного преобразования получается $A_r = A_0$. Это можно легко подтвердить, применив в формуле (13.19) $\omega_n = 1$, то есть $s_n = j$. Так как A_r имеет действительное значение, то фазовый сдвиг полосового фильтра на резонансной частоте равен нулю.

По аналогии с колебательным контуром добротность полосового фильтра определяют как отношение резонансной частоты f_r к ширине полосы прозрачности B . Следовательно, имеет место:

$$Q = \frac{f_r}{B} = \frac{f_r}{f_{\max} - f_{\min}} = \frac{1}{\omega_{n,\max} - \omega_{n,\min}} = \frac{1}{\Delta\omega_n} \quad (13.20)$$

Подставляя выражение для добротности в (13.19), получаем передаточную функцию полосового фильтра:

$$A(s_n) = \frac{(A_r/Q)s_n}{1 + \frac{1}{Q}s_n + s_n^2} \quad (13.21)$$

Это уравнение позволяет определить все необходимые параметры полосового фильтра второго порядка непосредственно из его передаточной функции. При $s_n = j\omega_n$ из выражения (13.21) получаем частотные зависимости амплитуды и фазового сдвига:

$$|A| = \frac{(A_r/Q)\omega_n}{\sqrt{1 + \omega_n^2 \left(\frac{1}{Q^2} - 2 \right) + \omega_n^4}} \quad (13.22)$$

$$\varphi = \arctg \frac{Q(1 - \omega_n^2)}{\omega_n} \quad (13.23)$$

Обе функциональные зависимости приведены на рис. 13.21 для добротностей $Q = 1$ и $Q = 10$.

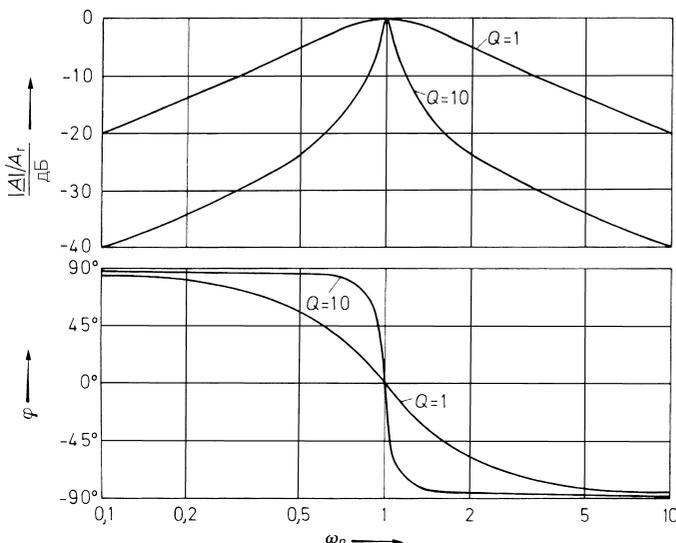


Рис. 13.21. Амплитудно- и фазово-частотные характеристики полосового фильтра второго порядка

13.6.2

Полосовой фильтр четвертого порядка

В полосовых фильтрах второго порядка амплитудно-частотная характеристика тем острее, чем больше добротность фильтра. Существуют, однако, случаи, при которых нужно получить как можно более плоскую характеристику в полосе прозрачности фильтра с крутыми спадами за ее пределами. Такая задача оптимизации может быть решена путем преобразования фильтров нижних частот более высокого порядка в полосовые фильтры. При этом имеется возможность кроме ширины полосы прозрачности $\Delta\omega_n$ выбирать произвольно подходящий тип фильтра.

Особое значение представляет применение преобразования к фильтрам нижних частот второго порядка. Оно приводит к полосовым фильтрам четвертого порядка, которые будут рассмотрены более подробно ниже.

Подставляя уравнение преобразования (13.18) в уравнение для фильтра нижних частот второго порядка (13.17), получаем передаточную функцию полосового фильтра:

$$A(s_n) = \frac{s_n^2 A_0 (\Delta\omega_n)^2 / b_1}{1 + \frac{a_1}{b_1} \Delta\omega_n s_n + \left[2 + \frac{(\Delta\omega_n)^2}{b_1} \right] s_n^2 + \frac{a_1}{b_1} \Delta\omega_n s_n^3 + s_n^4}. \quad (13.24)$$

Видно, что амплитудно-частотная характеристика фильтра на нижних и верхних частотах асимптотически изменяется со скоростью ± 12 дБ/октава. На средней частоте $\omega_n = 1$ коэффициент передачи фильтра имеет действительное значение $A_m = A_0$.

На рис. 13.22 показаны амплитудно- и фазово-частотные характеристики при нормированной ширине полосы $\Delta\omega_n = 1$ полосового фильтра Баттерворта и полосового фильтра Чебышева с неравномерностью характеристики 0,5 дБ. Для сравнения показана амплитудно-частотная характеристика полосового фильтра второго порядка с такой же полосой пропускания.

Как и для фильтра нижних частот, для упрощения реализации разложим знаменатель передаточной функции на множители второй степени. Из соображений симметрии выберем упрощенное представление. Тогда:

$$A(s_n) = \frac{s_n^2 A_m (\Delta\omega_n)^2 / b_1}{\left[1 + \frac{\alpha s_n}{Q_i} + (\alpha s_n)^2 \right] \left[1 + \frac{1}{Q_i} \left(\frac{s_n}{\alpha} \right) + \left(\frac{s_n}{\alpha} \right)^2 \right]}. \quad (13.25)$$

Перемножив сомножители и приравняв результат к уравнению передаточной функции (13.24), получим уравнение для определения параметра α :

$$\alpha^2 + \left[\frac{\alpha \Delta\omega_n a_1}{b_1 (1 + \alpha^2)} \right]^2 + \frac{1}{\alpha^2} - 2 - \frac{(\Delta\omega_n)^2}{b_1} = 0. \quad (13.26)$$

Это уравнение для соответствующего случая может быть легко решено численно с помощью калькулятора. После определения параметра α получаем добротность полюсов Q_i звеньев фильтра:

$$Q_i = \frac{(1 + \alpha^2) b_1}{\alpha \Delta\omega_n \alpha_1}. \quad (13.27)$$

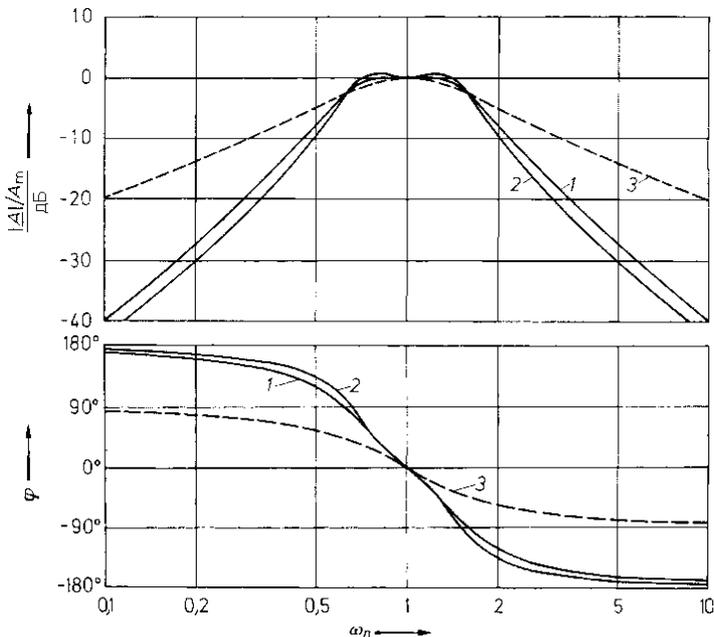


Рис. 13.22. Амплитудно- и фазово-частотные характеристики полосовых фильтров с шириной полосы $\Delta\omega_n = 1$: кривая 1 – полосовой фильтр Баттерворта четвертого порядка; кривая 2 – полосовой фильтр Чебышева четвертого порядка с неравномерностью 0,5 дБ; кривая 3 – полосовой фильтр второго порядка для сравнения

В зависимости от того, каким будет разложение числителя передаточной функции фильтра, получаем два различных способа его реализации. Представление числителя в виде произведения постоянного множителя и множителя, содержащего s_n^2 , ведет к последовательному соединению фильтров верхних и нижних частот. Такой способ реализации в основном применяется при широкой полосе прозрачности $\Delta\omega_n$.

При малой ширине полосы прозрачности $\Delta\omega_n \lesssim 1$ лучше использовать последовательное соединение двух полосовых фильтров второго порядка, которые незначительно расстроены относительно друг друга. Такой способ реализации называют *расстройкой контуров*. Для расчета полосовых фильтров представим числитель в виде произведения двух сомножителей, содержащих s_n . Соответственно:

$$A(s_n) = \frac{(A_r/Q_i)(\alpha s_n)}{1 + \frac{\alpha s_n}{Q} + (\alpha s_n)^2} \cdot \frac{(A_r/Q_i)(s_n/\alpha)}{1 + \frac{1}{Q_i} \left(\frac{s_n}{\alpha} \right) + \left(\frac{s_n}{\alpha} \right)^2}. \quad (13.28)$$

Приравняв коэффициенты выражений (13.25) и (13.21), получим формулы для расчета звеньев фильтра:

Звено фильтра	f_r	Q	A_r
1	f_m / α	Q_i	$Q_i \Delta\omega_n \sqrt{A_m/b_1}$
2	$f_m \cdot \alpha$	Q_i	$Q_i \Delta\omega_n \sqrt{A_m/b_1}$

(13.29)

Здесь f_m – средняя частота результирующего полосового фильтра, а A_m – коэффициент передачи фильтра на этой средней частоте. Параметры α и Q_i получают из выражений (13.26) и (13.27).

Пример. Рассмотрим пример расчета звена фильтра. Пусть нужно рассчитать полосовой фильтр Баттерворта со средней частотой 1 кГц и шириной полосы прозрачности 100 Гц. Коэффициент передачи фильтра на средней частоте должен быть равен $A_m = 1$. Сначала выберем из табл. 13.6 коэффициенты для фильтра Баттерворта нижних частот второго порядка $a_1 = 1,4142$ и $b = 1$. При $\Delta\omega_n = 0,1$ из уравнения (13.26) получаем $\alpha = 1,0360$. Уравнение (13.27) дает $Q_i = 14,15$. Из уравнений (13.29) получаем $A_r = 14,15$, $f_{r1} = 965$ Гц, $f_{r2} = 1,036$ кГц.

13.7 Реализация полосовых фильтров второго порядка

Включая последовательно фильтры верхних и нижних частот первого порядка, как показано на рис. 13.23, получают полосовой фильтр с передаточной функцией:

$$A(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha sRC}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{sRC}{\alpha}} = \frac{\alpha sRC}{1 + \frac{1 + \alpha^2}{\alpha} sRC + (sRC)^2}$$

И в обобщенном виде:

$$A(s_n) = \frac{\alpha s_n}{1 + \frac{1 + \alpha^2}{\alpha} s_n + s_n^2}$$

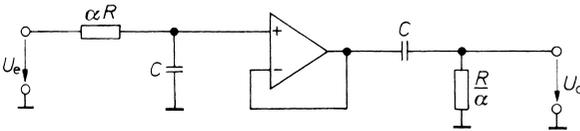


Рис. 13.23. Полосовой фильтр, построенный на основе фильтров верхних и нижних частот первого порядка

С учетом того, что резонансная частота $\omega_r = 1/RC$, получаем передаточную функцию в нормированном виде. Приравняв коэффициенты этой функции к коэффициентам выражения (13.21), получаем формулу для вычисления добротности фильтра:

$$Q = \frac{\alpha}{1 + \alpha^2}$$

При $\alpha = 1$ имеем максимальное значение добротности $Q_i = 1/2$. Это максимальное значение добротности, которое может быть получено при последовательном соединении фильтров первого порядка. При более высоких значениях добротности знаменатель передаточной функции (13.21) имеет комплексные корни. Однако такая передаточная функция может быть реализована только на основе *RLC*-схем или на основе специализированных активных *RC*-цепей, которые будут рассмотрены в следующих главах.

13.7.1. RLC-фильтр

Обычный метод реализации селективных фильтров с высокой добротностью состоит в применении колебательных контуров. На рис. 13.24 показана схема такого фильтра.

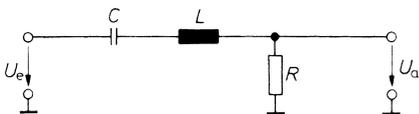


Рис. 13.24. RLC-полосовой фильтр

Его передаточная функция имеет вид:

$$A(s_n) = \frac{R\sqrt{\frac{C}{L}}s_n}{1 + R\sqrt{\frac{C}{L}}s_n + s_n^2} \quad \text{или} \quad A(s) = \frac{sRC}{1 + sRC + s^2LC}.$$

Учитывая, что резонансная частота $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$, получаем нормированную передаточную функцию (см. рис. 13.24). Приравняв коэффициенты к коэффициентам выражения (13.21), получаем формулу для вычисления добротности фильтра:

$$Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{и} \quad A_r = 1.$$

В области высоких частот индуктивность с малыми потерями может быть выполнена достаточно просто. Однако в области низких частот индуктивности оказываются слишком большими и обладают плохими электрическими свойствами. Если, например, на основе схемы 13.24 нужно построить фильтр с резонансной частотой $f_r = 10$ Гц, при емкости 10 мкФ требуется индуктивность $L = 25,3$ Гн. Как уже было показано в разделе 13.4.1, для фильтров верхних и нижних частот эквивалент такой индуктивности можно получить, например, с помощью гиратора. Однако схемотехнически гораздо проще желаемую передаточную функцию (13.21) реализовать непосредственно с помощью операционного усилителя с частотно-зависимой обратной RC-связью.

13.7.2

Полосовой фильтр с многопетлевой отрицательной обратной связью

Для построения полосовых фильтров можно использовать многопетлевую отрицательную обратную связь. Соответствующая схема фильтра представлена на рис. 13.25 с передаточной характеристикой:

$$A(s_n) = \frac{-\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_3} C \omega_r s_n}{1 + \frac{2R_1 R_3}{R_1 + R_3} C \omega_r s_n + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3} C^2 \omega_r^2 s_n^2}.$$

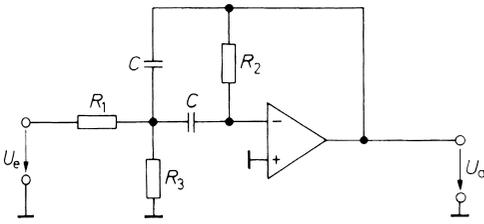


Рис. 13.25. Полосовой фильтр нижних частот с многопетлевой отрицательной обратной связью

Из сравнения передаточной функции этого фильтра с выражением (13.21) видно, что коэффициент при s_n^2 должен быть равен 1. Отсюда получаем резонансную частоту:

$$f_r = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}}. \quad (13.30)$$

Подставляя выражение для резонансной частоты в передаточную функцию и приравнявая полученные коэффициенты к коэффициентам выражения (13.21), получаем следующий результат:

$$-A_r = \frac{R_2}{2R_1}, \quad (13.31)$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 R_3}} = \pi R_2 C f_r. \quad (13.32)$$

Видно, что коэффициент передачи, добротность и резонансная частота полосового фильтра могут выбираться произвольно.

Из выражения (13.32) получаем формулу для полосы пропускания фильтра:

$$B = \frac{f_r}{Q} = \frac{1}{\pi R_2 C}.$$

Таким образом, полоса пропускания фильтра не зависит от значений R_1 и R_3 . Из выражения (13.31) видно, что A_r не зависит от R_3 . Поэтому можно варьировать резонансную частоту, изменяя сопротивление резистора R_2 , не влияя на полосу пропускания и на коэффициент передачи фильтра A_r . Если исключить резистор R_3 , фильтр остается работоспособным, но его добротность будет зависеть от A_r . Из выражения (13.32) при $R_3 \rightarrow \infty$ следует, что

$$-A_r = 2Q^2.$$

Если коэффициент петлевого усиления схемы значительно больше 1, дифференциальный коэффициент усиления операционного усилителя должен быть больше $2Q^2$. С помощью резистора R_3 также можно достичь высокой добротности фильтра при малом коэффициенте передачи A_r . Как видно из рис. 13.25, снижение коэффициента передачи определяется только ослаблением входного сигнала делителем напряжения R_1, R_3 . Поэтому при отсутствии нагрузки коэффициент передачи операционного усилителя должен превышать значение $2Q^2$. Выполнение этого требования особенно

важно, потому что оно должно соблюдаться и на резонансной частоте. Это надо принимать во внимание при выборе операционного усилителя, особенно при работе на высоких частотах.

Рассмотрим числовой пример расчета схемы фильтра. Полосовой фильтр должен иметь резонансную частоту $f_r = 10$ Гц и добротность $Q = 100$. Следовательно, частоты среза примерно равны значениям 9,95 Гц и 10,05 Гц. Коэффициент усиления на резонансной частоте должен быть равен $A_r = -10$. Теперь можно произвольно задать значение емкости, например $C = 1$ мкФ, и рассчитать остальные параметры фильтра. Из выражения (13.32) получается:

$$R_2 = \frac{Q}{\pi f_r C} = 3,18 \text{ МОм.}$$

Из выражения (13.31) следует:

$$R_1 = \frac{R_2}{-2A_r} = 159 \text{ кОм.}$$

Сопrotивление резистора R_3 получаем из выражения (13.30):

$$R_3 = \frac{-A_r R_1}{2Q^2 + A_r} = 79,5 \text{ Ом.}$$

Дифференциальный коэффициент усиления операционного усилителя на резонансной частоте должен быть больше значения $2Q^2 = 20\,000$.

Схема имеет то преимущество, что она не склонна к генерации на резонансной частоте при неточно рассчитанных параметрах. Предполагается, конечно, правильная частотная коррекция операционного усилителя; в противном случае могут возникнуть высокочастотные колебания.

13.7.3

Полосовой фильтр с одной петлей положительной обратной связи

Применение одной петли положительной обратной связи для построения полосовых фильтров показано на рис. 13.26. При этом полосовой фильтр имеет следующие характеристики:

- $A(s_n) = \frac{kRC\omega_r s_n}{1 + RC\omega_r(3-k)s_n + R^2C^2\omega_r^2 s_n^2}$;
- резонансная частота $f_r = \frac{1}{2\pi RC}$;
- коэффициент усиления $A_r = \frac{k}{3-k}$;
- добротность $Q = \frac{1}{3-k}$.

С помощью резисторов R_1 и $(k-1)R_1$ в цепи обратной связи внутренний коэффициент усиления операционного усилителя устанавливается равным k . Приравнивая коэффициенты передаточной функции к коэффициентам (13.21), получают формулы для расчета параметров фильтра.

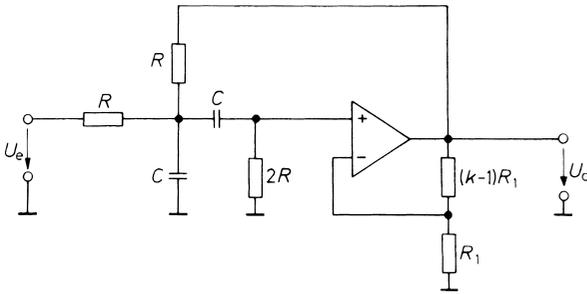


Рис. 13.26. Полосовой фильтр с одной петлей положительной обратной связи

Недостатком схемы является то, что значения Q и A_r не могут выбираться независимо друг от друга. Достоинство заключается в том, что добротность может изменяться в зависимости от величины k . При этом резонансная частота от k не зависит.

При $k = 3$ коэффициент усиления становится бесконечно большим, то есть возникают незатухающие колебания. Установка внутреннего коэффициента усиления k тем критичнее, чем он ближе к значению 3.

13.8 Преобразование фильтра нижних частот в режекторный фильтр

Для селективного подавления определенных частот необходим фильтр, коэффициент передачи которого на резонансной частоте равен нулю, а для верхних и нижних частот имеет постоянное значение. Такой фильтр называется *режекторным* или *заграждающим полосовым фильтром*. Для оценки избирательности определяют добротность подавления сигнала $Q = f_r/B$. Здесь B – полоса частот на уровне -3 дБ, (на краях которой коэффициент передачи падает на 3 дБ). Чем выше добротность фильтра, тем быстрее падает коэффициент передачи при приближении к резонансной частоте f_r .

Как и для полосового фильтра, получим амплитудно-частотную характеристику заграждающего полосового фильтра из амплитудно-частотной характеристики фильтра нижних частот путем соответствующего частотного преобразования. Для этого заменим переменную s_n выражением:

$$\frac{\Delta\omega_n}{s_n + \frac{1}{s_n}} \tag{13.33}$$

Здесь $\Delta\omega_n = 1/Q$ – нормированная полоса частот, на краях которой коэффициент передачи падает на 3 дБ. С помощью такого преобразования амплитудно-частотная характеристика фильтра нижних частот из области $0 \leq \omega_n \leq 1$ переходит в область непрозрачности заграждающего полосового фильтра в диапазоне частот $0 \leq \omega_n \leq \omega_{ng1}$. Кроме того, она зеркально отображается в логарифмическом масштабе относительно резонансной частоты. При резонансной частоте $\omega_n = 1$ передаточная функция равна нулю. Как и для полосового фильтра, при преобразовании порядок фильтра удваивается. Особый интерес представляет преобразование фильтров нижних частот первого

порядка. Оно приводит к заграждающему полосовому фильтру второго порядка с передаточной функцией:

$$A(s_n) = \frac{A_0(1+s_n^2)}{1+\Delta\omega_n s_n + s_n^2} = \frac{A_0(1+s_n^2)}{1+\frac{1}{Q}s_n + s_n^2}. \quad (13.34)$$

Отсюда получаем выражения для амплитудно-частотных и фазово-частотных характеристик фильтра:

$$|A| = \frac{A_0|1-\omega_n^2|}{\sqrt{1+\omega_n^2\left(\frac{1}{Q^2}-2\right)+\omega_n^4}}, \quad \varphi = \arctg \frac{\omega_n}{Q(\omega_n^2-1)}.$$

Эти частотные характеристики показаны на рис. 13.27 для значений добротности, равных 1 и 10.

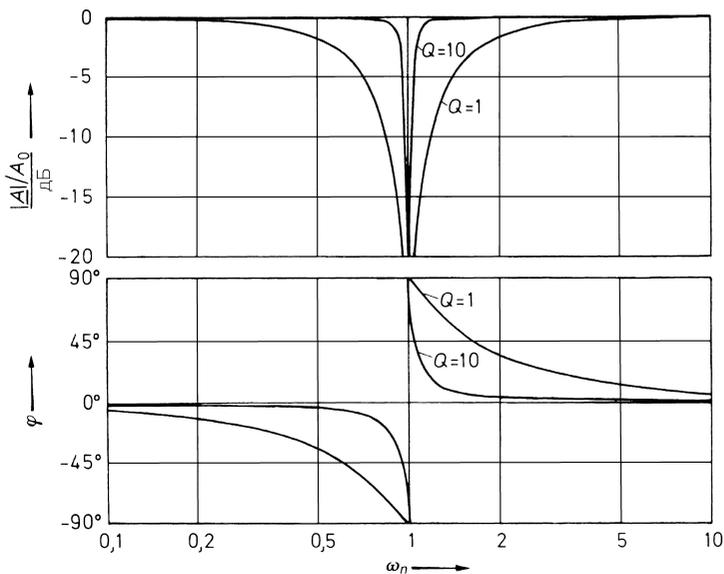


Рис. 13.27. Амплитудно- и фазово-частотные характеристики заграждающих полосовых фильтров второго порядка с добротностью $Q = 1$ и $Q = 10$

Знаменатель выражения (13.34) идентичен знаменателю передаточной функции (13.21) для полосового фильтра. Как уже было показано, с помощью пассивных RC -цепей можно получить добротность $Q = 1/2$. Для получения больших значений добротности необходимо применение RLC -схем или специализированных активных RC -схем.

13.9

Реализация режекторных фильтров второго порядка

13.9.1

Режекторный LRC-фильтр

Наиболее известный метод реализации режекторных фильтров основан на применении отсасывающего контура (рис. 13.28) с передаточной функцией:

$$A(s_n) = \frac{1 + s_n^2}{1 + R\sqrt{\frac{C}{L}}s_n + s_n^2}.$$

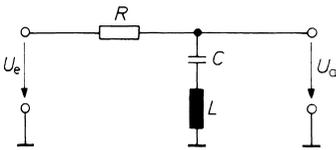


Рис. 13.28. Заграждающий LRC-фильтр

На резонансной частоте последовательный колебательный контур представляет собой короткозамкнутую цепь, и выходное напряжение становится равным нулю. Передаточная функция схемы имеет вид:

$$A(s) = \frac{1 + s^2 LC}{1 + sRC + s^2 LC}.$$

Отсюда следует, что резонансная частота $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$. Приравнявая коэффициенты полученной передаточной функции и передаточной функции (13.34), получают формулы для расчета добротности подавления сигнала:

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Это справедливо только тогда, когда катушка индуктивности не имеет потерь. В противном случае выходное напряжение не доходит до нуля. При использовании индуктивности справедлива та же точка зрения, что и для полосовых фильтров.

13.9.2

Активный режекторный фильтр с двойным Т-образным мостом

Как показано в разделе 29.3.6, фильтр с двойным Т-образным мостом представляет собой пассивный режекторный RC-фильтр. Из выражения (29.24) следует, что добротность фильтра равна $Q = 0,25$. Ее можно увеличить, включая двойной Т-образный мост в цепь обратной связи усилителя. Возможная схема такого фильтра показана на рис. 13.29.

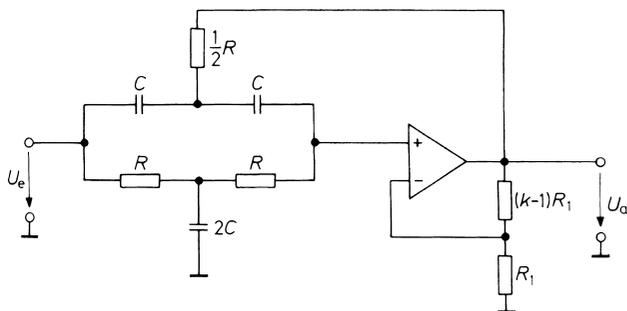


Рис. 13.29. Активный режекторный фильтр с двойным Т-образным мостом

Фильтр обладает следующими параметрами:

- передаточная функция $A(s_n) = \frac{k(1 + s_n^2)}{1 + 2(2 - k)s_n + s_n^2}$;
- резонансная частота $f_r = \frac{1}{2\pi RC}$;
- коэффициент передачи усилителя $A_0 = k$;
- добротность $Q = \frac{1}{2(2 - k)}$.

Входные сигналы высоких и низких частот проходят через двойной Т-образный фильтр без изменения. Для них выходное напряжение преобразователя полного сопротивления равно kU_e . На резонансной частоте выходное напряжение становится равным нулю. В этом случае двойной Т-образный фильтр действует так, будто резистор $R/2$ заземлен. При этом резонансная частота $f_r = 1/2\pi RC$ остается неизменной.

Требуемые параметры фильтра можно определить непосредственно из передаточной функции. Задав коэффициент усиления повторителя напряжения равным 1, получим добротность $Q = 0,5$. Если увеличивать коэффициент усиления, то $Q \rightarrow \infty$ при $k \rightarrow 2$.

Предпосылкой правильного функционирования схемы является оптимальная установка резонансной частоты и коэффициента передачи двойного Т-образного фильтра. Он плохо настраивается при больших значениях добротности, так как изменение сопротивления одновременно влияет на оба параметра. В этом смысле предпочтительнее активный заграждающий фильтр с мостом Вина-Робинсона.

13.9.3

Активный режекторный фильтр с мостом Вина-Робинсона

Как показано в разделе 29.3.5, мост Вина-Робинсона так же является режекторным фильтром. Его добротность незначительно превышает добротность фильтра с двойным Т-образным мостом. Однако при включении моста Вина-Робинсона в цепь обратной связи усилителя добротность может быть увеличена до любого значения. Соответствующая схема представлена на рис. 13.30.

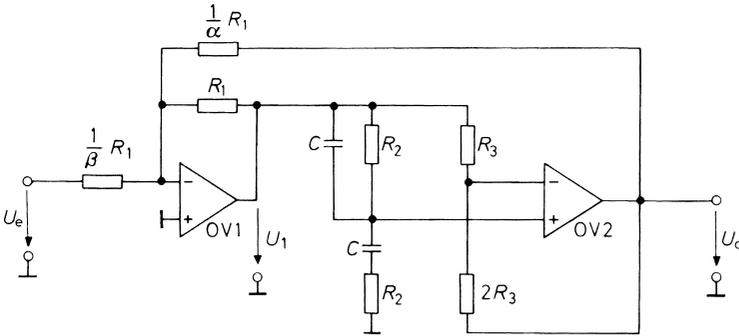


Рис. 13.30. Активный режекторный фильтр Вина–Робинсона

Основные параметры фильтра:

- передаточная функция $A(s_n) = -\frac{\beta}{1+\alpha} \frac{(1+s_n^2)}{1+\frac{3}{1+\alpha}s_n+s_n^2}$;
- резонансная частота $f_r = \frac{1}{2\pi R_2 C}$;
- коэффициент передачи $A_0 = \frac{\beta}{1+\alpha}$;
- добротность $Q = \frac{1+\alpha}{3}$.

Передаточная функция получается из соотношения для моста Вина-Робинсона (29.23):

$$\underline{U}_a = \frac{1+s_n^2}{1+3s_n+s_n} \underline{U}_1.$$

Непосредственно из этого выражения определяются необходимые параметры фильтра. Для расчета схемы задают значения f_r , A_0 , Q , C и затем получают:

$$R_2 = \frac{1}{2\pi f_r C}, \quad \alpha = 3Q - 1 \quad \text{и} \quad b = -3A_0 Q.$$

Для установки резонансной частоты фильтра можно перестраивать оба резистора R_2 и переключать конденсаторы C в каскадах фильтра. Если в результате недостаточной точности настройки сигнал с резонансной частотой не подавляется полностью, можно провести точную настройку с помощью незначительного варьирования сопротивлением резистора $2R_3$.

13.10

Фазовые фильтры

13.10.1

Принцип действия

В рассмотренных ранее схемах фильтров коэффициент передачи и фазовый сдвиг зависят от частоты. В этой главе будут рассматриваться схемы фильтров, коэффициент передачи которых постоянен, а фазовый сдвиг зависит от частоты. Такие схемы называют *фазовыми фильтрами*. Они используются для фазовой коррекции и задержки сигналов.

Сначала посмотрим, как перейти от частотной характеристики фильтра нижних частот к частотной характеристике фазового фильтра. Для этого постоянный коэффициент A_0 в числителе выражения (13.11) заменим полиномом, комплексно сопряженным со знаменателем. В результате получим постоянный коэффициент передачи фильтра, равный 1, и удвоенный фазовый сдвиг:

$$A(s_n) = \frac{\prod_i (1 - a_i s_n + b_i s_n^2)}{\prod_i (1 + a_i s_n + b_i s_n^2)} = \frac{\prod_i \sqrt{(1 - b_i \omega_n^2)^2 + a_i^2 \omega_n^2} e^{-j\alpha}}{\prod_i \sqrt{(1 - b_i \omega_n^2)^2 + a_i^2 \omega_n^2} e^{+j\alpha}} = 1 \cdot e^{-2j\alpha} = e^{j\varphi}. \quad (13.35)$$

Здесь:

$$\varphi = -2\alpha = -2 \sum_i \arctg \frac{a_i \omega_n}{1 - b_i \omega_n^2}. \quad (13.36)$$

Особый интерес представляет применение фазовых фильтров для задержки сигналов. Условие безошибочной передачи сигналов является постоянный коэффициент передачи. В фазовых фильтрах это условие выполняется полностью. Второе условие состоит в том, чтобы групповое время задержки фильтра для всего диапазона частот было постоянным. Фильтр, который лучше всего удовлетворяет этому требованию, уже был рассмотрен в виде фильтра Бесселя, для которого групповое время задержки было аппроксимировано в смысле фильтра Баттерворта. Для того чтобы получить фазовый фильтр Баттерворта, нужно подставить коэффициенты Бесселя в выражение (13.35).

Целесообразно полученную таким образом частотную характеристику фильтра пронормировать, потому что уровень -3 дБ для частоты среза фильтра нижних частот теряет свой смысл в отношении фазового фильтра. Поэтому здесь коэффициенты a_i и b_i пересчитаны так, что групповое время задержки на частоте $\omega_n = 1$ составляет $1/\sqrt{2}$ от его значения при низких частотах. Полученные таким образом коэффициенты для фильтров от первого до десятого порядков приведены в табл. 13.8.

Групповое время задержки – это время, на которое сигнал задерживается фазовым фильтром. Оно получается из выражения (13.36) в соответствии с определением (13.9б):

$$T_{gr} = t_{gr} \cdot \omega_g = 2\pi t_{gr} \cdot f_g = -\frac{d\varphi}{d\omega_n} = 2 \sum_i \frac{a_i (1 + b_i \omega_n^2)}{1 + (a_i^2 - 2b_i) \omega_n^2 + b_i^2 \omega_n^4}. \quad (13.37)$$

Таблица 13.8. Коэффициенты фазового фильтра для максимального группового времени задержки

n	i	a_i	b_i	f_i/f_g	Q_i	T_{gr0}
1	1	0,6436	0,0000	1,554	–	1,2872
2	1	1,6278	0,8832	1,064	0,58	3,2556
3	1	1,1415	0,0000	0,876	–	5,3014
	2	1,5092	1,0877	0,959	0,69	
4	1	2,3370	1,4878	0,820	0,52	7,3752
	2	1,3506	1,1837	0,919	0,81	
5	1	1,2974	0,0000	0,771	–	9,4625
	2	2,2224	1,5685	0,798	0,56	
	3	1,2116	1,2330	0,901	0,92	
6	1	2,6117	1,7763	0,750	0,51	11,5579
	2	2,0706	1,6015	0,790	0,61	
	3	1,0967	1,2596	0,891	1,02	
7	1	1,3735	0,0000	0,728	–	13,6578
	2	2,5320	1,8169	0,742	0,53	
	3	1,9211	1,6116	0,788	0,66	
	4	1,0023	1,2743	0,886	1,13	
8	1	2,7541	1,9420	0,718	0,51	15,7607
	2	2,4174	1,8300	0,739	0,56	
	3	1,7850	1,6101	0,788	0,71	
	4	0,9239	1,2822	0,883	1,23	
9	1	1,4186	0,0000	0,705	–	17,8656
	2	2,6979	1,9659	0,713	0,52	
	3	2,2940	1,8282	0,740	0,59	
	4	1,6644	1,6027	0,790	0,76	
	5	0,8579	1,2862	0,882	1,32	
10	1	2,8406	2,0490	0,669	0,50	19,9717
	2	2,6120	1,9714	0,712	0,54	
	3	2,1733	1,8184	0,742	0,62	
	4	1,5583	1,5923	0,792	0,81	
	5	0,8018	1,2877	0,881	1,42	

На низких частотах групповое время задержки имеет значение: $T_{gr0} = 2 \sum_i a_i$

Значения T_{gr0} для различных порядков фильтра приведены в табл. 13.8. Кроме того, в таблице приведены значения добротности полюсов $Q_i = \sqrt{b_i / a_i}$. Так как добротность при нормировании не изменяется, то она имеет такие же значения, что и для фильтра Бесселя.

Чтобы обеспечить возможность проверки звеньев фильтра, в табл. 13.8 дополнительно приведены значения f_i/f_g . При этом f_i – та самая частота, на которой фазовый сдвиг звена фильтра второго порядка равен -180° или звена фильтра первого

порядка равен -90° . Эту частоту измерить существенно проще, чем граничную частоту группового времени задержки.

Частотные характеристики группового времени задержки для фазовых фильтров от первого до десятого порядков приведены на рис. 13.31.

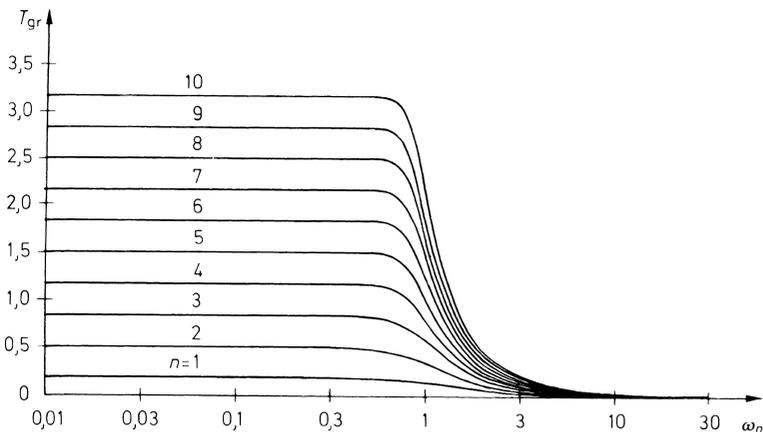


Рис. 13.31. Частотные характеристики группового времени задержки для фазовых фильтров от первого до десятого порядков

Рассмотрим последовательность расчета фазового фильтра на числовом примере. Необходимо обеспечить задержку сигнала с частотным спектром от 0 до 1 кГц на $t_{gr0} = 2$ мс. Для того чтобы не было больших фазовых искажений, частота среза фазового фильтра должна быть $f_g \geq 1$ кГц. Из выражения (13.37) следует условие:

$$T_{gr0} \geq 2\text{мс} \cdot 2\pi \cdot 1\text{кГц} = 12,566.$$

Из табл. 13.8 можно заметить, что для обеспечения этого требуется фильтр, по крайней мере, седьмого порядка. Групповое время задержки этого фильтра равно $T_{gr0} = 13,6578$. Чтобы групповое время задержки составляло точно 2 мс, нужно согласно (13.37) выбрать частоту среза:

$$f_g = \frac{T_{gr0}}{2\pi \cdot t_{gr0}} = \frac{13,6578}{2\pi \cdot 2\text{мс}} = 1,087\text{кГц}.$$

13.10.2

Реализация фазового фильтра первого порядка

Легко заметить, что схема, приведенная на рис. 13.32, имеет коэффициент передачи на низких частотах +1 и на высоких частотах -1 . Фазовый сдвиг изменяется при этом от 0 до -180° , а передаточная характеристика описывается следующим выражением:

$$A(s_n) = \frac{1 - sRC}{1 + sRC} = \frac{1 - RC\omega_g s_n}{1 + RC\omega_g s_n}.$$

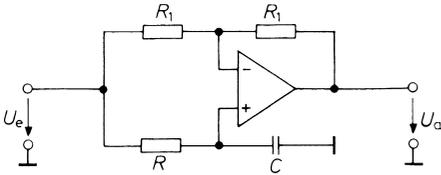


Рис. 13.32. Фазовый фильтр первого порядка

Схема представляет собой фазовый фильтр, если и на средних частотах коэффициент передачи равен 1. Чтобы убедиться в этом, рассчитаем передаточную функцию схемы, представленной на рис. 13.32. Коэффициент передачи фильтра постоянно равен единице. Приравняв коэффициенты передаточной функции этого фильтра к коэффициентам выражения (13.35), получим формулу для расчета параметров фильтра:

$$RC = \frac{a_1}{2\pi f_g}.$$

Для низких частот граничное значение группового времени задержки с учетом выражения (13.37) равно:

$$t_{gr0} = 2RC.$$

Фазовый фильтр первого порядка, представленный на рис. 13.32, может использоваться в качестве широкополосного фазовращателя. Изменением сопротивления резистора R можно устанавливать фазовый сдвиг в диапазоне от 0 до -180° , не изменяя при этом амплитуду выходного сигнала. Величина фазового сдвига рассчитывается по формуле:

$$\varphi = -2\arctg(\omega RC).$$

13.10.3

Реализация фазового фильтра второго порядка

Фазовый фильтр второго порядка может быть реализован, например, на основе вычитания выходного напряжения из входного напряжения полосового фильтра. При этом передаточная функция имеет вид:

$$A(s'_n) = 1 - \frac{\frac{A_r}{Q} s'_n}{1 + \frac{1}{Q} s'_n + s_n'^2} = \frac{1 + \frac{1 - A_r}{Q} s'_n + s_n'^2}{1 + \frac{1}{Q} s'_n + s_n'^2}.$$

Видно, что при $A_r = 2$ передаточная функция соответствует фазовому фильтру. Однако эта функция нормирована не к частоте среза фильтра, а к резонансной частоте полосового фильтра. Для того чтобы правильно произвести нормирование, предположим, что

$$\omega_g = \beta\omega_r,$$

и получим:

$$s'_n = \frac{s}{\omega_r} = \frac{\beta s}{\omega_g} = \beta s_n.$$

При этом передаточная функция фазового фильтра будет иметь вид:

$$A(s_n) = \frac{1 - \frac{\beta}{Q} s_n + \beta^2 s_n^2}{1 + \frac{\beta}{Q} s_n + \beta^2 s_n^2}.$$

С учетом формулы (13.35) получаем коэффициенты:

$$a_1 = \frac{\beta}{Q} \text{ и } b_1 = \beta^2.$$

При этом для полосового фильтра получаются следующие параметры:

$$\begin{aligned} A_r &= 2, \\ f_r &= f_g / \sqrt{b_1}, \\ Q &= \sqrt{b_1} / a_1 = Q_1. \end{aligned}$$

В качестве примера приведем реализацию полосового фильтра из раздела 13.25. Так как добротности схемы остаются относительно малыми, то из схемы полосового фильтра можно удалить резистор R_3 и вместо него установить коэффициент передачи с помощью резистора R/α (рис. 13.33). В результате образуется фазовый фильтр с передаточной характеристикой:

$$A(s_n) = - \frac{1 + (2R_1 - \alpha R_2) C \omega_g s_n + R_1 R_2 C^2 \omega_g^2 s_n^2}{1 + 2R_1 C \omega_g s_n + R_1 R_2 C^2 \omega_g^2 s_n^2}.$$

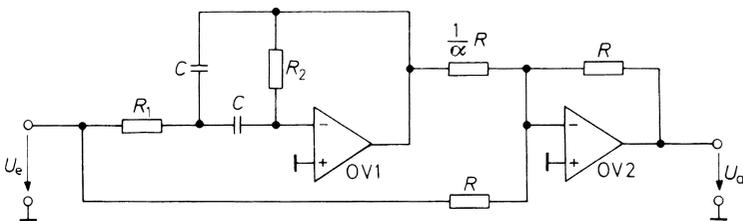


Рис. 13.33. Фазовый фильтр второго порядка

Приравняв коэффициенты к коэффициентам передаточной функции (13.35), получим формулу для расчета параметров фильтра:

$$R_1 = \frac{a_1}{4\pi f_g C}, \quad R_2 = \frac{b_1}{\pi f_g C a_1} \quad \text{и} \quad \alpha = \frac{a_1^2}{b_1} = \frac{1}{Q_1^2}.$$

Из вида передаточной функции можно вывести еще одно применение схемы 13.33. Выбирая дополнительно

$$2R_1 - \alpha R_2 = 0,$$

получим режекторный фильтр.

13.11

Перестраиваемый универсальный фильтр

Из вышеизложенного следует, что передаточная функция звена фильтра второго порядка в общем виде выглядит так:

$$A(s_n) = \frac{d_0 + d_1 s_n + d_2 s_n^2}{c_0 + c_1 s_n + c_2 s_n^2}. \quad (13.38)$$

Передаточные функции рассмотренных ранее различных типов фильтров получены из формулы (13.38) при следующих значениях параметров в числителе:

- фильтр нижних частот: $d_1 = d_2 = 0$;
- фильтр верхних частот: $d_0 = d_1 = 0$;
- полосовой фильтр: $d_0 = d_2 = 0$;
- режекторный фильтр: $d_1 = 0, d_0 = d_2$;
- фазовый фильтр: $d_0 = c_0, d_1 = -c_1, d_2 = c_2$.

Коэффициенты числителя могут иметь произвольные знаки, в то время как коэффициенты знаменателя из соображений устойчивости схемы всегда должны быть положительными. Добротность полюсов определяется коэффициентами знаменателя:

$$Q_i = \frac{\sqrt{c_0 c_2}}{c_1}. \quad (13.39)$$

13.11.1

Фильтр с перестраиваемыми коэффициентами

В предыдущих разделах для каждого типа фильтра приводилась специальная, как можно более простая схема. Однако иногда необходимо построить единую схему, позволяющую реализовать не только все описанные фильтры, но и другие их типы с произвольными коэффициентами числителя, соответствующие выражению (13.38). Эта задача может быть выполнена с помощью схемы, показанной на рис. 13.34, для которой:

$$A(s_n) = \frac{k_0 - k_1 \omega_0 \tau s_n + k_2 \omega_0^2 \tau^2 s_n^2}{l_0 + l_1 \omega_0 \tau s_n + l_2 \omega_0^2 \tau^2 s_n^2}. \quad (13.40)$$

Основное достоинство этой схемы состоит в том, что отдельные коэффициенты могут устанавливаться независимо друг от друга, так как каждый коэффициент зависит только от одного компонента схемы. В приведенной передаточной функции ω_0 –

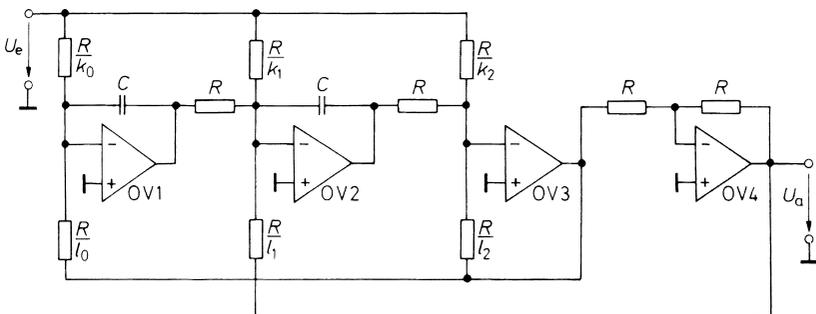


Рис. 13.34. Универсальный фильтр второго порядка с независимо устанавливаемыми коэффициентами

нормированная частота, $\tau = RC$ – постоянная времени обоих интеграторов. Коэффициенты k_i и l_i определяются соотношениями сопротивлений, и поэтому всегда положительны. Если необходимо изменить знак коэффициентов числителя, нужно инвертировать входное напряжение фильтра дополнительным усилителем и подключить соответствующий резистор.

Для реализации фильтров более высокого порядка можно соответственно увеличить число интеграторов в схеме. Однако намного проще разьединять фильтры на блоки-делители второго порядка и затем их каскадировать.

Рассмотрим числовой пример расчета схемы. Пусть требуется получить фазовый фильтр второго порядка с максимальным групповым временем задержки, равным 1 мс на низких частотах. Из табл. 13.8 выберем $a_1 = 1,6278$, $b_1 = 0,8832$ и $T_{gr0} = 3,2556$. С учетом (13.37) получаем частоту среза:

$$\omega_g = \frac{T_{gr0}}{t_{gr0}} = \frac{3,2556}{1 \text{ мс}} = 3,26 \text{ кГц.}$$

Выберем $\tau = 1$ мс и, приравнявая коэффициенты выражений (13.40) и (13.35), для $\omega_0 = \omega_g = 3,26$ кГц получим расчетные формулы:

$$l_0 = k_0 = 1, \quad l_1 = k_1 = \frac{a_1}{\omega_0 \tau} = 0,500, \quad l_2 = k_2 = \frac{b_1}{(\omega_0 \tau)^2} = 0,0833.$$

Малое значение коэффициента l_2 неудобно для реализации фильтра. Его значение можно увеличивать при уменьшении τ в большей степени, чем значения других коэффициентов. Поэтому выберем $\tau = 0,3$ мс и получим:

$$l_0 = k_0 = 1, \quad l_1 = k_1 = 1,67 \quad \text{и} \quad l_2 = k_2 = 0,926.$$

13.11.2

Фильтр с перестраиваемыми параметрами

В некоторых применениях желательно, чтобы резонансную частоту, добротность и коэффициент передачи на резонансной частоте в селективном фильтре можно

было настраивать независимо друг от друга. Как показывает сравнение выражений (13.40) и (13.21), для изменения добротности без изменения коэффициента передачи необходимо одновременно варьировать оба коэффициента l_1 и k_1 . На рис. 13.35 приведена схема, которая не нуждается в этой зависимости.

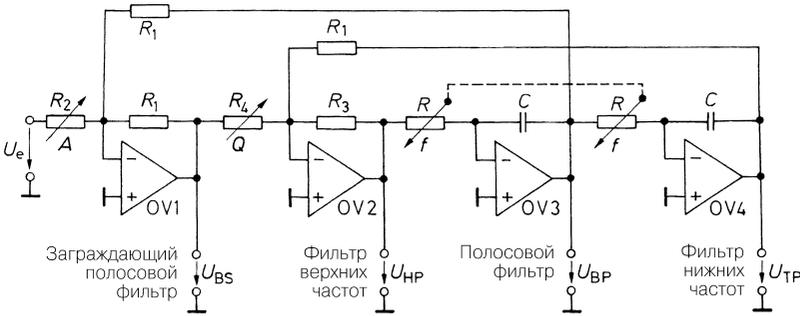


Рис. 13.35. Универсальный фильтр второго порядка с независимо настраиваемыми параметрами

При константе интегрирования $\tau = RC$ получаются следующие соотношения:

$$\frac{U_{TP}}{U_e} = \frac{\frac{R_1^2}{R_2 R_4}}{1 + \frac{R_1}{R_4} \tau \omega_g s_n + \frac{R_1}{R_3} \tau^2 \omega_g^2 s_n^2}$$

(фильтр нижних частот)

$$\frac{U_{HP}}{U_e} = \frac{\frac{R_1 R_3}{R_2 R_4}}{1 + \frac{R_3}{R_4} \tau \omega_g \cdot \frac{1}{s_n} + \frac{R_3}{R_1} \tau^2 \omega_g^2 \cdot \frac{1}{s_n^2}}$$

(фильтр верхних частот)

$$\frac{U_{BP}}{U_e} = \frac{-\frac{R_1^2}{R_2 R_4} \tau \omega_r s_n}{1 + \frac{R_1}{R_4} \tau \omega_r s_n + \frac{R_1}{R_3} \tau^2 \omega_r^2 s_n^2}$$

(полосовой фильтр)

$$\frac{U_{BS}}{U_e} = \frac{-\frac{R_1}{R_2} (1 + \frac{R_1}{R_3} \tau^2 \omega_r^2 s_n^2)}{1 + \frac{R_1}{R_4} \tau \omega_r s_n + \frac{R_1}{R_3} \tau^2 \omega_r^2 s_n^2}$$

(режекторный фильтр)

Схема интересна тем, что в зависимости от того, какой из выходов используется, она может работать как полосовой фильтр, режекторный фильтр, фильтр верхних или нижних частот.

Для расчета параметров фильтра возьмем следующие соотношения, используя значение константы интегрирования $\tau = RC$:

$$U_{BS} = -U_{BP} - \frac{R_1}{R_2} U_e, \quad U_{HP} = -\frac{R_3}{R_1} U_{TP} - \frac{R_3}{R_4} U_{BS},$$

$$U_{BP} = -U_{HP} / s\tau, \quad U_{TP} = -U_{BS} / s\tau.$$

Исключая из уравнений значения выходных напряжений, получаем выражения для коэффициентов передачи. Приравняв коэффициенты в выражениях (13.11), (13.15),

(13.21) и (13.34), получаем формулы для расчета параметров. Они особенно просты, если принять $\tau \cdot \omega_g = 1$, то есть выбрать

$$RC = \frac{1}{2\pi f_g}$$

Фильтр нижних частот	Фильтр верхних частот	Полосовой фильтр, Режекторный фильтр
Задано: R_1 $R_3 = R_1/b_i$ $R_4 = R_1/a_i$ $R_2 = R_1 a_i/A_0$	Задано: R_1 $R_3 = R_1 b_i$ $R_4 = R_1 b_i/a_i$ $R_2 = R_1 a_i/A_\infty$	Задано: R_1 $R_3 = R_1$ $R_4 = R_1 Q$ $R_2 = -R_1/A$

Из приведенных расчетных формул следует, что для фильтров нижних и верхних частот параметры R_3 и R_4 определяют тип фильтра, а R_2 – коэффициент передачи. При заданном типе фильтра частота среза и коэффициент передачи могут быть определены независимо друг от друга.

При использовании схемы в качестве полосового или режекторного фильтра резонансная частота, добротность и коэффициент передачи могут варьироваться независимо друг от друга. Это возможно потому, что резонансная частота определяется исключительно произведением $\tau = RC$. Так как эта величина не входит в уравнения для A и Q , возможна вариация частоты без изменения A и Q . Оба эти параметра могут настраиваться независимо друг от друга с помощью резисторов R_2 и R_4 .

Таблица 13.9. Интегрирующие активные фильтры

Тип	Изготовитель	Тип фильтра	Прядок	Частота среза max	Динамика	Особенности
UAF42	Burr Brown	Биквадратный	1 × 2	100 кГц		1 операционный усилитель
LTC1560-1	Linear Technology	Гауэра	5	1 мГц	75 дБ	Корпус 8 выводов
LTC1562	Linear Technology	4 биквадратных	4 × 2	150 кГц	97 дБ	
MAX270	Maxim	Баттерворта	2 × 2	25 кГц	96 дБ	1 операционный усилитель
MAX274	Maxim	4 биквадратных	4 × 2	150 кГц	86 дБ	
MAX275	Maxim	2 биквадратных	2 × 2	300 кГц	89 дБ	

Как было показано на рис. 5.91, интеграторы с VV-операционными усилителями не очень хорошо подходят для высоких частот. В этом случае лучше использовать СС-интеграторы. Пример их использования показан на рис. 5.92 [13.11].

Универсальный фильтр подходит в качестве интегрирующей схемы, в которой снаружи подключено только два резистора для установки типа фильтра и частоты среза. Некоторые примеры фильтров приведены в табл. 13.9.

В противоположность очень популярным СС-фильтрам, которые описаны в разделе 13.12, аналогичные перестраиваемые фильтры имеют то преимущество, что они не нуждаются в синхронизации, и поэтому в них отсутствуют помехи, вызываемые тактовым сигналом.

13.11.3

Электронное управление параметрами фильтров

Для низких частот сопротивление резистора R получается высоким. Поэтому предпочтительнее заменить его постоянным резистором с дополнительно включенным делителем напряжения. Делитель напряжения может быть выполнен в виде низкоомного потенциометра. Такой же прием можно использовать и для резисторов R_1 и R_2 .

Если желательно изменять параметры фильтра с помощью напряжения, то делитель напряжения можно заменить аналоговой схемой умножения, на второй вход которой подается управляющее напряжение (рис. 13.36).

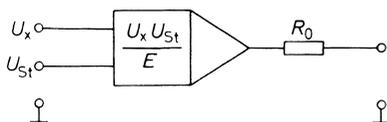


Рис. 13.36. Схема умножения для регулировки сопротивления

При этом эквивалентное сопротивление схемы будет следующим:

$$R_x = R_0 \cdot \frac{E}{U_{St}}$$

Здесь U_{St} – управляющее напряжение. Заменяя такой схемой оба резистора, определяющих частоту, получаем формулу для резонансной частоты полосового фильтра:

$$f_r = \frac{1}{2\pi R_0 C} \cdot \frac{U_{St}}{E}$$

Таким образом, резонансная частота пропорциональна управляющему напряжению.

Если желательно управлять параметрами фильтра цифровым способом, например с помощью вычислительного блока, то вместо схемы аналогового умножителя используют цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). Он формирует выходное напряжение, пропорциональное произведению приложенного к входу ЦАП числа и опорного напряжения U_{ref} :

$$U_a = U_{ref} \frac{Z}{Z_{max} + 1}$$

Это особенно желательно для использования в таких типах фильтров, при которых опорное напряжение может принимать произвольные отрицательные или положительные значения. Для этой цели особенно подходит умножающий цифро-аналоговый преобразователь с КМОП схемой, описанный в разделе 18.2. Так как эта схема обладает значительным разбросом параметров резисторов, ее непросто использовать в качестве добавочного резистора в схеме на рис. 13.35. Однако влияние абсолютного сопротивления может быть уменьшено тем, что после него включают операционный усилитель, который охватывается обратной связью с помощью содержащегося в цифро-аналоговом преобразователе резистора. Результирующая схема для цифровой настройки частоты представлена на рис. 13.37.

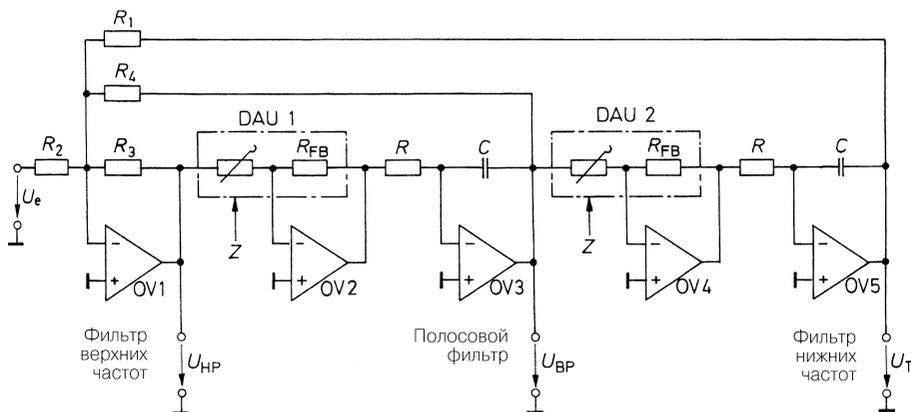


Рис. 13.37. Универсальный фильтр с цифровой настройкой частоты

Для этой схемы получаются следующие соотношения:

$$\frac{U_{TP}}{U_e} = \frac{-R_1/R_2}{1 + \frac{R_1}{R_4} \tau \omega_g s_n + \frac{R_1}{R_3} \tau^2 \omega_g^2 s_n^2} \quad \frac{U_{HP}}{U_e} = \frac{-R_1/R_2}{1 + \frac{R_3}{R_4} \tau \omega_g \cdot \frac{1}{s_n} + \frac{R_3}{R_1} \tau^2 \omega_g^2 \cdot \frac{1}{s_n^2}}$$

(фильтр нижних частот) (фильтр верхних частот)

$$\frac{U_{Bs_n}}{U_e} = \frac{-(R_1/R_2) \tau \omega_g s_n}{1 + \frac{R_1}{R_4} \tau \omega_g s_n + \frac{R_1}{R_3} \tau^2 \omega_g^2 s_n^2}$$

(полосовой фильтр)

Оба интегратора включаются перед цифро-аналоговым преобразователем. В этом случае постоянная времени интегрирования получается равной

$$\tau = RC(Z_{max} + 1)Z. \tag{13.41}$$

Если число Z равно максимальному значению Z_max, то все двоичные разряды равны единице. Эта схема имеет практически то же самое значение резонансной частоты, что и схема на рис. 13.35.

В сравнении с рис. 13.35 в данной принципиальной схеме несколько модифицирована петля обратной связи, потому что ЦАП вместе с дополнительным операционным усилителем и включенным после него интегратором представляют собой неинвертирующий интегратор. Однако результирующие передаточные функции этих схем аналогичны. Расчет параметров схемы в этом случае особенно прост, если $\tau\omega_g = 1$, то есть

$$\text{выбирается } f_g = \frac{1}{2\pi\tau}:$$

Фильтр нижних частот

$$\text{Задано: } R_1$$

$$R_3 = R_1/b_i$$

$$R_4 = R_1/a_i$$

$$R_2 = -R_1/A_0$$

Фильтр верхних частот

$$\text{Задано: } R_1$$

$$R_3 = R_1b_i$$

$$R_4 = R_3/a_i$$

$$R_2 = -R_3/A_\infty$$

Полосовой фильтр

$$\text{Задано: } R_1$$

$$R_3 = R_1$$

$$R_4 = R_1Q$$

$$R_2 = -R_1Q/A_r$$

Подставляя значение постоянной времени интегрирования из выражения (13.40), убеждаемся, что частота среза и резонансная частота пропорциональны числу Z :

$$f_g = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi RC} \cdot \frac{Z}{Z_{\max} + 1}$$

Если необходимо перекрыть широкий диапазон частот, выходы ЦАП должны обладать большим динамическим диапазоном. Чтобы в схеме не возникали ошибки постоянного напряжения, нужно использовать операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля [13.12].

Намного более простая возможность реализации перестраиваемых фильтров заключается в применении SC-фильтров, как это будет показано в следующей главе. Они также выпускаются в разнообразном исполнении в виде интегральных схем.

13.12

Фильтры с переключаемыми конденсаторами

13.12.1

Основные принципы

Рассматривавшиеся до сих пор активные фильтры требовали для своей реализации в качестве активных компонентов операционные усилители, а также пассивные компоненты – конденсаторы и резисторы. Фильтры с переменной частотой среза получают с помощью изменения емкостей конденсаторов или сопротивлений резисторов (см. рис. 13.37).

В настоящее время появилась возможность заменять резистор эквивалентной переключаемой емкостью конденсатора (SC – Switched Capacitor – фильтр). Этот принцип показан на рис. 13.38.

Если переключаемый конденсатор в указанной принципиальной схеме соединить переключателем с источником входного напряжения, то конденсатор C получит заряд $Q = C_s \cdot U$. В другом положении переключателя конденсатор передаст такой же заряд

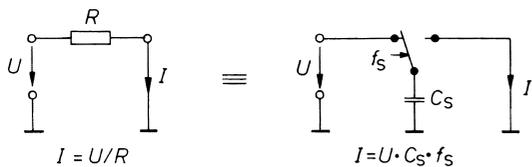


Рис. 13.38. Эквиваленты: переключаемый конденсатор и резистор

на выход. Таким образом, в каждый момент переключения от входа к выходу схемы переносится заряд $Q = C_s \cdot U$. Так возникает ток, среднее значение которого устанавливается равным $I = C_s \cdot U/T_s = C_s \cdot U \cdot f_s$. Если сравнить это соотношение с законом Ома, то взаимосвязь между переключаемой емкостью и омическим сопротивлением можно записать в виде:

$$I = U/R_{equiv} = U \cdot C_s \cdot f_s \quad \text{с} \quad R_{equiv} = 1/(C_s \cdot f_s).$$

Стоит отметить линейную зависимость между частотой переключения и эквивалентной проводимостью. Это свойство используется в фильтрах с переключаемыми конденсаторами (SC-фильтрах).

13.12.2

SC-интегратор

Переключаемый конденсатор может заменять резистор в традиционном интеграторе, показанном на рис. 13.39, которому соответствуют выражения:

$$\tau = R \cdot C; \quad \frac{U_a}{U_e} = -\frac{1}{\tau \cdot s}$$

Благодаря этому получается SC-интегратор, показанный на рис. 13.40. В такой схеме при частоте переключения f_s может времени интегрирования равна:

$$\tau = C \cdot R_{equiv} = \frac{C}{C_s \cdot f_s} = \frac{\eta}{2\pi f_s} \tag{13.42}$$

и справедливо соотношение:

$$\tau = \frac{1}{f_s} \cdot \frac{C}{C_s}; \quad \frac{U_a}{U_e} = -\frac{1}{\tau \cdot s}$$

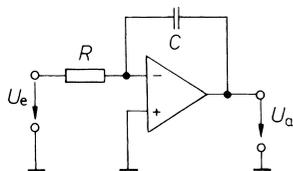


Рис. 13.39. Инвертирующий RC-интегратор

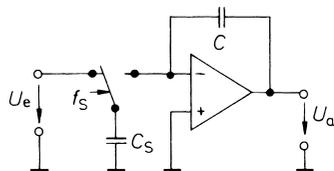


Рис. 13.40. Инвертирующий SC-интегратор

Соотношение емкостей $C/C_S = \eta/2\pi$ здесь точно задается изготовителем. Параметр η приводится в техническом паспорте интегратора. Его значение обычно лежит в интервале между 50 и 200 [13.9].

Применение переключаемых конденсаторов дает и другие преимущества. Для того чтобы реализовать неинвертирующий интегратор на основе обычной техники, требуется инвертирующий интегратор, перед которым или после него включается инвертор напряжения. С помощью SC-интегратора достаточно просто реализуется изменение знака входного напряжения, так как конденсатор, который заряжается входным напряжением, во время фазы передачи заряда оказывается подключаемым к входу операционного усилителя так, что напряжение на нем имеет полярность, противоположную полярности входного напряжения. Как показано на рис. 13.41, такое подключение конденсатора может осуществляться переключателем S_2 , который коммутируется одновременно с переключателем S_1 .

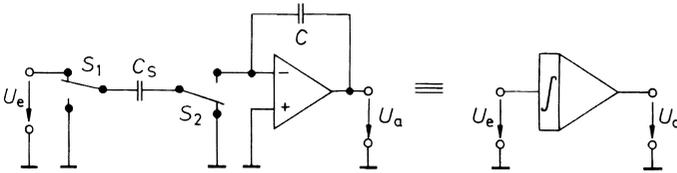


Рис. 13.41. Неинвертирующий SC-интегратор и его обозначение в схемах

Этому интегратору соответствуют следующие выражения:

$$U_a = +f_s \frac{C_S}{C} \int U_e dt = \frac{1}{\tau} \int U_e dt; \quad \frac{U_a}{U_e} = \frac{f_s}{s} \cdot \frac{C_S}{C} = \frac{1}{\tau \cdot s}.$$

Заряд и разряд конденсатора происходит в схеме не мгновенно, а экспоненциально из-за конечного сопротивления переключателя. Мгновенный перезаряд был бы даже не желателен, потому что ни источник входного напряжения, ни операционный усилитель не могли бы обеспечить необходимый ток. С другой стороны, эти паразитные сопротивления определяют максимальную частоту коммутации схемы, так как в противном случае полный перезаряд не гарантируется.

13.12.3 SC-фильтр первого порядка

Обе представленные основные схемы SC-интеграторов могут дополняться резистором в цепи обратной связи, так что получается схема фильтра нижних частот первого порядка, аналогичная изображенной на рис. 13.11. Общепринятым способом для интегрального исполнения выбрана другая основная структура. Она состоит из SC-интегратора и дополнительно подключенного сумматора. Принципиальная схема на рис. 13.42 дополнена тремя резисторами. Благодаря этому одновременно получается фильтр нижних и верхних частот со следующими параметрами:

Постоянная времени интегрирования:

$$\tau = \frac{C}{C_S f_s} = \frac{\eta}{2\pi f_s},$$

$$\frac{U_{TP}}{U_e} = \frac{-R_1/R_2}{1 + \frac{\tau\omega_g R_1}{R_3} \cdot s_n}; \quad \frac{U_{HP}}{U_e} = \frac{-R_3/R_2}{1 + \frac{R_3}{\tau\omega_g R_1} \cdot \frac{1}{s_n}}$$

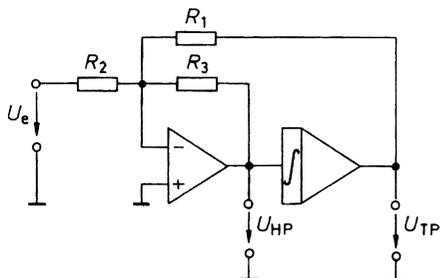


Рис. 13.42. Фильтр верхних и нижних частот первого порядка

Для расчета параметров схемы в простейшем случае выбирают $f_s/f_g = \eta$. При этом из выражения передаточной функции следуют расчетные формулы:

Фильтр нижних частот

Задано: R_1
 $R_3 = R_1/a_1$
 $R_2 = -R_1/A_0$

Фильтр верхних частот

Задано: R_1
 $R_3 = R_1/a_1$
 $R_2 = -R_3/A_\infty$

У фильтра первого порядка, для которого в соответствии с табл. 13.6 $a_1 = 1$, получается $R_3 = R_1$. В этом случае коэффициенты передачи фильтра верхних частот и фильтра нижних частот равны. Следовательно, образуется объединенный фильтр верхних и нижних частот.

13.12.4

Проектирование SC-фильтров второго порядка

Обычно SC-фильтры второго порядка строятся на основе приведенной на рис. 13.37 структуры «Viquad». Поскольку при этом также используют неинвертирующий интегратор, то получают такую же структуру и такую же передаточную функцию (универсальный фильтр, выполненный в виде монолитной интегральной схемы, всегда содержит Viquad-структуру). В отличие от аналогового перестраиваемого фильтра в этом случае постоянная времени интегрирования определяется выбором частоты переключения f_s .

Для определения передаточной функции схемы на рис. 13.43 используем следующие соотношения:

$$U_{HP} = -\frac{R_3}{R_1} U_e - \frac{R_3}{R_4} U_{BP} - \frac{R_3}{R_2} U_{TP},$$

$$U_{BP} = \frac{1}{\tau s} U_{HP}, \quad U_{TP} = \frac{1}{\tau s} U_{BP}.$$

В результате приходим к следующим характеристикам:

Постоянная времени интегрирования $\tau = \frac{C}{C_s f_s} = \frac{\eta}{2\pi f_s}$

$$\frac{U_{TP}}{U_e} = \frac{-R_1/R_2}{1 + \frac{R_1\tau\omega_g}{R_4} \cdot s_n + \frac{R_1\tau^2\omega_g^2}{R_3} s_n^2}$$

(фильтр нижних частот)

$$\frac{U_{HP}}{U_e} = \frac{-R_3/R_2}{1 + \frac{R_3}{R_4\tau\omega_g} \cdot \frac{1}{s_n} + \frac{R_3}{R_1\tau^2\omega_g^2} \cdot \frac{1}{s_n^2}}$$

(фильтр верхних частот)

$$\frac{U_{BP}}{U_e} = \frac{-s_n\tau\omega_r R_1/R_2}{1 + \frac{R_1\tau\omega_r}{R_4} \cdot s_n + \frac{R_1\tau^2\omega_r^2}{R_3} s_n^2}$$

(полосовой фильтр)

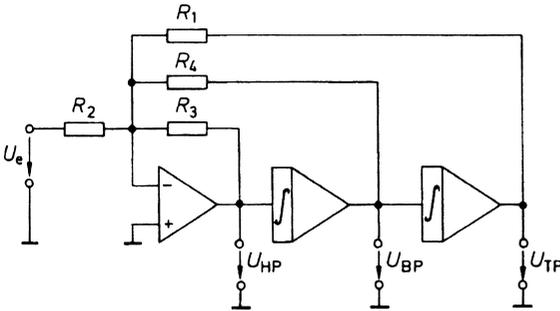


Рис. 13.43. SC-фильтр второго порядка, объединяющий фильтры верхних и нижних частот, и полосовой

Отсюда может быть рассчитана передаточная функция отдельного фильтра. Если частоту переключения сделать равной η -кратной частоте среза (или резонансной частоте), то получим $\tau\omega_g = 1$, и формулы для расчета параметров схемы будут иметь вид:

Фильтр нижних частот
 Задано: R_1
 $R_3 = R_1/b_1$
 $R_4 = R_1/a_1$
 $R_2 = -R_1/A_0$

Фильтр верхних частот
 Задано: R_1
 $R_3 = R_1 b_1$
 $R_4 = R_3/a_1$
 $R_2 = -R_3/A_\infty$

Полосовой фильтр
 Задано: R_1
 $R_3 = R_1$
 $R_4 = R_1 Q$
 $R_2 = -R_1 Q/A_r$

Если рассчитан один тип фильтра, то оба других фильтра не обязательно имеют те же самые характеристики. В этом случае для частоты среза (или резонансной частоты) справедливы отношения:

$$f_{gTP} / \sqrt{b_1} = f_{rBP} = f_{gHP} \sqrt{b_1}.$$

Так как для фильтра второго порядка $b_1 = 1$, все три частоты совпадают. В этом случае соотношения передаточных коэффициентов усиления таковы:

$$A_0 = A_r / Q = A_\infty.$$

В качестве примера приведем расчет фильтра нижних частот второго порядка с частотой среза $f_g = 1$ кГц, коэффициентом передачи в полосе прозрачности $A_0 = -1$

и характеристикой Баттерворта. Выберем значения $a_1 = 1,4142$ и $b_1 = 1$ из табл. 13.6. Возьмем $R_2 = 10$ кОм и получим $R_1 = R_3 = 10$ кОм и $R_4 = 7,15$ кОм. При $\eta = 100$ частота переключения должна составлять $f_s = 100$ кГц. Кроме того, при таком определении параметров получается фильтр верхних частот с $A_\infty = -1$ и характеристикой Баттерворта, а так же полосовой фильтр с $A_r = -0,707$ и $Q = 0,707$. SC-фильтры более высокого порядка можно получать каскадированием таких схем. Коэффициенты фильтра нижних частот следует выбирать по табл. 13.6.

13.12.5

Интегральная реализация SC-фильтров

Для реализации SC-фильтров используют не дискретные компоненты, а интегральные микросхемы, которые наряду с переключателями содержат также конденсаторы и операционные усилители. Это не только упрощает применение, но и, как будет показано дальше, обеспечивает существенные преимущества.

В интегральных SC-фильтрах находит применение показанная на рис. 13.41 структура с двумя переключателями, поскольку в ней компенсируется влияние паразитных емкостей. Переключатели в интегральных SC-компонентах реализуются в виде логических элементов. Они управляются внутренним тактовым генератором, который формирует непрерывающиеся тактовые сигналы. Это гарантирует сохранение заряда во время фазы переключения.

Как видно, соотношение емкостей C/C_s и частота коммутации f_s определяют постоянную времени интегрирования. Существенным преимуществом интегрального исполнения схемы является возможность изготовления конденсаторов, имеющих соотношение емкостей с допуском 1%. Это обеспечивает хорошо воспроизводимую точность интегральных SC-фильтров. Кроме того, постоянная времени не зависит от температуры, так как оба интегральных конденсатора, выполненные на одном кристалле, в одинаковой степени зависят от температуры.

Хорошее воспроизведение постоянной времени, которое трудно и накладно реализуется в обычной интегральной технике, может быть легко реализовано в SC-технике. Для этого необходимо соответствующим образом выбрать соотношение обеих емкостей.

13.12.6

Общая точка зрения на применение SC-фильтров

Несмотря на явно исключительные свойства современной SC-схемотехники, применение этой элементной базы имеет известные ограничения, потому что речь здесь идет, конечно, о системах выборки дискретных данных. Если нарушается теорема отсчетов (теорема Котельникова), то в этом случае надо рассчитывать на появление нежелательных комбинационных частот в основной полосе.

Поэтому входной сигнал не должен содержать частотные составляющие выше половины частоты переключения f_s . Для этого обычно требуется аналоговый предварительный фильтр. Он должен обеспечивать достаточное подавление частот выше $1/2f_s$ (примерно на 70–90 дБ). Так как типичная частота дискретизации интегрального SC-фильтра соответствует приблизительно 50...100-кратной частоте среза, то для этой цели обычно достаточно аналогового фильтра второго порядка в качестве так называе-

мого фильтра подавления помех дискретизации. Выходной сигнал фильтра всегда имеет ступенчатую характеристику, так как выходное напряжение изменяется лишь в момент переключения. Таким образом, выходной сигнал содержит спектральную составляющую, которая определяется частотой переключения. При необходимости можно также предусмотреть сглаживающий фильтр на выходе схемы.

13.12.7

Обзор выпускаемых SC-фильтров

Выпускаемые в настоящее время SC-фильтры чаще всего содержат полные функциональные блоки, состоящие из SC-интеграторов, сумматоров, а также необходимых для этого управляемых генераторов импульсов тактовой частоты. В чипе структура фильтра может или жестко задаваться с помощью маски (фильтр с фиксированными характеристиками), или комбинироваться нужным образом в зависимости от применения (универсальный фильтр с переменными характеристиками).

В фильтрах с коммутируемыми переключателями возникают шумы, которые ограничивают отношение сигнал/помеха на уровне 70–80 дБ (см. табл. 13.10). В этом заключается недостаток данных фильтров в противоположность аналоговым перестраиваемым фильтрам [13.11].

Большинство изготовителей предлагают бесплатные программы для проектирования фильтров, которые можно считывать через Интернет. Они являются очень удобным средством для расчета параметров независимо переключаемых фильтров.

Таблица 13.10. Примеры монолитных SC-фильтров

Тип	Изготовитель	Тип фильтра	Прядок	Частота среза <i>max</i>	Динамика	Особенности
Универсальные фильтры						
LTC1060	Linear Technology	2 Биквадратный	2 × 2	15	70 дБ	
LTC1064	Linear Technology	4 Биквадратный	4 × 2	100	80 дБ	
LTC1067	Linear Technology	2 Биквадратный	2 × 2		80 дБ	Выход от шины до шины
LTC1069	Linear Technology	4 Биквадратный	4 × 2	25	80 дБ	
LTC1264	Linear Technology	4 Биквадратный	4 × 2	100	80 дБ	
MAX262	Maxim	2 Биквадратный	2 × 2	75	80 дБ	Микроконтроллер
MAX266	Maxim	2 Биквадратный	2 × 2	100	80 дБ	Программируемый
LMF100	National	2 Биквадратный	2 × 2	100	80 дБ	

Таблица 13.10. Примеры монолитных SC-фильтров (окончание)

Тип	Изготовитель	Тип фильтра	Прядок	Частота среза <i>тах</i>	Динамика	Особенности
Фильтры нижних частот						
LTC1069-1	Linear Technology	Кауэра	8	140	70 дБ	Корпус с 8 выводами
LTC1069-7	Linear Technology	Линейно-фазовый	8	140	70 дБ	Корпус с 8 выводами
LTC1164-5	Linear Technology	Баттерворта	8	20	75 дБ	Бесселя переключаемый
LTC1164-6	Linear Technology	Линейно-фазовый	8	20	75 дБ	Гауэра переключаемый
LTC1264-7	Linear Technology	Линейно-фазовый	8	200	70 дБ	
MAX291	Maxim	Баттерворта	8	25	70 дБ	Корпус с 8 выводами
MAX292	Maxim	Бесселя	8	25	70 дБ	Корпус с 8 выводами
MAX293	Maxim	Кауэра	8	25	70 дБ	Корпус с 8 выводами
MAX7400	Maxim	Кауэра	8	15	80 дБ	Корпус с 8 выводами
MAX7409	Maxim	Бесселя	5	15	80 дБ	Корпус с 8 выводами
MAX7410	Maxim	Баттерворта	5	15	80 дБ	Корпус с 8 выводами
MAX7411	Maxim	Кауэра	5	15	80 дБ	Корпус с 8 выводами
LMF60	National	Баттерворта	6	20	75 дБ	2 операционных усилителя
Полосовые фильтры						
MAX268	Maxim		2 × 2	75	80 дБ	Программируемый
Полосовые запирающие фильтры						
LMF90	National	Кауэра	4	30	50 дБ	Кварцевый генератор

Литература

- [13.1] Ghausi, M. S.: Principles and Design of Linear Active Circuits. New York: McGraw-Hill 1965, S. 84.
- [13.2] Weinberg, L.: Network Analysis and Synthesis. New York: McGraw-Hill 1962, S. 494.
- [13.3] Steffen, P.: Die Pole auf der Ellipse. Elektronikpraxis 17 (1982) H. 4, S. 16, 17.
- [13.4] Saal, R.: Handbuch zum Filterentwurf. Berlin: Elitera 1979.
- [13.5] Storch, L.: Synthesis of Constant-Delay Ladder-Networks Using Bessel Polynomials. Proc. IRE 42 (1954) 1666.
- [13.6] Schaumann, R.: A Low-Sensitivity, High-Frequency, Tunable Active Filter without External Capacitors. Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems 1974, S. 438.
- [13.7] Unbehauen, R.: Synthese elektrischer Netzwerke. Munchen, Wien: R. Oldenbourg 1972.
- [13.8] Heinlein, W. E.; Homes, W. H.: Active Filters for Integrated Circuits. Munchen, Wien: R. Oldenbourg 1974.
- [13.9] Lacanette, K.: Universal Switched-Capacitor Filter Lowers Part Count. EDN, 3.4.1986, H. 7, S. 139–147.
- [13.10] Shear, D.: Comparison Reveals the Pros and Cons of Designing with Switched-Capacitor ICs. EDN, 25.6.1987, H. 13, S. 83–90.
- [13.11] Gamm, E.: Aktive HF-Filter. Design & Elektronik, 7.2.95, H. 3, S. 38–40.
- [13.12] Schweber, B.: Analog Filters. EDN, 24.4.97, S. 43–57.

Глава 14

Генераторы сигналов

В этой главе будут рассмотрены схемы генераторов синусоидальных колебаний. В LC -генераторах частота сигнала определяется параметрами колебательного контура, у кварцевых генераторов – частотой кварцевого резонатора, а у генераторов с мостом Вина или задающих генераторов микропроцессоров – параметрами RC -звеньев. Функциональные генераторы сначала формируют напряжения треугольной формы, которые затем преобразуются соответствующими формирователями в синусоидальные колебания.

14.1

LC-генераторы

Наиболее простой способ генерации синусоидальных колебаний состоит в компенсации затухания колебательного LC -контура с помощью усилителя. В следующих разделах будут более подробно рассмотрены некоторые точки зрения на эту проблему.

14.1.1

Основные условия генерации

На рис. 14.1 показана структурная схема генератора. Усилитель увеличивает входное напряжение блока А. При этом возникает дополнительный сдвиг фазы α между \underline{U}_2 и \underline{U}_1 . К выходу усилителя присоединен нагрузочный резистор R_v и частотно-зависимая цепь обратной связи, в качестве которой, например, может быть использован колебательный контур. При этом напряжение обратной связи $\underline{U}_3 = k\underline{U}_2$. Фазовый сдвиг между напряжениями \underline{U}_3 и \underline{U}_2 составляет угол β .

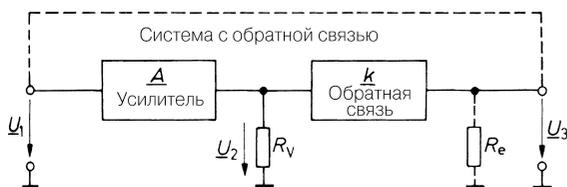


Рис. 14.1. Структурная схема генератора

Для проверки способности генератора самовозбуждаться, необходимо разорвать цепь обратной связи и нагрузить ее выход резистором R_e , которое соответствует входному сопротивлению усилителя. При этом переменное напряжение \underline{U}_1 подается на вход усилителя, после чего измеряется \underline{U}_3 . Условия самовозбуждения генератора будут выполняться, если выходное напряжение окажется равным входному¹. Из этого вытекают условия возникновения колебаний:

¹ Данное условие является условием существования стационарных колебаний. Самовозбуждение возникает при выполнении неравенства $kA > 1$. – Прим. ред.

$$U_1 = U_3 = kAU_1.$$

Коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи g при этом составит:

$$g = kA = 1. \quad (14.1)$$

Для этого должны быть выполнены два условия:

$$|g| = |k| \times |A| = 1 \quad (14.2)$$

и

$$\alpha + \beta = 0,2\pi... \quad (14.3)$$

Формула (14.2) определяет необходимое амплитудное условие возникновения колебаний, которое состоит в том, что генератор только тогда может перейти в режим автоколебаний, когда усилитель компенсирует затухание в цепи обратной связи. Формула (14.3) определяет необходимое фазовое условие, заключающееся в том, что колебания возникают только тогда, когда выходное напряжение находится в фазе с входным. Более точные представления о том, какую форму кривой создает генератор и на какой частоте, можно получить только на основе анализа параметров цепи обратной связи. В качестве примера исследуем LC-генератор, схема которого показана на рис. 14.2.

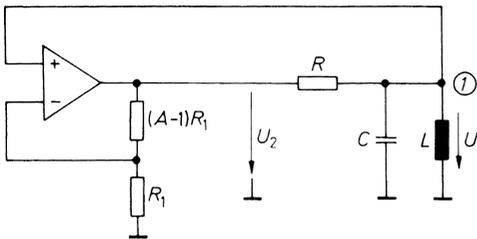


Рис. 14.2. Схема, иллюстрирующая принцип работы LC-генератора

Электрометрический усилитель усиливает напряжение $U_1(t)$ в A раз. Так как выход усилителя является низкоомным, колебательный контур подключен параллельно сопротивлению резистора R . Для вычисления напряжения обратной связи применим правило узлов закона Кирхгофа к точке 1 и получим

$$\frac{U_2 - U_1}{R} - C\dot{U}_1 - \frac{1}{L} \int U_1 dt = 0.$$

При $U_2 = AU_1$ получаем соотношение:

$$\ddot{U}_1 + \frac{1-A}{RC} \dot{U}_1 + \frac{1}{LC} U_1 = 0. \quad (14.4)$$

Формула (14.4) представляет собой дифференциальное уравнение затухающих колебаний. Заменяя коэффициенты

$$\gamma = \frac{1-A}{2RC} \quad \text{и} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC},$$

переходим к классической форме дифференциального уравнения:

$$\ddot{U}_1 + 2\gamma \dot{U}_1 + \omega_0^2 U_1 = 0.$$

Уравнение имеет следующее решение:

$$U_1(t) = U_0 e^{-\gamma t} \sin\left(\sqrt{\omega_0^2 - \gamma^2} t\right). \quad (14.5)$$

Можно рассмотреть три случая:

- $\gamma > 0$, то есть $A < 1$.

Амплитуда выходного переменного напряжения уменьшается по экспоненте: имеют место затухающие колебания;

- $\gamma = 0$, то есть $A = 1$.

Имеют место синусоидальные колебания с частотой $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ и постоянной амплитудой, то есть незатухающие колебания;

- $\gamma < 0$, то есть $A > 1$.

Амплитуда выходного переменного напряжения возрастает по экспоненте.

Уравнение (14.2) определяет необходимое условие существования колебаний. Теперь можно уточнить этот результат: для $A = 1$ получаем синусоидальное выходное напряжение с постоянной амплитудой и частотой:

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

При ослаблении обратной связи амплитуда уменьшается по экспоненте, при усилении – увеличивается. Чтобы генератор при включении напряжения питания начал возбуждаться, значение A должно быть больше единицы ($A > 1$); в этом случае амплитуда колебаний будет возрастать по экспоненте (при условии компенсации ослабления усилителем) до наступления перегрузки.

При появлении перегрузки значение A уменьшается до тех пор, пока не достигнет значения, равного единице. Однако при этом форма колебаний на выходе усилителя будет отличаться от синусоиды. Если желательна синусоидальная форма выходного напряжения, необходимо обеспечить автоматическую регулировку усиления такой, чтобы $A = 1$, прежде чем усилитель начнет перегружаться. В высокочастотной технике, как правило, легко можно реализовать колебательные контуры высокой добротности. Тогда напряжение на колебательном контуре будет синусоидальным даже при перегрузке усилителя. Поэтому при высоких частотах отказываются от регулировки усиления и в качестве выходного используют напряжение на колебательном контуре.

14.1.2

Схемы генераторов Мейснера

Отличительной особенностью генераторов Мейснера является обратная связь, созданная благодаря наличию трансформатора, первичная обмотка которого вместе с конденсатором представляет собой стабильный по частоте колебательный контур. На рис. 14.3–14.5 представлены три схемы генераторов Мейснера, собранные по схеме с общим эмиттером. Усиленное входное напряжение поступает на выход с коллектора на резонансной частоте колебательного контура

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

с максимальной амплитудой и фазовым сдвигом 180° . Часть этого же переменного напряжения подается с вторичной обмотки на базу транзистора в качестве сигнала обратной связи. Чтобы выполнить фазовые условия самовозбуждения, трансформатор должен осуществить дополнительный сдвиг фазы на 180° . Если первичная и вторичная обмотки намотаны в одинаковом направлении, для этого второй конец кол-

латорной обмотки должен быть заземлен. Точки на выводах катушек индуктивности обозначают начала обмоток с сигналами одинаковой полярности. Коэффициент трансформации выбирается таким, чтобы коэффициент усиления схемы с замкнутой петлей обратной связи $|k \times A|$ составлял на частоте резонанса значение больше единицы. Тогда после включения рабочего напряжения питания возникают колебания, амплитуда которых экспоненциально увеличивается до возникновения перегрузки транзистора. При появлении перегрузки коэффициент усиления транзистора уменьшается так, что произведение $|k \times A|$ становится равным единице, и амплитуда колебаний перестает расти, оставаясь далее постоянной. Можно различать два эффекта перегрузки: со стороны выхода и со стороны входа. Перегрузка со стороны выхода возникает тогда, когда переход коллектор–база становится проводящим. Это происходит в схемах на рис. 14.3 и 14.5, когда потенциал коллектора транзистора оказывается отрицательным. Максимальная амплитуда колебаний составит при этом $\hat{U}_C = V^+$. Максимальное напряжение на коллекторе равно $\hat{U}_{CEmax} = 2V^+$. На это нужно обращать внимание при выборе транзисторов.

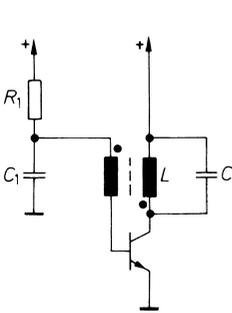


Рис. 14.3. Установка рабочей точки за счет постоянного тока базы

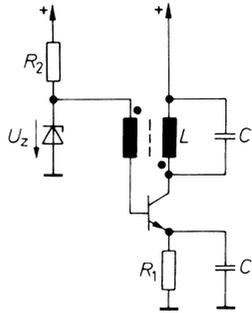


Рис. 14.4. Установка рабочей точки за счет обратной связи по току

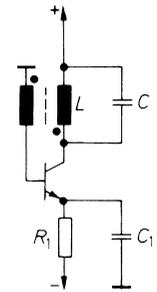


Рис. 14.5. Обратная связь по току с источником отрицательного напряжения питания

В схеме на рис. 14.4 максимальная амплитуда колебаний меньше чем V^+ на величину напряжения зеновского пробоя стабилитрона.

При сильной обратной связи может также возникнуть перегрузка со стороны входа. Тогда появляются входные колебания большой амплитуды, которые выпрямляются переходом база–эмиттер. Вследствие этого заряжается конденсатор C_1 , и транзистор будет проводить только во время положительных пиков входного переменного напряжения.

В схеме, показанной на рис. 14.3, конденсатор C_1 заряжается отрицательным напряжением колебаниями малой амплитуды, что приводит к полному срыву колебаний. Они возникают лишь тогда, когда потенциал базы с относительно большой постоянной времени $R_1 C_1$ поднимается вновь до $+0,6$ В. На конденсаторе C в этом случае возникают колебания напряжения пилообразной формы. Такой генератор называется *блокинг-генератором*. Раньше он часто использовался для формирования пилообразного напряжения. Для того чтобы предотвратить превращение генератора в бло-

кинг-генератор, незначительная перегрузка по входу устраняется за счет того, что выбирается соответствующий коэффициент трансформации. Кроме того, по возможности сопротивление цепи базы по постоянному току необходимо выполнять низкоомным. Это плохо реализуемо в схеме, изображенной на рис. 14.3, так как в этом случае ток базы оказался бы чрезмерно большим. Поэтому схемы, выбор рабочей точки которых осуществляется за счет отрицательной обратной связи по постоянному току, предпочтительнее (см. рис. 14.4, 14.5).

14.1.3

Генератор Хартлея (схема индуктивной трехточки)

Генератор Хартлея подобен генератору Мейснера. Различие состоит лишь в том, что вместо трансформатора используется катушка индуктивности с отводом, то есть автотрансформатор. Индуктивность этой катушки вместе с параллельно включенным конденсатором образуют колебательный контур и определяют резонансную частоту.

На рис. 14.6 показана схема генератора Хартлея с общим эмиттером. Через конденсатор C_2 на базу транзистора поступает переменное напряжение, которое по отношению к коллекторному напряжению сдвинуто по фазе на 180° , так что возникает положительная обратная связь.

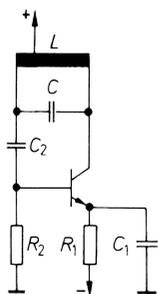


Рис. 14.6. Схема генератора Хартлея с общим эмиттером

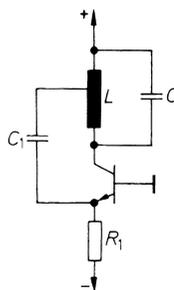


Рис. 14.7. Схема генератора Хартлея с общей базой

Амплитуду напряжения положительной обратной связи можно устанавливать соответствующим положением отвода автотрансформатора. Ток покоя коллектора будет установлен благодаря отрицательной обратной связи по постоянному току через резистор R_1 (см. рис. 14.5).

В генераторе Хартлея, изображенном на рис. 14.7, транзистор включен по схеме с общей базой. Поэтому через конденсатор C_1 с катушки индуктивности L на эмиттер транзистора поступает переменное напряжение, которое совпадает по фазе с напряжением коллектора, что соответствует положительной обратной связи.

14.1.4

Генератор Колпитца (схема емкостной трехточки)

Признаком схемы генератора Колпитца является емкостной делитель переменного напряжения, который предназначен для передачи части выходного напряжения колебательного контура на вход схемы в качестве сигнала положительной обратной связи. Последовательно включенные конденсаторы составляют емкость колебательного контура, которая равна

$$C = \frac{C_a C_b}{C_a + C_b}.$$

Схеме с общим эмиттером, приведенной на рис. 14.8, соответствует схема рис. 14.6. Она усложнена тем, что дополнена резистором в цепи коллектора R_3 , через который подводится положительное напряжение питания.

Значительно проще оказывается схема с общей базой, представленная на рис. 14.9, которая соответствует генератору Хартлея (см. рис. 14.7).

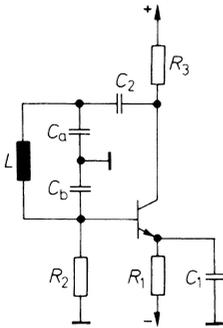


Рис. 14.8. Схема генератора Колпитца с общим эмиттером

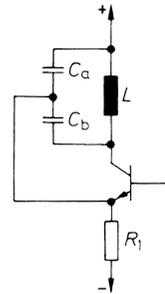


Рис. 14.9. Схема генератора Колпитца с общей базой

14.1.5

LC-генератор с эмиттерной обратной связью

Генератор может быть реализован простым способом на основе дифференциального усилителя (рис. 14.10). В связи с тем, что напряжение на коллекторе транзистора T_2 совпадает по фазе с напряжением на базе транзистора T_1 , положительная обратная связь обеспечивается непосредственным их соединением. Коэффициент усиления схемы при замкнутой цепи обратной связи пропорционален крутизне транзисторов. Его можно изменять путем регулировки тока эмиттеров. Так как транзисторы с $U_{CB} = 0$ пока нереализуемы, амплитуда выходного напряжения будет ограничена величиной порядка 0,5 В.

Усилитель для генератора с эмиттерной обратной связью, объединенный с выходным каскадом и регулятором усиления, реализован в виде интегральной микросхемы

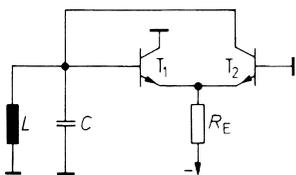


Рис. 14.10. Генератор с эмиттерной обратной связью

MC1648 фирмы Motorola. Он предназначен для работы в диапазоне частот вплоть до 200 МГц.

14.1.6 Двухтактные генераторы

Так же как в усилителях мощности применяют двухтактные схемы, чтобы достичь более высокой мощности и более высокого коэффициента полезного действия, можно создавать двухтактные схемы генераторов. Соответствующая схема показана на рис. 14.11. Она состоит из двух генераторов Мейснера. Транзисторы T_1 и T_2 в этой схеме будут работать поочередно.

Так как изменения потенциала базы одного транзистора приводят к изменениям потенциала коллектора другого синфазно, схема упрощается за счет поворота фазы на вторичной обмотке трансформатора. Эта возможность показана на рис. 14.12. Положительная обратная связь образуется здесь благодаря наличию емкостных делителей напряжения C_1, C_2 . Параллельно подключенные к емкостным делителям резистивные делители напряжения R_1, R_2 служат для установки постоянной составляющей потенциала баз.

Достоинством двухтактных генераторов по сравнению с одноктактными являются более высокая выходная мощность и меньший уровень высших гармоник основного колебания.

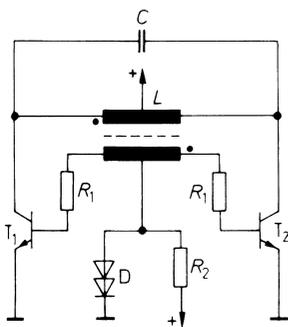


Рис. 14.11. Схема двухтактного генератора с индуктивной положительной обратной связью

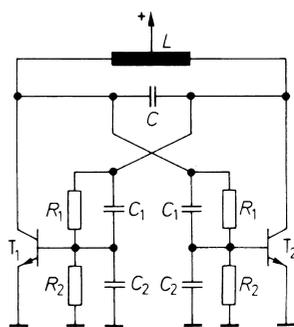


Рис. 14.12. Схема двухтактного генератора с емкостной положительной обратной связью

Двухтактный генератор может быть реализован более простым способом (рис. 14.13): с одним колебательным контуром и одним операционным усилителем, подобным изображенному на рис. 5.79. Проще говоря, здесь колебательный контур нагру-

жен эмиттерным повторителем на транзисторе T_3 , и они охвачены отрицательной обратной связью через источник тока (генератор тока). Так как колебательный контур в этой схеме слабо связан с нагрузкой, генератор формирует переменное напряжение с незначительным содержанием высших гармонических составляющих. Резистор R_6 предназначен для ограничения напряжения и, вместе с тем, мало влияет на искажения в случае перегрузки.

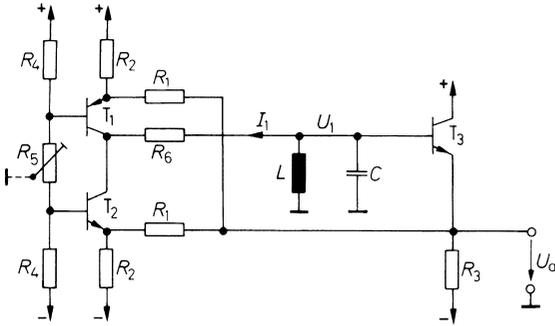


Рис. 14.13. Схема двухтактного генератора с источником регулируемого тока

Делитель напряжения R_4 , R_5 ограничивает перегрузку и амплитуду переменного напряжения. Переменный резистор R_5 позволяет осуществить настройку симметрии, а R_2 устанавливает ток покоя источников тока (генераторов тока). Поскольку они влияют на содержание высших гармоник, то есть на коэффициент нелинейных искажений, их нужно выбирать так, чтобы транзисторы T_1 и T_2 работали в режиме класса А. Резисторы R_1 определяют глубину положительной обратной связи.

Можно также рассматривать схему как отрицательное сопротивление, ослабляющее затухание в колебательном контуре. Для определения его величины мы исходим из положительного изменения напряжения ΔU_1 . Оно уменьшает ток коллектора T_2 на величину $\Delta U_1/R_1$ и обеспечивает прирост тока коллектора T_1 на такую же величину. При этом ток I_1 уменьшается на величину $2\Delta U_1/R_1$. К колебательному контуру, следовательно, параллельно подключено сопротивление

$$R = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} = -\frac{1}{2} R_1.$$

Чтобы были выполнены условия самовозбуждения колебаний, нужно выбирать сопротивление $1/2 R_1$ несколько меньшим, чем резонансное сопротивление колебательного контура.

14.2

Кварцевые генераторы

Стабильность частоты описанных выше LC -генераторов недостаточна для многих применений. Она зависит от температурных коэффициентов емкости и индуктивности колебательного контура. Значительно лучшей стабильности частоты можно достичь применением *кварцевых резонаторов*, которые представляют собой кристалл кварца с нанесенными на его поверхность металлическими электродами. В резонато-

ре электрическим полем можно возбуждать механические колебания, и, если собственная частота этих колебаний совпадает с частотой электрического поля, возникает резонанс. Поэтому кварцевый резонатор ведет себя как колебательный контур высокой добротности.

Температурный коэффициент резонансной частоты кварца очень мал. Достижимая стабильность частоты кварцевого генератора находится в пределах:

$$\frac{\Delta f}{f} = 10^{-6} \dots 10^{-10}.$$

14.2.1

Электрические свойства кварцевого резонатора

Электрические характеристики кварцевого резонатора представлены эквивалентной схемой, показанной на рис. 14.14. Обе величины C и L очень хорошо определены механическими свойствами кварцевого кристалла. Резистор R имеет малое сопротивление, которое характеризует затухание. Конденсатор C_0 эквивалентен величине емкости, которая образуется между электродами. Типичными значениями для кварцевого резонатора с частотой 4 МГц являются:

$$\begin{aligned} L &= 100 \text{ мГн}, & R &= 100 \text{ Ом}, \\ C &= 0,015 \text{ пФ}, & C_0 &= 5 \text{ пФ}. \end{aligned}$$

Из этого следует величина добротности:

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = 26000.$$

При вычислении резонансной частоты прежде всего исходим из полного сопротивления кварцевого резонатора. Без учета сопротивления резистора R из рис. 14.14 получаем:

$$Z_q = \frac{1 + s^2 LC}{s(C_0 + C) + s^3 LCC_0}. \quad (14.6)$$

Найдем на каких частотах $Z_q = 0$ и $Z_q = \infty$. Кварцевый резонатор обладает последовательным и параллельным резонансом. При вычислении частоты последовательного резонанса f_s числитель в формуле (14.6) принимается равным нулю, и тогда получается:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (14.7)$$

Частота параллельного резонанса получается при знаменателе, равном нулю:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}. \quad (14.8)$$

Очевидно, что частота последовательного резонанса зависит только от определенного произведения LC , в то время как при параллельном резонансе на частоту значительно влияет емкость электродов C_0 .

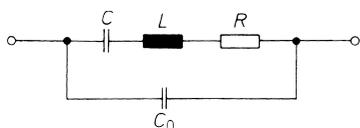


Рис. 14.14. Эквивалентная схема кварцевого резонатора

Часто возникает необходимость изменения частоты кварцевого генератора в небольшом диапазоне для того, чтобы установить ее равной точно желаемой величине. Для этого необходим конденсатор, емкость которого должна быть большой по сравнению с C , включенный последовательно с кварцевым резонатором (рис. 14.15).

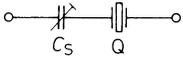


Рис. 14.15. Схема подстройки резонансной частоты кварцевого резонатора

Для вычисления сдвига резонансной частоты установим полное сопротивление последовательного включения кварцевого резонатора с конденсатором C_s . Из формулы (14.6) следует:

$$\underline{Z}'_q = \frac{C + C_0 + C_s + s^2 LC(C_0 + C_s)}{sC_s(C_0 + C) + s^3 LCC_0C_s}. \quad (14.9)$$

Приравнявая числитель нулю, получаем новую частоту последовательного резонанса:

$$f'_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0 + C_s}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0 + C_s}}. \quad (14.10)$$

Из разложения в ряд этого выражения при $C \ll C_0 + C_s$ следует:

$$f'_s = f_s \left[1 + \frac{C}{2(C_0 + C_s)} \right].$$

Относительное изменение частоты при этом составляет:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{C}{2(C_0 + C_s)}.$$

Частота параллельного резонанса от C_s не зависит, так как в формуле (14.9) приравнять знаменатель нулю недопустимо. Сравнивая формулы (14.10) и (14.8), делаем вывод, что при помощи конденсатора емкостью C_s частоту последовательного резонанса можно повышать максимум до частоты параллельного.

14.2.2

Генераторы первой гармоники

В схеме генератора Пирса, приведенной на рис. 14.16, кварцевый резонатор вместе с конденсаторами C_s и C_1 образует последовательный колебательный контур с последовательно включенной емкостью:

$$\frac{1}{C_{Sges}} = \frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_1}.$$

Колебательный контур возбуждается со стороны коллектора. Если исходить из того, что ток в колебательном контуре больше, чем ток возбуждения, то на конденсаторах C_1 и C_s присутствуют противофазные сигналы. Вследствие этого возникает положительная обратная связь.

В качестве усилителя в настоящее время чаще всего применяются инверторы на КМОП транзисторах. Такая схема представлена на рис. 14.17. Она нуждается не только в небольшом количестве комплектующих изделий, но и минимально демпфирует

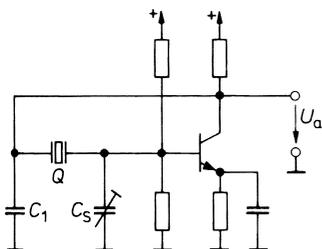


Рис. 14.16. Генератор Пирса с усилителем по схеме с общим эмиттером

кварцевый резонатор из-за высокого входного сопротивления. Резистором устанавливается рабочая точка на уровне $U_e = U_a \approx 1/2 U_b$. Он может быть очень высокоомным, так как практически никакого входного тока транзисторы не потребляют.

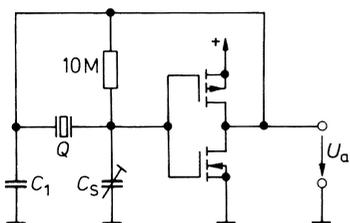


Рис. 14.17. Генератор Пирса на КМОП инверторе в качестве усилителя

Кварцевый генератор по схеме рис. 14.18 работает так же, как мультивибратор с эмиттерной связью (см. рис. 6.19) [14.1]. Глубину положительной обратной связи можно устанавливать, изменяя крутизну транзисторов с помощью резисторов в цепях эмиттеров. Сопротивления резисторов выбирают настолько большими, чтобы схема еще уверенно генерировала, но не слишком сильно перегружалась. Тогда разница выходных напряжений и, следовательно, ток через кварцевый резонатор будут приблизительно синусоидальными. Соответствующая автоматическая регулировка усиления используется, например, в интегральной микросхеме МС12061.

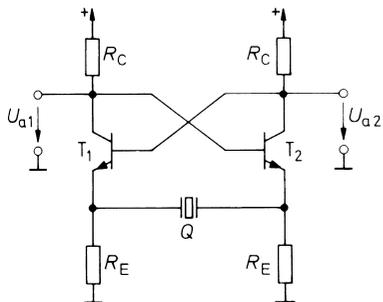


Рис. 14.18. Генератор на основе мультивибратора с эмиттерной связью

Прецизионный генератор с заземленным кварцевым резонатором представлен на рис. 14.19. Чтобы добротность кварцевого резонатора не ухудшалась, источник сигнала при последовательном резонансе должно быть по возможности низкоомным. Этой

цели служит эмиттерный повторитель, собранный на транзисторе T_1 . Ток, протекающий через кварцевый резонатор ΔI , после прохождения через преобразователь ток–напряжение на транзисторе T_2 создает напряжение $\Delta V_{C2} = \Delta I R_2$. Сигнал положительной обратной связи поступает с выхода эмиттерного повторителя на транзисторе T_4 на базу повторителя на T_1 . На частоте последовательного резонанса кварцевого резонатора увеличивается крутизна транзистора T_1 и, вместе с ней, коэффициент усиления схемы при замкнутой цепи обратной связи. Атенюатор R_5, R_6 устанавливают таким образом, чтобы переменное напряжение на кварцевом резонаторе составляло не более 10 мВ. Тогда мощность, рассеиваемая в кварцевом кристалле, окажется столь малой, что стабильность частоты не будет ухудшаться. Лучше всего использовать аттенюатор с электронным управлением, например умножитель крутизны, который с помощью амплитудного регулятора устанавливают в необходимое положение.

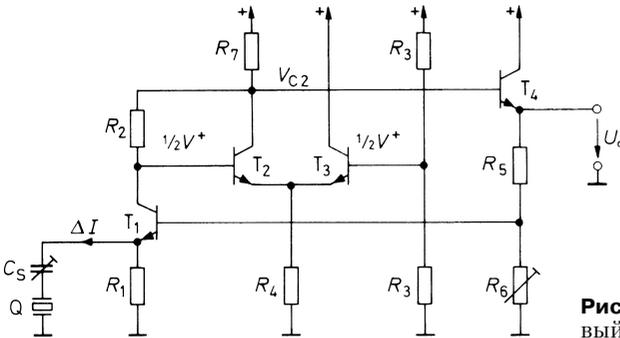


Рис. 14.19. Прецизионный кварцевый генератор

В этом случае гарантируется уверенное самовозбуждение генератора, а форма выходного напряжения окажется близкой к синусоидальной. Обзор нескольких интегральных микросхем представлен в табл. 14.1. Так как кварцевые резонаторы предлагаются в большом ассортименте и рассчитаны на работу в полосе частот от 1 до 50 МГц, применение указанных схем генераторов возможно в ограниченных случаях.

Таблица 14.1. Микросхемы генераторов с внешним кварцевым резонатором

Тип	Изготовитель	Технология	Максимальная частота, МГц
74LS320	Texas Instruments	ТТЛ	20
74LS624	Texas Instruments	ТТЛ	20
MC12061	Motorola	ТТЛ, ЭСЛ	20

14.2.3

Генераторы гармоник

Кварцевые резонаторы для частот свыше 30 МГц трудно реализуемы. Если возникает необходимость в генерации высоких частот со стабильностью, соответствующей кварцевым генераторам, могут использоваться либо LC-генераторы с ФАПЧ (см. раз-

дел 24.4.5) с низкочастотными стабильными кварцевыми резонаторами, либо схемы с кварцевыми резонаторами, работающими на высших гармониках.

Если рассмотреть представленную на рис. 14.20 зависимость реактивного сопротивления кварцевого резонатора от частоты, то очевидно, что она обладает частными резонансами. Тем не менее, для работы кварцевого резонатора на высших гармониках рассмотренные схемы не предназначены. Чтобы возбуждать кварц на гармониках, необходим усилитель, коэффициент усиления которого вблизи желаемой частоты был бы максимальным. Этого можно достичь применением дополнительного LC -колебательного контура.

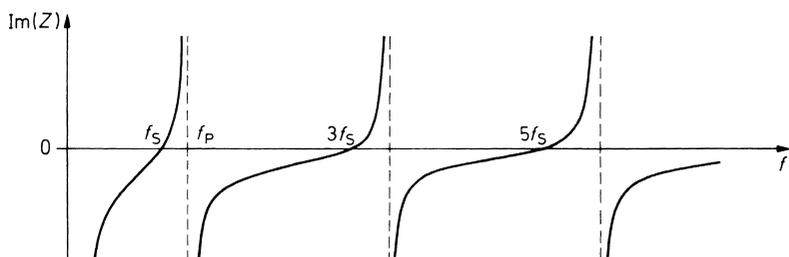


Рис. 14.20. Типичная частотная зависимость комплексного сопротивления кварцевых резонаторов

Если ввести кварцевый резонатор в цепь положительной обратной связи в схему генератора Хартлея (см. рис. 14.7), получается схема, представленная на рис. 14.21.

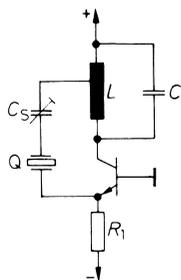


Рис. 14.21. Схема генератора Хартлея с кварцевым резонатором

LC -колебательный контур настраивается на желаемую гармонику. Тогда для этой частоты коэффициент усиления окажется наибольшим, и кварцевый резонатор будет возбуждаться соответствующей гармоникой. Схема модифицированного генератора Колпитца (см. рис. 14.9) представлена на рис. 14.22.

Генератор гармоник, охваченный отрицательной обратной связью по цепи эмиттера, может быть собран согласно представленному на рис. 14.10. Аналогичный генератор с кварцевым резонатором в цепи положительной обратной связи показан на рис. 14.23. На частоте резонанса LC -колебательный контур взаимодействует по цепи положительной обратной связи с желаемыми гармониками кварцевого резонатора. Самая простая реализация необходимого высокочастотного усилителя получается при использовании элемента ЭСЛ. В первую очередь, для этого пригоден приемник

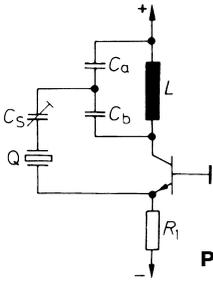


Рис. 14.22. Схема генератора Колпитца с кварцевым резонатором

с линии, так как у него опорный потенциал по отношению к V_{BB} управляется извне. Если колебательный контур подключен, как показано на рис. 14.23, режим усилителя соответствует оптимальной рабочей точке. Конденсатор C_1 служит коротким замыканием для V_{BB} лишь на высоких частотах. Выходное напряжение в первом приближении имеет синусоидальную форму. Если нужна прямоугольная форма ЭСЛ-сигнала, то в дальнейшем необходимо использовать приемник с линии в режиме переключения [14.2].

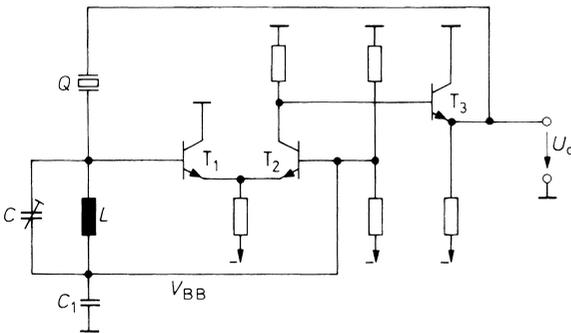


Рис. 14.23. Генератор с эмиттерной обратной связью и кварцевой стабилизацией частоты

14.3 Генераторы с мостом Вина

В низкочастотном диапазоне LC -генераторы реализуются с трудом, так как для этих частот необходимы большие значения индуктивностей и емкостей. Поэтому в диапазоне низких частот преимущественно используют генераторы, частота которых задается RC -цепями.

В принципе, можно было бы реализовать RC -генератор путем замены колебательного контура в схеме, приведенной на рис. 14.2, пассивным RC -полосовым фильтром. Максимально достижимая добротность была бы ограничена величиной 0,5 (см. раздел 13.1). Поэтому возникающие синусоидальные колебания обладали бы невысокой стабильностью частоты. Это следует из анализа фазочастотной характеристики, приведенной на рис. 14.24.

При пассивном фильтре нижних частот с добротностью $Q = 1/3$ сдвиг фазы на частоте, равной половине резонансной, составляет 27° . Если усилитель внесет сдвиг фазы величиной -27° , генератор согласно условию баланса фаз $\varphi_{ges} = 0$ будет само-

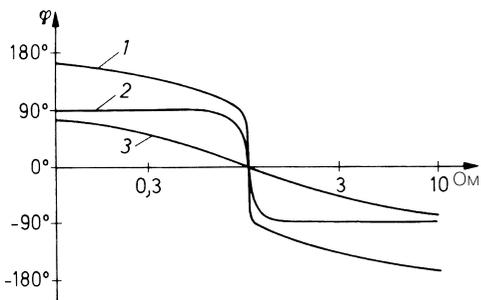


Рис. 14.24. Частотная характеристика фазового сдвига: кривая 1 – мост Вина–Робинсона при $\epsilon = 0,01$; кривая 2 – колебательный контур при $Q = 100$; кривая 3 – пассивный полосовой фильтр при $Q = 1/3$

возбуждаться на половинной частоте резонанса. Чтобы достичь хорошей стабильности частоты, необходима цепь обратной связи, фазочастотная характеристика которой имеет крутой переход через нуль. Этим свойством обладают колебательные контуры высокой добротности и мост Вина–Робинсона. Его выходное напряжение на частоте резонанса становится близким к нулю, именно поэтому мост не совсем подходит в качестве цепи обратной связи. Для применения в генераторах мост Вина–Робинсона незначительно расстраивают (рис. 14.25); ϵ должно быть положительным числом, значительно меньшим единицы. Изменение сдвига фазы расстроенного моста Вина–Робинсона можно очень легко понять качественно; на высоких и низких частотах \underline{U}_1 равно нулю. При этом $\underline{U}_D \approx -1/3 \underline{U}_e$. Вместе с тем, суммарный сдвиг фазы составит $+180^\circ$. На частоте резонанса \underline{U}_1 составит $1/3 \underline{U}_e$, и

$$\underline{U}_D = \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{3 + \epsilon} \right) \underline{U}_e \approx \frac{\epsilon}{9} \underline{U}_e.$$

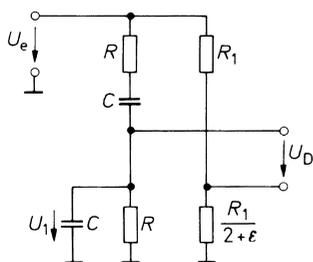


Рис. 14.25. Расстроенный мост Вина–Робинсона

\underline{U}_D на частоте резонанса находится в фазе с \underline{U}_e . Для количественной оценки кривой 1 на рис. 14.24 (мост Вина–Робинсона с $\epsilon = 0,01$) прежде всего необходимо рассмотреть функцию преобразования типа:

$$\frac{\underline{U}_D}{\underline{U}_e} = - \frac{1}{3 + \epsilon} \frac{(1 + P^2) - \epsilon P}{1 + \frac{1 + \epsilon}{3 + \epsilon} P + P^2}.$$

Из этого выражения, пренебрегая более высокими степенями ϵ , получаем частотную характеристику фазового сдвига:

$$\varphi = \text{arctg} \frac{3\Omega(\Omega^2 - 1)(3 + 2\epsilon)}{(\Omega^2 - 1)^2(3 + \epsilon) - 9\epsilon\Omega^2}.$$

Эта характеристика представлена на рис. 14.24 для $\epsilon = 0,01$. Известно, что сдвиг фазы при расстроенном мосте Вина–Робинсона в очень узкой полосе частот изменяется на $\pm 90^\circ$. Это возможно при незначительной величине ϵ . В этом отношении мост Вина–Робинсона сравним с очень хорошим колебательным контуром. Его преимуществом является то, что сдвиг фазы не ограничен величиной $\pm 90^\circ$: он возможен даже до величины $\pm 180^\circ$. Вследствие этого высшие гармоники будут значительно ослаблены. Недостаток моста Вина–Робинсона состоит в том, что ослабление на частоте резонанса будет тем более сильным, чем меньше выбирают значение ϵ . Вообще, ослабление на частоте резонанса составляет:

$$\frac{\hat{U}_D}{\hat{U}_e} = k \approx \frac{\epsilon}{9}.$$

В нашем примере – $1/900$. Чтобы в генераторе было выполнено условие возникновения колебаний, усилитель должен скомпенсировать это ослабление. На рис. 14.26 представлена схема генератора, резонансная частота которого равна:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC}.$$

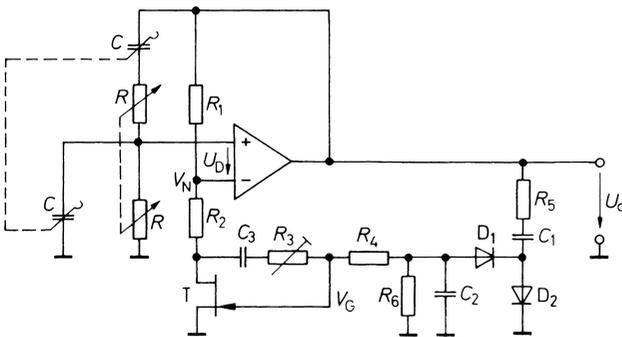


Рис. 14.26. Схема простого генератора с мостом Вина–Робинсона

Если усилитель обладает дифференциальным коэффициентом усиления A_D , то для выполнения условия генерации колебаний $kA_D = 1$ значение расстройки $\epsilon = 9k = 9/A_D$. Если ϵ будет несколько больше, амплитуда колебаний поднимется настолько, что усилитель будет перегружен. При малом ϵ , или даже отрицательном, никакие колебания не возникнут. Этого можно избежать, если установить сопротивления резисторов R_1 и $R_1/(2 + \epsilon)$ с достаточно высокой точностью. Поэтому нужно автоматически регулировать сопротивление одного из двух резисторов в зависимости от амплитуды выходного напряжения. Этой цели служит полевой транзистор T на рис.14.26. Как показано в разделе 3.1.3, сопротивление канала R_{DS} зависит лишь от напряжения U_{GS} , до тех пор пока U_{DS} остается достаточно малым. Чтобы обеспечить это условие, оставляют часть V_N выделенной на R_2 . Последовательное соединение R_2 с R_{DS} должно принимать значение $R_1/(2 + \epsilon)$. Самое малое значение, которое R_{DS} может принимать, является R_{DSon} . Следовательно, сопротивление резистора R_2 должно выбираться из условия

$$R_2 < \frac{1}{2}R_1 - R_{DSon}.$$

При включении напряжения питания V_G остается некоторое время достаточно малым, и поэтому $R_{DS} = R_{DS\text{on}}$. Когда упомянутое условие возникновения колебаний выполнено, сопротивление последовательного соединения R_2 с R_{DS} в этом случае меньше чем $1/2 R_1$. На частоте резонанса в мосте Вина возникает относительно большое дифференциальное напряжение U_D . Вследствие этого возникают колебания, и их амплитуда возрастает. Выходное напряжение выпрямляется диодами D_1, D_2 в цепи обратной связи. В результате потенциал затвора становится отрицательным, и R_{DS} увеличивается. Амплитуда выходного напряжения поднимается до тех пор, пока не окажется выполненным условие:

$$R_{DS} + R_2 = \frac{R_1}{2 + \varepsilon} = \frac{R_1}{2 + \frac{9}{A_D}}$$

Коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения зависит, по существу, от линейности выходной характеристики полевого транзистора. Как следует из раздела 3.1.3, коэффициент гармоник можно значительно улучшить, если как на рис. 3.12 часть напряжения сток–исток просуммировать с потенциалом затвора. Этому служат резисторы R_3 и R_4 . Разделительный конденсатор C_3 предназначен для того, чтобы предотвратить поступление постоянного напряжения на N-вход операционного усилителя, что приведет к смещению нуля на выходе. На практике выбирают $R_3 \approx R_4$. Тонкой подгонкой R_3 коэффициент гармоник настраивается на минимум. При этом достигают значения около 0,1%.

Можно установить такие резисторы R , что окажется возможным непрерывно регулировать частоту. Чем больше различие между сопротивлениями резисторов R , тем действеннее должна быть автоматическая регулировка амплитуды колебаний. Максимальное сопротивление R должно быть настолько малым, чтобы входной ток операционного усилителя не создавал на нем существенного падения напряжения. С другой стороны, R не должно быть низкоомным, иначе слишком сильно нагружается выход. В диапазоне частот 1:10 можно установить последовательно с переменными резисторами R постоянные сопротивления, равные $R/10$. При использовании конденсаторов C переменной емкости в такой схеме можно перестраивать частоту в полосе от 10 Гц до 1 МГц. Чтобы регулировка амплитуды на самой низкой частоте еще не вызывала искажений, последовательные и параллельные постоянные времена $R_5 C_1$ и $R_6 C_2$ должны быть по меньшей мере на порядок больше, чем период колебаний генератора.

От параметров полевого транзистора T зависит амплитуда выходного напряжения. Ее постоянство здесь не существенно, так как определенное изменение необходимо, чтобы сопротивление полевого транзистора T заметно изменялось. Стабилизацию амплитуды колебаний можно улучшить, если напряжение затвора дополнительно усиливать. Такая схема с амплитудой выходного напряжения, равной $\hat{U}_a = \frac{\pi}{2} U_{ref}$, показана на рис. 14.27.

Выпрямитель формирует эквивалент выходного переменного напряжения. Операционный усилитель OV_2 представляет собой модифицированный пропорционально-интегрирующий регулятор, аналогичный показанному на рис. 22.7. Потенциал затвора полевого транзистора T таков, что входное напряжение в среднем равно нулю. Это возможно в том случае, если среднее арифметическое значение $|U_a|$ одинаково с U_{ref} . Постоянная времени регулирования должна выбираться большой по сравнению

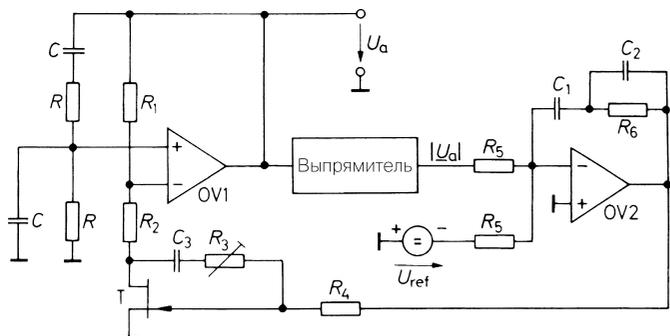


Рис. 14.27. Генератор с мостом Вина–Робинсона и точной стабилизацией амплитуды

с периодом колебаний, иначе коэффициент усиления будет нестабильным уже в пределах одного периода, что приведет к значительным искажениям. Поэтому если используют пропорционально-интегрирующие регуляторы, то параллельно резистору R_6 должен быть подключен конденсатор, чтобы переменное напряжение на R_6 на самой высокой частоте генератора было накоротко замкнуто. Только тогда ниже этой частоты вклад пропорциональной схемы будет действенным.

14.4

Генераторы с аналоговым вычислителем

Низкочастотные синусоидальные колебания можно формировать также с помощью операционных усилителей, воспользовавшись дифференциальным уравнением синусоидальных колебаний. Оно приводилось в разделе 14.1.1:

$$\ddot{U}_a + 2\gamma\dot{U}_a + \omega_0^2 U_a = 0, \quad (14.11)$$

решением которого является

$$U_a(t) = \hat{U}_a e^{-\gamma t} \sin\left(\sqrt{\omega_0^2 - \gamma^2} t\right). \quad (14.12)$$

Так как операционные усилители лучше интегрируют, чем дифференцируют, преобразуем дифференциальное уравнение в уравнение с двойным интегралом и получим:

$$U_a + 2\gamma \int U_a dt + \omega_0^2 \iint U_a dt^2 = 0.$$

Это интегральное уравнение описывает схему, состоящую из двух интеграторов и одного инвертирующего операционного усилителя. Такое решение дает целый ряд различных возможностей. Для этой цели наиболее хорошо подходит генератор, схема которого приведена на рис. 14.28. В ней затухание $\gamma = -\frac{\alpha}{20} RC$, а резонансная частота составляет $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$. При этом выходное напряжение, согласно формуле (14.12), имеет вид:

$$U_a(t) = \hat{U}_a e^{\frac{\alpha}{20RC} t} \sin\left(\frac{t}{RC} \sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{400}}\right). \quad (14.13)$$

Известно, что с помощью коэффициента α можно изменять затухание колебаний. При установке движка потенциометра P вправо до упора будет $\alpha = 1$, а при установке его влево – значение $\alpha = -1$. В среднем положении движка α будет равняться нулю.

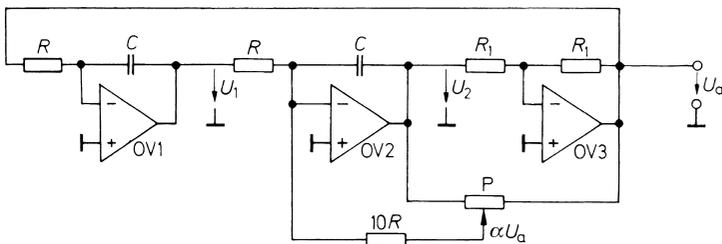


Рис. 14.28. Программируемый генератор колебаний на ОУ

Затухание можно устанавливать между положительными и отрицательными значениями. Для $\alpha = 1$ амплитуда колебаний после 20 периодов увеличивается в e раз, для $\alpha = -1$ амплитуда уменьшается в e раз. Для $\alpha = 0$ получаем колебания без ослабления, что имеет место только в идеале. На практике при $\alpha = 0$ колебания ослаблены наименее всего. Для получения в этом случае колебаний с постоянной амплитудой, нужно устанавливать коэффициент α на малое положительное значение. Эта установка настолько критична, что не удастся длительное время поддерживать амплитуду постоянной. Однако чтобы достичь этого, придется использовать устройства для автоматической регулировки амплитуды. Кроме того, можно, как в генераторе с мостом Вина–Робинсона (см. рис. 14.27), измерять напряжение на выходе выпрямителя и в зависимости от разницы между ним и эталонным напряжением регулировать амплитуду колебаний. Как мы видели, постоянная времени регулирования должна выбираться большой по сравнению с периодом колебаний, чтобы регулировка амплитуды не послужила причиной искажений. Это требование на частотах менее 10 Гц всегда тяжело выполнимо.

Трудности возникают потому, что для измерения амплитуды колебаний требуется некоторое время. Проблема решается, если измерять амплитуду в любой момент времени. Это используется в схеме, приведенной на рис. 14.28. В случае усиления гармонических колебаний можно записать:

$$U_a = \hat{U}_a \sin \omega_0 t \quad \text{и} \quad U_1 = -\frac{1}{\tau} \int U_a dt = \hat{U}_a \cos \omega_0 t.$$

Теперь амплитуду можно определять в каждый момент, так как справедливо следующее выражение:

$$U_a^2 + U_1^2 = \hat{U}_a^2 (\sin^2 \omega_0 t + \cos^2 \omega_0 t) = \hat{U}_a^2. \tag{14.14}$$

Видно, что выражение $U_a^2 + U_1^2$ зависит только от амплитуды колебаний и не зависит от фазы. Получается чисто постоянное напряжение, которое не требует фильтрации и может сравниваться непосредственно с эталонным напряжением.

Схема генератора, использующего идеи аналогового компьютера, амплитуда которого регулируется согласно описанному принципу, представлена на рис. 14.29. Генератор обладает следующими основными параметрами:

- частота: $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$;
- амплитуда: $\hat{U}_a^2 = EU_{ref}$.

Аналоговые умножители M_1 и M_2 вычисляют квадрат U_1 и соответственно U_a . Результирующие напряжения суммируются с эталонным напряжением U_{ref} на инверти-

рующем входе регулирующего операционного усилителя OV4. Выходное напряжение U_3 устанавливается таким, что

$$\frac{U_1^2}{ER_2} + \frac{U_a^2}{ER_2} - \frac{U_{ref}}{R_2} = 0.$$

Согласно формуле (14.14) это соответствует амплитуде $\widehat{U}_a^2 = EU_{ref}$. Звеном R_3C_1 устанавливается постоянная времени регулирующего усилителя. Определение параметров дано в главе 22.

На выходе умножителя M_3 напряжение равно $U_a U_3/E$. Оно будет вместо напряжения C потенциометра P присоединяться к резистору сопротивлением $10R$ (см. рис. 14.28). При этом создается затухание $\alpha = U_3/E$. Если амплитуда увеличивается, значит $\widehat{U}_a^2 > EU_{ref}$. Вследствие этого U_3 , и также α становятся отрицательными. Колебания в результате будут ослаблены. В случае уменьшения амплитуды колебаний U_3 и α оказываются положительными, что приводит к росту амплитуды.

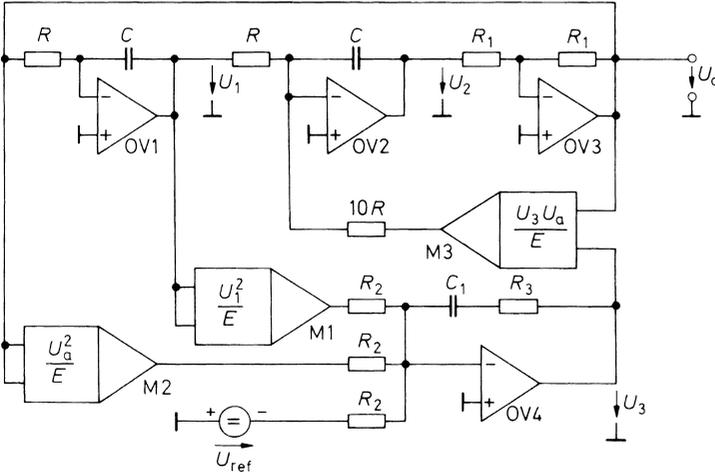


Рис. 14.29. Генератор, использующий аналоговые вычисления с прецизионной регулировкой амплитуды

Кроме удобства рассмотренного метода стабилизации уровня колебаний дифференциальное уравнение (14.11) предоставляет еще одно преимущество: с его помощью можно реализовать почти идеальную частотную модуляцию. В обычных LC -генераторах в этих целях приходится варьировать значением L или C . Вследствие этого изменяются мощность генератора и его амплитуда. Другими словами, присутствуют параметрические эффекты усиления. При моделировании дифференциального уравнения колебаний можно влиять на частоту колебаний изменением сопротивлений обоих резисторов R без влияния на уровень мощности.

Так как оба резистора присоединены соответственно к виртуальной «земле», для частотной модуляции можно использовать аналоговый умножитель, который включают перед резисторами. Тогда формируется выходное напряжение:

$$U'_a = \frac{U_{st}}{E} U_a \quad \text{или} \quad U'_1 = \frac{U_{st}}{E} U_1.$$

При этом сопротивления резисторов R увеличиваются в E/U_{st} раз, и получается частота колебаний:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \times \frac{U_{st}}{E},$$

которая пропорциональна отпирающему напряжению U_{st} .

Частотой можно управлять также цифровым способом, если заменить аналоговые умножители на цифроаналоговый преобразователь с интегратором. Тогда возникает та же схема, что и при цифроаналоговом фильтре (см. рис. 13.37). Этим способом можно перестраивать полосу частот в пределах от 1 до 100 с высокой точностью. Чтобы затухание генератора оставалось постоянным в широком диапазоне частот, достаточно к добавочному резистору R_1 при ОВЗ подключить параллельно конденсатор небольшой емкости. Он скомпенсирует рост затухания на более высоких частотах, вызванный набегом фазы операционных усилителей.

14.5

Функциональные генераторы

Известно, что при генерации низкочастотных синусоидальных колебаний довольно трудно обеспечить стабилизацию амплитуды. Гораздо проще формировать с помощью триггера Шмитта и интегратора переменное напряжение треугольной формы. В дальнейшем треугольные колебания можно преобразовать в синусоидальные, тем более что один из таких формирователей синусоиды описан в разделе 11.7.4. Так как при этом методе одновременно получаются треугольные, прямоугольные и синусоидальные колебания, можно привести схемы, которые работают на этом принципе как генераторы функций. Структурная схема такого устройства представлена на рис. 14.30.

Принцип его действия состоит в том, что на вход интегратора подается напряжение постоянной величины положительной или отрицательной полярности, в зависимости от того, в каком направлении выходное напряжение интегратора должно изменяться. Когда выходное напряжение интегратора достигает порога включения и соответственно выключения триггера Шмитта, полярность напряжения на входе интегратора меняется на противоположную. Следствием этого будет появление на выходе интегратора напряжения треугольной формы, размах которого определяется уровнями срабатывания триггера Шмитта.

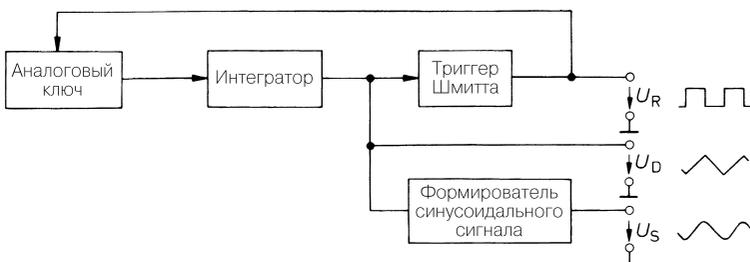


Рис. 14.30. Структурная схема функционального генератора

14.5.1

Принцип действия генератора

Имеется две различные возможности реализации схемы, отличающиеся способом интегрирования. В схеме на рис. 14.31 на входе интегратора устанавливается в зависимости от положения аналогового ключа постоянное напряжение $+U_e$ или $-U_e$. В схеме на рис. 14.32 токи $+I_e$ и соответственно $-I_e$ через аналоговый ключ заряжают конденсатор C . Вследствие этого формируется линейно изменяющийся во времени подъем и соответственно спад напряжения. Напряжение треугольной формы, выделяющееся на конденсаторе, как правило, нуждается в преобразователе полных сопротивлений. Преимущество этого метода состоит еще и в том, что для более высоких частот можно легче реализовать преобразователь полных сопротивлений и переключатель тока [14.3].

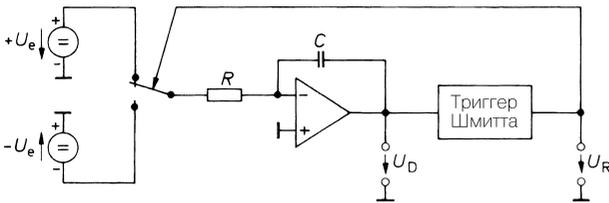


Рис. 14.31. Функциональный генератор с интегратором

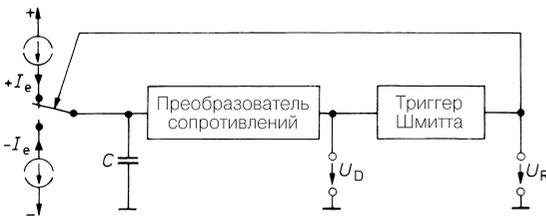


Рис. 14.32. Функциональный генератор с источником постоянного тока

14.5.2

Практическая реализация

Самое простое применение рассмотренного на рис. 14.31 принципа построения генератора состоит в использовании в качестве входного напряжения интегратора выходного напряжения триггера Шмитта. Такая схема показана на рис. 14.33. Она характеризуется следующими основными характеристиками:

- частота: $f = \frac{R_2}{4R_1} \times \frac{1}{RC}$;
- амплитуда: $\hat{U}_D = \frac{U_1}{U_2} U_{R\max}$.

Триггер Шмитта выдает постоянную величину выходного напряжения, которое интегрируется интегратором. Если его выходное напряжение превышает уровень срабатывания триггера Шмитта, последний немедленно переключается и изменяет знак U_R . Вследствие этого изменение полярности напряжения на выходе интегратора в противоположном направлении приводит к переключению триггера в обратное состоя-

ние. Чтобы положительный и отрицательный уровни результирующего сигнала были одинаковой величины, компаратор должен обладать максимально симметричным выходным напряжением $\pm U_{Rmax}$. Тогда, согласно разделу 6.5.2, для колебаний треугольной формы их амплитуда составит:

$$\hat{U}_D = \frac{R_1}{R_2} U_{Rmax}.$$

Период колебаний должен быть равен четырехкратному отрезку времени, в течение которого интегратор изменяет выходное напряжение от нуля до \hat{U}_D . При этом он составит:

$$T = 4 \frac{R_1}{R_2} RC.$$

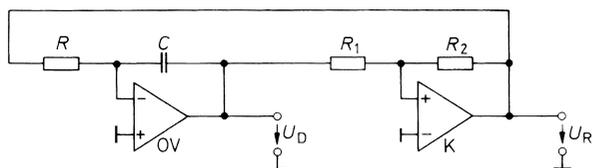


Рис. 14.33. Схема простого функционального генератора

Пример практического использования принципа переключения тока (см. рис. 14.32) представлен на рис. 14.34. Генератор характеризуется следующими основными характеристиками:

- частота: $f = \frac{I}{4\hat{U}_D C} = \frac{0,6}{RC}$;
- амплитуда: $\hat{U}_D = 1$ В.

Управляемый переключатель тока состоит из транзисторов $T_1 \dots T_3$. До тех пор пока управляющий сигнал имеет низкий уровень ($x = L$), конденсатор C будет разряжаться током I через транзистор T_1 . Когда напряжение треугольной формы преодолет значение -1 В, опрокидывается прецизионный триггер Шмитта, реализованный по схеме, приведенной на рис. 6.44, и управляющий сигнал принимает высокий уровень ($x = H$). Вследствие этого T_3 запирается, и генератор тока на транзисторе T_2 включает-ся. Он создает удвоенный ток через T_1 , а именно $2I$. Конденсатор C заряжается током I без необходимости выключения транзистора T_1 .

Когда напряжение треугольной формы превзойдет верхний уровень срабатывания $+1$ В, триггер Шмитта возвращается в состояние, при котором $x = L$, и конденсатор C будет снова разряжаться. Для реализации прецизионного триггера Шмитта предназначен двойной компаратор NE521 фирмы Signetics, так как оба уже содержат необходимые вентили. Кроме того, этот компаратор обладает малым временем переключения, всего около 8 нс, что дает возможность генерации частот вплоть до нескольких мегагерц. Преобразователь полных сопротивлений на рис. 14.32 необходим только тогда, когда нужно подавать напряжение треугольной формы на низкоомную нагрузку. Подключенные в схеме компараторы практически не искажают напряжение треугольной формы.

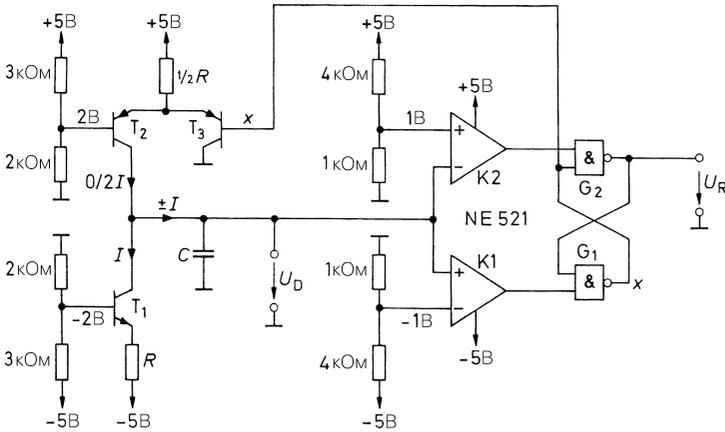


Рис. 14.34. Быстрый функциональный генератор с переключателем тока и компаратором высокой точности

14.5.3

Функциональные генераторы с управляемой частотой

Используя показанный на рис. 14.31 принцип, можно легко управлять частотой, изменяя напряжения $+U_e$ и $-U_e$. Пример такого функционального генератора представлен на рис. 14.35. Он характеризуется следующими основными параметрами:

- частота: $f = \frac{R_2}{4R_1} \times \frac{1}{RC} \times \frac{U_e}{U_{R \max}}$;
- амплитуда: $\hat{U}_D = \frac{R_1}{R_2} U_{R \max}$.

Напряжения на выходах операционных усилителей с малыми выходными сопротивлениями OV1 и OV2 соответственно равны $+U_e$ и $-U_e$. Эти напряжения в зависимости от состояния триггера Шмитта через транзисторы T_1 и T_2 поступают на вход интегратора. Если выходные напряжения компаратора больше чем U_e , оба транзистора работают как составной эмиттерный повторитель так, как описывается в разделе 17.2.3, только падение напряжения здесь составляет не более нескольких милливольт.

Триггер Шмитта определяет амплитуду колебаний треугольной формы. Она составляет:

$$\hat{U}_D = \frac{R_1}{R_2} U_{R \max}.$$

Для напряжения треугольной формы имеем:

$$\frac{\Delta U_D}{\Delta t} = \pm \frac{U_e}{RC}.$$

Период колебаний равен четырехкратному отрезку времени, в течение которого интегратор изменяет выходное напряжение от нуля до \hat{U}_D . Вместе с тем, частота треугольных колебаний равна:

$$f = \frac{U_e}{4RC\hat{U}_D} = \frac{R_2}{4R_1} \times \frac{1}{RC} \times \frac{U_e}{U_{Rmax}}$$

Частота оказывается пропорциональна входному напряжению U_e . Схема предназначена для преобразования напряжение–частота. Если выбирают:

$$U_e = U_{e0} + \Delta U_e,$$

то получают линейную частотную модуляцию.

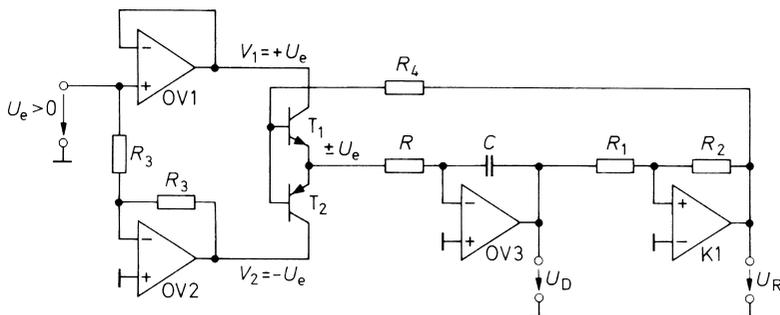


Рис. 14.35. Функциональный генератор с регулируемой частотой

Если необходимы точные и стабильные значения амплитуды и частоты, нужно позаботиться о том, чтобы они ни в коей мере не зависели от U_{Rmax} . Это легко достигается применением прецизионного триггера Шмитта, схема которого приведена на рис.14.34. Тем не менее, в этом случае необходим дополнительный усилитель, который для управления транзисторами T_1 и T_2 вырабатывает необходимые биполярные сигналы. Поэтому оказывается проще заменить транзисторы аналоговым коммутатором на КМОП транзисторах с интегральной схемой управления. Перечень некоторых интегральных микросхем, предназначенных для выполнения указанной функции, приведен в табл. 17.1.

Переменный коэффициент заполнения

Чтобы получить прямоугольные импульсы с регулируемым коэффициентом заполнения (величина, обратная скважности), можно с помощью компаратора сравнивать напряжение треугольной формы с постоянным напряжением. Несколько сложнее выполнить это условие, если необходимо формировать не только прямоугольные импульсы, но также и напряжение треугольной формы (рис. 14.36).

Такая возможность заложена в схеме, приведенной на рис. 14.35, если сделать значения потенциалов V_1 и V_2 различными по величине. Тогда длительности нарастания и спада напряжения треугольной формы зависят от $\pm \hat{U}_D$:

$$t_1 = \frac{2RC\hat{U}_D}{V_1}, \quad t_2 = \frac{2RC\hat{U}_D}{|V_2|}.$$

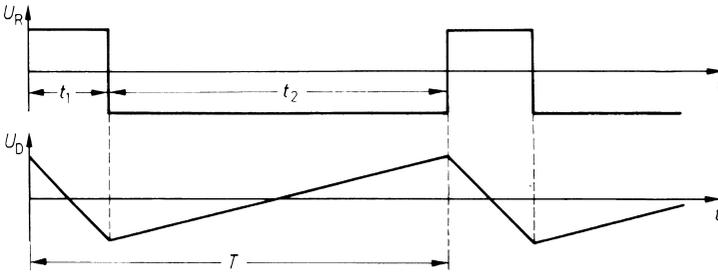


Рис. 14.36. Временная зависимость напряжения при коэффициенте заполнения $t_1/T = 20\%$

Для изменения соотношения указанных длительностей без изменения частоты повторения один потенциал должен увеличиваться, а другой – уменьшаться так, чтобы период повторения оставался постоянным:

$$T = t_1 + t_2 = 2RC\hat{U}_D \left(\frac{1}{V_1} + \frac{1}{|V_2|} \right). \tag{14.15}$$

Это условие можно обеспечить достаточно просто, если использовать схему управления, приведенную на рис. 14.37 [14.4]. Для выходного потенциала имеем:

$$\frac{1}{V_1} + \frac{1}{|V_2|} = \frac{1}{U_e R_3} [R_3 + (1-\alpha)R_4 + R_3 + \alpha R_4] = \frac{1}{U_e R_3} [2R_3 + R_4].$$

Это выражение устанавливает независимый фактор симметрии α . Подставляя его в формулу (14.15) получаем частоту:

$$f = \frac{R_3}{2RC(2R_3 + R_4)} \times \frac{U_e}{\hat{U}_D}.$$

Коэффициенты заполнения t_1/T и, соответственно, t_2/T устанавливаются потенциометром R_4 между значениями:

$$\frac{R_3}{2R_3 + R_4} \quad \text{и} \quad \frac{R_3 + R_4}{2R_3 + R_4}.$$

При $R_4 = 3R_3$ получается регулировка между значениями 20 и 80%.

Применение рассмотренных схем представляет собой самую простую реализацию функциональных генераторов. Если речь идет только о том, чтобы сформировать им-

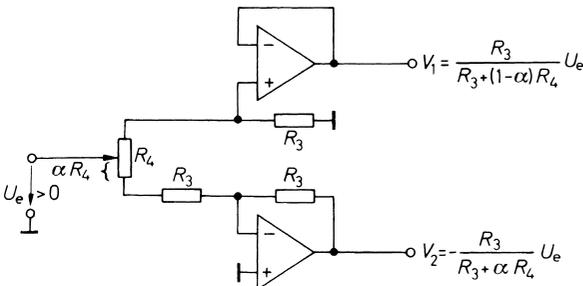


Рис. 14.37. Дополнение для регулировки коэффициента заполнения

пульсные прямоугольные сигналы, более простым решением являются мультивибраторы, описанные в разделе 6.3.2.

Функциональные генераторы, которые способны на основе RC -цепочек формировать не только колебания треугольной и прямоугольной формы, но и синусоидальной, имеются в интегральном исполнении. Некоторые типы таких микросхем приведены в табл. 14.2.

Таблица 14.2. Интегральные генераторы треугольных сигналов с формирователем синусоидального напряжения

Тип	Производитель	Максимальная частота, МГц
MAX038	Maxim	25
XR-205	Exar	4
XR-2206	Exar	1

14.5.4

Функциональные генераторы, формирующие одновременно синусоидальные и косинусоидальные колебания

Описанный выше метод стабилизации амплитуды функциональных генераторов можно использовать также для одновременной генерации синусоидальных и косинусоидальных колебаний. При этом исходят из любого функционального генератора сигналов треугольной формы. Изменение полярности, которое отслеживается компаратором, является по отношению к прямоугольному сигналу сдвинутым по фазе на 90° . С помощью второго интегратора можно преобразовать прямоугольные импульсы в сигнал треугольной формы, который окажется тогда также сдвинутым по фазе на 90° по отношению к первоначальному треугольному сигналу.

Простое пояснение этого принципа показано на рис. 14.38. Операционный усилитель OV1 и компаратор K1 образуют функциональный генератор, подобный изобра-

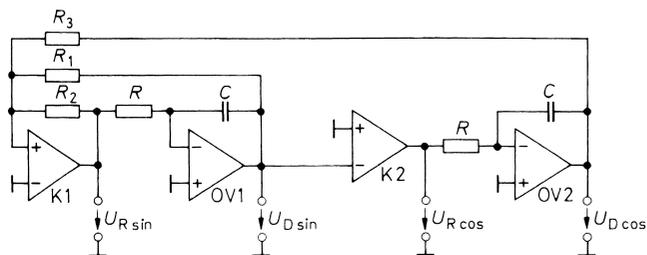


Рис. 14.38. Функциональный генератор колебаний треугольной и прямоугольной форм, сдвинутых по фазе на 90°

женному на рис. 14.33. Компаратор К2 вырабатывает сдвинутый на 90° прямоугольный сигнал, а интегратор OV2 – основной треугольный сигнал. Генератор обладает следующими характеристиками:

- частота: $f = \frac{R_2}{4R_1} \times \frac{1}{RC}$;
- амплитуда: $\hat{U}_D = \frac{R_1}{R_2} U_{Rmax}$.

Схема, тем не менее, не будет функционировать без обратной связи через резистор R_3 ; интегратор OV2 будет работать с перегрузкой из-за неизбежных ошибок симметрии и напряжения смещения нуля. Этому избегают путем включения дополнительно резистора R_3 , которым можно сдвигать напряжение U_{Dsin} к положительному и соответственно отрицательному значениям и вместе с тем изменять коэффициент заполнения, зависящий от U_{Rcos} . Отрицательная обратная связь через резистор R_3 стабилизирует выход U_{Dcos} настолько, что паразитная постоянная составляющая напряжения уменьшается практически до нуля.

Само собой разумеется, что на выходе U_{Dcos} , замкнутом цепью отрицательной обратной связи через R_3 на вход схемы, формируется напряжение треугольной формы, принцип работы генератора (К1 и OV1) не нарушается. Подтверждение этому следует из рис. 14.39. Видно, что напряжение треугольной формы U_{Dcos} максимально при переходе U_{Dsin} через нуль, и в момент переключения триггера Шмитта К1 не изменяется. Это будет происходить только при превышении постоянного напряжения.

Схема на рис. 14.38 может быть доработана так, что получаются колебания со сдвигом фазы между 0 и 180° [14.5, 14.6].

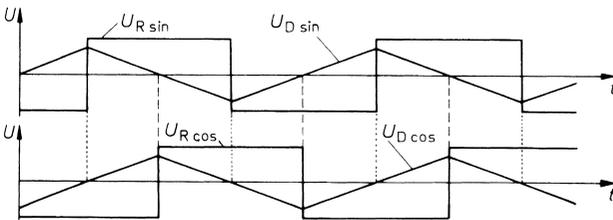


Рис. 14.39. Временные диаграммы сдвинутых по фазе на 90° треугольных и прямоугольных колебаний

Литература

[14.1] Luckau, H.; Sellar, D.; Weil, G.: Integrierter Quarzoszillator Q052. Bauteile Report der Firma Siemens: 14 (1976) H. 5, S. 162–166.

[14.2] Blood, W.R.: MECL-System Design Handbook. Handbuch der Firma Motorola. 3. Aufl. (1980). S. 216–224.

[14.3] Riedel, R.; Vyduna, J.; Crume, B.: Funktion Generator Lets user Build Waveforms of Varying Shape. Electronics 55 (1982) H. 9, S. 143–147

[14.4] Riedel, R.J.; Danielson, D.D.: The Dual Function Generator: A Source of a Wide Variety of Test Signals. Hewlett-Packard Journal 26 (1975) Nr. 7, S. 18–24.

[14.5] Clayton, G.B.: Voltage-Controlled Amplifier Phase-Adjusts Wave Generator. Electronics 52 (1979) H. 3, S. 118.

[14.6] Smith, J.I.: Modern Operational Circuit Design. New York: Wiley-Interscience 1971.

Глава 15

Усилители мощности

Усилители мощности представляют собой устройства, в которых высокая выходная мощность стоит на переднем плане, а усиление по напряжению играет подчиненную роль. Как правило, усиление по напряжению выходных каскадов мощности составляет величину порядка единиц. Коэффициент усиления по мощности зависит преимущественно от усиления по току. Выходное напряжение и выходной ток могут принимать как положительные, так и отрицательные значения. Усилители мощности, которые обладают выходным током только одной полярности, применяются в качестве блоков питания и рассматриваются в главе 16.

15.1

Эмиттерный повторитель как усилитель мощности

Эмиттерные повторители в этом качестве уже были описаны в разделе 2.4.2. Их основные параметры:

- коэффициент усиления по напряжению: $A \approx 1$;
- коэффициент усиления по току при согласовании по мощности: $A_i = 1/2 \beta$;
- сопротивление нагрузки для согласования по мощности: $R_v = R_E$;
- выходная мощность при согласовании по мощности

и максимальном синусоидальном сигнале: $P_{V_{\max}} = \frac{V_b^2}{8R_E}$;

- максимальный коэффициент полезного действия: $\eta_{\max} = \frac{P_{V_{\max}}}{P_{ges}} = 6,25\%$;
- максимальная мощность рассеяния на транзисторе: $P_T = \frac{V_b^2}{R_E} = 8P_{V_{\max}}$.

Теперь следует рассмотреть некоторые параметры, которые особенно интересны при использовании усилителей мощности. Прежде всего рассчитаем сопротивление нагрузочного резистора, при котором в схеме, представленной на рис. 15.1, обеспечится самая большая неискаженная мощность, если управлять выходом по цепи минуса питания за счет ответвления части тока, протекающего через резистор R_E в цепь резистора R_v . Транзистор становится неуправляемым в тот момент, когда ток через него достигает нуля. Это произойдет в том случае, когда выходное напряжение составляет

$$U_{a\min} = -\frac{R_v}{R_E + R_v} V_b.$$

Когда выходное напряжение имеет синусоидальную форму с нулевым средним значением, амплитуда выходного напряжения не превышает

$$\hat{U}_{a \max} = \frac{R_v}{R_E + R_v} V_b.$$

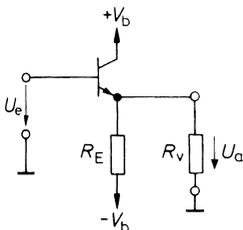


Рис. 15.1. Эмиттерный повторитель в качестве усилителя мощности

В этом случае на нагрузочном резисторе R_v выделяется мощность:

$$P_v = \frac{1}{2} \frac{\hat{U}_{a \max}^2}{R_v} = \frac{V_b^2 R_v}{2(R_E + R_v)^2}.$$

Из условия $\frac{dP_v}{dR_v} = 0$ следует, что при $R_v = R_E$ максимальная выходная мощность составляет

$$P_{v \max} = \frac{V_b^2}{8R_E}.$$

Полученный результат кажется неожиданным. Можно было бы предположить, что выходная мощность будет максимальной, если сопротивление резистора нагрузки равно внутреннему сопротивлению r_a источника напряжения. Тем не менее это имеет место только при постоянном напряжении холостого хода: этот случай здесь не подходит, так как напряжение холостого хода тем меньше, чем меньше R_v .

Теперь следует рассчитать для любых амплитуд выходного напряжения и нагрузочных резисторов распределение мощности в схеме. При синусоидальной форме напряжения на резисторе нагрузки R_v будет выделяться мощность

$$P_v = \frac{1}{2} \frac{\hat{U}_a^2}{R_v}.$$

Для мощности, рассеиваемой транзистором, получается

$$P_T = \frac{1}{T} \int_0^T (V_b - U_a(t)) \left(\frac{U_a(t)}{R_v} + \frac{U_a(t) + V_b}{R_E} \right) dt.$$

При $U_a(t) = \hat{U}_a \sin \omega t$ следует:

$$P_T = \frac{V_b^2}{R_E} - \frac{1}{2} \hat{U}_a^2 \left(\frac{1}{R_v} + \frac{1}{R_E} \right).$$

Рассеиваемая мощность на транзисторе является наибольшей при отсутствии входного сигнала. Для мощности на R_E получаем аналогично:

$$P_E = \frac{V_b^2}{R_E} + \frac{1}{2} \frac{\hat{U}_a^2}{R_E}.$$

Таким образом схема потребляет от источников напряжения питания суммарную мощность

$$P_{ges} = P_v + P_T + P_E = 2 \frac{V_b^2}{R_E}.$$

При этом получается интересный результат: потребляемая схемой мощность остается постоянной независимо от амплитуды сигнала и выходной нагрузки до тех пор, пока схема не окажется перегруженной. Эффективность (коэффициент полезного действия) η определяется как отношение выходной мощности к потребляемой. С учетом $P_{v \max}$ и P_{ges} максимальный коэффициент полезного действия $\eta_{\max} = 1/16 = 6,25\%$. Для этой схемы характерными являются два признака:

- ток через транзистор никогда не должен быть нулевым;
- номинальная суммарная мощность постоянна независимо от амплитуды сигнала.

Это является признаками режима класса А.

15.2

Комплементарный эмиттерный повторитель

В эмиттерном повторителе, изображенном на рис. 15.1, выходная мощность ограничивалась вследствие того, что через резистор R_E мог протекать только ограниченный выходной ток. Значительно большей выходной мощности и лучшего коэффициента полезного действия можно достичь, если резистор R_E заменить комплементарным эмиттерным повторителем (рис. 15.2), который имеет следующие параметры:

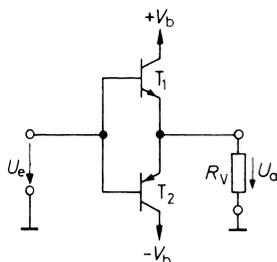
- коэффициент усиления по напряжению: $A \approx 1$;
- коэффициент усиления по току: $A_i = \beta$;
- выходная мощность при синусоидальном сигнале: $P_v = \frac{V_b^2}{2R_v}$;
- КПД при синусоидальном сигнале: $\eta_{\max} = \frac{P_v}{P_{ges}} = 78,5\%$;
- максимальная мощность, рассеиваемая одним транзистором:

$$P_{T1} = P_{T2} = \frac{V_b^2}{\pi^2 R_v} = 0,2P_v.$$

15.2.1

Комплементарные эмиттерные повторители в режиме класса В

При положительных входных напряжениях транзистор T_1 работает как эмиттерный повторитель, а T_2 закрыт; при отрицательных входных напряжениях – наоборот. Каждый транзистор, таким образом, проводит половину периода. Такой режим работы на-



15.2. Комплементарный эмиттерный повторитель

зывается *двухтактным режимом класса В*. При $U_e = 0$ закрыты оба транзистора, поэтому схема обладает нулевым током покоя.

Разность токов, протекающих по цепям положительного и отрицательного источников напряжения питания, равна выходному току. Отсюда следует, что схема будет обладать значительно лучшей эффективностью (коэффициентом полезного действия) по сравнению с обычным эмиттерным повторителем. Следующим отличием является то, что выходное напряжение при каждом переключении может изменяться в пределах между $\pm V_b$, так как транзисторы не ограничивают выходной ток. Разность между входным и выходным напряжениями равна напряжению эмиттер–база проводящего транзистора. При переключении она изменяется незначительно, поэтому $U_a \approx U_e$ независимо от нагрузки. Выходная мощность обратно пропорциональна R_v и не имеет экстремума. Следовательно, в этой схеме не требуется никакого согласования по мощности. Максимальная выходная мощность определяется допустимыми пиковыми токами (и максимально допустимыми средними прямыми токами) и максимальной рассеиваемой мощностью транзисторов. При синусоидальной форме сигнала выходная мощность составляет $P_v = \frac{\hat{U}_a^2}{2R_v}$.

Теперь рассчитаем мощность P_{T1} , рассеиваемую на транзисторе T_1 ; мощность, рассеиваемая на транзисторе T_2 , будет такой же из-за симметрии схемы:

$$P_{T1} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (V_b - U_a(t)) \frac{U_a(t)}{R_v} dt.$$

При $U_a(t) = \hat{U}_a \sin \omega t$ следует:

$$P_{T1} = \frac{1}{R_v} \left(\frac{\hat{U}_a V_b}{\pi} - \frac{\hat{U}_a^2}{4} \right).$$

Коэффициент полезного действия схемы составит при этом:

$$\eta = \frac{P_v}{P_{ges}} = \frac{P_v}{2P_{T1} + P_v} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\hat{U}_a}{V_b} \approx 0,785 \frac{\hat{U}_a}{V_b}.$$

Он пропорционален амплитуде выходного напряжения и при максимальном выходном напряжении ($\hat{U}_a = V_b$) достигает значения $\eta_{\max} = 78,5\%$.

В этом случае мощность, рассеиваемая транзисторами, не доходит до максимума, который достигается при

$$\hat{U}_a = \frac{2}{\pi} V_b \approx 0,64 V_b$$

Это непосредственно следует из отношения $\frac{dP_{T1}}{d\hat{U}_a} = 0$.

Мощность, рассеиваемая на транзисторе, составляет в этом случае

$$P_{T_{\max}} = \frac{1}{\pi^2} \frac{V_b^2}{R_v} \approx 0,1 \frac{V_b^2}{R_v}$$

Зависимости выходной мощности комплементарного эмиттерного повторителя P_v , рассеиваемой транзистором мощности P_{T1} , и суммарной мощности P_{ges} показаны на рис. 15.3 как функция амплитуды выходного напряжения.

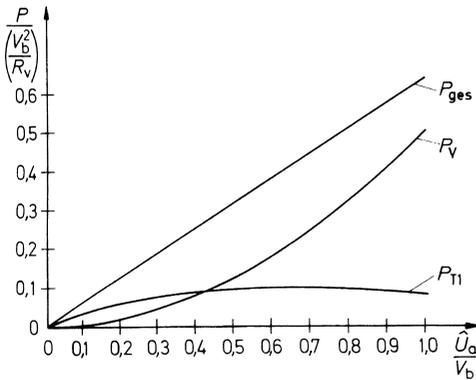


Рис. 15.3. Распределение мощности в комплементарном эмиттерном повторителе в зависимости от амплитуды выходного напряжения

Известно, что суммарная мощность $P_{ges} = 2P_{T1} + P_v = \frac{2V_b}{\pi R_v} \hat{U}_a \approx 0,64 \frac{V_b}{R_v} \hat{U}_a$ пропорциональна амплитуде выходного напряжения. Это является признаком режима класса В.

Как описано выше, проводящим является только один транзистор. Однако, это справедливо только при частотах входного напряжения, которые являются малыми по отношению к пропускаемой частоте использованных транзисторов. Транзистору требуется определенное время, чтобы перейти из проводящего в закрытое состояние. Если период колебания входного напряжения меньше этого времени, оба транзистора могут проводить одновременно. Тогда через оба транзистора может протекать очень большой ток от $+V_b$ к $-V_b$, который приведет к мгновенному их разрушению. Колебания с этими критическими частотами могут возникать в усилителях, охваченных отрицательной обратной связью, или когда эмиттерные повторители работают на емкостную нагрузку. Для защиты транзисторов нужно предусмотреть ограничение тока.

15.2.2

Комплементарные эмиттерные повторители класса АВ

На рис. 15.4 показана передаточная характеристика $U_a = U_a(U_e)$ для двухтактного режима класса В, как в предыдущей схеме. В окрестностях начала координат ток проводящего транзистора очень мал, а внутреннее сопротивление высоко. Поэтому выходное напряжение на нагрузке изменяется в этой области меньше, чем входное напряжение. Это является причиной излома характеристики в окрестности нулевой точки, что приводит к появлению комбинационных искажений входного напряжения. Когда через оба транзистора протекает небольшой ток покоя, сопротивление в окрестности нулевой точки уменьшается, и передаточная характеристика становится такой, как показано на рис. 15.5. Принято считать, что искажения входного сигнала значительно меньше. Показанные пунктиром передаточные характеристики относятся к одинарному эмиттерному повторителю. Ток покоя можно сделать таким большим, как максимальный выходной ток. Подобный режим работы по аналогии с режимом схемы на рис. 15.1 называют *двухтактным режимом класса А*.

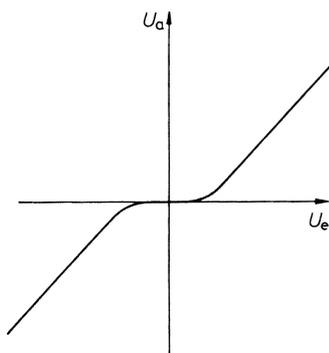


Рис. 15.4. Искажения по входу в противотактном режиме класса В

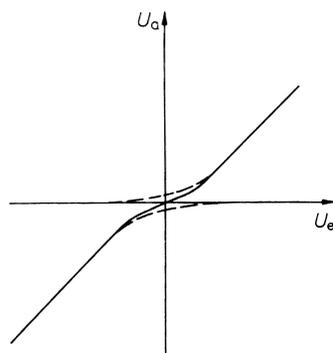


Рис. 15.5. Искажения по входу в противотактном режиме класса АВ

Искажения входного сигнала значительно уменьшаются, тем не менее, если ток покоя, составляющий только малую долю максимального выходного тока. Такой режим работы называется *двухтактным режимом АВ*. При нем искажения будут достаточно малы, так что их можно сделать еще меньше введением глубокой отрицательной обратной связи.

Дополнительные искажения могут возникать, если положительные и отрицательные напряжения сигнала усиливаются не в равной степени. Этот случай встречается тогда, когда применяют *комплементарные эмиттерные повторители* с высокоомным источником сигнала, и оба транзистора обладают различными коэффициентами усиления по току. Если сильная отрицательная обратная связь в усилителе не предусмотрена, то по возможности нужно выбирать транзисторы с равными коэффициентами усиления по току.

На рис. 15.6 представлена принципиальная схема, реализующая режим класса АВ. Чтобы мог протекать малый ток покоя, подают постоянное напряжение около

1,4 В между выводами базы T_1 и T_2 . Если оба напряжения U_1 и U_2 одинаковы по величине, то постоянное напряжение на выходе будет приблизительно равно постоянному напряжению на входе. Можно задавать смещение так, как показано на рис. 15.7, только одним источником напряжения $U_3 = U_1 + U_2$. В этом случае между входом и выходом разность потенциалов устанавливается около 0,7 В.

Основная проблема режима класса АВ состоит в том, чтобы поддерживать необходимый ток покоя в большом диапазоне температур. Если оба транзистора нагреваются, ток покоя возрастает. Это может приводить к дальнейшему нагреву транзисторов и, наконец, к их разрушению. Такой эффект называется тепловой положительной обратной связью. Для предотвращения увеличения тока покоя при росте температуры напряжения U_1 и U_2 снижают около 2 мВ на градус. С этой целью можно использовать диоды или резистор с отрицательным ТКС, которые монтируют на радиаторе (теплотводе) для мощных транзисторов.

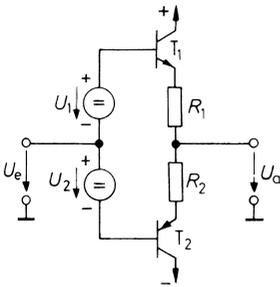


Рис. 15.6. Установка режима класса АВ двумя источниками смещения

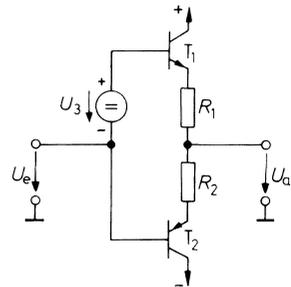


Рис. 15.7. Установка режима класса АВ одним источником смещения

Разумеется, *термокомпенсация* никогда не будет полной, так как наибольшая разность температуры возникает между запирающим слоем мощного транзистора и температурным датчиком. Поэтому требуются дополнительные меры стабилизации. Этому служат резисторы R_1 и R_2 , создающие отрицательную обратную связь по току, которая тем действенней, чем больше сопротивления указанных резисторов. Тем не менее они включены последовательно с нагрузкой и снижают доступную выходную мощность. Поэтому их сопротивления должны выбираться малыми по сравнению с сопротивлением нагрузки. Как будет показано в разделе 15.3, при применении схемы Дарлингтона удастся избежать этого вынужденного компромисса.

15.2.3

Формирование напряжения смещения

Один из способов создания напряжения смещения показан на рис. 15.8. На диодах D_1 и D_2 образуются падения напряжений $U_1 = U_2 \approx 0,7$ В, при которых через транзисторы T_1 и T_2 протекает незначительный ток покоя. Чтобы достичь более высокого входного сопротивления, можно заменить диоды эмиттерными повторителями. При этом получается схема, представленная на рис. 15.9.

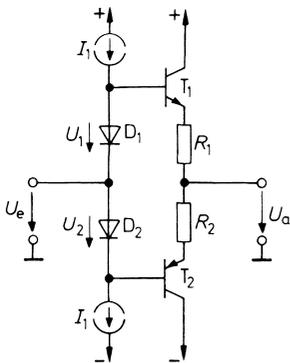


Рис. 15.8. Формирователь напряжения смещения с диодами

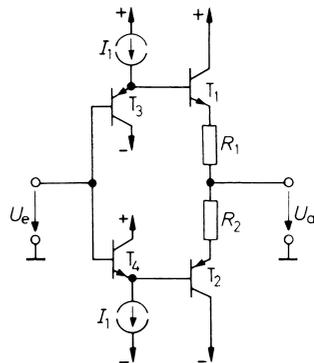


Рис. 15.9. Формирователь напряжения смещения с транзисторами

Схема управления, при котором напряжения смещения можно поддерживать в широком температурном диапазоне, показана на рис. 15.10. Транзистор T_3 через делитель напряжения R_5, R_6 включен в цепь обратной связи. Напряжение коллектор–эмиттер при пренебрежении током базы устанавливается равным

$$U_{CE} = U_{BE} \left(1 + \frac{R_5}{R_6} \right).$$

Чтобы получить желаемую температурную компенсацию, в качестве R_3 используют резистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления, монтируя его на радиаторе транзистора. Можно добиться такого положения, что ток покоя не будет изменяться в широком диапазоне температур, хотя температура корпуса будет ниже, чем температура $p-n$ -перехода выходных транзисторов.

В рассмотренных схемах формирования напряжения смещения с диодами ток не может протекать со входа в цепи баз выходных транзисторов. Ток базы выходного транзистора должен обеспечиваться источниками стабилизированного тока. Нужно выбирать стабильный ток I_1 большим, чем максимальный ток базы транзисторов T_1

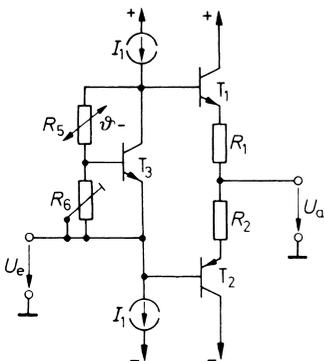


Рис. 15.10. Формирователь напряжения смещения с произвольно заданным температурным коэффициентом

и T_2 , и вместе с тем не закрывать диоды D_1 и D_2 и соответственно транзисторы T_3 и T_4 перед достижением полной раскачки. На этом основании было бы нерационально заменять источники стабилизированного тока резисторами, так как иначе с возрастанием входного сигнала будет уменьшаться.

В этом отношении оптимальной является такая схема управления, которая может обеспечивать увеличение тока базы при возрастающем входном сигнале. Такая схема представлена на рис. 15.11. Полевые транзисторы T_3 и T_4 работают как истоковые повторители. Разность напряжений между истоками – около 1,4 В – устанавливается отрицательной обратной связью по току. Для этой схемы используются полевые транзисторы, которые обладают достаточно большим током стока I_{DS} .

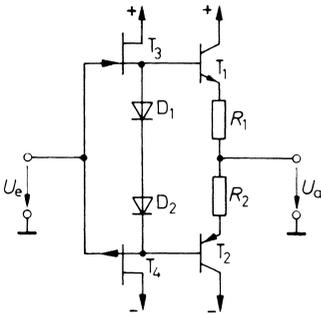


Рис. 15.11. Формирователь напряжения смещения на полевых транзисторах с управляющим p-n переходом

15.3

Комплементарные схемы Дарлингтона

С помощью описанных выше схем можно получать выходные токи величиной до нескольких сот миллиампер. Если необходимо отбирать от схемы большие выходные токи, нужно применить транзисторы с более высоким коэффициентом усиления по току. Такие транзисторы можно получить, составляя их из двух или большего числа одинарных транзисторов, включенных по схеме Дарлингтона или комплементарной схеме Дарлингтона. Подобные схемы и их эквивалентные характеристики были уже рассмотрены в разделе 2.4.4. На рис. 15.12 показана основная комплементарная схема включения транзисторов по схеме Дарлингтона для усилителя мощности. Пары Дарлингтона состоят из транзисторов T_1 и T'_1 и соответственно T_2 и T'_2 .

При реализации двухтактного режима класса АВ установка тока покоя представляет определенные проблемы, так как теперь необходимо компенсировать уже четыре напряжения база–эмиттер, зависящие от температуры. Этих трудностей можно избежать, если обеспечить протекание тока покоя только через транзисторы драйверов T_1 и T_2 . Выходные же транзисторы будут проводить только при больших выходных токах. С этой целью выбирают напряжение смещения U_1 таким, что на резисторах R_1 и R_2 падение напряжения составляет около 0,4 В, так чтобы $U_1 \approx 2(0,4 \text{ В} + 0,7 \text{ В}) = 2,2 \text{ В}$. В этом случае в режиме покоя выходные транзисторы заблокированы и при более высоких температурах p-n перехода.

При более высоких значениях выходных токов напряжение база–эмиттер выходных транзисторов поднимается до 0,8 В. Вследствие этого сопротивлениями резисторов R_1

и R_2 ток ограничивается до уровня двойного установившегося значения. Из этого следует, что большая часть эмиттерного тока драйверных транзисторов является одновременно базовым током выходных транзисторов.

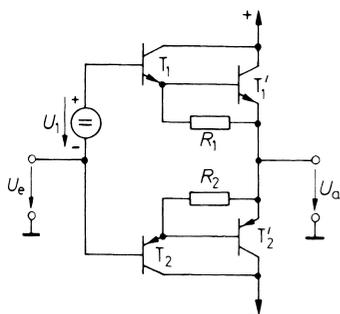


Рис. 15.12. Комплементарная схема Дарлингтона

Резисторы R_1 и R_2 одновременно служат в качестве сопротивлений утечки в цепях баз выходных транзисторов. Чем они низкоомнее, тем быстрее смогут закрываться выходные транзисторы. Это особенно важно, так как иначе при смене полярности входного напряжения один из транзисторов начнет проводить, прежде чем другой закроется. В результате через выходной каскад может протекать большой сквозной ток, приводящий к быстрому разрушению транзисторов.

Этот эффект определяет максимальную частоту входного сигнала. В выходном каскаде, собранном по схеме Дарлингтона, можно использовать мощные транзисторы одного типа. С этой целью в схеме Дарлингтона (см. рис. 15.12) заменяют транзисторы T_2 и T_2' комплементарной схемой Дарлингтона, как показано на рис. 2.116б. Образовавшуюся схему (рис. 15.13), можно назвать *квазикомплементарным усилителем мощности*. Чтобы получить те же начальные условия тока покоя, как в предыдущей схеме, достаточно установить падение напряжения на резисторе R_1 около 0,4 В. При этом напряжение $U_1 \approx 0,4 \text{ В} + 2 \cdot 0,7 \text{ В} = 1,8 \text{ В}$. Ток покоя проходит через T_2 и R_2 к отрицательному источнику напряжения питания. Если выбрать $R_2 = R_1$, тогда напряжение смещения для транзистора T_2 получится равным 0,4 В. Назначение резисторов R_1 и R_2 такое же, как и в предыдущей схеме.

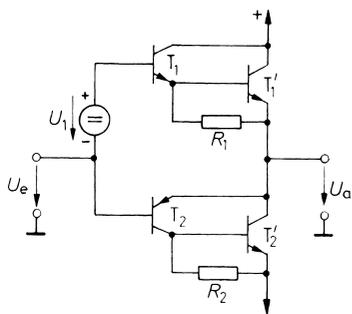


Рис. 15.13. Квазикомплементарная схема Дарлингтона

15.4

Комплементарные истоковые повторители

Усилители мощности на полевых транзисторах по сравнению с усилителями на мощных биполярных транзисторах обладают важным достоинством, состоящим в том, что они гораздо быстрее включаются и выключаются. Если время переключения мощных биполярных транзисторов находится в диапазоне от 100 нс до 1 мкс, для мощных полевых транзисторов оно составляет 10–100 нс. Поэтому мощные полевые транзисторы выгодно применять в выходных каскадах для частот от 100 кГц до 1 МГц.

Мощные полевые транзисторы характеризуются большими значениями емкостей затвор–сток и затвор–исток. Они могут составлять несколько сот пикофард. Поэтому целесообразно использовать мощные полевые транзисторы в качестве истоковых повторителей. Тогда вследствие эффекта Миллера не увеличивается емкость затвор–сток, и значительно уменьшается емкость затвор–исток благодаря наличию компенсационной обратной связи (Bootstrap Effekt).

Основная схема включения комплементарных истоковых повторителей представлена на рис. 15.14. Оба источника напряжения смещения U_1 , как и в случае применения биполярных транзисторов на рис. 15.6, служат для установки желаемого тока покоя. При $U_1 = U_p$ ток покоя отсутствует – это соответствует режиму класса В. Для обеспечения незначительных искажений сигнала, как правило, оставляют небольшой ток покоя за счет того, что выбирают $U_1 > U_p$. Величина тока покоя стабилизируется отрицательной обратной связью по току через резисторы R_1, R_2 . Величина U_1 определяется из передаточной характеристики МОП транзисторов:

$$U_1 = I_D R_1 + U_p \left(1 + \sqrt{\frac{I_D}{I_{DS}}} \right).$$

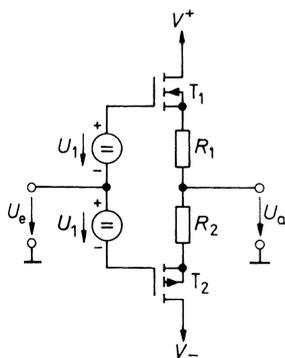


Рис. 15.14. Принцип комплементарного истокового повторителя

Получаемые здесь напряжения значительно больше, чем при биполярных транзисторах, так как пороговое напряжение мощных полевых транзисторов лежит между значениями 1 и 4 В. Простая возможность формирования необходимого напряжения смещения состоит в том, чтобы эмиттерные повторители T_3, T_4 на рис. 15.9 заменить

истоковыми повторителями. Новая схема представлена на рис. 15.15. Здесь напряжение смещения для транзистора T_3 равно

$$U_1 = U_{p3} \left(1 + \sqrt{\frac{I_3}{I_{DS3}}} \right).$$

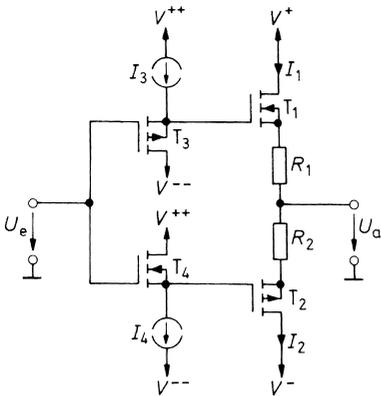


Рис. 15.15. Формирователь напряжения смещения для комплементарного истокового повторителя.

Примеры применяемых в схеме повторителя транзисторов:

- T_3 : IRFD112 T_1 : IRF531
- T_4 : IRFD9122 T_2 : IRF9531

Если маломощные полевые транзисторы T_3, T_4 изготовлены в том же процессе, что и мощные полевые транзисторы T_1, T_2 , и поэтому обладают теми же пороговыми напряжениями, то из этого следует при $R_1 = R_2 = 0$ максимальный ток покоя:

$$I_1 = \frac{I_{DS1}}{I_{DS3}} I_3.$$

Такой ток покоя позволяет установить меньшие значения сопротивлений резисторов R_1, R_2 . Токи I_3, I_4 выбирают настолько большими, чтобы они были достаточными для перезаряда входной емкости транзисторов истоковых повторителей T_1, T_2 на высшей частоте.

Для схемы управления, как правило, необходимо использовать напряжение питания, по крайней мере, на 10 В больше, чем для выходного каскада. Иначе максимально допустимое выходное напряжение будет ниже напряжения питания на 10 В. Вследствие этого получается низкий коэффициент полезного действия.

15.5 Электронное ограничение тока

Усилители мощности вследствие своего низкого выходного сопротивления могут легко перегружаться и при этом выходить из строя. Поэтому целесообразно ограничивать выходной ток определенной максимальной величиной. Различные возможности такого ограничения рассмотрим на примере простых комплементарных эмиттерных повторителей (см. рис. 15.8). Наиболее простая схема представлена на рис. 15.16. Когда диодная сборка D_3 (и соответственно D_4) начнет проводить, наступает ограничение, так

как в этом случае падение напряжения на резисторе R_1 (и соответственно R_2) далее не возрастает. Максимальный выходной ток составит при этом

$$I_{a\max}^+ = \frac{U_{D3} - U_{BE1}}{R_1} = \frac{0,7 \text{ В}}{R_1} (n_3 - 1),$$

$$I_{a\max}^- = -\frac{U_{D4} - |U_{BE2}|}{R_2} = \frac{0,7 \text{ В}}{R_2} (n_4 - 1).$$

Здесь n_3 (и соответственно n_4) соответствует количеству установленных диодов в сборке D_3 (и соответственно D_4).

Другая возможность ограничения тока показана на рис. 15.17. Если падение напряжения на резисторе R_1 (и соответственно R_2) превзойдет значение 0,7 В, то начнет проводить транзистор T_3 (и соответственно T_4). Вследствие этого будет предотвращено дальнейшее увеличение тока базы транзисторов T_1 (и соответственно T_2). Этим будет ограничена максимальная величина выходного тока:

$$I_{a\max}^+ \approx \frac{0,7 \text{ В}}{R_1} \text{ и соответственно } I_{a\max}^- \approx \frac{0,7 \text{ В}}{R_2}.$$

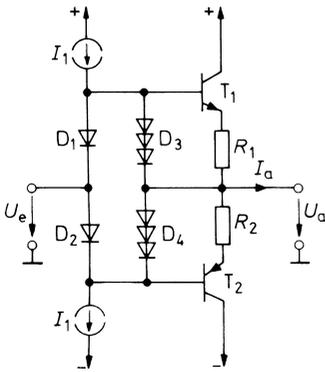


Рис. 15.16. Ограничение тока диодами

$$I_{a\max} = \pm 1,4 \text{ В} / R_{1,2}$$

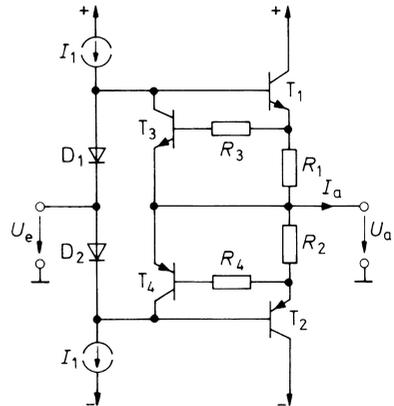


Рис. 15.17. Ограничение тока транзисторами

$$I_{a\max} = \pm 0,7 \text{ В} / R_{1,2}$$

Преимущество этой схемы состоит в том, что здесь больше не возрастает максимальная величина сильно изменяющегося напряжения база–эмиттер не только мощных транзисторов, но и ограничительных транзисторов. Резисторы R_3 и R_4 ограничивают ток базы транзисторов T_3 и T_4 .

В случае короткого замыкания на выходе ток $I_{a\max}$ в течение одной половины периода протекает через T_1 , а в течение другой – через T_2 , в то время как выходное напряжение равно нулю. Рассеиваемая мощность в транзисторах выходных каскадов составляет при этом

$$P_{T1} = P_{T2} \approx \frac{1}{2} V_b I_{a \max} .$$

При сравнении со схемой на рис. 15.2 оказывается, что рассеивается пятикратная рассеиваемая мощность в активном режиме. Поэтому для схем, приведенных на рис. 15.16 и 15.17, должны быть выбраны необходимые размеры теплоотводов мощных транзисторов, обеспечивающих защиту от длительного короткого замыкания.

Ограничение тока, зависимое от амплитуды

Если допускаются только омические нагрузки с определенным сопротивлением R_v , то необходимого для защиты от короткого замыкания выбора параметров выходного каскада можно избежать. При этом можно исходить из того, что при малых выходных напряжениях протекают малые выходные токи. В этом случае нет необходимости ограничивать ток максимальной величиной $I_{a \max} = U_{a \max} / R_v$, а достаточно ограничить значением $I_a = U_a / R_v$, зависящим от выходного напряжения. Тогда максимальный ток короткого замыкания ($U_a = 0$) может выбираться соответственно малым.

Для ограничения тока при увеличении выходного напряжения подают на транзисторы T_3 и T_4 (рис. 15.18) напряжение смещения, которое будет также увеличиваться при росте выходного напряжения. Для этой цели включают резисторы R_5 и R_6 , сопротивления которых выбираются больше чем R_3 и R_4 . Поэтому при малых выходных напряжениях получается такая же граница тока, что и на рис. 15.17. При больших положительных выходных напряжениях возникает дополнительное падение напряжения на резисторе R_3 величиной $U_a R_3 / R_5$. Вследствие этого будет повышена граница тока до значения

$$I_{a \max}^+ \approx \frac{0,7 \text{ В}}{R_1} + \frac{R_3}{R_5} \frac{U_a}{R_1} .$$

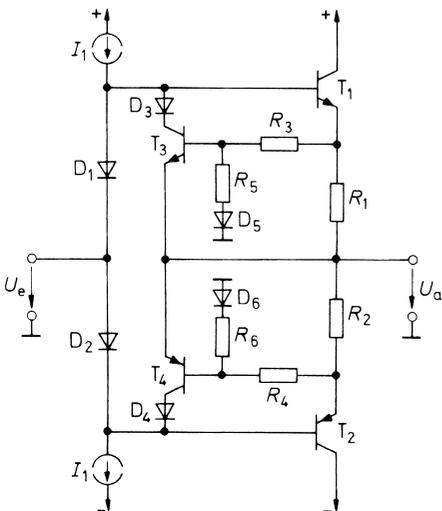


Рис. 15.18. Ограничение тока, зависимое от напряжения

Диод D_5 предназначен для того, чтобы при отрицательных выходных напряжениях транзистор T_3 получал положительное напряжение смещения и был бы открыт. Диод D_3 предотвращает проводимость коллекторного перехода T_3 , если при отрицательных выходных напряжениях имеется большое падение напряжения на R_2 . Иначе дополнительно нагружается схема управления. Соответствующие соображения имеют место для ограничения тока через транзистор T_4 .

Наибольшее значение тока нагрузки определяется выражением:

$$|I_{a \max}| = \frac{0,7 \text{ В}}{R_{1,2}} + \frac{R_{3,4}}{R_{5,6}} \frac{U_a}{R_{1,2}}.$$

В качестве иллюстрации на рис. 15.19 приведена зависимость границ изменения токов от выходного напряжения. Применяя ее, можно полностью использовать рабочую область мощных транзисторов. Поэтому эта зависимость указывается так же, как SOA (зона безопасных действий) – область ограничения тока. Интегральные усилители мощности, которые обладают таким ограничением тока, выпускаются, например, фирмой Intersil (тип ICL8063) или LM391 фирмы National.

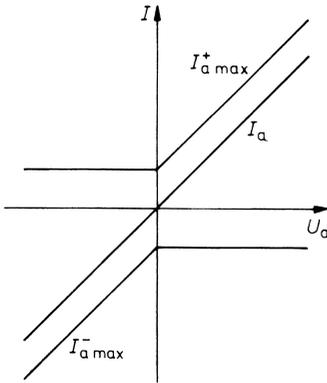


Рис. 15.19. Зависимость границ тока и выходного тока при омической нагрузке

15.6

Четырехквadrанный режим

Жесткие условия работы мощного выходного каскада образуются, если для любых положительных и отрицательных выходных напряжений постоянной величины задают максимальные границы тока $I_{a \max}^+$ и $I_{a \max}^-$. Такие условия возникают в тех случаях, когда омическая нагрузка отсутствует, но энергия из нагрузки выходного каскада может возвращаться. Подобными нагрузками могут быть конденсаторы, индуктивности или электродвигатели. В этом случае должны использоваться ограничителя тока, представленные на рис. 15.16 или 15.17. Критическое рабочее состояние для транзистора выходного каскада T_2 получается в том случае, когда для выходного напряжения $U_a = U_{a \max} \approx V^+$ нагрузка в схеме запитана током ограничения $I_{a \max}^-$. Тогда ток $I_{a \max}^-$ при напряжении $U_{CE2} \approx 2 V^+$ течет через транзистор T_2 . При этом на T_2 рассеивается

мощность $P_{T2} = 2 V^+ \times I_{a \max}^-$. При напряжении $2 V^+$ мощные биполярные транзисторы из-за пробоя второго рода (Secondary Breakdown) могут рассеивать только малую долю допустимой тепловой мощности. Поэтому нужно использовать много параллельно включенных мощных транзисторов, а лучше – усилитель мощности на полевых транзисторах, не обладающих пробоем второго рода.

Возможность деления пополам напряжения на транзисторах выходного каскада представлена на рис. 15.20. Основной идеей при этом является управление потенциалами коллекторов T_1 и T_2 входным напряжением. Для положительных входных напряжений имеем

$$V_1 = U_e + 0,7 \text{ В} + 3 \text{ В} - 0,7 \text{ В} - 0,7 \text{ В} = U_e + 2,3 \text{ В}.$$

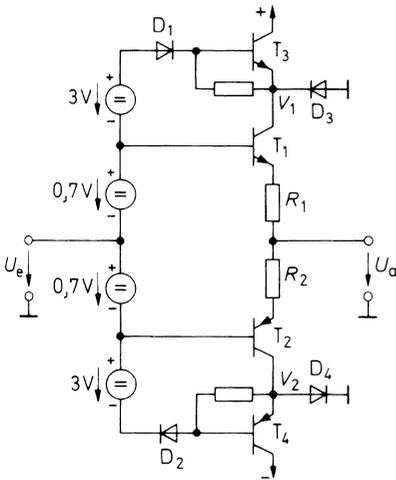


Рис. 15.20. Двухтактный выходной каскад для четырехквadrантного режима

Транзистор T_1 в этом случае находится вне насыщения. При отрицательных входных напряжениях диод D_3 пропускает выходной ток, и $V_1 = -0,7 \text{ В}$. Входное напряжение $U_e = U_{e \min} \approx V^-$ создает на транзисторе T_1 падение напряжения, равное $U_{CE1 \max} \approx V^-$. Максимальное напряжение на транзисторе T_3 также не больше. Оно получается при

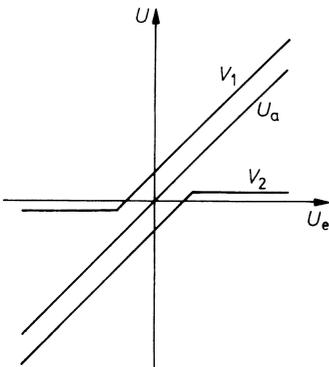


Рис. 15.21. Зависимость выходного напряжения и опорных потенциалов V_1 и V_2 от входного напряжения

$U_e = 0$ и составляет $U_{CE3\max} \approx V^+$. Максимально допустимая рассеиваемая мощность на T_1 и T_3 при этом составляет $P_{\max} = V^+ \times I_{a\max}^+$. При этом делится пополам не только максимально допустимое напряжение коллектор–эмиттер, но и рассеиваемая мощность. Вследствие симметрии схемы для транзисторов T_2, T_4 получаются аналогичные условия. В качестве иллюстрации на рис. 15.21 представлена зависимость для V_1 и V_2 .

15.7

Определение параметров выходного каскада мощности

Для демонстрации подробного определения параметров выходного каскада мощности проведем вычисления на примере 50-ваттного усилителя. На рис. 15.22 представлена его полная схема. Она основана на схеме усилителя мощности, приведенной на рис. 15.12.

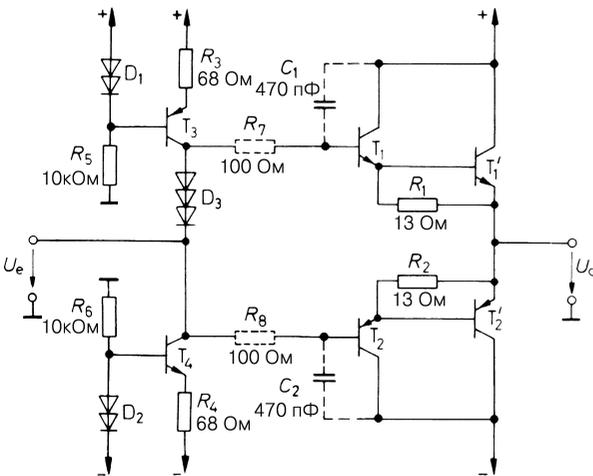


Рис. 15.22. Выходной каскад мощности с синусоидальным выходным сигналом на 50 Вт

Усилитель должен выдавать в нагрузку сопротивлением $R_v = 5$ Ом мощность синусоидального сигнала 50 Вт. Максимально допустимое значение амплитуды выходного напряжения составит $\hat{U}_a = 22,4$ В, а пиковый ток (амплитудное значение) $\hat{I}_a = 4,48$ А. Для вычисления напряжения питания определяем минимальное падение напряжения на T_1, T_2, T_3 и R_3 . Для суммарного напряжения база–эмиттер транзисторов T_1 и T_2 при I_{\max} следует принять около 2 В. К транзистору T_3 приложено прямое падение напряжения на диодах – около 0,7 В. Напряжение коллектор–эмиттер T_3 при максимальном сигнале не должно превышать 0,9 В. Выходной каскад при нестабильном напряжении источника питания и номинальной нагрузке должен обеспечивать падение напряжения около 3 В. Итого получаем для напряжения питания холостого хода:

$$V_b = 22,4 \text{ В} + 2 \text{ В} + 0,7 \text{ В} + 0,9 \text{ В} + 3 \text{ В} = 29 \text{ В}.$$

В связи с симметрией схемы таким же большим должно быть отрицательное напряжение питания. Определим необходимые граничные значения тока для транзисторов T_1 и T_2 . Максимальный ток коллектора составляет 4,48 А. Выбираем $I_{C \max} = 10 \text{ А}$. Максимальное напряжение коллектор-эмиттер достигается при максимальном выходном сигнале и составляет $V_b + \hat{U}_a = 51,4 \text{ В}$. Выбираем $U_{CER} = 60 \text{ В}$. При соотношении

$$P_T = 0,1 \frac{V_b^2}{R_v}$$

из раздела 15.2.1 получаем $P_{T1} = P_{T2} = 17 \text{ Вт}$. В разделе 2.1.6 для связи между рассеиваемой мощностью и тепловым сопротивлением имеется соотношение

$$P_{\vartheta_j} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_U}{R_{thL} + R_{thG}}.$$

Максимальная температура p - n -перехода ϑ_j кремниевых транзисторов может достигать 175°C . Температура окружающей среды в приборе (аппарате, механизме) не должна превосходить 55°C . Тепловое сопротивление теплоотводов составляет $R_{thL} = 4 \text{ К/Вт}$. Вместе с тем, если для теплового сопротивления между полупроводником и корпусом транзистора выполняется требование:

$$17 \text{ Вт} = \frac{175^\circ\text{C} - 55^\circ\text{C}}{\frac{4 \text{ К}}{\text{Вт}} + R_{thG}},$$

то

$$R_{thG} = \frac{3,1 \text{ К}}{\text{Вт}}.$$

Часто для мощных транзисторах указывается максимальная рассеиваемая мощность P_{25} при температуре корпуса 25°C . Эту мощность можно рассчитать, зная R_{thG} и ϑ_j :

$$P_{25} = \frac{\vartheta_j - 25^\circ\text{C}}{R_{thG}} = \frac{150 \text{ К}}{3,1 \text{ К/Вт}} = 48 \text{ Вт}.$$

Коэффициент усиления по току для выбранных транзисторов при максимальном выходном токе составляет 30. Вместе с тем, можно определить данные транзисторов драйвера T_1 и T_2 . Максимальный ток коллектора составляет

$$\frac{4,48 \text{ А}}{30} = 149 \text{ мА}.$$

Это значение принимается только для низких частот. При частотах выше $f_g \approx 20 \text{ кГц}$ коэффициент усиления по току низкочастотных мощных транзисторов уже заметно уменьшается. Поэтому при резком увеличении тока активный транзистор временно должен обеспечивать на большую часть выходного тока. Чтобы достичь по воз-

возможности наибольшей полосы частот, выбираем $I_{Cmax} = 1$ А. Транзисторы, рассчитанные на такой ток с граничной частотой около 50 МГц еще доступны по цене.

В разделе 15.3 было показано, что ток покоя, протекающий через транзисторы драйвера, позволяет устанавливать падение напряжения на резисторах R_1 и R_2 около 400 мВ. Для этого служат три кремниевых диода D_3 , на которых падает напряжение около 2,1 В. Для поддержания достаточно малых искажений сигнала выбирается ток покоя около 30 мА. Отсюда следует

$$R_1 = R_2 = \frac{400 \text{ мВ}}{30 \text{ мА}} = 13 \text{ Ом.}$$

Рассеиваемая транзисторами драйвера мощность составляет в режиме покоя $30 \text{ мА} \cdot 29 \text{ В} \approx 0,9$ Вт, а при максимальном сигнале еще 0,75 Вт. Видно, что маломощный транзистор в корпусе ТО-5 с системой охлаждения для этой цели будет достаточным. Коэффициент усиления по току для этих транзисторов достигает 100, и максимальный ток базы составит:

$$I_{Bmax} = \frac{1}{100} \left(\frac{4,48 \text{ А}}{30} + \frac{0,8 \text{ В}}{13 \text{ Ом}} \right) \approx 2 \text{ мА.}$$

По отношению к этому значению постоянный ток источников питания транзисторов T_3 и T_4 должен быть большим. Соответственно, его значение должно быть около 10 мА.

Эмиттерные повторители склонны к паразитным колебаниям вблизи от частоты среза выходных транзисторов [15.1]. Для подавления этих колебаний можно увеличить постоянную времени источника. Вследствие этого критическая область, показанная на рис. 2.102 наверху (стрелка \uparrow), отодвигается. Кроме этого в схему на рис. 15.22 включают RC -звенья $R7C1$ и $R8C2$. Сопротивления резисторов должны выбираться настолько низкоомными, чтобы падение напряжения на них было незначительным. Дополнительно можно демпфировать на высоких частотах выход. Для этого подключают параллельно выходу последовательные RC -звенья (например, 1 Ом и 0,1 мкФ). К сожалению, из-за этого возникают дополнительные потери на верхних частотах.

15.8

Схемы управления с усилением напряжения

В рассмотренных усилителях мощности в окрестности нулевой точки наблюдаются более или менее значительные искажения по входу. Их можно устранять, вводя глубокую отрицательную обратную связь. Для этого схему управления перед выходным мощным каскадом соединяют с усилителем напряжения и охватывают отрицательной обратной связью обе части. Простой вариант реализации этой идеи показан на рис. 15.23. Управление выходного каскада осуществляется генератором тока на транзисторе T_3 , образующим вместе с T_7 токовое зеркало для I_{C6} . Дифференциальный усилитель T_5, T_6 обеспечивает необходимое усиление напряжения. Сопротивление его нагрузки относительно велико: оно образуется из параллельного соединения внутренних сопротивлений источников тока T_3, T_4 и входных сопротивлений эмиттерных повторителей T_1, T_2 .

В целом эта схема является неинвертирующим усилителем с резисторами R_7, R_8 в качестве элементов обратной связи. Коэффициент усиления по напряжению составляет

$A = 1 + R_8/R_7$. Чтобы получился достаточный коэффициент усиления в цепи обратной связи, нужно выбирать A не слишком большим. Наиболее приемлемое значение находится в интервале от 5 до 30.

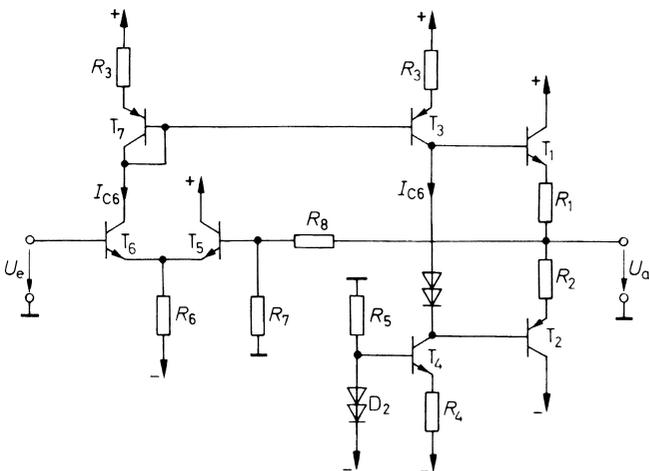


Рис. 15.23. Простая схема управления с усилением напряжения

Если необходимо усиливать только переменные напряжения, то можно улучшить стабильность схемы в области нуля путем присоединения конденсатора в цепи обратной связи последовательно с резистором R_7 . Вследствие этого коэффициент усиления по постоянному напряжению уменьшается до единицы. По описанному принципу работают интегральные усилители большой мощности, например такие, как LM3875 фирмы National [15.1].

Широкополосная схема управления

Большую ширину полосы частот схемы управления можно получить путем управления обоими генераторами тока, собранными на транзисторах T_3, T_4 противофазно, и включении их по схеме с общей базой. Тогда схема, приведенная на рис. 15.24, становится родственной схеме широкополосного операционного усилителя (ОУ), представленной на рис. 5.27. Так как усилитель мощности не нуждается в дифференциальном входе, здесь изъята половина двухтактного дифференциального каскада и заменена двухтактным выходным каскадом ОУ. Потенциал покоя операционного усилителя стабилизируется. Полная схема ведет себя как инвертирующий ОУ, который охвачен цепью отрицательной обратной связи за счет резисторов R_{15} и R_{16} . Коэффициент усиления составляет $A = -R_{16}/R_{15}$.

Параметры схемы определяют, прежде всего, токи коллекторов транзисторов T_3-T_6 . Выбираем ток 10 мА. В этом случае через резисторы R_3 и R_4 должен протекать ток около 20 мА. На сопротивлениях резисторов R_3 и R_4 падает напряжение около 1,4 В. Для этого сопротивления резисторов должны быть:

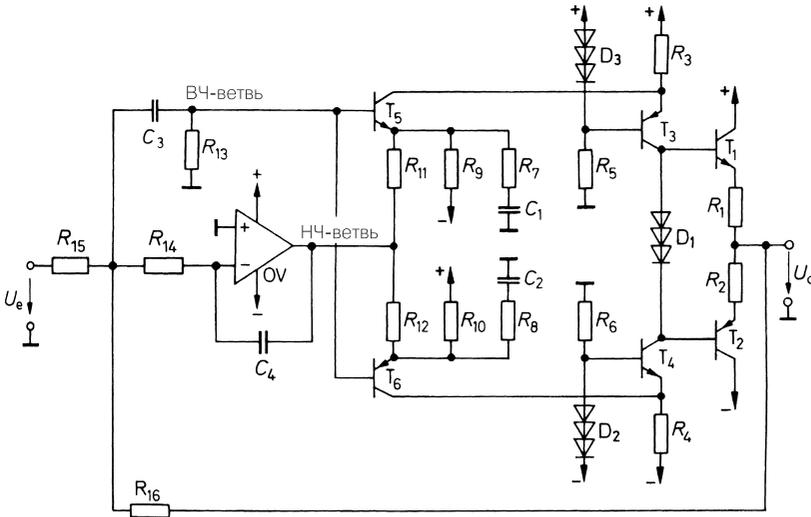


Рис. 15.24. Широкополосный усилитель мощности

$$R_3 = R_4 = \frac{1,4 \text{ В}}{20 \text{ мА}} = 70 \text{ Ом.}$$

Постоянное напряжение покоя на выходе ОУ задано напряжением смещения выходного каскада и находится в области нуля. Поэтому в режиме покоя через резисторы R_{11} и R_{12} практически ток не протекает. Токи коллекторов транзисторов T_5 и T_6 должны протекать через резисторы R_9 и R_{10} . При напряжениях питания $\pm 15 \text{ В}$ из этого следует:

$$R_9 = R_{10} \approx \frac{15 \text{ В}}{10 \text{ мА}} = 1,5 \text{ кОм.}$$

Для достижения максимальной амплитуды токов транзисторов T_3 и T_4 токи коллекторов T_5 и T_6 должны изменяться между 0 и 20 мА. Это значение должно достигаться при максимальном сигнале на выходе ОУ. Отсюда для сопротивлений резисторов R_{11} и R_{12} следует:

$$R_{11} = R_{12} \approx \frac{10 \text{ В}}{10 \text{ мА}} = 1 \text{ кОм.}$$

Операционный усилитель ОУ включен как интегратор. Вследствие этого получают определенное внешними элементами усиление, которое выбирают так, чтобы оно было заметно ниже коэффициента усиления с отключенной от операционного усилителя нагрузкой. Если выбирают, например, $R_{14} = 10 \text{ кОм}$ и $C_4 = 160 \text{ пФ}$, коэффициент усиления на частоте 100 кГц падает до единицы. Нижнюю предельную частоту фильтра верхних частот C_3 , R_{13} в высокочастотной ветви выбирают более низкой, например 1 кГц.

Общий коэффициент усиления схемы можно устанавливать в пределах от 1 до 10 резисторами R_{15} и R_{16} . Большие коэффициенты усиления не рекомендуются, так как тогда петлевое усиление высокочастотной ветви окажется ничтожно малым. Коэффициент усиления высокочастотной ветви можно регулировать с помощью сопротивлений резисторов R_7 и R_8 . Устанавливают их так, чтобы для общей схемы получалась желаемая переходная характеристика. Для операционного усилителя достаточно внутренняя стандартная частотная коррекция. Во избежание появления колебаний в диапазоне сотен мегагерц может понадобиться снабдить отдельные транзисторы добавочными резисторами в цепи базы [15.1].

15.9

Повышение выходного тока интегральных операционных усилителей

Выходной ток интегральных ОУ обычно ограничен максимальным значением 20 мА. Часто можно без больших затрат увеличить выходной ток приблизительно в 10 раз. Для этого можно использовать описанные ранее выходные усилители мощности. При низких частотах сигнала затраты окупаются тем, что двухтактный эмиттерный повторитель переводят в режим класса В. Вследствие ограниченного значения максимальной скорости нарастания выходного напряжения ОУ даже при наличии отрицательной обратной связи наблюдаются заметные искажения приема. Они могут быть значительно уменьшены при использовании резистора R_1 (рис. 15.25), который влияет на искажения в пределах нулевой точки характеристики эмиттерных повторителей. В этом случае максимальная скорость нарастания выходного напряжения усилителя сокращается от бесконечности до значения, которое определяется произведением коэффициента $1 + R_1/R_e$ на скорость нарастания выходного напряжения.

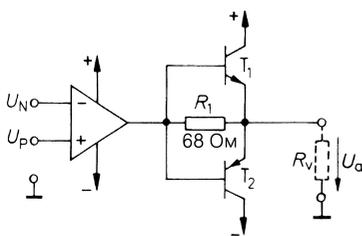


Рис. 15.25. Усиление тока комплементарным эмиттерным повторителем

Схема на рис. 15.26 обладает теми же свойствами, что и предыдущая. Управление транзисторами выходного каскада осуществляется здесь путем изменения напряжения питания. Вследствие этого к выходным транзисторам операционного усилителя добавляются две комплементарные схемы Дарлингтона при условии $R_2 = 0$.

При малых выходных токах закрыты оба выходных транзистора T_1 и T_2 . В этом случае операционный усилитель обеспечивает весь выходной ток. При больших выходных токах проводят оба транзистора T_1 и T_2 , обеспечивая самую большую часть выходного тока. Выходной ток операционного усилителя остается ограниченным приблизительно на уровне $0,7 V/R_1$.

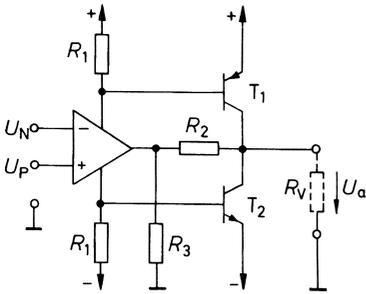


Рис. 15.26. Усиление тока дополнительными схемами с общим эмиттером

Существенное преимущество по отношению к предыдущей схеме состоит в том, что из-за тока покоя ОУ в выходном транзисторном каскаде возникает напряжение смещения база–эмиттер. Сопротивление резистора R_1 выбирают таким, чтобы падение напряжения на нем составляло около 400 мВ. Вследствие этого сильно сужается область приема без поступления в выходной транзисторный каскад тока покоя, для стабилизации которого нужно было бы применять дополнительные меры.

При помощи делителя напряжения R_2 , R_3 выходному каскаду можно придавать дополнительное усиление напряжения: $1 + R_2/R_3$. В результате можно увеличивать амплитуду выходного напряжения усилителя, которая с учетом напряжения насыщения T_1 и T_2 охватывает весь диапазон напряжения питания. Кроме того, благодаря этому устраняется склонность к самовозбуждению комплементарной схемы Дарлингтона. Подобная схема уже упоминалась как ОУ с симметричным выходом (см. рис. 5.22).

Литература

[15.1] Travis, B.: Monolithic Power Amps Provide Diverse Choices in Circuit Structures. EDN, 17.8.1995 S. 51–60.

Глава 16

Источники питания

Система электропитания необходима любому электрическому прибору. Как правило, она должна обеспечивать одно или несколько постоянных напряжений. Батарейное питание слишком расточительно при большой потребляемой мощности, поэтому постоянное напряжение принято получать путем трансформации и выпрямления сетевого напряжения. Такое постоянное напряжение обычно имеет заметные пульсации и подвержено колебаниям при смене нагрузки или вследствие нестабильности сети. В двух следующих разделах излагаются методы получения нестабилизированного постоянного напряжения, после чего рассматриваются схемы его регулирования.

16.1

Свойства сетевых трансформаторов

При выборе параметров выпрямительных устройств важную роль играет внутреннее сопротивление R_i сетевого трансформатора. Оно рассчитывается по параметрам вторичной обмотки трансформатора U_N , I_N и коэффициенту потерь f_v , который выражается отношением напряжения холостого хода к номинальному напряжению:

$$f_v = \frac{U_L}{U_N}. \quad (16.1)$$

Для внутреннего сопротивления отсюда вытекает соотношение:

$$R_i = \frac{U_L - U_N}{I_N} = \frac{U_N(f_v - 1)}{I_N}. \quad (16.2)$$

Задав сопротивление номинальной нагрузки $R_N = \frac{U_N}{I_N}$, из (16.2) получим:

$$R_i = R_N(f_v - 1). \quad (16.3)$$

Параметры распространенных трансформаторов с Ш-образными сердечниками представлены в табл. 16.1, а с кольцевыми – в табл. 16.2.

Изготовление обмоток трансформаторов на кольцевых сердечниках требует большого труда, что особенно заметно повышает в цене маломощные трансформаторы такой конструкции. Однако их существенное преимущество заключается в относительно малом магнитном поле рассеяния. Повышенная индуктивность первичной обмотки приводит к более слабому току намагничивания и меньшим потерям холостого хода. Для более точных расчетов целесообразно воспользоваться программным продуктом Magnetic Designer фирмы Intusoft (Thomatronik).

Таблица 16.1. Типичные характеристики трансформаторов с Ш-образными сердечниками для напряжения сети $U_{L\text{eff}} = 220$ В, 50 Гц

Сердечник (длина стороны), мм	Номи- нальная мощ- ность (P_N), Вт	Кoeffи- циент потерь, f_v	Число витков первичной обмотки, w_1	Диаметр провода первичной обмотки (d_1), мм	Нормиро- ванное число витков вторичной обмотки, (w_2/U_2), B^{-1}	Нормиро- ванное сечение провода вторичной обмотки, ($d_2\sqrt{I_2}$), мм \sqrt{A}
M42	4	1,31	4716	0,09	28,00	0,61
M55	15	1,20	2671	0,18	14,62	0,62
M65	33	1,14	1677	0,26	8,68	0,64
M74	55	1,11	1235	0,34	6,24	0,65
M85a	80	1,09	978	0,42	4,83	0,66
M85b	105	1,06	655	0,48	3,17	0,67
M102a	135	1,07	763	0,56	3,72	0,69
M102b	195	1,05	513	0,69	2,45	0,71

Таблица 16.2. Типичные характеристики трансформаторов с кольцевыми сердечниками для напряжения сети $U_{1\text{eff}} = 220$ В, 50 Гц

Внешний диаметр (D), мм	Номи- нальная мощ- ность (P_N), Вт	Кoeffи- циент потерь (f_v)	Число витков первичной обмотки (w_1)	Сечение провода первичной обмотки (d_1), мм	Нормиро- ванное число витков вторичной обмотки, (w_2/U_2), B^{-1}	Нормиро- ванное сечение провода вторичной обмотки, ($d_2\sqrt{I_2}$), мм \sqrt{A}
60	10	1,18	3500	0,15	19,83	0,49
61	20	1,18	2720	0,18	14,83	0,54
70	30	1,16	2300	0,22	12,33	0,55
80	50	1,15	2140	0,30	11,25	0,56
94	75	1,12	1765	0,36	9,08	0,58
95	100	1,11	1410	0,40	7,08	0,60
100	150	1,09	1100	0,56	5,42	0,61
115	200	1,08	820	0,60	4,00	0,62
120	300	1,07	715	0,71	3,42	0,63

16.2

Сетевые выпрямители

Наибольшее распространение для питания полупроводниковой аппаратуры получили однополупериодные схемы выпрямления и двухполупериодные, в состав которых входят мостовые схемы и схемы со средней точкой вторичной обмотки.

16.2.1

Однополупериодные выпрямители

Простейший способ выпрямления переменного напряжения состоит в том, чтобы заряжать конденсатор через диод (рис. 16.1). При ненагруженном выходе за время положительного полупериода напряжения вторичной обмотки конденсатор C_L заряжается до амплитудного значения $U_{a0} = \sqrt{2}U_{Leff} - U_D$, где U_D – падение напряжения на открытом диоде. Максимальное обратное напряжение имеет место, когда мгновенное значение напряжения вторичной обмотки трансформатора приближается к своему отрицательному амплитудному значению и достигает $2\sqrt{2}U_{Leff}$.

Для однополупериодного выпрямителя, представленного на рис. 16.1, применимы следующие характеристики:

- выходное напряжение холостого хода $U_{a0} = \sqrt{2}U_{Leff} - U_D$;
- выходное напряжение под нагрузкой $U_{a\infty} = U_{a0} \left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{R_v}} \right)$;
- максимальное обратное напряжение $U_{Sperr} = 2\sqrt{2}U_{Leff}$;
- средний выпрямленный ток $\bar{I}_D = I_a$;
- периодический пиковый ток $I_{DS} = \frac{U_a}{\sqrt{R_i R_v}}$;
- напряжение пульсаций $U_{BrSS} = \frac{I_a}{C_L f_N} \left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{R_v}} \right)$;
- минимальное выходное напряжение: $U_{a\min} \approx U_{a\infty} - \frac{2}{3}U_{BrSS}$.

Пока диод закрыт, конденсатор C_L разряжается через сопротивление нагрузки R_v . Заряд конденсатора возобновляется лишь после того, как напряжение холостого хода вторичной обмотки трансформатора превысит выпрямленное напряжение на конденсаторе.

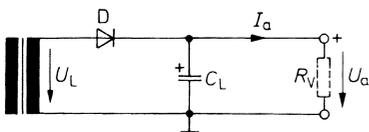


Рис. 16.1. Однополупериодный выпрямитель

саторе на величину U_D . При этом от внутреннего сопротивления трансформатора R_i зависит, какое напряжение будет достигнуто в процессе заряда. Временная зависимость выходного напряжения в стационарных условиях представлена на рис. 16.2. Вследствие неблагоприятного соотношения между длительностями подзаряда и разряда выходное напряжение быстро убывает уже при малой нагрузке. Поэтому такая схема рекомендуется только при малых потребляемых токах. Вывод указанных соотношений приводится в следующем разделе, посвященном мостовым выпрямителям.

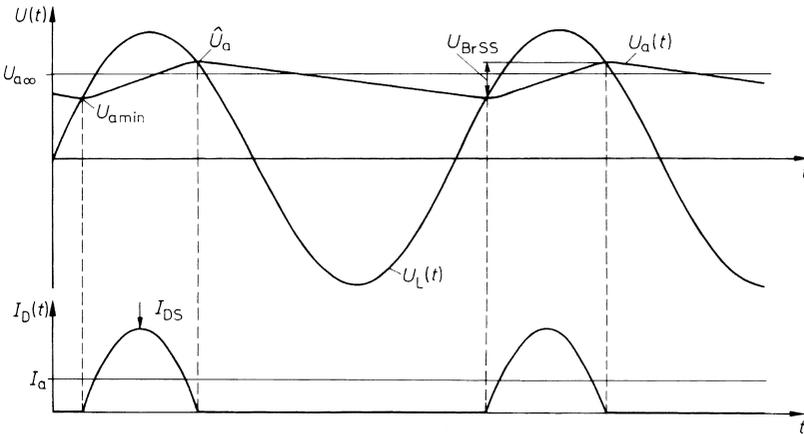


Рис. 16.2. Временная диаграмма тока и напряжения для однополупериодного выпрямителя

16.2.2 Мостовые выпрямители

Соотношение длительностей заряда и разряда существенно улучшается, если конденсатор C_L заряжать как во время положительного, так и во время отрицательного полупериодов. Это осуществляется с помощью мостовой схемы (рис. 16.3), которая характеризуется следующими показателями:

- выходное напряжение холостого хода $U_{a0} = \sqrt{2}U_{L\text{eff}} - 2U_D$;
- выходное напряжение под нагрузкой $U_{a\infty} = U_{a0} \left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{2R_v}} \right)$;
- максимальное обратное напряжение $U_{S\text{пер}} = \sqrt{2}U_{L\text{eff}}$;
- средний выпрямленный ток $\bar{I}_D = \frac{I_a}{2}$;
- периодический пиковый ток $I_{DS} = \frac{U_{a0}}{\sqrt{2R_iR_v}}$;

- напряжение пульсаций $U_{BrSS} = \frac{I_a}{2C_L f_N} \left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{2R_v}} \right)$;
- минимальное выходное напряжение $U_{amin} \approx U_{a\infty} - \frac{2}{3} U_{BrSS}$;
- номинальная мощность трансформатора $P_N = (1,2 \dots 2) U_{a\infty} \times I_a$.

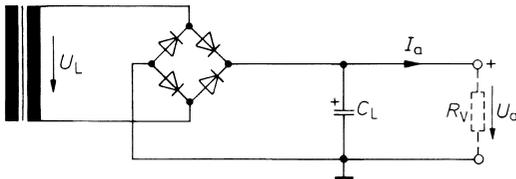


Рис. 16.3. Мостовой выпрямитель

Во время заряда диоды соединяют вывод трансформатора, имеющий отрицательное напряжение, с землей, а вывод, имеющий положительное напряжение, – с выходом. Максимальное обратное напряжение равно обратному напряжению холостого хода

$$U_{a0} = \sqrt{2} U_{L\text{eff}} - 2U_D = \sqrt{2} U_{N\text{eff}} - 2U_D \tag{16.4}$$

и, следовательно, вдвое меньше, чем у однополупериодного выпрямителя.

Чтобы рассчитать падение напряжения на нагрузке, примем сначала, что емкость конденсатора бесконечно велика. Тогда выходное напряжение становится строго постоянным. Обозначим его как $U_{a\infty}$. Чем сильнее убывает выходное напряжение под влиянием нагрузки, тем больше длительность заряда. Равновесное состояние достигается при равенстве подводимого и стекающего зарядов. Отсюда следует:

$$U_{a\infty} = U_{a0} \left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{2R_v}} \right), \tag{16.5}$$

где $R_v = U_{a\infty} / I_a$ – сопротивление нагрузки. Вывод этого соотношения сопряжен с громоздкими аппроксимациями, когда синусоидальное колебание сглаживается дугами парабол. Далее мы перейдем к их рассмотрению. Как свидетельствует сравнение с однополупериодной схемой (см. рис. 16.1), в случае двухполупериодного выпрямителя в значение выходного напряжения на нагрузке входит лишь половина внутренне-го сопротивления трансформатора.

Для правильного выбора параметров выпрямителя необходимо знать протекающие токи. Благодаря сохранению заряда средний выпрямленный ток в каждой ветви моста равен половине выходного тока. Поскольку выпрямленное напряжение слабо зависит от тока, мощность потерь диода составляет:

$$P_D = \frac{1}{2} U_D I_a.$$

В ходе периодического заряда появляются пиковые токи I_{DS} , способные превышать выходной ток в несколько раз:

$$I_{DS} = \frac{\hat{U}_L - 2U_D - U_{a\infty}}{R_i} = \frac{U_{a0} - U_{a\infty}}{R_i}.$$

С учетом (16.5) отсюда следует:

$$I_{DS} = \frac{U_{a0}}{\sqrt{2R_i R_v}}.$$

Очевидно, что внутреннее сопротивление R_i источника переменного напряжения оказывает решающее влияние на пиковый ток. Если внутреннее сопротивление такого источника очень мало, может понадобиться включение последовательно с ним добавочного резистора для того, чтобы предотвратить превышение допустимого пикового тока выпрямителя. Это обстоятельство заслуживает особого внимания при непосредственном выпрямлении сетевого напряжения. Двухполупериодное выпрямление дает преимущество и в этом отношении, так как пиковый ток уменьшается в $\sqrt{2}$ раз.

Эффективное значение пульсирующего тока заряда больше, чем его среднее значение. Поэтому мощность постоянного тока должна оставаться меньше номинальной мощности трансформатора при омической нагрузке, иначе потери в трансформаторе превысят допустимую величину. Мощность в цепи постоянного тока определяется заданной выходной мощностью $I_a U_{a\infty}$ и мощностью потерь в выпрямителе, которая приближенно составляет $2U_D I_a$. Поэтому номинальную мощность трансформатора следует выбирать из условия

$$P_N = \alpha I_a (U_{a\infty} + 2U_D) \approx \alpha I_a U_{a\infty}, \quad (16.6)$$

где α – коэффициент формы, посредством которого учитывается фактическое эффективное значение тока. В случае двухполупериодного выпрямления он составляет около 1,2. Однако, пользуясь выражением (16.6), имеет смысл не приближаться к пределу тепловой нагрузки трансформатора, а выбирать параметры трансформатора с запасом, задавая более высокое значение α и тем самым улучшая КПД. При этом возрастает площадь сечения магнитопровода трансформатора, но этот недостаток становится менее обременительным, если воспользоваться трансформатором на кольцевом сердечнике. Кроме того, у таких трансформаторов потери холостого хода остаются незначительными даже при выборе параметров с большим запасом.

При конечной емкости накопительного конденсатора в выходном напряжении появляется составляющая пульсации. Она определяется разрядом конденсатора за время t_E :

$$U_{BrSS} = \frac{I_a t_E}{C_L}.$$

С учетом (16.5) находим приближение:

$$t_E \approx \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{2R_v}} \right) T_N,$$

где $T_N = 1/f_N$ представляет собой период переменного напряжения сети. Отсюда следует:

$$U_{BrSS} = \frac{I_a}{2C_L f_N} \left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{2R_v}} \right). \quad (16.7)$$

Особый интерес вызывает нижний экстремум выходного напряжения. Его приближенное значение составляет

$$U_{a\min} \approx U_{a\infty} - \frac{2}{3} U_{BrSS}. \quad (16.8)$$

Поясним выбор параметров схемы сетевого выпрямителя на числовом примере [16.1]. Рассчитаем питание постоянным напряжением при минимальном выходном напряжении $U_{a\min} = 30$ В, выходном токе $I_a = 1$ А с максимальным напряжением пульсаций 3 В.

Пользуясь выражением (16.8), сначала находим

$$U_{a\infty} = U_{a\min} + \frac{2}{3} U_{BrSS} = 32 \text{ В},$$

а затем по формуле (16.6) при $\alpha = 1,5$ определяем номинальную мощность трансформатора:

$$P_N = \alpha I_a (U_{a\infty} + 2U_D) = 1,5 \text{ А} (32 \text{ В} + 2 \text{ В}) = 51 \text{ Вт}.$$

Из табл. 16.2 выберем трансформатор на кольцевом сердечнике с $D = 80$ мм и коэффициентом потерь $f_v = 1,15$. Для дальнейших расчетов требуется знать внутреннее сопротивление трансформатора, однако оно зависит от пока что неизвестного номинального напряжения, и для его расчета надо решить систему нелинейных уравнений (16.3)–(16.5). Проще всего это делается с помощью итераций. В качестве начального значения выберем $U_{N\text{eff}} \approx U_{a\min} = 30$ В. Тогда, согласно выражению (16.3), находим:

$$R_i = R_N (f_v - 1) = \frac{U_{N\text{eff}}^2}{P_N} (f_v - 1) = \frac{(30 \text{ В})^2}{51 \text{ Вт}} \cdot (1,15 - 1) = 2,65 \text{ Ом}.$$

Отсюда, с учетом формул (16.4) и (16.5), следует:

$$U_{a\infty} = (\sqrt{2} U_{N\text{eff}} f_v - 2U_D) \left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{2R_v}} \right) = (\sqrt{2} \cdot 30 \text{ В} \cdot 1,15 - 2 \text{ В}) \left(1 - \sqrt{\frac{2,65 \text{ Ом}}{2 \cdot 32 \text{ В} / 1 \text{ А}}} \right) \approx 37,3 \text{ В}.$$

Таким образом, напряжение получилось примерно на 5 В выше, чем требовалось. На следующем этапе итерации снизим номинальное напряжение трансформатора на этот избыток и, соответственно, получим:

$$R_i = 1,84 \text{ Ом} \text{ и } U_{a\infty} = 32,1 \text{ В}.$$

Теперь мы уже вышли на требуемые величины, так что параметры трансформатора принимают значения:

$$U_{N\text{eff}} \approx 25 \text{ В}; \quad I_{N\text{eff}} = \frac{P_N}{U_N} \approx 2 \text{ А}.$$

По табл. 16.2 определяем параметры обмоток при напряжении первичной обмотки 220 В:

$$w_1 = 2140,$$

$$d_1 = 0,30 \text{ мм},$$

$$w_2 = 11,25 \text{ В}^{-1} \cdot 25 \text{ В} = 281,$$

$$d_2 = 0,56 \frac{\text{мм}}{\sqrt{\text{А}}} \sqrt{2\text{А}} = 0,79 \text{ мм}.$$

Емкость зарядного конденсатора находим по формуле (16.7):

$$C_L = \frac{I_a}{2U_{BrSS}f_N} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_i}{2R_v}} \right) = \frac{1 \text{ А}}{2 \cdot 3 \text{ В} \cdot 50 \text{ Гц}} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{1,84 \text{ Ом}}{2 \cdot 32 \text{ Ом}}} \right) \approx 2000 \text{ мкФ}.$$

Выходное напряжение холостого хода составляет 39 В. Конденсатор должен быть рассчитан, по крайней мере, на такое рабочее напряжение.

Точно так же рассчитываются трансформаторы с несколькими вторичными обмотками. В качестве P_N фигурирует мощность той или иной вторичной обмотки, а общую мощность получают как сумму мощностей для вторичных обмоток. Именно она определяет выбор сердечника и, следовательно, величины f_v .

16.2.3

Схемы выпрямителя со средней точкой

Двухполупериодное выпрямление реализуется также путем однополупериодного выпрямления двух противофазных переменных напряжений. Этот принцип демонстрирует схема со средней точкой (рис. 16.4), в которой сохраняются преимущества мостовой схемы:

- выходное напряжение холостого хода $U_{a0} = \sqrt{2}U_{L\text{eff}} - 2U_D$;
- выходное напряжение под нагрузкой $U_{a\infty} = U_{a0} \left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{2R_v}} \right)$;
- максимальное обратное напряжение $U_{S\text{пер}} = 2\sqrt{2}U_{L\text{eff}}$;
- средний выпрямленный ток $\bar{I}_D = \frac{1}{2}I_a$;
- периодический пиковый ток $I_{DS} = \frac{U_{a0}}{\sqrt{2R_iR_v}}$;
- напряжение пульсаций $U_{BrSS} = \frac{I_a}{2C_Lf_N} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_i}{2R_v}} \right)$;
- минимальное выходное напряжение $U_{a\text{min}} \approx U_{a\infty} - \frac{2}{3}U_{BrSS}$.

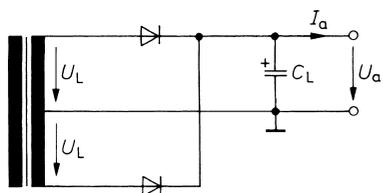


Рис. 16.4. Схема выпрямителя со средней точкой

Еще одно достоинство схемы состоит в том, что в каждый момент времени ток протекает только через один диод, а не через два, как это происходит в мостовой схеме, благодаря чему вдвое сокращаются потери напряжения, обусловленные падением напряжения на открытых диодах. С другой стороны, внутреннее сопротивление трансформатора удваивается, так как каждую из обмоток надо рассчитывать на половину выходной мощности, а это вновь увеличивает потери по напряжению. Какой из эффектов перевесит, зависит от соотношения между выходным напряжением и падением напряжения на диодах. При низких выходных напряжениях выгоднее схема со средней точкой, а при больших – мостовая схема выпрямителя.

Сдвоенная схема выпрямителя со средней точкой

В схеме со средней точкой, представленной на рис. 16.4, не используются отрицательные полуволны напряжений на половинах вторичной обмотки. Их можно выпрямить с помощью второй такой же схемы диодами, включенными в обратной полярности, и получить отрицательное выпрямленное напряжение. Такой способ получения напряжений, симметричных относительно «земли», показан на рис. 16.5. Необходимые здесь четыре диода можно заменить интегральным мостовым выпрямителем. В этом случае номинальная мощность трансформатора также должна превышать мощность по постоянному току в 1,2–2 раза.

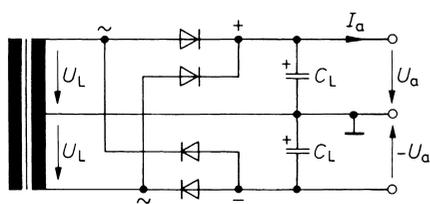


Рис. 16.5. Схема выпрямителя со средней точкой и выходными напряжениями, симметричными относительно «земли»

16.3

Последовательные стабилизаторы напряжения

Как правило, для питания электронных схем требуется постоянное напряжение, величина которого неизменна с точностью 5–10%. Такой допуск должен соблюдаться во всем диапазоне колебаний сетевого напряжения, тока нагрузки и температуры окружающей среды, а напряжение пульсаций не должно превышать за милливольты. Поэтому выходное напряжение описанных выпрямительных схем непосредственно

не применяется для питания электронных схем, а подвергается стабилизации и сглаживанию с помощью стабилизаторов напряжения, включаемых вслед за выпрямителями.

Основными характеристиками стабилизатора напряжения служат:

- выходное напряжение и его допуск;
- максимальный выходной ток и ток короткого замыкания;
- минимальное падение напряжения, необходимое стабилизатору напряжения для поддержания требуемого выходного напряжения; в спецификациях оно фигурирует как «Dropout Voltage» (пороговое стабилизируемое напряжение) и далее для краткости будет называться потерей напряжения;
- подавление колебаний входного напряжения (нестабильности сети);
- минимизация колебаний тока нагрузки.

16.3.1

Простейший вариант стабилизатора

Простейшим последовательным стабилизатором служит эмиттерный повторитель, база которого подключена к источнику опорного напряжения. Его получают, например, посредством стабилитрона из нестабилизированного входного напряжения U_e (рис. 16.6). Другой способ рассматривается в разделе 16.4. Благодаря обратной связи по напряжению выходное напряжение равно

$$U_a = U_{ref} - U_{BE}$$

По выходному сопротивлению

$$r_a = -\frac{\partial U_a}{\partial I_a} = \frac{1}{S} = \frac{U_T}{I_a}$$

определяют, насколько велико изменение напряжения при наличии нагрузки. При $U_T \approx 26$ мВ и $I_a = 100$ мА это сопротивление составит около 0,3 Ом.

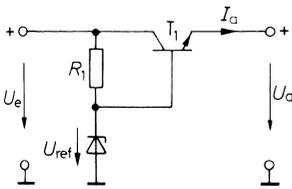


Рис. 16.6. Стабилизация напряжения с помощью эмиттерного повторителя

Колебания входного напряжения устраняются благодаря низкому дифференциальному сопротивлению r_z стабилитрона. Для изменений выходного напряжения получаем:

$$\Delta U_a = \Delta U_{ref} = \frac{r_z}{R_1 + r_z} \Delta U_e \approx \frac{r_z}{R_1} \Delta U_e.$$

Они составляют от 1 до 10% от изменения входного напряжения в зависимости от выбора параметров схемы.

Если желательно иметь регулируемое выходное напряжение, часть опорного напряжения снимается с потенциометра (рис. 16.7). Во избежание заметного повышения выходного сопротивления схемы необходимо выбирать сопротивление потенциометра меньшим, чем r_{BE} .

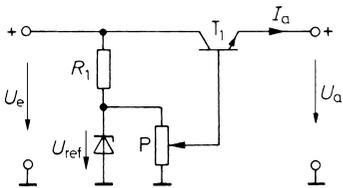


Рис. 16.7. Дополнение для регулировки выходного напряжения

$$0 \leq U_a \leq U_{ref} - U_{BE}$$

16.3.2

Стабилизатор напряжения с фиксированным выходным напряжением

Простые схемы, показанные на рис. 16.6 и 16.7, практически не отвечают требованиям, которые предъявляются к стабилизаторам напряжения. Поэтому в интегральных стабилизаторах наряду с усилителями и источниками опорных напряжений имеются дополнительные цепи для защиты мощных транзисторов [16.2]. Они показаны на структурной схеме рис. 16.8.

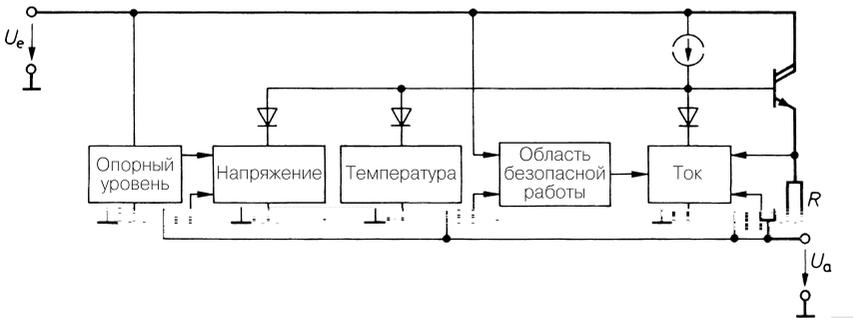


Рис. 16.8. Структурная схема интегрального стабилизатора напряжения

Схема ограничения тока отслеживает падение напряжения на измерительном резисторе R . Область безопасной работы SOA (Save Operating Area) мощного транзистора поддерживается другим блоком. С ростом падения напряжения на мощном транзисторе соответственно снижается предел ограничения тока.

Тепловая защита следит за изменением температуры кристалла и снижает выходной ток при угрозе перегрева. С помощью диодов реализуется режим, при котором выходное напряжение определяется наименьшей из четырех регулирующих переменных. Усилитель стабилизатора напряжения удерживает выходное напряжение на номинальном уровне только до тех пор, пока не будет превышен один из пределов.

На рис. 16.9 представлена практическая реализация интегрального стабилизатора напряжения серии 7800, обладающего следующими выходными параметрами:

$$U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{ref}; \quad I_{a \max} = \frac{0,6 \text{ В}}{R_3}.$$

Требования к регулируемому усилителю не особенно высоки, так как сам эмиттерный повторитель является вполне эффективным регулятором напряжения, и потому вполне достаточен простой дифференциальный усилитель T_3, T_4 , который вместе со схемой Дарлингтона T_1 работает в качестве мощного операционного усилителя. Благодаря делителю напряжения R_1, R_2 он охвачен обратной связью наподобие неинвертирующего усилителя и выдает на выход усиленное опорное напряжение:

$$U_a = (1 + R_2/R_1)U_{ref}.$$

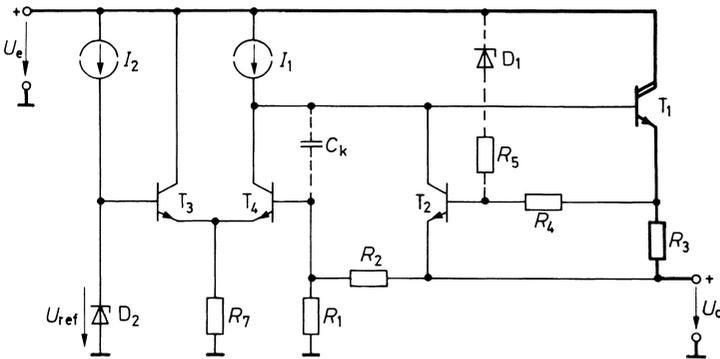


Рис. 16.9. Принципиальная схема интегрального стабилизатора напряжения серии 7800

Транзистор T_2 ограничивает ток. Как только падение напряжения на R_3 достигает 0,6 В, транзистор T_2 начинает проводить ток и таким образом снижает выходное напряжение. Благодаря возникающей обратной связи оно устанавливается таким, что падение напряжения на R_3 стабилизируется на уровне 0,6 В. Это равнозначно постоянству выходного тока:

$$I_{a \max} = 0,6 \text{ В} / R_3.$$

В этом режиме выходное напряжение определяется нагрузочным сопротивлением R_L согласно соотношению $U_a = I_{a \max} R_L$.

При достижении максимального тока мощность, рассеиваемая в выходном транзисторе T_1 , равна

$$P_v = I_{a \max} (U_e - U_a).$$

В случае короткого замыкания она намного выше, чем в стандартном режиме, так как при коротком замыкании выходное напряжение падает ниже номинального значения вплоть до нуля. Для предотвращения роста рассеиваемой мощности можно сни-

жать предельный ток вслед за снижением выходной мощности. Так получается возвратная зависимость между током и напряжением, показанная на рис. 16.10.

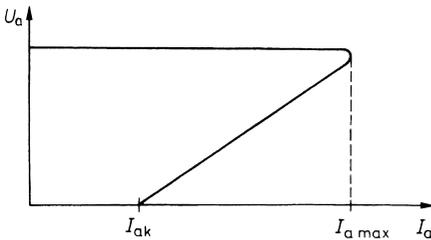


Рис. 16.10. Возвратная выходная характеристика при достижении током максимального значения

Значительный прирост рассеиваемой мощности может быть вызван также увеличением входного напряжения U_e , так как в этом случае растет и разность $U_e - U_a$. Поэтому оптимальная защита выходного транзистора T_1 заключается в том, чтобы согласовать предельный ток $I_{a\max}$ с разностью напряжений $U_e - U_a$. Для этого используются резистор R_5 и стабилитрон D_1 , обозначенные пунктиром на рис. 16.9.

Если разность потенциалов $U_e - U_a$ меньше напряжения U_Z стабилитрона D_1 , через резистор R_5 ток не протекает, и в этом случае предельный ток по-прежнему составляет $0,6 \text{ В}/R_3$. Если же разность потенциалов окажется выше U_Z , на участке база–эмиттер транзистора T_2 возникает положительное смещение благодаря делителю напряжения R_5, R_4 . Поэтому T_2 начинает проводить ток уже при сравнительно низком падении напряжения на R_3 .

Конденсатор C_h служит для частотной коррекции с целью обеспечения стабильности. Как правило, в качестве дополнительной меры по ее обеспечению вход и выход схемы соединяют с корпусом через конденсатор емкостью около 100 нФ .

16.3.3 Стабилизатор напряжения с регулируемым выходным напряжением

Наряду со стабилизаторами, у которых выходное напряжение неизменно, существуют стабилизаторы с регулируемым выходным напряжением (серия 78 G). У них отсутствует делитель напряжения R_1, R_2 , и поэтому вход регулирующего усилителя выведен наружу (рис. 16.11). Такой стабилизатор обладает следующими выходными параметрами:

$$U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{ref}; \quad U_{ref} = 5 \text{ В.}$$

Следовательно, у такого стабилизатора имеется четыре вывода. Внешний делитель напряжения R_1, R_2 позволяет устанавливать любое выходное напряжение в пределах $U_{ref} \approx 5 \text{ В} \leq U_a < U_e - 3 \text{ В}$.

Для реализации регулируемого стабилизатора с тремя выводами отказываются от вывода корпуса, а ток питания регулирующего усилителя отводят на выход. Это отличие иллюстрируется сопоставлением рис. 16.11 (регулируемый стабилизатор напряжения се-

рии 78 G с 4 выводами) и рис. 16.12 (регулируемый стабилизатор напряжения серии 317 с 3 выводами). Теперь источник опорного напряжения подключен не к земле, а к неинвертирующему входу регулирующего усилителя. Поэтому выходное напряжение возрастает лишь до тех пор, пока на резисторе R_2 не установится напряжение U_{ref} . В этот момент разность входных напряжений операционного усилителя станет равна нулю. Стабилизаторы этого типа обладают следующими выходными параметрами:

$$U_a = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_{ref}; \quad U_{ref} = 1,25 \text{ В.}$$

Выход стабилизатора напряжения (рис. 16.12) нельзя оставлять ненагруженным, иначе току регулирующего усилителя будет некуда стекать. Поэтому имеет смысл применять низкоомный делитель напряжения R_1, R_2 . Пусть, например, $R_2 = 240 \text{ Ом}$, тогда при опорном напряжении $U_{ref} = 1,25 \text{ В}$ потечет уравнивающий ток $U_{ref}/R_2 = 5 \text{ мА}$. В этом случае ток источника опорного напряжения величиной около 100 мкА не вызовет заметных изменений падения напряжения на резисторе R_1 .

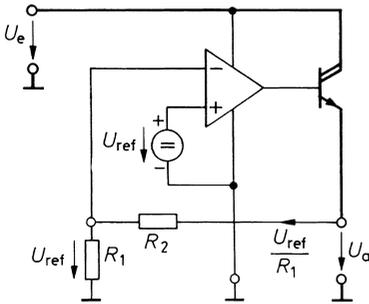


Рис. 16.11. Регулируемый стабилизатор напряжения с четырьмя выводами (серия 78 G)

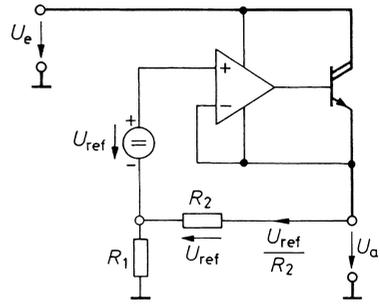


Рис. 16.12. Регулируемый стабилизатор напряжения с тремя выводами (серия 317)

16.3.4 Стабилизатор с малым напряжением потерь

Как следует из рис. 16.9, минимальное падение напряжения между входом и выходом стабилизатора напряжения складывается из падения напряжения $0,6 \text{ В}$ на измерительном резисторе R_s , напряжения $1,6 \text{ В}$ на переходе база–эмиттер схемы Дарлингтона и минимального падения напряжения около $0,3 \text{ В}$ на источнике тока I_1 . Таким образом, минимальное падение напряжения – то есть пороговое стабилизируемое напряжение – составляет $2,5 \text{ В}$. Это особенно неудобно при регулировании низких выходных напряжений. К примеру, у стабилизатора, рассчитанного на выходное напряжение 5 В , потери составят как минимум 50% от выходной мощности. А поскольку для стабилизации колебаний, обусловленных сетью и нагрузкой, требуется дополнительное падение напряжения, реальная мощность потерь оказывается еще выше. Чаще всего она одинакова с выходной мощностью.

Отвод выделяющегося тепла также создает трудности. Интегральные стабилизаторы напряжения снабжены теплозащитой, и, как следствие, при недостаточном охлаждении снижается выходной ток. Поэтому важно добиваться, чтобы минимальное напряжение было как можно более низким. В схеме на рис. 16.9 это удастся сделать благодаря тому, что источник тока I_1 питается вспомогательным напряжением, превышающим входное напряжение на пару вольт. С этой целью используется прибор типа LT1581.

Более простой способ заключается в том, что в качестве мощного транзистора применяется транзистор структуры $p-n-p$ (рис. 16.13). Минимальное падение напряжения на стабилизаторе равняется здесь напряжению насыщения мощного транзистора T_1 . При достаточно большом токе базы его удастся поддерживать на уровне менее 0,5 В. Но чтобы обеспечить требуемые токи базы для T_1 , приходится отказываться от схемы Дарлингтона, иначе в минимальное падение напряжения войдет еще и напряжение на его переходе эмиттер–база. По этой причине транзистор T_2 включают по схеме с общим эмиттером. При этом обратная связь по току через R_3 ограничивает максимальный выходной ток и вместе с тем препятствует самовозбуждению контура регулирования. Недостаток способа состоит в том, что потребление тока быстро растет вслед за выходным током из-за малого усиления по току транзистора $p-n-p$. Однако дополнительно потребляемый ток не течет в нагрузку, а попросту теряется, так как ток базы транзистора T_1 стекает на землю через T_2 . Рост токопотребления особенно вреден, если достигаются минимальные потери напряжения, потому что тогда ток через T_2 возрастает до максимально возможной величины. Чтобы справиться с этой трудностью, мощный транзистор структуры $p-n-p$ заменяют мощным p -канальным МОП транзистором, как, например, в микросхеме MAX1658.

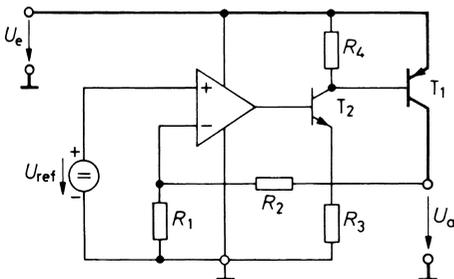


Рис. 16.13. Стабилизатор напряжения с малым напряжением потерь

$$U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{ref}$$

В случае больших токов приходится применять дискретные мощные транзисторы. Собственно, схема управления строится на стандартных операционных усилителях. Особенно простое решение удастся получить, если воспользоваться стабилизатором напряжения LP2975 фирмы National, который обладает следующими характеристиками:

- выходное напряжение $U_a = 3,3$ В;
- минимальное входное напряжение $U_{e\min} = 3,8$ В;
- максимальный выходной ток $I_{a\max} = 5$ А;
- минимальное падение напряжения $\Delta U_{\min} = 0,5$ В;
- ток короткого замыкания $I_{ak} = 5,7$ А.

Внутреннее устройство и внешняя обвязка такого стабилизатора представлены на рис. 16.14. Операционный усилитель OPV1 вместе с источником опорного напряжения U_{ref} образуют контур регулирования по напряжению. Поскольку внешний мощный МОП транзистор представляет собой инвертирующий усилитель по схеме с общим истоком, сигнал обратной связи необходимо подавать на неинвертирующий вход операционного усилителя.

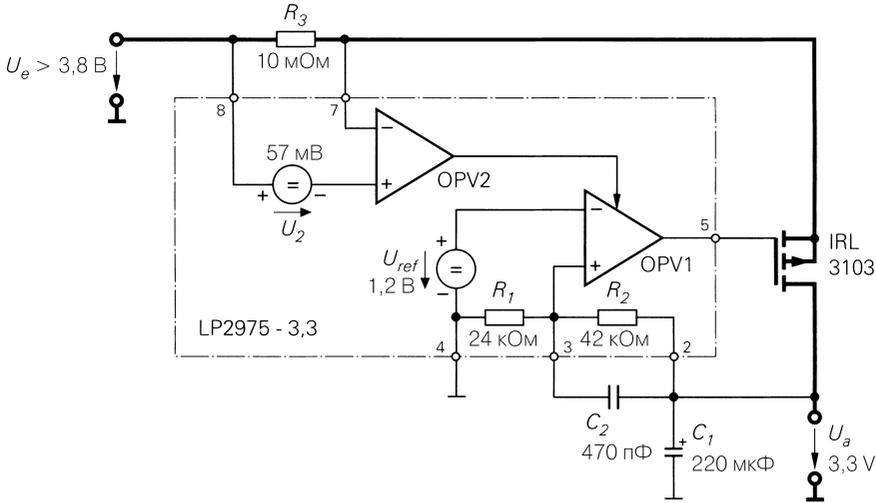


Рис. 16.14. Реализация стабилизатора напряжения с малым напряжением потерь

Благодаря большой емкости конденсатора C_1 на выходе контура регулирования напряжения доминирует фильтр нижних частот. Чтобы достичь хорошей стабильности, предлагается в критической области частот с помощью конденсатора C_2 сдвигать фазу в обратном направлении.

Операционный усилитель OPV2 ограничивает ток. Как только падение напряжения на резисторе R_3 достигнет величины встроенного опорного источника $U_2 = 57$ мВ, контур регулирования становится активным и препятствует дальнейшему увеличению выходного тока.

16.3.5 Стабилизация отрицательных напряжений

Рассмотренные стабилизаторы позволяют также стабилизировать отрицательные выходные напряжения при наличии источника входных напряжений, не связанного с «землей». Соответствующая схема представлена на рис. 16.15. Как видно, она перестает работать, если нестабилизированный источник напряжения заземлен тем или иным своим выводом, потому что тогда имеет место короткое замыкание стабилизатора или выходного напряжения. Такая трудность возникает, например, когда от упрощенной схемы на рис. 16.15 пытаются одновременно получить стабилизированные положительное и отрицательное напряжения, заземляя при этом среднюю точку. По этой причине схема на рис. 16.15 не позволяет стабилизировать положитель-

ное напряжение питания. В подобных случаях нужен специальный стабилизатор для напряжения отрицательной полярности по образцу схемы, представленной на рис. 16.16. У интегральных микросхем, комплементарных по отношению к приборам серии 7800 и 317, мощный транзистор включается в схему с общим эмиттером, потому что тогда оказывается пригодным транзистор *n-p-n*, простой в изготовлении. Благодаря этому принципу действия схем, изображенных на рис. 16.17 и 16.18, соответствует стабилизатору с малым напряжением потерь, аналогичным показанному на рис. 16.13. По этим причинам интегральные стабилизаторы отрицательных напряжений отличаются заметно меньшими потерями напряжения по сравнению со стабилизаторами положительных напряжений.

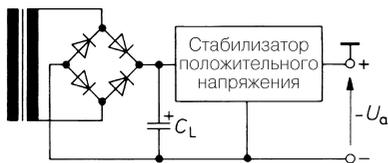


Рис. 16.15. Стабилизация отрицательного напряжения

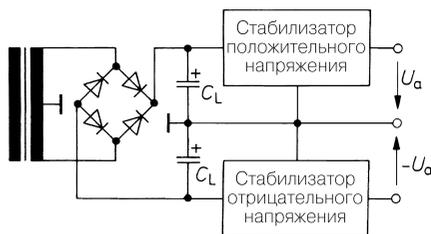


Рис. 16.16. Стабилизация двух напряжений, симметричных относительно «земли»

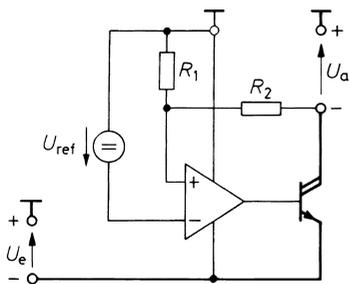


Рис. 16.17. Стабилизатор серии 7900

$$U_a = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)U_{ref}$$

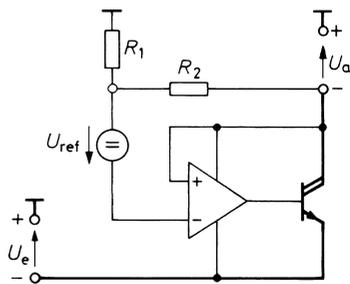


Рис. 16.18. Стабилизатор серии 337

$$U_a = -\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)U_{ref}$$

16.3.6

Симметричное разделение незаземленного напряжения

Применение аппаратуры с батарейным питанием особенно часто вызывает необходимость получать два стабилизированных, симметричных относительно «земли» напряжения из нестабилизированного напряжения, гальванически не связанного с общей шиной. Для этого требуется прежде всего получить сумму обоих напряжений нужного

уровня, пользуясь одной из описанных выше схем, а затем применить схему, предназначенную для деления этого напряжения в желаемой пропорции. В принципе, задача решается с помощью резисторного делителя напряжения с заземленной средней точкой. Коэффициент деления такой схемы тем стабильнее, чем меньше сопротивления резисторов делителя. Однако малые сопротивления ведут к существенному росту потерь в делителе. Поэтому лучше заменить его парой транзисторов, из которых каждый раз открыт тот, который находится с менее нагруженной стороны. Соответствующая схема показана на рис. 16.19.

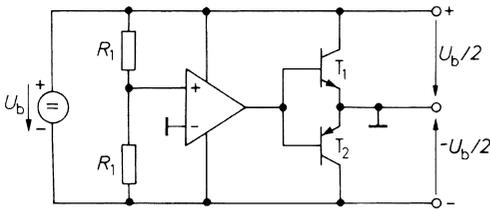


Рис. 16.19. Симметрирование напряжения, гальванически изолированного от «земли». ИС типа TLE2426 фирмы Texas Instruments

Делитель из резисторов R_1 делит напряжение батареи U_b пополам. Здесь он может быть высокоомным, так как нагружен только входным током покоя операционного усилителя. Как и требуется, напряжение батареи U_b делится на два равновеликих, но противоположных по знаку напряжения, если заземлить среднюю точку делителя напряжения. Для этого операционный усилитель сравнивает потенциал средней точки делителя с нулевым потенциалом и подстраивает выходное напряжение так, чтобы свести их разность к нулю. Этот результат достигается благодаря обратной связи. К примеру, если нагрузить выход положительного напряжения сильнее, чем отрицательного, положительное напряжение понизится. Тогда несколько понизится и потенциал на неинвертирующем входе операционного усилителя. Выходной потенциал понизится тогда в еще большей степени, так что транзистор T_1 закроется, а T_2 приоткроется, благодаря чему скомпенсируется убыль напряжения на положительном выходе схемы. В стационарных условиях ток через T_2 достигнет уровня, при котором оба выхода схемы окажутся равно нагруженными. Таким образом, оба транзистора T_1 и T_2 функционируют в схеме как параллельные регуляторы напряжения, причем только один из них проводит ток в каждый момент времени. Если несимметричность токов нагрузки невелика, вместо транзисторов T_1 и T_2 могут использоваться непосредственно оконечные каскады операционного усилителя. Для этого достаточно замкнуть его выход на землю.

Естественно, в выходном транзисторе, пребывающем в активном режиме, электрическая энергия преобразуется в тепло. Это доставляет особое неудобство в приборах с батарейным питанием, для которых и предназначена эта схема. Преобразователь напряжения по принципу накачки заряда (см. раздел 16.6.5) позволяет симметрировать напряжение без существенных потерь энергии, что достигается путем перекачки зарядов и, следовательно, тока с одной стороны выхода на другую. Но не стоит пренебрегать и другой возможностью: снизить напряжение источника питания U_b до уровня положительного выходного напряжения, а отрицательное напряжение получить с помощью инвертора напряжения, работающего по принципу накачки заряда.

16.3.7

Стабилизатор напряжения с измерительными выводами

Если сопротивление R_L соединительной линии от стабилизатора напряжения к потребителю, включая сопротивление вероятных контактов, сравнимо с выходным сопротивлением самого стабилизатора, преимущество его низкоомного выхода будет утрачено. Чтобы предотвратить нежелательное влияние R_L , сопротивление линии включают в контур обратной связи, то есть выходное напряжение измеряют как можно ближе к нагрузке. Для этого используются два измерительных вывода S^+ и S^- стабилизатора напряжения (рис. 16.20). Сопротивление проводов, подключаемых к этим выводам, не вызывает погрешностей благодаря малым протекающим там токам.

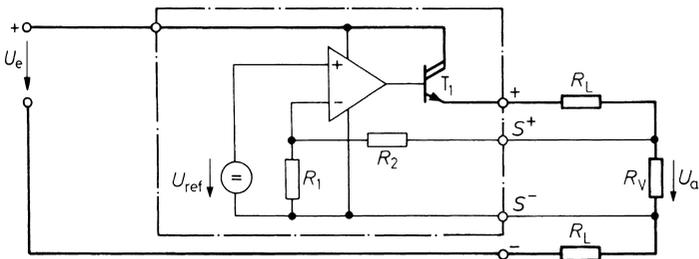


Рис. 16.20. Поддержание неизменного напряжения на нагрузке

Рассмотренный четырехвыводный способ стабилизации реализуется также в виде микросхем, у которых имеются внешние выводы земли и общей точки. К таким интегральным схемам относятся, например, 78G, 79G или L200.

16.3.8

Лабораторные источники сетевого питания

У рассмотренных стабилизаторов выходное напряжение регулируется в определенном диапазоне $U_a \geq U_{ref}$, а ограничение уровня тока служит только для защиты стабилизатора и потому величина тока фиксируется на уровне I_{max} .

От лабораторного источника питания требуется плавная регулировка выходного стабилизированного напряжения при изменении тока в интервале значений от нулевого до максимального. Схема, соответствующая этому требованию, показана на рис. 16.21 и обладает следующими выходными параметрами:

$$U_a = -\frac{R_2}{R_1} U_{ref1}; \quad I_{a\max} = \frac{R_4}{R_5 R_3} U_{ref2}.$$

Напряжение стабилизируется с помощью операционного усилителя OV1, работающего в инвертирующем режиме, и выходное напряжение определяется выражением

$$U_a = -\frac{R_2}{R_1} U_{ref1},$$

так что оно пропорционально сопротивлению переменного резистора R_2 . Выходное напряжение также регулируется изменением опорного напряжения U_{ref1} . Выходной ток течет от незаземленного нестабилизированного источника напряжения U_L последовательно через схему Дарлингтона T_1, T_1' , нагрузку и токоизмерительный резистор R_5 , возвращаясь к источнику напряжения.

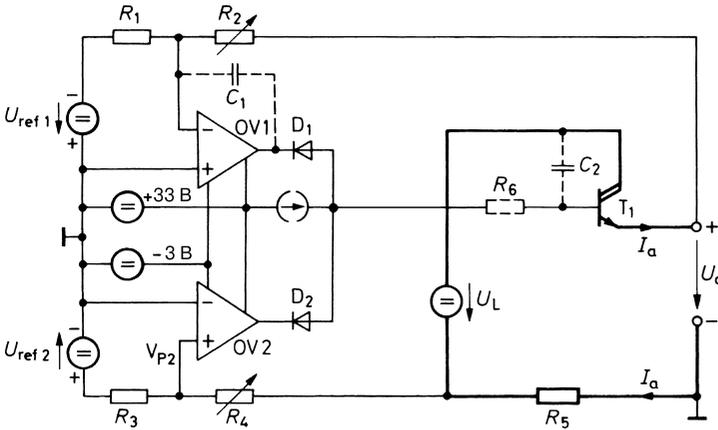


Рис. 16.21. Лабораторный источник питания с произвольной регулировкой выходного напряжения и выходного тока

Падение напряжения на резисторе R_5 пропорционально выходному току I_a . Операционный усилитель OV2, работающий в инвертирующем режиме, сравнивает это напряжение со вторым опорным напряжением U_{ref2} . Пока сохраняется соотношение

$$\frac{I_a R_5}{R_4} < \frac{U_{ref2}}{R_3},$$

соблюдается $V_{p2} > 0$. Вследствие этого выходное напряжение усилителя OV2 приближается к положительной границе регулировки, а диод D_2 запирается. Регулирование напряжения на состояние этого режима не влияет. Если выходный ток достигает предельного значения

$$I_{a \text{ grenz}} = \frac{R_4}{R_5 R_3} U_{ref2},$$

то $V_{p2} = 0$. Выходное напряжение OV2 понижается, и диод D_2 начинает проводить. Благодаря этому понижается потенциал базы схемы Дарлингтона и включается схема ограничения тока. Усилитель OV1 пытается препятствовать падению выходного напряжения, поднимая собственное выходное напряжение до максимума. Как следствие, диод D_1 запирается, и схема ограничения тока функционирует беспрепятственно.

Во многих случаях использованный здесь способ измерения тока в соединении через землю приводит к множеству ограничений при проектировании схемы. Эта трудность устранима, если ток измерять у положительной клеммы источника напряжения.

С этой целью резистор для измерения тока подключают к положительному проводнику. Однако стабилизатору тока требуется результат измерения тока, приведенный к потенциалу земли. В принципе, для этого можно было бы воспользоваться вычитателем и перенести падение напряжения к потенциалу земли. Гораздо проще применить специальный интегральный измеритель тока, например микросхему LT1620 фирмы Linear Technology или MAX471 фирмы Maxim со встроенным шунтом на 3 А, либо UCC 3926 фирмы Unitrode с шунтом на 20 А.

Сетевые блоки питания с регулировкой выходного напряжения вплоть до нуля особенно часто страдают высокой рассеиваемой мощностью. Ради достижения максимального выходного напряжения $U_{a \max}$ нестабилизированное напряжение U_L должно быть выше него. Мощность, рассеиваемая в транзисторе T_1 , становится максимальной, если допустить протекание максимального выходного тока $I_{a \max}$ при низком выходном напряжении. В этой ситуации она составляет $U_{a \max} \cdot I_{a \max}$, то есть равна максимально доступной выходной мощности. На этом основании при больших мощностях в оконечных каскадах предпочитают применять импульсные стабилизаторы, так как они обеспечивают малую рассеиваемую мощность даже при большом падении напряжения.

16.3.9

Обзор интегральных стабилизаторов напряжения

Кроме нескольких специализированных стабилизаторов, среди интегральных стабилизаторов напряжения различают два крупных семейства: серии 7800 и 317 (табл. 16.3). В обоих семействах имеются стабилизаторы для регулировки отрицательного напряжения. Если в серии 7800 стабилизаторы с регулируемым выходом являются исключением, то в серии 317 все приборы наделены этой функцией и оборудованы только тремя клеммами.

Таблица 16.3. Типичные параметры интегральных стабилизаторов напряжения

Тип	Изготовитель	Выходное напряжение (U_a), В	Выходной ток ($I_{a \max}$), А	Потери напряжения при $I_{a \max}$, В	Примечание
Серия 7800					
7800	Различные	+5...24	1	2	3 вывода
7900	Различные	-5...24	1	1,1	3 вывода
Серия 317					
317	Различные	+1,2...37*	1,5	2,3	3 вывода
317НВ	National	+1,2...57*	1,5	2,3	3 вывода
350	Различные	+1,2...32*	3	2,3	3 вывода
337	Различные	-1,2...37*	1,5	2,3	3 вывода
337НВ	National	-1,2...47*	1,5	2,3	3 вывода
333	National	-1,2...32*	3	2,3	3 вывода

Таблица 16.3. Типичные параметры интегральных стабилизаторов напряжения (окончание)

Тип	Изготовитель	Выходное напряжение (U_a), В	Выходной ток ($I_{a \max}$), А	Потери напряжения при $I_{a \max}$, В	Примечание
С низкими потерями напряжения					
LT1529	Linear Technology	+4...12	3	0,5	5 выводов
LT1764	Linear Technology	+1,2...15*	3	0,4	5 выводов
MIC39102	Micrel	+1,2...15*	1	0,4	8 выводов
MIC39502	Micrel	+1,8...2,5*	5	0,4	5 выводов
LM2941	National	+1,3...2,5*	1	0,5	5 выводов
LM2990	National	-5...15	1	0,6	3 вывода
LP3966	National	+1,2...5,5*	3	0,8	5 выводов
L4940	SGS-Thom.	+5...12	1,5	0,5	3 вывода
L4955	SGS-Thom.	+3,3...12*	5	0,7	3 вывода
UCC381	Texas Instruments	+3,3...5	1	0,5	8 выводов
UCC383	Texas Instruments	+3,3...5	3	0,5	3 вывода
UC385	Texas Instruments	+1,2...5,5*	5	0,4	5 выводов
С низким током покоя					
LT1121	Linear Technology	+3...20*	0,15	0,4	Ток покоя 30 мкА
LT1175	Linear Technology	-3,3...15	0,5	0,5	Ток покоя 45 мкА
LT1521	Linear Technology	+4...20	0,3	0,5	Ток покоя 12 мкА
MAX667	Maxim	+1,3...16	0,25	0,2	Ток покоя 20 мкА
MAX682	Maxim	+2,7...10*	0,2	0,2	Ток покоя 5 мкА
MAX1658	Maxim	+1,2...16	0,4	0,5	Ток покоя 30 мкА
LP2951	National	+1,3...2,5	0,1	0,4	Ток покоя 75 мкА
LP2957	National	5	0,25	0,4	Ток покоя 170 мкА
TPS76701	Texas Instruments	+1,5...5,5*	1,0	0,2	Ток покоя 85 мкА
UCC384	Texas Instruments	-3,2...15*	0,5	0,2	Ток покоя 200 мкА
Особого назначения					
LT1185	Linear Technology	-2,5...2,5*	0...3*	0,8	Регулируемый $I_{a \max}$
L200	ST	+1,2...36*	0...1,5*	2	Регулируемый $I_{a \max}$
VB408	ST	+1,2...370*	0,04	30	$U_e = 30...400$ В
LR8	Supertex	+1,2...440*	0,015	5	$U_e = 15...450$ В

* Выходные напряжение и ток устанавливаются в заданных пределах с помощью внешнего делителя напряжения.

Очевидно, что у приборов всех типов потери напряжения составляют не менее 2 В. Это особенно неудобно у 5-вольтовых сильноточных стабилизаторов, ибо тогда мощность потерь превышает 40% выходной мощности. В результате КПД электропитания обычно достигает лишь 25%, то есть втрое большая мощность превращается в тепло. Эффективность источника питания улучшится, если воспользоваться стабилизатором с низкими потерями напряжения, однако подобные сильноточные стабилизаторы напряжения в интегральном исполнении не выпускаются. При тщательном подборе параметров от 5-вольтового сетевого блока питания можно добиться коэффициента полезного действия около 50%.

Применение импульсных стабилизаторов (см. раздел 16.5) позволяет заметно улучшить КПД.

16.4

Получение опорного напряжения

Каждому стабилизатору напряжения необходимо опорное напряжение, с которым сравнивается напряжение на его выходе. Стабильность выходного напряжения не может быть лучше, чем стабильность опорного. Поэтому в настоящем разделе мы специально остановимся на некоторых аспектах получения опорного напряжения.

16.4.1

Источники опорного напряжения на стабилитронах

Простейший способ получить опорное напряжение заключается в том, чтобы нестабилизированное входное напряжение подать на стабилитрон через балластный резистор (рис. 16.22). Качество стабилизации характеризуется подавлением колебаний входного напряжения $\Delta U_e / \Delta U_{ref}$ и часто выражается в децибелах. У схемы на рис. 16.22 оно составляет

$$\frac{\Delta U_e}{\Delta U_{ref}} = 1 + \frac{R}{r_z} \approx \frac{R}{r_z} = 10 \dots 100,$$

где r_z – дифференциальное сопротивление стабилитрона в заданной рабочей точке. В первом приближении оно обратно пропорционально протекающему току. Поэтому при заданном входном напряжении невозможно улучшить стабилизацию ценой повышения сопротивления резистора R . Выбирая ток диода, важно учитывать шум напряжения зенеровского пробоя. Он быстро убывает при слабых токах. Сопротивление резистора R выбирается так, чтобы через диод протекал достаточный ток при минимальном входном напряжении и максимальном выходном токе.

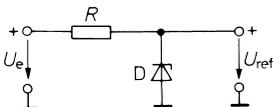


Рис. 16.22. Стабилизация напряжения с помощью стабилитрона

Существенное улучшение стабилизации обеспечивается, если балластный резистор R заменить источником тока (рис. 16.23). Простейшим схемным решением было бы применение стабильного источника тока на полевом транзисторе (см. рис. 4.120). Такая схема стабилизатора удобна тем, что имеет всего два вывода и поддерживает коэффициент стабилизации до 10000.

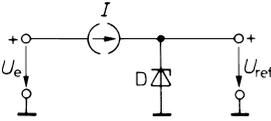


Рис. 16.23. Повышение коэффициента стабилизации путем использования источника стабильного тока

Еще одна возможность питать стабилитрон постоянным током заключается в том, чтобы подключать его к стабилизированному выходному напряжению, а не к нестабилизированному входному. При этом, в соответствии со схемой на рис. 16.24, получают выходное напряжение

$$U_{ref} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_Z,$$

превышающее напряжение стабилизации U_Z . Тогда через резистор R_3 протекает неизменный ток $I_Z = (U_{ref} - U_Z)/R_3$. В этом случае колебания входного напряжения подавляются в основном благодаря ослаблению колебаний напряжения питания в операционном усилителе $D = \Delta U_b / \Delta U_0$. С учетом

$$\Delta V_p = \frac{r_z}{r_z + R_3} \Delta U_{ref}, \quad \Delta V_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Delta U_{ref} \quad \text{и} \quad \Delta U_b = \Delta U_e$$

отсюда следует:

$$\frac{\Delta U_e}{\Delta U_{ref}} = D \left(\frac{r_z}{r_z + R_3} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \approx |D| \frac{R_1}{R_1 + R_2} \approx |D|.$$

При таком подходе достигается коэффициент стабилизации до 10000. Иными словами, при изменении входного напряжения на 10 В выходное изменится не более чем на 1 мВ.

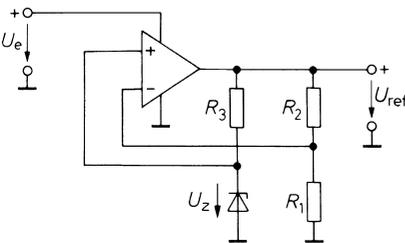


Рис. 16.24. Питание стабилитрона стабилизированным напряжением

Температурные колебания опорного напряжения бывают гораздо более значительными. Температурный коэффициент стабилитрона лежит в пределах $\pm 1 \cdot 10^{-3}/\text{К}$. При малом напряжении стабилизации он отрицателен, а при большом – положителен. Типичная характеристика температурного коэффициента стабилитрона представлена на рис. 16.25, откуда ясно, что он минимален при напряжении стабилизации около 6 В.

В случае повышенного напряжения стабилизации помогает последовательное включение диодов в прямом направлении. Подобные элементы поставляются в качестве опорных диодов, однако гораздо чаще используются интегральные источники опорного напряжения с опорными диодами, выполненные по схемам, аналогичным рис. 16.24. Типичные образцы интегральных источников опорного напряжения представлены в табл. 16.4. Их температурные коэффициенты стабилизации достигают до $10^{-6}/\text{K}$, что соответствует 1 части на миллион.

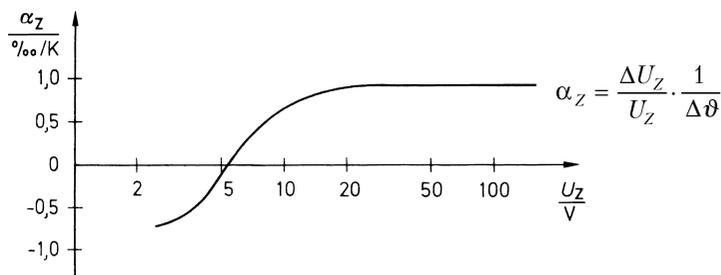


Рис. 16.25. Зависимость температурного коэффициента стабилизации от напряжения стабилизации

Таблица 16.4. Типичные параметры источников опорного напряжения. В каждом семействе изделий представлен образец с минимальным опорным напряжением

Тип	Изготовитель	Опорное напряжение, В	Допуск, %	Температурный коэффициент, промилль/К	Выходной ток
Источники опорного напряжения на биполярных транзисторах с двумя выводами					
AD1580	Analog Devices	1,2	1	100	50 мкА...10 мА
LTC1004	Linear Technology	1,2...2,5	0,3	20	10 мкА...10 мА
MAX6006	Maxim	1,2	0,2	50	1 мкА...2 мА
LM4040	National	2,5...10	1	25	60 мкА...15 мА
TL431	Texas Instruments	2,5	2	30	1...100 мА
Источники опорного напряжения на биполярных транзисторах с тремя выводами					
AD1582	Analog Devices	2,5...5	0,1	50	-5...5 мА
REF190	Analog Devices	2...4	0,1	5	0...20 мА
LTC1258	Linear Technology	3...5	0,1	40	-2...10 мА
LT1790	Linear Technology	1,2...5	0,1	25	-10...10 мА
MAX610x	Maxim	1,2...5	0,4	75	-0,4...0,4 мА
MAX6325	Maxim	2,5	0,04	1	-15...15 мА
Источники опорного напряжения на стабилитронах с тремя выводами					
AD588	Analog Devices	10	0,01	1	-10...10 мА
LT1021	Linear Technology	5...10	0,05	2	-10...10 мА

16.4.2

Источники опорного напряжения на биполярных транзисторах

В принципе, опорным напряжением может служить также прямое падение напряжения на диоде или напряжение база–эмиттер биполярного транзистора. Однако температурный коэффициент у них довольно велик: -2 мВ/К при $0,6$ В. Он может быть скомпенсирован при добавлении элемента с температурным коэффициентом $+2$ мВ/К. Особенность схемы, приведенной на рис. 16.26, состоит в том, что это напряжение получают с помощью второго транзистора, используя транзисторы T_1 и T_2 при неодинаковых коллекторных токах $I_{C2} > I_{C1}$. Источник, собранный по этой схеме, обладает следующими выходными параметрами:

$$U_{ref} = U_{BG} \approx 1,2 \text{ В}; \quad U_{temp} = 2 \frac{\text{мВ}}{\text{К}} T.$$

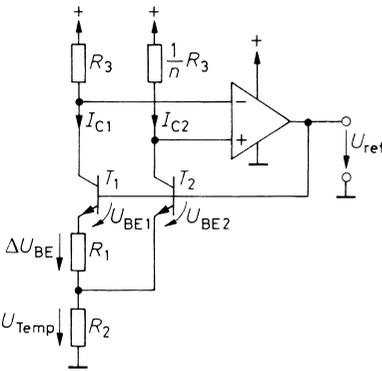


Рис. 16.26. Источник опорного напряжения на биполярных транзисторах

Тогда, в силу передаточной характеристики, на сопротивлении резистора R_1 падает напряжение

$$\Delta U_{BE} = U_{BE2} - U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}},$$

пропорциональное U_T и абсолютной температуре T , поскольку $U_T = kT/e_0$. Падение напряжения на сопротивлении резистора R_2 оказывается более высоким, так как по нему протекает не только ток $I_{C1} = \Delta U_{BE}/R_1$, но и ток I_{C2} . На выходе операционного усилителя устанавливается такое напряжение, что $I_{C2} = nI_{C1}$, так что

$$U_{Temp} = R_2(I_{C1} + I_{C2}) = R_2 \frac{\Delta U_{BE}}{R} (1+n) = U_T \frac{R_2}{R_1} (1+n) \ln n = A U_T.$$

Теперь есть возможность реализовать любые коэффициенты усиления A , выбирая n и R_2/R_1 . Так, например, при $A \approx 23$ для U_{Temp} получается температурный коэффициент $+2$ мВ/К, потому что тогда

$$\frac{dU_{Temp}}{dT} = A \cdot \frac{dU_T}{dT} = A \frac{k}{e_0} = A \frac{U_T}{T} = 23 \cdot \frac{26 \text{ мВ}}{300 \text{ К}} = +2 \frac{\text{мВ}}{\text{К}}.$$

Согласно (2.21) теоретическое значение температурного коэффициента биполярного транзистора составляет

$$\frac{dU_{BE}}{dT} \approx -2 \frac{\text{мВ}}{\text{К}}.$$

Температурный коэффициент выходного напряжения $U_{ref} = U_{temp} + U_{BE2}$ обращается в нуль, если

$$U_{ref} = AU_T + U_{BE} = U_{BG} = 1,2 \text{ В}.$$

Здесь $U_{BG} = E_g/e_0 = 1,2 \text{ В}$ соответствует энергетическому интервалу между зонами в кремнии. Это наиболее точный и в то же время простейший критерий настройки при выборе усиления A [16.4].

Если схему, приведенную на рис. 16.26, собирать на дискретных элементах, оптимальный выбор параметров оказывается при $I_{C2} = 10I_{C1}$. Тогда $R_1 \approx R_2$. Чтобы обеспечить строгий подбор транзисторов T_1 и T_2 , требуется сдвоенный транзистор, например LM394.

Источник опорного напряжения на дискретных биполярных транзисторах представляет интерес только в отдельных особых случаях, так как множество подобных источников доступно в интегральном исполнении (см. табл. 16.4). При этом в ряде случаев транзисторы T_1 и T_2 на рис. 16.26 работают при равных коллекторных токах. Различие плотности токов обеспечивается тем, что транзистор T_1 выбирается соответственно большей площади. Иногда применяют сочетание обоих подходов [16.5]. Важное преимущество по сравнению с опорными диодами заключается в том, что рабочее напряжение опорных источников на биполярных транзисторах может быть достаточно низким, а в крайнем случае просто соответствовать межзональному энергетическому интервалу $U_{BG} \approx 1,2 \text{ В}$. Диодам же требуется напряжение от 6,4 В и более. С другой стороны источники на биполярных транзисторах позволяют получать сколь угодно высокое опорное напряжение, если подавать на базы транзисторов только часть выходного напряжения операционного усилителя (рис. 16.27). В этом случае становится возможным использовать стабилизированное выходное напряжение для питания источника опорного напряжения T_1, T_2 . Таким образом, подобно схеме на рис. 16.24, реализуется существенно более эффективная стабилизация колебаний входного напряжения. Выходное напряжение равно

$$U_{ref} = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) U_{BG}.$$

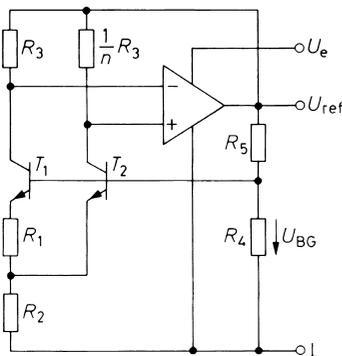


Рис. 16.27. Питание опорных транзисторов регулируемым напряжением

Пропорциональность напряжения U_{temp} абсолютной температуре дает возможность применять его для измерений температуры (см. раздел 21.1.5). Поэтому у некоторых интегральных микросхем имеется клемма, на которую выводится $U_{temp} = T \cdot 2 \text{ мВ/К}$ (например, MAX873, /875, /876 или AD 680, /780).

16.4.3

Сводные данные об источниках опорного напряжения

Ряд широко используемых источников опорного напряжения представлен в табл. 16.4. Стоит обратить внимание на малые допуски и низкие температурные коэффициенты. Они достигаются благодаря лазерной подгонке сопротивлений соответствующих резисторов при изготовлении микросхемы. Однако значения параметров в таблице служат лишь ориентировочной отправной точкой, поскольку все схемы поставляются с различными классами точности [16.6].

Микросхемы с двумя выводами ведут себя подобно стабилитронам. Поэтому ток, протекающий через них, не должен обращаться в нуль. На выходе некоторых источников имеется простой эмиттерный повторитель, что позволяет им выдавать значительный ток.

У всех стабилизаторов напряжения и многих АЦП и ЦАП имеются встроенные источники опорного напряжения, что в большинстве случаев позволяет отказаться от отдельных устройств такого назначения.

16.5

Импульсные блоки питания

Во всех описанных выше блоках питания с линейными последовательными стабилизаторами действуют три источника потерь: сетевой трансформатор, выпрямитель и управляющий транзистор. Чаще всего КПД таких устройств $\eta = P_{отдачи} / P_{потребления}$ составляет от 25 до 50%. Поэтому мощность потерь

$$P_{потерь} = P_{потребления} - P_{отдачи} = \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) P_{отдачи}$$

может втрое превышать мощность, отдаваемую источником питания. Это вызывает не только перерасход энергии, но и трудности с охлаждением аппаратуры.

Потери в последовательных стабилизаторах существенно снижаются, если непрерывно управляемый транзистор заменить ключом по образцу структурной схемы, показанной на рис. 16.28. Чтобы получить на выходе требуемое постоянное напряжение, также необходим ФНЧ для усреднения выходного напряжения. В такой конфигурации величина выходного напряжения определяется скважностью замыкания ключа. Если к тому же воспользоваться LC-фильтром нижних частот, систематические источники потерь в схеме вообще исчезнут. Поскольку описанный импульсный стабилизатор находится со стороны вторичной обмотки сетевого трансформатора, подобные стабилизаторы называют *блоками сетевого питания с вторичной коммутацией*.

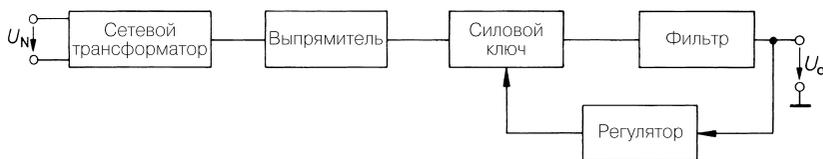


Рис. 16.28. Импульсный стабилизатор с вторичной коммутацией

Разумеется, наличие импульсного стабилизатора не устраняет потери в сетевом трансформаторе. Они снижаются, только если сетевое напряжение преобразовать в высокочастотное переменное. Для этого сетевое напряжение выпрямляют и с помощью импульсного стабилизатора преобразуют в переменное напряжение с частотой от 20 до 200 кГц (рис. 16.29).



Рис. 16.29. Импульсный стабилизатор с первичной коммутацией

Поскольку необходимое количество витков сетевого трансформатора обратно пропорционально частоте, ее повышение существенно снизит расход медного намоточного провода. Вторичное напряжение выпрямляется, фильтруется и подается прямо на нагрузку. Постоянное напряжение регулируется путем изменения скважности переключаящих импульсов со стороны первичной обмотки.

Такие приборы называют *блоками сетевого питания с первичной коммутацией* (или импульсными блоками питания). Их КПД составляет 70–90%. К тому же такие блоки выгодно отличают малые габариты и масса высокочастотного трансформатора.

Как свидетельствует сопоставление рис. 16.28 и 16.29, в обоих приборах переменное напряжение получают с помощью единственного ключа, а уровень выходного напряжения регулируется скважностью тактовых импульсов. В импульсном стабилизаторе с вторичной коммутацией гальваническая развязка с сетью осуществляется посредством сетевого трансформатора на 50 Гц, тогда как в приборе с первичной коммутацией это делает высокочастотный трансформатор. Поэтому в последнем случае импульсный стабилизатор находится под сетевым напряжением, и его электрическая прочность должна, по крайней мере, соответствовать амплитудному значению напряжения сети. Такой регулятор состоит из двух частей: той, которая находится под напряжением сети, и второй части, которая находится под потенциалом выхода и измеряется выходным напряжением. Между этими частями не должно быть гальванической связи.

Несмотря на указанные трудности и связанные с ними схмотехнические затраты, благодаря более высокому КПД предпочитают блоки питания с первичной коммутацией. Источники питания с вторичной коммутацией находят применение главным образом как маломощные преобразователи постоянного напряжения.

16.6

Импульсные стабилизаторы с вторичной коммутацией

На рис. 16.30–16.32 изображены три основные разновидности преобразователей постоянного напряжения. Каждый из них состоит из трех частей: ключа мощности S , накопительного дросселя L и сглаживающего конденсатора C . Однако выходные напряжения преобразователей не тождественны. В схеме на рис. 16.30 ключ выдает переменное напряжение, среднее значение которого изменяется от уровня входного напряжения до нуля в зависимости от скважности тактовых импульсов.

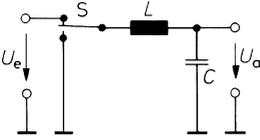


Рис. 16.30. Понижающий преобразователь

$$0 \leq U_a \leq U_e$$

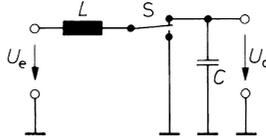


Рис. 16.31. Повышающий преобразователь

$$U_a \geq U_e$$

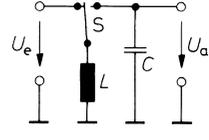


Рис. 16.32. Инвертирующий преобразователь

$$U_a < 0$$

В схеме на рис. 16.31 $U_a = U_e$, когда ключ занимает верхнее положение. С переводом ключа в нижнее положение накопительный дроссель запасает энергию, которая дополнительно поступит на выход, когда ключ вновь займет верхнее положение. Поэтому выходное напряжение оказывается выше входного.

В схеме на рис. 16.32 дроссель запасает энергию, пока ключ занимает левое положение. С переводом ключа в правое положение ток дросселя сохраняет свое направление и заряжает конденсатор до отрицательного значения, если входное напряжение положительно.

В схеме на рис. 16.30 ток непрерывно протекает через накопительный конденсатор, и потому такую схему называют *проводящим преобразователем*. В схемах на рис. 16.31 и 16.32 картина иная: подзарядка конденсатора не происходит, пока энергия не будет накоплена дросселем. Эти приборы называют *преобразователями с записанием*.

16.6.1

Понижающий преобразователь

Вместо переключателя на два положения можно применить в одной ветви цепи простой ключ, а в другой – диод. В результате получается понижающий преобразователь (рис. 16.33) со следующими параметрами:

$$U_a = \frac{t_{\text{зкл}}}{T} U_e \text{ при } I_a \geq I_{a\text{min}}$$

При замкнутом ключе $U_1 = U_e$, а при его размыкании ток дросселя сохраняет свое направление, и U_1 убывает до тех пор, пока диод остается открытым, то есть почти до нулевого потенциала. Временная зависимость тока и напряжения представлена на рис. 16.34 и соответствует выражению:

$$\bar{I}_e = \frac{t_{\text{зкл}}}{T} I_a \quad \hat{I} = I_a$$

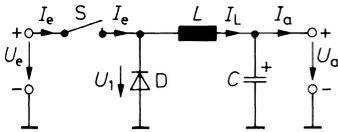


Рис. 16.33. Понижающий преобразователь с простым ключом

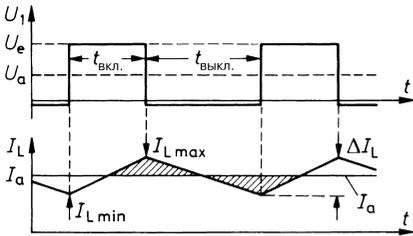


Рис. 16.34. Форма тока и напряжения

Временная зависимость тока в обмотке дросселя подчиняется закону электромагнитной индукции:

$$U_L = L \frac{dI_L}{dt}. \tag{16.9}$$

В течение времени $t_{\text{вкл.}}$, когда ключ замкнут, к дросселю приложено напряжение $U_L = U_e - U_a$, тогда как во время разомкнутого состояния ключа $t_{\text{выкл.}}$ напряжение $U_L = -U_a$. Отсюда, исходя из (16.9), находим изменение тока:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L}(U_e - U_a)t_{\text{вкл.}} = \frac{1}{L}U_a t_{\text{выкл.}} \tag{16.10}$$

Это равенство позволяет рассчитать выходное напряжение:

$$U_a = \frac{t_{\text{вкл.}}}{t_{\text{вкл.}} + t_{\text{выкл.}}} U_e = \frac{t_{\text{вкл.}}}{T} U_e = p U_e \tag{16.11}$$

где период колебаний $T = t_{\text{вкл.}} + t_{\text{выкл.}} = 1/f$, и коэффициент заполнения $p = t_{\text{вкл.}}/T$ (величина, обратная скважности). Как и следовало ожидать, выходное напряжение равно среднему арифметическому от U_1 .

Схема функционирует совсем иначе, когда выходной ток I_a меньше

$$I_{a \text{ min}} = \frac{1}{2} \Delta I_L = \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right) \frac{T U_a}{2L}. \tag{16.12}$$

Теперь при разомкнутом ключе ток дросселя убывает до нуля, диод запирается, а напряжение на дросселе оказывается равным нулю. Временная зависимость тока и напряжения показана на рис. 16.35 при уровне выходного тока менее:

$$I_{a \text{ min}} = \frac{T}{2L} U_a \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right).$$

Для расчета выходного напряжения примем, что схема работает без потерь. Тогда средняя входная мощность должна равняться мощности на выходе:

$$U_e \bar{I}_e = U_a I_a. \tag{16.13}$$

В течение $t_{\text{вкл}}$, когда ключ замкнут, ток через дроссель растет от нуля до значения $I_L = U_L t_{\text{вкл}}/L$. Поэтому среднее арифметическое входного тока составляет:

$$\bar{I}_e = \frac{t_{\text{вкл}}}{T} \cdot \frac{1}{2} I_L = \frac{t_{\text{вкл}}^2}{2TL} U_L = \frac{T}{2L} (U_e - U_a) p^2. \tag{16.14}$$

Подставив это выражение в (16.13), получим выходное напряжение и коэффициент заполнения:

$$U_a = \frac{U_e^2 p^2 T}{2LI_a + U_e p^2 T} \text{ и } p = \sqrt{\frac{2L}{T} \frac{U_a}{U_e(U_e - U_a)}} \sqrt{I_a}. \tag{16.15}$$

Чтобы воспрепятствовать росту выходного напряжения при малых токах ($I_a < I_{a \text{ min}}$), надо соответственно снизить p , что схематически отражено на рис. 16.36. Как видно, в этой области удастся реализовать весьма малые длительности замкнутого состояния ключа. Согласно (16.11) коэффициент заполнения остается постоянным при токах выше $I_{a \text{ min}}$, однако это справедливо только в схемах, функционирующих без потерь. В противном случае в диапазоне токов выше $I_{a \text{ min}}$ необходимо хотя бы понемногу увеличивать p вслед за увеличением выходного тока с тем, чтобы поддерживать постоянство выходного напряжения.

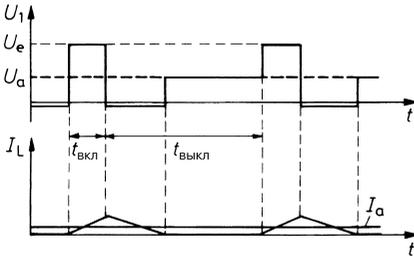


Рис. 16.35. Временная диаграмма тока и напряжения в понижающем преобразователе при выходных токах меньше $I_{a \text{ min}}$

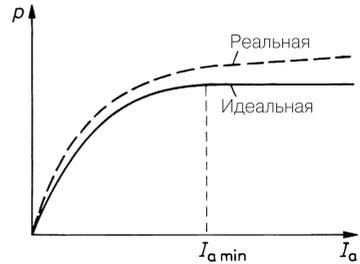


Рис. 16.36. Зависимость коэффициента заполнения $p = t_{\text{вкл}}/T$ от выходного тока I_a при постоянном выходном напряжении

Выбор параметров

По возможности индуктивность накопительного дросселя выбирается настолько большой, чтобы не достигался нижний предел тока $I_{a \text{ min}}$. Тогда из (16.12) следует:

$$L = T \left(1 - \frac{U_a}{U_e} \right) \frac{U_a}{2I_{a \text{ min}}}. \tag{16.16}$$

В этом случае максимальный ток через накопительный дроссель и, следовательно, через ключ и диод составляет $I_{L \text{ max}} = I_a + I_{a \text{ min}}$. Теперь свободным параметром служит только период колебаний $T = 1/f$. Чтобы обойтись малой индуктивностью, выбирают как можно более высокую частоту f . Выбор ограничивается тем, что на высокочастот-

ный переключающий транзистор дороже, и реализация схемы управления требует повышенных затрат. К тому же динамические потери нарастают пропорционально частоте. По этим причинам предпочитают использовать частоту переключений от 20 до 200 кГц.

Пульсации выходного напряжения определяются емкостью сглаживающего конденсатора. Ток заряда составляет $I_c = I_L - I_a$. Таким образом, заряды, подводимые к конденсатору и стекающие с него в течение одного периода, соответствуют заштрихованным участкам на рис. 16.34. Тогда приходим к следующему соотношению для определения уровня пульсаций:

$$\Delta U_a = \frac{\Delta Q_c}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{2} t_{вкл} + \frac{1}{2} t_{выкл} \right) \cdot \frac{1}{2} \Delta I_L = \frac{T}{8C} \Delta I_L.$$

Отсюда с учетом (16.10) и (16.16) получаем емкость сглаживающего конденсатора:

$$C = \left(1 - \frac{U_a}{U_e} \right) \frac{T^2 U_a}{8L \Delta U_a} = \frac{T I_{a \min}}{4 \Delta U_a}. \tag{16.17}$$

Сглаживающий конденсатор следует выбирать так, чтобы значения последовательных сопротивления и индуктивности были минимальны. Для выполнения этого требования нередко пользуются параллельным включением нескольких электролитических и керамических конденсаторов.

16.6.2 Формирование коммутационного сигнала

Коммутационный сигнал формируется двумя модулями: широтно-импульсным модулятором и стабилизатором с опорным напряжением. Соответствующая структурная схема приведена на рис. 16.37.



Рис. 16.37. Блок управления

В состав широтно-импульсного модулятора входят генератор пилообразного напряжения и компаратор. Последний удерживает ключ в замкнутом состоянии в течение времени, пока напряжение U_R больше напряжения пилы. В результате формируется управляющее напряжение U_{St} . На рис. 16.38 оно показано в ситуации, когда U_R пробегает интервал значений от нижнего до верхнего предела пилообразного напряжения. Поэтому коэффициент заполнения

$$p = \frac{t_{вкл}}{T} = \frac{U_R}{\hat{U}_{SZ}}$$

получается пропорциональным напряжению U_R .

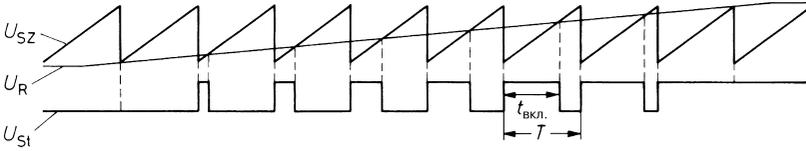


Рис. 16.38. Принцип действия широтно-импульсного модулятора

Вычитатель создает разность потенциалов между опорным напряжением и взвешенным выходным напряжением $U_{ref} - kU_a$. Регулирующий усилитель с пропорционально-интегрирующим фильтром увеличивает U_R до тех пор, пока эта разность не обратится в нуль. Тогда выходное напряжение принимает значение $U_a = U_{ref}/k$.

Нам остается пояснить выбор параметров на примере. Пусть требуется выходное напряжение 5 В при максимальном токе 5 А. Пусть минимальный выходной ток равен 0,3 А, а входное напряжение составляет около 15 В. Для такой задачи подходит, например, импульсный стабилизатор типа LM2678-5 фирмы National. На его основе формируется схема, показанная на рис. 16.39. Не считая LC-фильтра на выходе, для работы указанной микросхемы нужно совсем немного навесных резисторов и конденсаторов. Импульсный стабилизатор должен функционировать на частоте 250 кГц, так что период колебаний составляет $T = 4$ мкс. Тогда согласно (16.11) длительность замкнутого состояния ключа равно

$$t_{\text{вкл}} = T \frac{U_a}{U_e} = 4 \text{ мкс} \frac{5 \text{ В}}{15 \text{ В}} = 1,3 \text{ мкс}.$$

Индуктивность накопительного дросселя находим по (16.16):

$$L = T \left(1 - \frac{U_a}{U_e} \right) \frac{U_a}{2I_{a\text{min}}} = 4 \text{ мкс} \left(1 - \frac{5 \text{ В}}{15 \text{ В}} \right) \frac{5 \text{ В}}{2 \cdot 0,3 \text{ А}} = 22 \text{ мкГн}.$$

Задавшись пульсациями на выходе порядка 10 мВ, согласно (16.17) находим емкость сглаживающего конденсатора:

$$C = T \frac{I_{a\text{min}}}{4\Delta U_a} = 4 \text{ мкс} \frac{0,3 \text{ А}}{4 \cdot 10 \text{ мВ}} = 30 \text{ мкФ}.$$

При расчете емкости фильтра не учитывались паразитные последовательные эквивалентные сопротивления и индуктивности конденсатора. Тем не менее для получения приемлемых пульсаций на выходе необходим конденсатор гораздо большей емкости. Она реализуется использованием нескольких параллельно включенных конденсаторов небольшой емкости, так как их суммарные эквивалентные сопротивление и индуктивность всегда меньше, чем у одного конденсатора равнозначной емкости.

Выходное напряжение остается неизменным, даже если выходной ток окажется меньше величины $I_{a\text{min}} = 0,3$ А, заложенной в расчеты. В этом случае регулирующий усилитель через компаратор уменьшает коэффициент заполнения в соответствии с рис. 16.36. Трудности возникают лишь в тех случаях, когда необходимая длительность пребывания ключа в замкнутом состоянии оказывается меньше минимально реализуемой посредством транзистора T . В такой ситуации после поступления включающего импульса

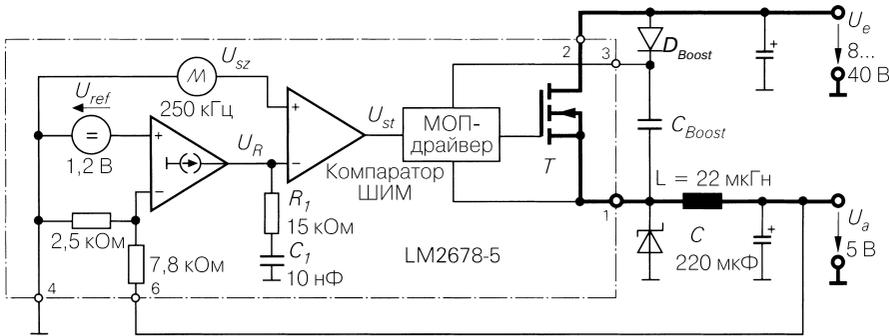


Рис. 16.39. Пример понижающего преобразователя. $I_{a \max} = 5 \text{ A}$

выходное напряжение поднимается настолько, что транзистор оказывается запертым в течение нескольких тактовых периодов, и режим работы оказывается крайне нестабильным.

Цепочка $R_1 C_1$ задает необходимый режим регулирования на высокоомном выходе операционного усилителя. Надо лишь учитывать, что контур регулирования напряжения у импульсных стабилизаторов склонен к нестабильности. Причин тому две. Одна из них кроется в системе дискретизации со средним временем запаздывания, равным половине тактового периода. Вторая связана с тем, что на выходе имеется ФНЧ второго порядка, вызывающий отставание фазы величиной до 180° . Поэтому полезно удостовериться в том, что регулирующий усилитель не вызывает отставания фазы на высоких частотах. Для этого служит резистор R_1 в схеме на рис. 16.39.

Статические потери в схеме обусловлены преимущественно падениями напряжения в контуре активного тока. При этом накопительный дроссель нетрудно подобрать так, чтобы минимизировать связанные с ним омические потери. Тогда останется только одна причина потерь – падение напряжения на ключе, образованном транзистором T и диодом D_{Boost} .

В течение времени $t_{\text{вкл}}$ выходной ток протекает через T , а в течение $t_{\text{выкл}}$ – через диод D_{Boost} . Если принять, что выходной ток силой 5 А создает падение напряжения 0,7 В на транзисторе и диоде, получим мощность потерь 3,5 Вт. Тогда КПД в лучшем случае составит:

$$\eta = \frac{P_{\text{отдача}}}{P_{\text{потребление}}} = \frac{25 \text{ Вт}}{25 \text{ Вт} + 3,5 \text{ Вт}} = 88\%.$$

И это при том, что не учитывались потери на переключения, которыми нельзя пренебрегать, если ключ работает на высоких частотах коммутации. Кроме того, на снижение КПД влияет токопотребление самого импульсного стабилизатора. Хотя его вклад не связан с силой выходного тока, его влияние особенно сильно при малых выходных токах.

Для перевода режима n -канального МОП транзистора в омическую область необходимо, чтобы потенциал затвора был положительным относительно входного напряжения. Для этого в МОП драйвере вырабатывается вспомогательное напряжение, положитель-

ное относительно потенциала источника, причем выходное переменное напряжение передается МОП драйверу с конденсатора вольтодобавки. Вместо этого изготовитель может применить *p*-канальный МОП транзистор, который, однако, при равной площади характеризовался бы вдвое большим сопротивлением в состоянии «включено».

16.6.3 Повышающий преобразователь

Практическая реализация повышающего преобразователя, соответствующего схеме на рис. 16.31, представлена на рис. 16.40, а временные зависимости его тока и напряжения – на рис. 16.41. Как и ранее, соотношения, необходимые для выбора параметров, выводятся из режимов нарастания и спада тока дросселя I_L в соответствующих состояниях ключа S:

$$U_a = \frac{T}{t_{\text{выкл}}} U_e \quad \text{при} \quad I_a > I_{a \text{ min}},$$

$$I_{a \text{ min}} = \frac{U_e^2}{U_a} \left(1 - \frac{U_e}{U_a} \right) \cdot \frac{T}{2L},$$

$$L = \frac{U_e^2}{U_a} \left(1 - \frac{U_e}{U_a} \right) \cdot \frac{T}{2I_{a \text{ min}}},$$

$$C \approx \frac{PI_{a \text{ max}}}{\Delta U_a}.$$

Минимальное напряжение $U_a = U_e$. Если исключить потери, оно имеет место, когда ключ S постоянно разомкнут.

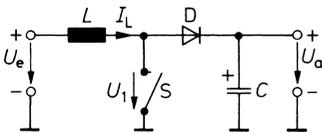


Рис. 16.40. Повышающий преобразователь

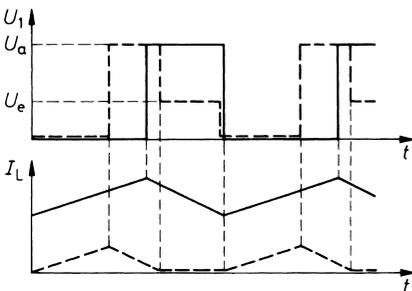


Рис. 16.41. Временные зависимости напряжения и тока в повышающем преобразователе. Пунктиром выделена ситуация при $I_a < I_{a \text{ min}}$

Здесь заданное выходное напряжение получается при условии, что ток дросселя не убывает до нуля. При достижении минимально допустимого выходного тока $I_{a \min}$ длительность замыкания ключа (см. рис. 16.36) должна сокращаться для того, чтобы предотвратить резкий рост выходного напряжения. На рис. 16.41 такая ситуация показана пунктиром. Сигнал переключения вырабатывается точно так же, как и в понижающем преобразователе.

16.6.4 Инвертирующий преобразователь

Инвертирующий преобразователь и его временные зависимости представлены на рис. 16.42 и 16.43. Пока ключ разомкнут, диод открыт и конденсатор заряжается током дросселя до некоторого отрицательного потенциала. Приведенные ниже соотношения также выводятся на основании равенства изменений тока обмотки при замкнутом и разомкнутом ключе:

$$U_a = \frac{t_{\text{вкл}}}{t_{\text{выкл}}} U_e \quad \text{при } I_a > I_{a \min},$$

$$I_{a \min} = \frac{U_e^2 U_a}{(U_e + U_a)^2} \cdot \frac{T}{2L},$$

$$L = \frac{U_e^2 U_a}{(U_e + U_a)^2} \cdot \frac{T}{2I_{a \min}},$$

$$C \approx \frac{II_{a \max}}{\Delta U_a}.$$

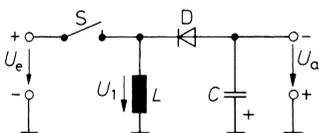


Рис. 16.42. Инвертирующий преобразователь

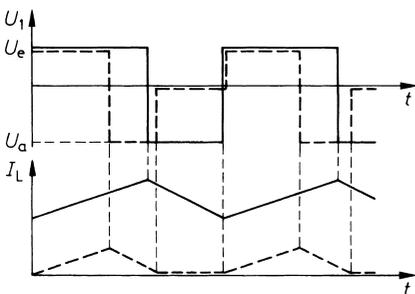


Рис. 16.43. Временные зависимости напряжения и тока в инвертирующем преобразователе. Пунктиром выделена ситуация при $I_a < I_{a \min}$

Если выходной ток становится меньше $I_{a \min}$, то ток катушки убывает до нуля. Чтобы при этом не допустить резкого роста выходного напряжения, длительность замкнутого состояния ключа необходимо сокращать в соответствии с рис. 16.36. На рис. 16.41 эти соотношения выделены пунктиром.

16.6.5

Преобразователи напряжения с перекачкой заряда

При малом токопотреблении имеется простой способ инвертировать напряжение. Для этого входное постоянное напряжение преобразуют в переменное с помощью переключателя S_1 (рис. 16.44), а затем благодаря конденсатору C_1 из переменного напряжения удаляется переменная составляющая, и оно выпрямляется посредством переключателя S_2 . Когда переключатели находятся в положении, показанном на рис. 16.44, конденсатор C_1 заряжается до уровня входного напряжения, так что $U_1 = U_e$. Затем оба ключа перебрасываются в другую позицию, и тогда напряжение $-U_1$ оказывается приложенным к конденсатору C_2 . Последний после нескольких циклов заряжается до напряжения $U_a = -U_1 = -U_e$.

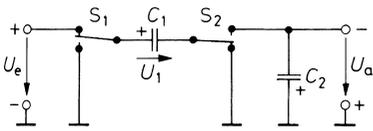


Рис. 16.44. Устройство инвертора напряжения, использующего перекачку заряда

$$U_a = -U_e$$

Для выпрямления выходного напряжения можно воспользоваться парой диодов вместо управляемого ключа S_2 (рис. 16.45). Напряжение U_e может складываться или вычитаться с любым потенциалом в зависимости от того, к какому потенциалу подсоединен выпрямитель и каковы полярности диодов. Недосток выпрямления посредством диодов состоит в том, что выходное напряжение оказывается пониженным на величину прямого падения напряжения на обоих диодах. Поэтому в интегральных инверторах напряжения для выпрямления используют КМОП ключи, в силу чего падение напряжения пропорционально току нагрузки.

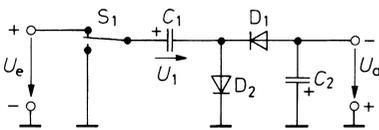


Рис. 16.45. Упрощенная схема для выпрямления выходного напряжения

$$U_a = -(U_e - 2U_D)$$

Перезарядка конденсаторов приводит к дополнительным потерям, однако они зависят только от величины разности напряжений, возникающих в процессе перезарядки. Их нетрудно свести к минимуму в стационарном состоянии, применяя конденсаторы большой емкости или высокую тактовую частоту.

16.6.6

Классификация импульсных стабилизаторов

В табл. 16.5 приведены параметры импульсных стабилизаторов, предназначенных для работы в сочетании с накопительными дросселями. Для обеспечения значительных мощностей на выходе пригодны только приборы с использованием силовых

транзисторов. Диапазон мощностей существенно расширяется, если воспользоваться внешними мощными транзисторами. В табл. 16.6 фигурируют преобразователи напряжения, основанные на перекачке зарядов, которые работают только с внешними конденсаторами. Они особенно хорошо подходят для работы при слабых токах и низких напряжениях.

Таблица 16.5. Импульсные стабилизаторы с вторичной коммутацией. В обозначениях: N – n -канальные и соответственно P – p -канальные полевые транзисторы. Максимальный выходной ток определяется мощными транзисторами

Тип	Изготовитель	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	Частота переключений, кГц	Силовой ключ
Понижающий преобразователь						
LT1374	Linear Technology	6...25	1,2...24	3	500	внутренний
LT1507	Linear Technology	4...15	1,2...10	0,5	500	внутренний
LT1767	Linear Technology	3...25	1,8...5	1,5	1200	внутренний
LT1776	Linear Technology	8...40	1,2...30	0,3	200	внутренний
LT1956	Linear Technology	5,5...60	1,2...55	1,5	500	внутренний
LTC1147	Linear Technology	4...16	3,3/5		400	1P
LTC1159	Linear Technology	4...40	3,3/5		250	1N1P
LTC1624	Linear Technology	4...36	1,2...30		200	1N
LTC1625	Linear Technology	4...36	1,2...30		200	2N
LTC1627	Linear Technology	3...8	0,8...7	0,5	350	внутренний
LTC1877	Linear Technology	2,7...10	2,5...9	0,6	550	внутренний
MAX797	Maxim	5...28	3,3		300	2N
MAX1627	Maxim	4...16	1,2...12		100	1P
MAX1640	Maxim	6...26	2...24		200	1N1P
MAX1830	Maxim	3...5,5	1,8...3,3	3	1000	внутренний
MIC4690	Micrel	4...34	1,2...15	1	500	внутренний

Таблица 16.5. Импульсные стабилизаторы с вторичной коммутацией. В обозначениях: N – n -канальные и соответственно P – p -канальные полевые транзисторы. Максимальный выходной ток определяется мощными транзисторами (окончание)

Тип	Изготовитель	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	Частота переключений, кГц	Силовой ключ
LM2593	National	7...60	5...55	2	150	внутренний
LM2599	National	5...40	1,2...37	3	150	внутренний
LM2651	National	4...12	1,5...5	1,5	300	внутренний
LM2672	National	5...40	1,2...37	1	260	внутренний
LM2678	National	8...40	1,2...37	5	260	внутренний
UC3874	Texas Instruments	4...36	2,5...30		100	2N
TPS5461x	Texas Instruments	3...6	0,9...3,3	6	550	внутренний
Повышающий преобразователь						
LT1307	Linear Technology	1...6	1,2...25	0,1	600	внутренний
LT1308	Linear Technology	1...6	1,2...25	0,5	600	внутренний
LT1614	Linear Technology	1...5	1...25	0,2	600	внутренний
LT1930	Linear Technology	2,6...16	5...34	0,3	1200	внутренний
LTC3402	Linear Technology	0,5...5	2,6...5,5	1	2000	внутренний
MAX1700	Maxim	0,7...6	2,5...6	0,8	300	внутренний
MAX1676	Maxim	1...5	2...5	0,2	200	внутренний
MAX1896	Maxim	2,6...6	2...13	0,6	1400	внутренний
LM2622	National	2...12	4...18	0,5	600	внутренний
UCC3941	Texas Instruments	1...10	3,3/5	0,1	200	внутренний
Инвертирующий преобразователь						
LT1617	Linear Technology	1...14	...34	0,3	переменная	внутренний
MAX764	Maxim	3...16	–5	0,2	100	внутренний
MAX774	Maxim	3...16	–5		300	1P

Таблица 16.6. Импульсные стабилизаторы, использующие перекачку заряда (рис. 16.44). Если указан диапазон выходных напряжений, то речь идет о регулируемом выходе

Тип	Изготовитель	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Потребление тока, мкА	Частота переключений, кГц
LTC1263	Linear Technology	5	+12	60	300	300
LTC1429	Linear Technology	3...6,5	-5	10	600	700
LTC1514	Linear Technology	2...10	+5	50	60	650
LTC1751	Linear Technology	2,5...5,5	+5	100	20	800
LTC1928-5	Linear Technology	2,7...4,4	+5	30	200	550
LTC3200	Linear Technology	2,7...4,5	+5	100	350	2000
MAX619	Maxim	2...3,6	+5	50	75	500
MAX682	Maxim	2,7...5,5	+5	250	130	300
MAX868	Maxim	1,8...5,5	$0...-2U_e$	30	30	450
MAX1673	Maxim	2...5,5	$0...-U_e$	125	35	350
MAX1683	Maxim	2...5,5	$+2U_e$	45	200	35
MAX1759	Maxim	1,6...5,5	+3,3	100	50	1000
LM2662	National	1,5...5,5	$-U_e/2U_e$	200	1300	150
LM2787	National	2,7/5...5,5	$0...-U_e$	10	400	260
LM3352	National	2,5...5	+2,5...3,3	200	400	1000
TPS60110	Texas Instruments	2,7...5,4	+5	300	60	300
TPS60120	Texas Instruments	1,8...3,6	+3,3	200	60	300

16.7

Импульсные стабилизаторы с первичной коммутацией

Среди импульсных стабилизаторов с первичной коммутацией различают однотактные и двухтактные преобразователи. Как правило, однотактному преобразователю необходим только один силовой ключ и минимум схемных элементов, однако применение подобных приборов ограничено маломощными устройствами. При мощностях более 100 Вт выгоднее использовать двухтактные преобразователи, хотя им требуется пара силовых ключей.

16.7.1

Однотактный преобразователь

Однотактный преобразователь представляет собой простейшую реализацию импульсного стабилизатора с первичной коммутацией (рис. 16.46), обладающего следующими параметрами:

$$U_a = \frac{t_{\text{вкл}}}{t_{\text{выкл}}} \cdot \frac{U_e}{\ddot{u}} \quad \text{при } I_a > I_{a \text{ min}}$$

$$U_{S \text{ max}} = U_e \left(1 + \frac{t_{\text{вкл}}}{t_{\text{выкл}}} \right)$$

Он получается из преобразователя с запирающим диодом (см. рис. 16.42), если в нем заменить накопительный дроссель трансформатором. Пока силовой ключ S замкнут, энергия накапливается в трансформаторе. При размыкании ключа она передается сглаживающему конденсатору C . Поэтому здесь справедливы те же соотношения для выходного напряжения, что и в схеме на рис. 16.42. Разница состоит лишь в том, что выходное напряжение однотактного преобразователя уменьшено в \ddot{u} раз, где \ddot{u} – коэффициент трансформации.

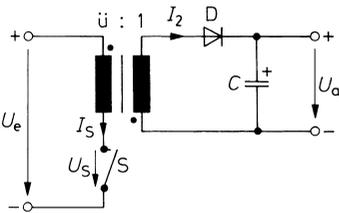


Рис. 16.46. Однотактный преобразователь с запирающим диодом

Временная зависимость напряжения на ключе представлена на рис. 16.47. При размыкании ключа напряжение растет до тех пор, пока проводит диод D , то есть вплоть до $U_{S \text{ max}} = U_e + \ddot{u}U_a$. Чтобы оно не оказалось чрезмерным, выбирается длительность замыкания $t_{\text{вкл}} \leq 0,5 T$, так что $U_{S \text{ max}} \leq 2U_e$. Поскольку при выпрямлении сетевого напряжения 220 В получается постоянное напряжение величиной $U_e = 220 \text{ В} \cdot \sqrt{2} = 311 \text{ В}$, на силовом ключе возникает напряжение $U_{S \text{ max}} = 620 \text{ В}$. Фактическое напряжение еще выше из-за неизбежных паразитных индуктивностей.

На рис. 16.47 также показана временная зависимость тока. При замкнутом ключе ток растет в соответствии с соотношением $\Delta I = U_e t_{\text{вкл}}/L$. Размыкание ключа приводит

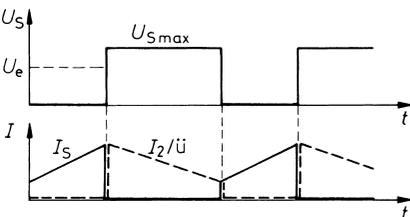


Рис. 16.47. Временная зависимость напряжения и тока при $I_a > I_{a \text{ min}}$

к отпиранию диода, и трансформированный ток первичной обмотки убывает согласно соотношению $\Delta I = \ddot{u}U_a t_{\text{выкл}}/L$. В результате формируется требуемое выходное напряжение. Но и в этом случае необходимо соблюдать условие: индуктивность трансформатора должна быть достаточно велика, чтобы ток не убывал до нуля во время фазы запирания.

Недостаток схемы состоит в том, что трансформатор не только обеспечивает гальваническое разделение цепей и понижает напряжение, но и действует как накопительный дроссель. Трансформатор приходится выбирать с большим запасом по параметрам из-за подмагничивания постоянным током. Целесообразно избавить трансформатор от постоянной составляющей тока, а для накопления энергии применять отдельный дроссель. Такой подход реализован во всех нижеописанных схемах.

В однотактном преобразователе на рис. 16.48 напряжения первичной и вторичной обмоток имеют одинаковую полярность, благодаря чему энергия передается к выходу через диод D_2 при замкнутом силовом ключе. Такую схему называют проходным преобразователем, которому соответствуют следующие выходные параметры:

$$U_a = \frac{t_{\text{вкл}}}{T} \cdot \frac{U_e}{\ddot{u}} \quad \text{при} \quad I_a > I_{a \text{ min}}, \quad U_{S \text{ max}} = 2U_e.$$

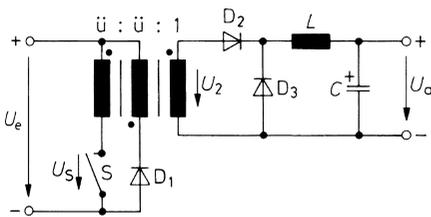


Рис. 16.48. Однотактный проходной преобразователь

Временные диаграммы напряжений показаны на рис. 16.49. При замкнутом силовом ключе к первичной обмотке приложено входное напряжение U_e , так что напряжение на вторичной обмотке составляет $U_2 = U_e/\ddot{u}$. С размыканием ключа S диод D_2 запирается, и ток дросселя L течет через диод D_3 . Таким образом, на вторичной стороне имеет место точно такой же режим, что и в проходном преобразователе на рис. 16.33. Поэтому здесь мы приходим (не считая коэффициента трансформации \ddot{u}) к аналогичным соотношениям для выходного напряжения и к аналогичным подходам относительно выбора параметров накопительного дросселя и сглаживающего конденсатора.

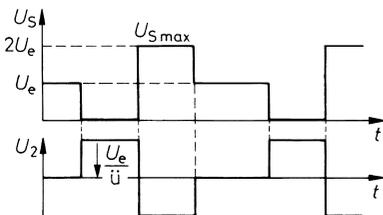


Рис. 16.49. Временные диаграммы напряжений однотактного преобразователя

Диод D_2 запирается в момент размыкания силового ключа. Если не принять специальные меры, энергия, запасенная трансформатором, способна вызвать импульс

напряжения экстремально большой амплитуды. Для его подавления у трансформатора имеется третья обмотка, аналогичная первичной по числу витков, но отличающаяся от нее меньшим сечением провода. При указанной полярности диод D_1 отпирается, как только наведенное напряжение сравняется с входным. Поэтому напряжение на силовом ключе ограничено величиной $U_{Smax} = 2U_e$. К тому же при разомкнутом ключе в источник входного напряжения возвращается энергия, равная той, что была запасена трансформатором, когда ключ был замкнут. Тем самым обеспечивается режим работы трансформатора без подмагничивания постоянным током.

16.7.2 Двухтактный преобразователь

В двухтактных преобразователях переключатель, состоящий как минимум из двух силовых ключей, преобразует постоянное входное напряжение в переменное. Последнее трансформируется высокочастотным трансформатором, а затем выпрямляется.

В схеме, приведенной на рис. 16.50, цикл длительностью T складывается из четырех временных отрезков. Сначала замыкается ключ S_1 , отпирается диод D_1 , и к накопительному дросселю L прикладывается напряжение $U_3 = U_e/\ddot{u}$. Затем размыкается ключ S_1 и все напряжение на трансформаторе спадает до нуля, причем ток дросселя поровну делится между диодами D_1 и D_2 .

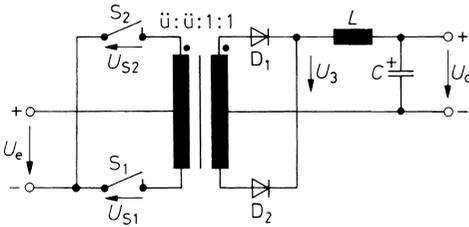


Рис. 16.50. Двухтактный преобразователь с параллельным питанием

Схема характеризуется следующими выражениями:

$$U_a = 2 \frac{t_{\text{вкл.}}}{T} \cdot \frac{U_e}{\ddot{u}} \quad \text{при} \quad \frac{t_{\text{вкл.}}}{T} < 0,5, \quad U_{Smax} = 2U_e.$$

В течение следующего отрезка времени ключ S_1 остается разомкнутым, но замыкается S_2 , в силу чего отпирается диод D_2 , и совершается преобразование $U_3 = U_e/\ddot{u}$. Когда S_2 вновь размыкается, все напряжения трансформатора убывают до нуля, как и на втором отрезке времени. Изменения напряжения показаны на рис. 16.51.

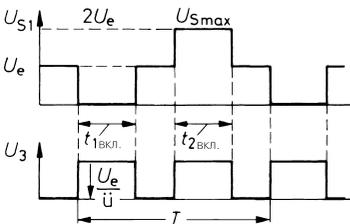


Рис. 16.51. Временные диаграммы напряжений

В принципе во вторичной цепи схемы происходит то же самое, что и в случае проходного преобразователя (см. рис. 16.33). Но в данном случае за период T энергия дважды передается накопительному дросселю благодаря двухполупериодному выпрямлению. Поэтому в выражения для проходного преобразователя вместо T следует подставить $1/2T$.

Благодаря симметричности схемы трансформатор работает без постоянной составляющей тока. Однако дело обстоит именно так, если длительности замыкания обоих ключей строго одинаковы, то есть $t_{1\text{окл}} = t_{2\text{окл}} = t_{\text{окл}}$. Выполнение этого условия должно быть обеспечено системой управления ключами. В противном случае трансформатор насыщается постоянной составляющей тока, токи возрастают, и ключи выходят из строя. По той же причине важно исключить несрабатывание одного из ключей за время цикла. Однако это требование учитывается в большинстве интегральных схем управления для двухтактных импульсных стабилизаторов. Управление силовыми ключами упрощается здесь благодаря тому, что их выводы, подключаемые к отрицательному потенциалу, объединены. Для блоков питания с вторичной коммутацией имеются интегральные схемы управления, оснащенные мощными транзисторами применительно к трансформаторам с отводом от средней точки, например MAX845 (Maxim) или LT1533 (Linear Technology), рассчитанные на выходную мощность 0,7 Вт.

В двухтактном преобразователе (рис. 16.52) переменное напряжение получается благодаря тому, что один из концов первичной обмотки трансформатора поочередно подключается к положительному и отрицательному выводам входного напряжения, тогда как на другой подано напряжение $1/2U_e$. Управление силовыми ключами происходит также попеременно. Поэтому временные диаграммы напряжений здесь (рис. 16.53) аналогичны временной диаграмме предыдущей схемы с той лишь разницей, что напряжение имеет вдвое меньшую амплитуду, чем облегчается работа ключей. Схема характеризуется следующими выражениями:

$$U_a = 2 \frac{t_{\text{окл}}}{T} \cdot \frac{U_e}{\ddot{u}} \quad \text{при} \quad \frac{t_{\text{окл}}}{T} < 0,5, \quad U_{S\text{max}} = 2U_e.$$

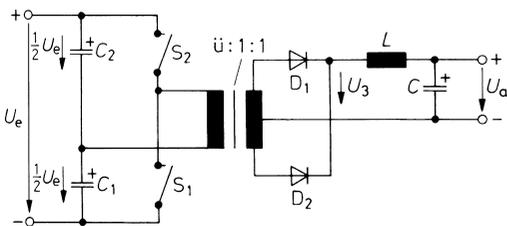


Рис. 16.52. Двухтактный преобразователь по полумостовой схеме

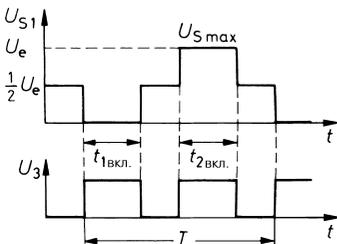


Рис. 16.53. Временные диаграммы напряжений

Еще одно достоинство схемы состоит в том, что емкостная связь не дает постоянной составляющей тока проникать в трансформатор даже при неравенстве длительностей замыкания ключей. В этом случае все сводится к некоторому смещению постоянного напряжения на емкостях C_1 и C_2 . Плохо то, что потенциалы отрицательных клемм силовых ключей различны, из-за чего требуется больше ресурсов для управления ключами.

16.7.3

Высокочастотные трансформаторы

Рынок накопительных дросселей весьма разнообразен. На нем представлены образцы с индуктивностями от 10 мкГн до 10 мГн на токи от 0,1 до 60 А. Все это делает излишним самостоятельное изготовление таких дросселей. С высокочастотными трансформаторами дело обстоит иначе. Найти готовый трансформатор с подходящими намоточными данными можно только случайно. Поэтому пользователю приходится самому рассчитывать такие трансформаторы, а иногда и изготавливать их, если требуемое количество невелико.

По закону электромагнитной индукции напряжение, наводимое в трансформаторе, определяется соотношением:

$$U = w\dot{\Phi} = w \cdot A_e \cdot \dot{B}, \quad (16.18)$$

где F – магнитный поток, B – магнитная индукция и A_e – площадь поперечного сечения сердечника внутри обмотки. Из (16.18) находим количество витков первичной обмотки w_1 :

$$w_1 = \frac{U_1}{A_e \cdot \dot{B}} = \frac{U_1}{A_e} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta B}$$

Минимальное количество витков определяется величиной $\Delta B = \hat{B}$, допустимым пиковым значением магнитной индукции и максимальным значением величины

$$\Delta t = t_{\text{вкл max}} = p_{\text{max}} \times T = p_{\text{max}} / f = 1/2f.$$

Отсюда следует:

$$w_1 = \frac{U_1}{2A_e \hat{B} \cdot f}. \quad (16.19)$$

Очевидно, что необходимое количество витков обратно пропорционально частоте, и потому мощность, которую можно передать при заданном сердечнике и, следовательно, заданных габаритах обмотки, пропорциональна частоте.

Количество витков вторичной обмотки определяется отношением напряжений:

$$w_2 = w_1 \frac{U_2}{U_1} = \frac{w_1}{i}. \quad (16.20)$$

Потери на намагничивании и потери в меди обмоток обычно сводятся к столь низкому уровню, что их можно не учитывать.

Сечение провода зависит от протекающего тока. Исходя из теплового режима, считается, что допустима плотность тока $S = 5-7 \text{ А/мм}^2$, но для минимизации потерь в обмотках лучше брать более низкие значения. Диаметр провода рассчитывается по формуле:

$$D = 2\sqrt{\frac{I}{\pi \cdot S}}. \quad (16.21)$$

Однако на высоких частотах из-за скин-эффекта ток неравномерно распределяется по сечению провода, тяготея к его поверхности. Глубина проникновения тока (при уменьшении тока в e раз) подчиняется выражению [16.7]:

$$\delta = \frac{2,2 \text{ мм}}{\sqrt{f/\text{кГц}}}. \quad (16.22)$$

На рис. 16.54 хорошо видно уменьшение глубины проникновения тока с ростом частоты. Поэтому имеет смысл использовать провод диаметром вдвое большим, чем глубина проникновения тока. Чтобы при этом не выходить за пределы расчетных сечений, используются высокочастотные провода (литцендрат) с изолированными друг от друга проводниками. Также оправдано применение достаточно тонких плоских кабелей и медной фольги.

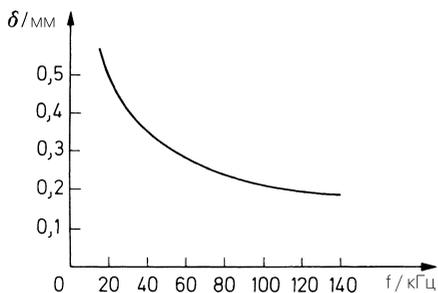


Рис. 16.54. Влияние скин-эффекта: зависимость глубины проникновения тока от частоты

Основные параметры ряда Ш-образных и С-образных сердечников из феррокскуба представлены в табл. 16.7. Оценки передаваемой мощности носят сугубо ориентировочный характер. Если сечение провода брать с большим запасом ради снижения потерь в меди, может оказаться необходимым перейти к следующему типоразмеру сердечника, чтобы обеспечить размещение в его окне требуемой обмотки. Фирма Intusoft (Thomatronik) предлагает программу *Magnetic Designer* для расчета и моделирования дросселей и трансформаторов.

Таблица 16.7. Сердечники для высокочастотных трансформаторов

Тип сердечника (длина стороны), мм	Мощность, передаваемая на частоте 20 кГц, Вт	Магнитное сечение (A_c), мм ²	Коэффициент индуктивности (A_L), мкГн
Ш35, С35	50	71	2,1
Ш41, С41	80	106	2,7
Ш52, С52	130	141	3,4
Ш70, С70	350	211	3,9

Характеристики сердечников, приведенные в таблице, соответствуют условиям:

- рекомендованная максимальная индукция: $\hat{B} = 200 \text{ мТ} = 2 \text{ кГс}$;
- индуктивность: $L = A_L \cdot w^2$.

16.7.4. Силовые ключи

Обсуждаемые далее подходы применимы к силовым ключам любых импульсных стабилизаторов. В качестве схемных элементов рассматриваются биполярные транзисторы и мощные МОП транзисторы. Применение тиристоров становится оправданным только при мощностях порядка нескольких киловатт, и потому здесь они не обсуждаются. Если рассматривать применение мощных транзисторов, оставаясь в области устойчивой работы, выясняется, что среди них практически нет таких, которые способны выдерживать нагрузку порядка 100 Вт при высоком напряжении. Однако имеется ряд исключений (рис. 16.55), когда речь идет об использовании транзисторов в качестве быстрых ключей. Как свидетельствует график на рисунке, допустимо кратковременно превышать мощность потерь и порог пробоя второго рода. В крайнем случае на несколько микросекунд можно одновременно допустить $U_{CE \text{ max}}$ и $I_{C \text{ max}}$. Таким способом удастся коммутировать несколько киловатт с помощью транзистора, чем и пользуются при построении регулируемых блоков питания. Графики построены для следующих значений мощности:

- мощность постоянного тока при $U_{CE} = 50 \text{ В}$: 50 Вт;
- мощность постоянного тока при $U_{CE} = 500 \text{ В}$: 5 Вт;
- импульсная мощность для 5 мкс при $U_{CE} = 500 \text{ В}$: 2500 Вт.

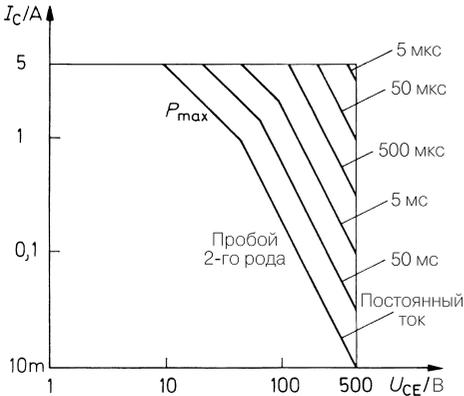


Рис. 16.55. Область устойчивой работы биполярного транзистора в режиме коммутации

Но есть еще один довод в пользу быстрого включения и выключения транзисторов: ключ только тогда работает без потерь, когда переходы из состояния проводимости в состояние запираения и обратно происходят мгновенно. В противном случае при каждой смене состояний возникают так называемые *потери коммутации*. Они растут вместе с длительностью переключения. Поскольку в каждой фазе перехода из одного состояния в другое процесс коммутации начинается снова, потери пропорциональны тактовой частоте переключений.

Кроме того, большинство импульсных стабилизаторов желательно эксплуатировать с малой длительностью включения $t_{вкл}$, чтобы даже при слабых токах нагрузки $I_a < I_{a\min}$ обеспечивалось надлежащее функционирование. Для этого надо быстро переключать транзистор и, следовательно, обойти трудности, связанные с длительным накоплением заряда у биполярных транзисторов с тем, чтобы предотвратить их насыщение в течение фазы проводимости ($U_{CE} > U_{CE\ sat}$). Обе ситуации показаны на рис. 16.56. Как видно, стоит ограничиться кратковременными перепадами напряжения в проводящем транзисторе, чтобы не попадать в режим накопления заряда.

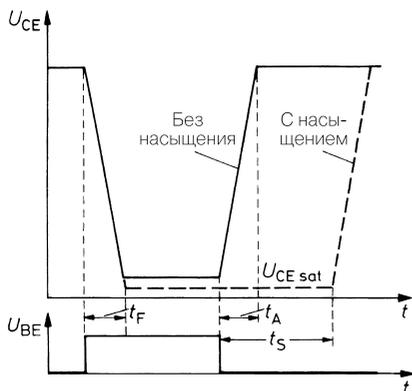


Рис. 16.56. Длительность переключений в биполярном транзисторе при наличии и в отсутствие насыщения

- t_F – длительность спада
- t_A – длительность нарастания
- t_S – интервал накопления

Принцип работы биполярного транзистора в режиме силового ключа показан на рис. 16.57. Транзистор включается с переходом ключа S в верхнее положение, вследствие чего через сопротивление резистора R_1 протекает значительный ток базы. Как результат, быстро нарастает коллекторный ток, что обеспечивает малую длительность спада напряжения на коллекторе.

Как только потенциал коллектора окажется ниже потенциала базы, открывшийся диод Шоттки не позволит транзистору перейти в состояние насыщения. Теперь большая часть тока, протекающего через резистор R_1 , отводится через диод к коллектору, а оставшийся ток базы устанавливается как раз на том уровне, который необходим транзистору в данной рабочей точке. Для запираания транзистора нужно не только отключить ток базы, но и изменить его направление с тем, чтобы избавиться от пространственного заряда, накопленного в области базы. Для быстрого протекания процесса нужен большой отрицательный ток базы. Его величина определяется сопротивлением резистора R_2 .

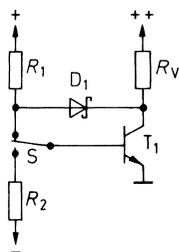


Рис. 16.57. Управление транзистором со стороны базы для быстрой коммутации

Возможная практическая реализация рассмотренной схемы представлена на рис. 16.58. Комплементарный эмиттерный повторитель на транзисторах T_2, T_3 выдает необходимый для транзистора T_1 ток базы I_B . Он ограничивается сопротивлением резистора R_B . Диод D_1 , препятствующий насыщению, гарантирует превышение коллекторного потенциала над базовым. К интегральным драйверам, основанным на этом принципе, относятся, например, UAA4002 и 4006 фирмы Thomson, способные обеспечить базовые токи до $\pm 1,5$ А.

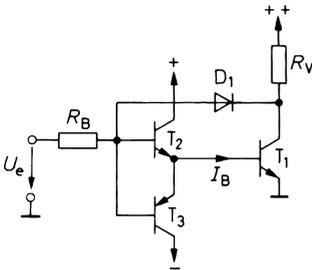


Рис. 16.58. Практическая реализация управления транзистором по базе

Токи базы становятся чрезмерно большими, если силовой ключ должен коммутировать большие токи. В этом случае следует использовать схему Дарлингтона (рис. 16.59). Впрочем, напряжение насыщения повышается при этом на величину $U_{BE1'}$. Для быстрого запираения важно, чтобы в схеме Дарлингтона присутствовал указанный на рисунке диод, способствующий рассасыванию пространственного заряда. В противном случае активное запираение транзистора T_1 окажется невозможным.

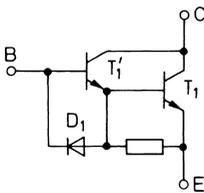


Рис. 16.59. Схема Дарлингтона с диодом для устранения пространственного заряда

Применение мощных МОП транзисторов в силовых ключах дает существенные преимущества: у них не возникает пробой второго рода и отсутствует эффект накопления, и они позволяют, по крайней мере, в 10 раз быстрее осуществлять включение и выключение, нежели сопоставимые биполярные транзисторы. Поэтому, несмотря на более высокую стоимость, их предпочитают использовать на частотах 50–100 кГц. Однако не стоит заблуждаться относительно легкости управления МОП транзисторами. Это можно увидеть на рис. 16.60. Пусть конденсаторы C_1 и C_2 обозначают паразитные емкости мощных МОП транзисторов. Если повысить напряжение затвора с 0 до 10 В, транзистор откроется, а потенциал стока упадет с 310 до 0 В. При этом изменение заряда в обоих конденсаторах составит:

$$\Delta Q = 500 \text{ пФ} \times 10 \text{ В} + 50 \text{ пФ} \times 310 \text{ В} = 5 \text{ нК} + 16 \text{ нК} = 21 \text{ нК}.$$

Чтобы потенциал затвора увеличился с 0 В до 310 В за 100 нс, требуется ток $I = 21 \text{ нК}/100 \text{ нс} = 210 \text{ мА}$. Следовательно, ток затвора оказывается того же порядка, что и базовый ток биполярного транзистора. Разница в том, что ток затвора протекает только в момент переключения. Поэтому для быстрого включения/выключения мощных МОП транзисторов необходимы низкоомные драйверы. На рис. 16.60 представлен комплементарный эмиттерный повторитель, а на рис. 16.61 – бестрансформаторный двухтактный каскад, обычно применяемый в логических ТТЛ-элементах. Их легче реализовать в виде монолитных изделий, поэтому их предпочитают в интегральных драйверах, например в SG3525–27 фирмы Silicon General. Управление мощными МОП транзисторами удобнее потому, что им не нужен вспомогательный источник отрицательного напряжения, как того требуют биполярные транзисторы.

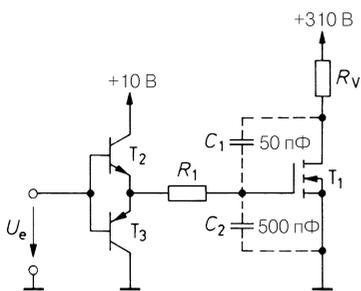


Рис. 16.60. Управление мощным МОП транзистором с помощью комплементарного эмиттерного повторителя

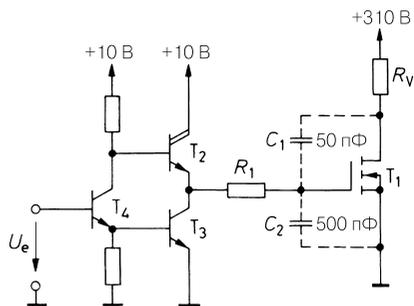


Рис. 16.61. Управление мощным МОП транзистором с помощью бестрансформаторного двухтактного каскада

16.7.5

Формирование переключающего сигнала

Переключающий сигнал для однотактного преобразователя генерируется с помощью широтно-импульсного модулятора, описанного в разделе 16.6.2. Однако для работы двухтактного преобразователя нужна пара поочередно активных широтно-модулированных выходных сигналов. Чтобы получить их, широтно-импульсный модулятор на рис. 16.37 дополняют бистабильным триггером и приходят к схеме, показанной на рис. 16.62. Переключение происходит при каждом отрицательном фронте пилообразного колебания и поочередно включает один из логических элементов И. Из временной зависимости сигнала, показанной на рис. 16.63, видно, что для получения полного тактового цикла на выходе требуются два периода пилообразного напряжения. Поэтому его частота должна быть вдвое выше, чем та, на которой работает высокочастотный трансформатор. Максимальная длительность замыкания на выходе не может превышать 50%. Для этого схемотехническими средствами исключается одновременное замыкание обоих силовых ключей.

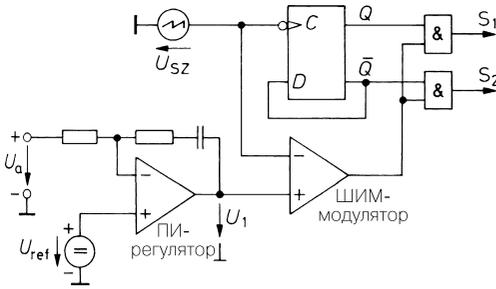


Рис. 16.62. Двухтактный широтно-импульсный модулятор

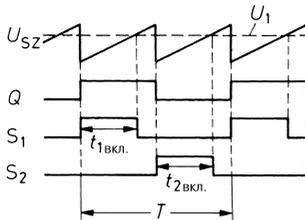


Рис. 16.63. Временные диаграммы сигналов

Развязка от сети в схеме управления представляет собой еще одну трудность управления блоками питания с первичной коммутацией (см. рис. 16.29). С одной стороны, эта схема должна отслеживать выходное напряжение, а с другой – выдавать сигналы переключения для силовых ключей, находящихся под потенциалом сети. Поэтому схема управления нуждается в гальванической развязке. Целесообразно вводить такую развязку либо по выходному сигналу регулятора (см. рис. 16.62), либо по сигналам переключения S_1 , S_2 . Для развязки по управляющему напряжению подходит оптрон (рис. 16.64). В этом случае регулятор оказывается подобным оптрону по нелинейности [16.8].

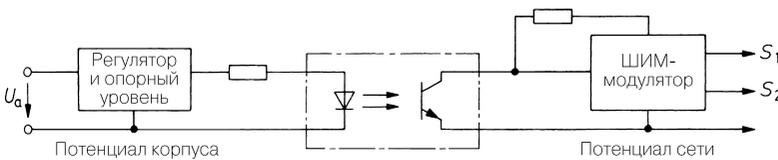


Рис. 16.64. Развязка сети с помощью оптрона для аналогового сигнала регулирования

Гальваническая развязка переключающих сигналов необходима, прежде всего, там, где оба силовых ключа находятся под разными потенциалами (см. рис. 16.52), и уже поэтому прямая связь с широтно-импульсным модулятором становится невозможной. Наряду с оптронами для разделения используются также импульсные трансформаторы. Недостаток оптронов состоит в том, что они не способны передавать мощность, необходимую силовым ключам. Это вынуждает прибегать к вспомогательным источникам питания, находящимся под потенциалом силового ключа [16.9]. Напротив, импульсные трансформаторы позволяют напрямую передавать управляющую мощ-

ность. Схема особенно упрощается при использовании мощных МОП транзисторов. Тогда импульсный трансформатор включается по схеме, приведенной на рис. 16.65 между драйвером и МОП транзистором [16.10]. Конденсатор связи устраняет протекание постоянного тока через первичную обмотку трансформатора. Однако не следует забывать, что амплитуда напряжения на затворе зависит от длительности замыкания ключа, ибо среднее арифметическое U_2 равно нулю. Этот эффект показан на рис. 16.66. Поэтому длительность замыкания ключа более 50% реализуется не без трудностей, но она требуется редко.

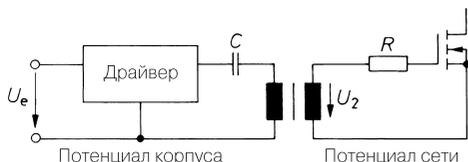


Рис. 16.65. Развязка сети посредством импульсного трансформатора

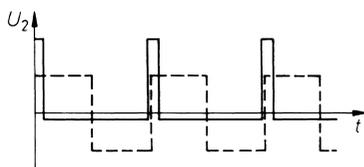


Рис. 16.66. Зависимость амплитуды импульса от длительности замыкания ключа

Когда силовой ключ на биполярном транзисторе управляется через импульсный трансформатор, необходимо, чтобы часть драйвера находилась под потенциалом транзистора. Он должен регулировать токи при замкнутом и разомкнутом ключе, а также препятствовать насыщению. Проще всего воспользоваться интегральными драйверами с разделением потенциалов. Ряд примеров приведен в табл. 16.8.

Таблица 16.8. Элементы управления для сетевых блоков питания с первичной коммутацией, PFC – Power Factor Correction – коррекция коэффициента мощности

Тип	Изготовитель	Чем управляется	Максимальная частота генератора, кГц	Выходной ток, А	Особенности
Элементы управления для однотактных преобразователей					
ICE2AS01	Infineon	Ток	100	±0,5	
TDA16822	Infineon	Ток	100	1,5	650 В, полевой транзистор
TDA16846	Infineon	Напряжение	200	±0,1	
LT1737	Linear Technology	Ток	200	±0,5	

Таблица 16.8. Элементы управления для сетевых блоков питания с первичным тактированием, PFC – Power Factor Correction – коррекция коэффициента мощности (окончание)

Тип	Изготовитель	Чем управляется	Максимальная частота генератора, кГц	Выходной ток, А	Особенности
Viper100	SGS-Thomson	Ток	100	1,5	650 В, полевой транзистор
TOP245	Power Int.	Напряжение	132	8	650 В, полевой транзистор
UCC3813	Texas Instruments	Ток/напряжение	1000	± 1	
UCC3571	Texas Instruments	Напряжение	700	$\pm 1,2$	Предварительное регулирование
Элементы управления для двухтактных преобразователей					
TDA16888	Infineon	Ток	200	$\pm 0,3$	PFC
UC3825	Texas Instruments	Ток/напряжение	1000	± 2	
UC3856	Texas Instruments	Ток/напряжение	1000	$\pm 1,5$	
UCC3808A	Texas Instruments	Ток	1000	$\pm 0,5$	Низкое потребление тока
UCC3895	Texas Instruments	Ток/напряжение	1000	$\pm 0,1$	

16.7.6

Анализ потерь

Существует три типа потерь, от которых зависит КПД импульсного стабилизатора. *Статические потери* обусловлены потерями в широтно-импульсном модуляторе и драйвере, а также потерями в замкнутом силовом ключе и выходном выпрямителе. Они не зависят от частоты коммутации. *Динамические потери* возникают в результате коммутации в силовых ключах и потерь намагничивания в высокочастотном трансформаторе и накопительном дросселе. Они приблизительно пропорциональны частоте коммутации. *Потери в меди* происходят в ВЧ трансформаторе и накопительном дросселе и возникают вследствие падения напряжения на омическом сопротивлении обмоток. Согласно (16.19) с ростом частоты требуется меньше витков, и потому эти потери обратно пропорциональны частоте.

Частотная зависимость потерь трех типов представлена на рис. 16.67. Практически используемый рабочий диапазон лежит в пределах от 20 до 200 кГц. Хотя на высоких частотах магнитные схемные элементы уменьшаются по весу и габаритам, динамические потери при этом увеличиваются в такой степени, что суммарные потери только нарастают.

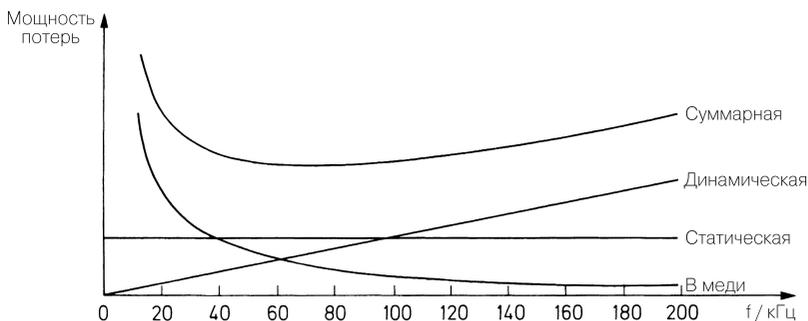


Рис. 16.67. Зависимость потерь в импульсном стабилизаторе от частоты

Выбросы напряжения при размыкании силовых ключей создают дополнительные трудности. Они возникают в результате выбросов напряжения на паразитных индуктивностях рассеяния высокочастотного трансформатора и монтажа схемы. Для их подавления необходимо выполнять монтаж силовой цепи предельно короткими проводниками. Тем не менее даже при малых паразитных индуктивностях при быстрой коммутации возникают сильные выбросы, о чем свидетельствует следующий численный пример:

$$U = L_{\text{параз}} \frac{\Delta I}{\Delta t} = 100 \text{ нГн} \frac{1 \text{ А}}{100 \text{ нс}} = 100 \text{ В.}$$

Чтобы не повредить силовой ключ, приходится вводить дополнительную демпфирующую цепь, порождающую дополнительные динамические потери [16.11].

16.7.7

Интегральные схемы управления

Перечень распространенных схем управления приведен в табл. 16.9. Схемные элементы для управления двухтактными преобразователями оснащены двумя поочередно переключаемыми выходами. Но они легко превращаются в однотактные, если один из выходов не используется. В случае, когда нежелательно ограничиваться 50-процентной длительностью замыкания ключа, можно задействовать оба выхода, соединив их логической связью с помощью элемента ИЛИ.

Драйверы со знаком \pm перед значениями выходных токов обладают двухтактным выходом, и потому в состоянии непосредственно управлять МОП транзисторами. У остальных микросхем на выходе имеется простой транзистор.

У импульсных стабилизаторов, управляемых током, пилообразное напряжение, необходимое для широтно-импульсного регулирования, формируется из тока, проте-

Таблица 16.9. Двухтактные МОП драйверы. *Low – Low side driver* – низковольтный драйвер; *High – high side driver* – высоковольтный драйвер; *Half – half side driver* – средневольтный драйвер

Тип	Изготовитель	Драйвер	Максимальный выходной ток, А	Рабочее напряжение, от/до, В	Скорость нарастания, В/нс	Максимальное напряжение изоляции, В
IR2121	Intern. Rect.	1 Low	$\pm 1,5$	12/18	–	
HIP2100	Intersil	1 Half	± 2	9/14	–	+100
HIP6610	Intersil	1 Half	± 2	5/12	–	+12
LM2775	National	1 Half	± 1	5	–	+35
TRS2819	Texas Instruments	1 Low	± 2	8/14	–	–
TRS2834	Texas Instruments	1 Half	± 2	4/15	–	+30
UC3707	Texas Instruments	2 Low	$\pm 1,5$	5/40	–	–
UCC37325	Texas Instruments	2 Low	± 4	4/15	–	–
С отделением потенциала						
HCPL316J	Aglient	1 High	± 2	15/30	15	± 1500
HCPL3120	Aglient	1 High	± 2	15/30	15	± 2500
IR2125	Intern. Rect.	1 High	± 1	12/18	50	+500
HIP2500	Intersil	1 Half	± 2	10/15	50	+500

кающего через силовой ключ. Благодаря этому ускоряется реакция на смену нагрузки и обеспечивается автоматическая коррекция симметрии в двухтактных схемах, а также моментально срабатывающее («динамическое») выключение для защиты от перегрузок по току.

Все широтно-импульсные модуляторы снабжены схемой «мягкого запуска», которая позволяет плавно выводить длительность замыкания на стационарное значение после включения электропитания схемы.

У всех драйверов предусмотрен контроль тока. Некоторые из них оснащены регулятором тока, предназначенным для слежения за постоянной составляющей выходного тока импульсного стабилизатора. Он работает параллельно с регулятором напряжения и снижает выходное напряжение, воздействуя на длительность замыкания ключа, в случае превышения максимально допустимого тока (*статическое ограничение тока*). В других микросхемах предусмотрено *динамическое ограничение тока*. Оно предназначено для слежения за мгновенным значением тока через силовой ключ и прерывания текущего цикла замыкания при чрезмерном токе.

Схема подавления импульсных помех, встроенная в большинство драйверов, блокирует многократное замыкание силового ключа в ходе одного цикла. Оно может про-

исходить, если относительно мощные импульсы, возникающие при замыкании и размыкании силового ключа, проникают в широтно-импульсный компаратор.

Блокировка сдвоенных импульсов надежно предотвращает появление двух последовательных импульсов для замыкания на одном и том же выходе элемента управления двухтактного преобразователя.

Литература

- [16.1] Koellner, R.: Netzteilberechnung in Basic. Funkschau 53 (1981) H. 6, S. 93–95.
- [16.2] Koch, E.: Integrierter Leistungs-Spannungsregler ist einstellbar und kurzschlußfest. Elektronik 26 (1977) H. 11, S. 71–73.
- [16.3] Widlar, R. J.: New Developments in IC Voltage Regulators. IEEE Journal of Solid-State Circuits 6 (1971) H. 1, S. 2–7.
- [16.4] Nelson, C. T.: Supermatched bipolar Transistors Improve DC and AC Designs. EDN 25 (1980) H. 1, S. 115–120.
- [16.5] McDermott, J.: Ultraprecision IC Voltage References Serve Varied Circuit Needs. EDN 26 (1981) H. 8, S. 61–74.
- [16.6] Knapp, R.: Selection Criteria Assist in Choice of Optimum Referene. EDN, 18. 2. 1988, H. 4, S. 183–192.
- [16.7] Kohlrausch, F.: Praktische Physik, Bd. 2. Stuttgart: Teubner 1968.
- [16.8] Schaltnetzteile mit Sipmos-Leistungstransistoren. Auszug aus den «Schaltbeispielen 1982/83» der Firma Siemens.
- [16.9] Power Mosfet Gate Drive Ideas. Application Bulletin 32 (1980) der Firma Hewlett-Packard.
- [16.10] A 300 Watt, 100 kHz, Off-line Switch Mode Power Supply. Application Note 977 (1980) der Firma Hewlett Packard.
- [16.11] Rischmüller, K.: Hochvolttransistoren als Chopper. Technische Information Nr. 40 der Firma Thomson.
- [16.12] Shaughnessy, W. J.: LC-Snubber Networks Cut Switcher Power Losses. EDN 25 (1980) H. 23, S. 175–180.
- [16.13] Wüstehube, J.: Schaltnetzteile. Grafenau: Expert 1982.

Глава 17

Аналоговые ключи и устройства выборки и хранения

Аналоговый ключ предназначен для включения и выключения непрерывного входного сигнала. Выходное напряжение должно предельно точно соответствовать входному при замкнутом ключе и быть равным нулю при разомкнутом. Основные свойства аналогового ключа характеризуются следующими параметрами:

- ослабление сигнала в положении «включено»;
- затухание в положении «выключено» (запирающий ток);
- диапазон аналогового напряжения;
- время срабатывания.

17.1

Устройство ключа

Существует несколько вариантов аналоговых ключей, отвечающих своему предназначению. Они представлены на рис. 17.1. в виде механических выключателей.

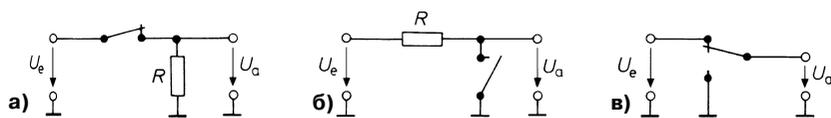


Рис. 17.1. а – последовательный ключ; б – закорачивающий ключ; в – переключатель на два положения

На рис. 17.1а показан последовательный ключ, у которого при замкнутых контактах $U_a = U_e$, а при их размыкании выходное напряжение сразу становится равным нулю. Однако так дело обстоит только в отсутствие нагрузки. При емкостной нагрузке благодаря наличию выходного сопротивления $r_a = R$ выходное напряжение снижается до нуля постепенно.

Закорачивающий ключ (рис. 17.1б) лишен этого недостатка, причем при разомкнутых контактах он характеризуется конечным выходным сопротивлением $r_a = R$.

Переключатель на два положения (рис. 17.1в) сочетает достоинства обоих ключей и отличается низким выходным сопротивлением в любом из состояний. Ослабление сигнала в положении «включено» невелико, затухание же в положении «выключено» является высоким. Однако нормально замкнутый выход в разомкнутом состоянии способен создавать помехи, например, если выходное напряжение запоминается конденсатором, как это имеет место в устройствах выборки и хранения (см. раздел 17.4). В этом случае добавляют ключ S_3 (рис. 17.2). Когда S_1 разомкнут, ключ S_2 закорачивает про-

сачивающийся через ключ S_1 входной сигнал вследствие паразитной емкости, но выход остается высокоомным благодаря размыканию ключа S_3 . Внешне такая схема ведет себя как последовательный ключ на рис. 17.1а, но отличается заметно более сильным затуханием в положении «выключено».

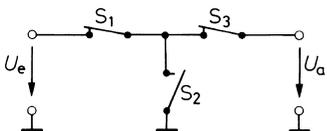


Рис. 17.2. Последовательный ключ с улучшенным затуханием

Расширение схемы на случай нескольких входов представлено на рис. 17.3, где в каждый момент замкнут лишь один из четырех ключей, так что выходное напряжение определяется напряжением на соответствующем входе. Такое устройство называют *аналоговым мультиплексором*.

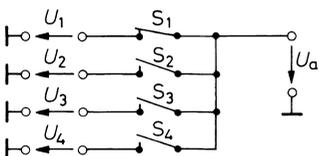


Рис. 17.3. Аналоговый мультиплексор–демультиплексор

Если его обратить, одно входное напряжение можно распределять по нескольким выходам. Устройство с такой функцией называют *аналоговым демультиплексором*. В разделе 8.2 уже рассматривались подобные устройства для цифровых сигналов.

17.2 Электронные ключи

Электронные ключи реализуются на диодах, полевых и биполярных транзисторах. Они существенно различаются своими свойствами и имеют свои достоинства и недостатки. Однако все они основаны на общей принципиальной схеме (рис. 17.4). Обычно применяется ТТЛ-совместимые управляющие сигналы, усиливаемые мощными электронными реле. Далее следует преобразователь уровня, вырабатывающий напряжение, необходимое для замыкания или размыкания ключа.



Рис. 17.4. Управление ключом

17.2.1

Ключ на полевом транзисторе

В разделе 3.1.3 уже было сказано, что при низком напряжении между стоком и истоком полевой транзистор ведет себя как омическое сопротивление, изменяемое на несколько порядков под воздействием напряжения между затвором и истоком U_{GS} , и потому хорошо подходит на роль ключа. Пример применения полевого транзистора в качестве последовательного ключа показан на рис. 17.5. Он характеризуется следующими выражениями:

$$U_{St\text{ вкл}} = U_e,$$

$$U_{St\text{ выкл}} \leq \begin{cases} U_p & \text{при } U_e > 0, \\ U_p + U_{e\text{ min}} & \text{при } U_e < 0. \end{cases}$$

При положительном входном напряжении транзистор закрыт, если $U_{St} \leq U_p$. При отрицательном управляющее напряжение должно быть ниже входного напряжения по крайней мере на $|U_p|$.

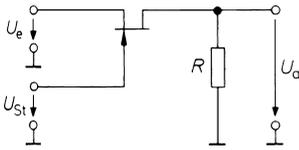


Рис. 17.5. Последовательный ключ на полевом транзисторе

Открытое состояние полевого транзистора поддерживается при U_{GS} , равном нулю. Не так-то просто выполнить это условие, ибо потенциал истока не фиксируется. Удобный способ показан на рис. 17.6, для которого

$$U_{St\text{ вкл}} = U_{e\text{ max}},$$

$$U_{St\text{ выкл}} \leq \begin{cases} U_p & \text{при } U_e > 0, \\ U_p + U_{e\text{ min}} & \text{при } U_e < 0. \end{cases}$$

При U_{St} выше положительного входного напряжения диод D заперт, что и дает требуемое $U_{GS} = 0$.

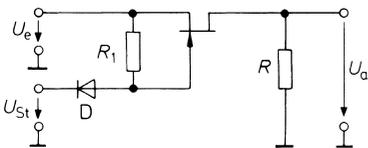


Рис. 17.6. Простое улучшение ключа

При достаточном отрицательном управляющем напряжении диод D проводит ток, а полевой транзистор запирается. В таком режиме в цепи управляющего тока через сопротивление резистора R_1 протекает ток от источника входного напряжения. Обычно это не вызывает трудностей, так как в данной ситуации выходное напряжение и без

того уже равно нулю. Трудности возникают лишь при подаче входного напряжения через конденсатор, так как он приобретает отрицательный заряд при закрытом диоде.

Применение МОП транзистора в качестве ключа устраняет этот эффект. *N*-канальный МОП транзистор становится проводящим при подаче управляющего напряжения, более положительного, чем положительное входное напряжение, при котором еще отсутствует ток перехода затвор–канал. Следовательно, можно избавиться от диода *D* и резистора *R₁*. Чтобы обеспечить работу выключателя во всем диапазоне входных напряжений, между землей и рабочим напряжением вместо одиночного МОП транзистора используют КМОП выключатель, который состоит из двух комплементарных МОП транзисторов и подключается параллельно с помощью логического элемента «НЕ» (рис. 17.7). В этом случае:

$$U_{St\ вкл} = V^+,$$

$$U_{St\ выкл} = 0\text{ В.}$$

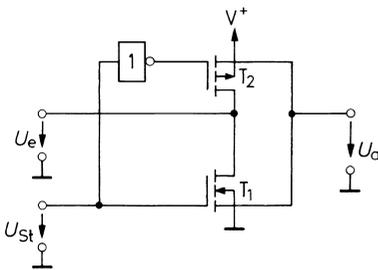


Рис. 17.7. Последовательный КМОП ключ

Чтобы открыть ключ, к затвору *n*-канального МОП транзистора *T₁* прикладывается потенциал *V⁺*, а затвор *p*-канального МОП транзистора *T₂* соединяется с землей. При средних входных напряжениях *U_e* проводят оба МОП транзистора. С увеличением входного напряжения в сторону более высоких положительных значений *U_{GS1}* убывает, из-за чего *T₁* становится высокоомным, но это не вредит, так как одновременно растет модуль *U_{GS2}*, и *T₂* становится более низкоомным. При малых входных напряжениях все происходит наоборот. Этот процесс отображен на рис. 17.8. Как видно, входное напряжение способно принимать любое значение от 0 до *V⁺*.

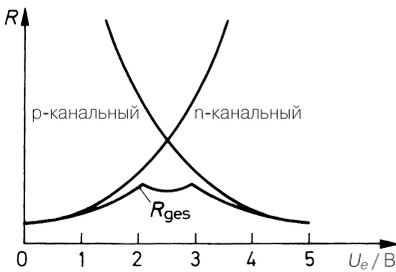


Рис. 17.8. Зависимость сопротивлений МОП транзисторов от входного напряжения при $U_{St} = U_{St\ вкл} = V^+ = 5\text{ В}$

В случае стандартных КМОП ключей как управляющее напряжение, так и аналоговый сигнал не должны выходить за указанный диапазон, иначе ключ может пострадать от эффекта «защелки» (состояния Latch-Up). В подобной ситуации один из

канальных диодов подложки становится проводящим и в подложку текут заряды, что может привести к запуску паразитного тиристора (см. рис. 3.21) и, как следствие, закорачиванию питающего напряжения. Если невозможно гарантировать работу только в пределах безопасного диапазона входных напряжений, необходимо ограничить силу тока, включив гасящий резистор [17.1].

Во избежание подобных трудностей большинство интегральных КМОП ключей либо оснащается дополнительными защитными структурами, ограничивающими ток, либо изготавливается в диэлектрической изоляции [17.2]. Здесь изолятором служит не *p-n*-переход к подложке, а оксидный слой. Благодаря этим мерам схемные элементы по КМОП технологии свободны от эффекта «защелки», но достигается это ценой заметного удорожания процесса изготовления таких приборов.

Параметры распространенных типов КМОП ключей и мультиплексоров приведены в табл. 17.1 и 17.2. Существуют и другие конфигурации, имеющие численные параметры, близкие к указанным в таблице. Приборы типа 74НС являются обычными КМОП элементами весьма низкой стоимости, но они подвержены эффекту «защелки» и отличаются ограниченностью диапазона входных напряжений. У остальных типов имеется защита от такого эффекта, чем гарантируется их надежное функционирование. Указанные в таблицах изготовители предлагают также множество других типов, из которых приведено лишь несколько образцов.

Таблица 17.1. Параметры аналоговых ключей, выполненных по технологии КМОП

Тип	Изготовитель	Функция	Сопротивление включения, Ом	Диапазон входных напряжений, В	Мощность потерь, мкВт	Время включения, нс	Память данных
Без преобразования уровня, незащищенные							
74НС4016	Philips	4 × вкл.	65	0...12	10	10	нет
74НС4053	Philips	3 × переключ.	60	0...12	10	20	нет
74НС4066	Philips	4 × вкл.	35	0...12	10	20	нет
МАХ4522	Maxim	4 × вкл.	60	0...12	10	10	нет
SD5000	Siliconix	4 × вкл.	30	±10	10	1	нет
Быстродействующие (≤ 100 нс)							
HI201HS	Harris	4 × ВЫКЛ.	30	±15	120000	30	нет
74НС4316	Philips	4 × вкл.	650	±5	10	20	нет
DG611	Siliconix	4 × ВЫКЛ.	18	±5	20	15	нет
Малая мощность потерь (≤ 100 мкВт), низкое внутреннее сопротивление (≤ 100 Ом)							
ADG511	Analog Devices	4 × ВЫКЛ.	30	±20	20	200	нет
DG403	Harris	2 × переключ.	30	±15	20	150	нет
DG411	Harris	4 × вкл.	30	±15	30	150	нет

Таблица 17.1. Параметры аналоговых ключей, выполненных по технологии КМОП (окончание)

Тип	Изготовитель	Функция	Сопротивление включения, Ом	Диапазон входных напряжений, В	Мощность потерь, мкВт	Время включения, нс	Память данных
LT221	Linear Technology	4×выкл.	70	±15	10	250	да
MAX351	Maxim	4×выкл.	22	±15	35	150	нет
DG405	Siliconix	4×вкл.	20	±15	10	100	нет
Низкое внутреннее сопротивление (≤ 100 Ом)							
ADG211	Analog Devices	4×выкл.	60	±15	10	200	да
ADG333	Analog Devices	4×переключ.	20	±15	1	150	нет
ADG451	Analog Devices	4×вкл.	5	±15	20	60	нет
MAX4602	Maxim	4×вкл.	2	±15	1	180	нет
CDG271	Siliconix	4×выкл.	32	±15	150000	50	нет
Высоковольтные ($\geq \pm 30$ В)							
HV348	Supertex	2×выкл.	35	±50	10000	500	нет
Высокое заграждающее затухание (≥ 40 дБ при 100 МГц)							
HI222	Harris	2×вкл.	35	±15	75000	90	нет
MAX4545	Maxim	2×вкл.	50	±5	1	100	нет
DG540	Siliconix	4×вкл.	30	±6	60000	30	нет

Таблица 17.2. Параметры аналоговых мультиплексоров, выполненных по технологии КМОП

Тип	Изготовитель	Функция	Сопротивление включения, Ом	Диапазон входных напряжений, В	Мощность потерь, мкВт	Время включения, нс	Память данных
Быстродействующие (≤ 100 нс), незащищенные							
74HC4051	Philips	1×8	60	±5	10	20	нет
74HC4052	Philips	2×4	60	±5	10	20	нет
74HC4053	Philips	3×2	60	±5	10	20	нет
Малая мощность потерь (≤ 100 мкВт)							
DG406	Maxim	1 г 16	80	±15	20	200	нет
DG408	Maxim	1×8	80	±15	20	200	нет

Таблица 17.2. Параметры аналоговых мультиплексоров, выполненных по технологии КМОП (окончание)

Тип	Изготовитель	Функция	Сопротивление включения, Ом	Диапазон входных напряжений, В	Мощность потерь, мкВт	Время включения, нс	Память данных
DG485	Siliconix	1×8	55	±15	20	160	да
Защита от высокого напряжения по входу ($\geq \pm 30$ В)							
MAX378	Maxim	1×8	2	±15	2000	300	нет
DG458	Harris	1×8	80	±15	5000	200	нет
Высоковольтные (± 30 В)							
HV22816	Supertex	1×8	22	±80	2	4000	да
Высокое заграждающее затухание (≥ 40 дБ при 100 МГц)							
MAX310	Maxim	1×8	150	±12	1000	300	нет
DG536	Siliconix	1×16	55	0...10	75	200	да
DG538	Siliconix	2×4	45	±6	10000	200	да
Стандартные типы							
ADG408	Analog Devices	1×8	80	±15	2000	200	нет
ADG526	Analog Devices	1×16	280	±15	10000	200	да
DG408	Harris	1×8	80	±15	7000	200	нет
MAX308	Maxim	1×8	60	±15	300	200	нет

При комнатной температуре обратный ток ключей составляет 0,1–1 нА. Он удваивается при повышении температуры на 10 ° и может достигать 100 нА.

17.2.2

Ключи с использованием диодов

Диоды могут использоваться в качестве ключей благодаря высокому обратному и низкому прямому сопротивлениям. Если к схеме на рис. 17.9 приложено положительное управляющее напряжение, диоды D_5 и D_6 заперты, а постоянный ток I протекает через обе ветви D_1, D_4 и D_2, D_3 от одного источника тока к другому. В результате устанавливаются потенциалы

$$V_1 = U_e + U_{D_1}, \quad V_2 = U_e - U_{D_2},$$

а выходное напряжение составляет

$$U_a = V_1 - U_{D_4} = V_2 + U_{D_3} = U_e$$

при равенстве напряжений в прямом направлении. Если они не равны, возникает напряжение смещения.

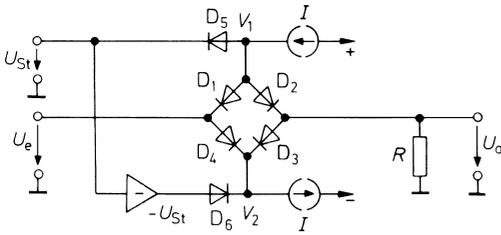


Рис. 17.9. Диодный последовательный ключ

При отрицательном управляющем напряжении диоды D_5 и D_6 открыты, а диодный мост заперт, чем обеспечивается двойное разделение выхода от входа и установление неизменного потенциала посередине между ними. Здесь получается аналоговый ключ с высоким затуханием в положении «выключено» по типу схемы, представленной на рис. 17.2.

Описанный принцип действия позволяет снизить время коммутации до 1 нс, если воспользоваться быстродействующими диодами [17.2]. К ним относятся, например, диодная матрица CA3019 фирмы RCA или сборка из четырех диодов Шоттки 5082–2813 фирмы Hewlett Packard.

Разумеется, быстрая коммутация предполагает быстро изменяющийся сигнал управления. Подходящая схема управления представлена на рис. 17.10. Она образована мостом из четырех источников постоянного тока $T_1–T_4$. Оба верхних источника включены навстречу сигналу управления. Если T_1 открыт, ток величиной I протекает через диодный мост и делает его проводящим. Мост запирается при включении T_2 . Чтобы воспрепятствовать переходу источников тока T_2 и T_3 в состояние насыщения, обратные

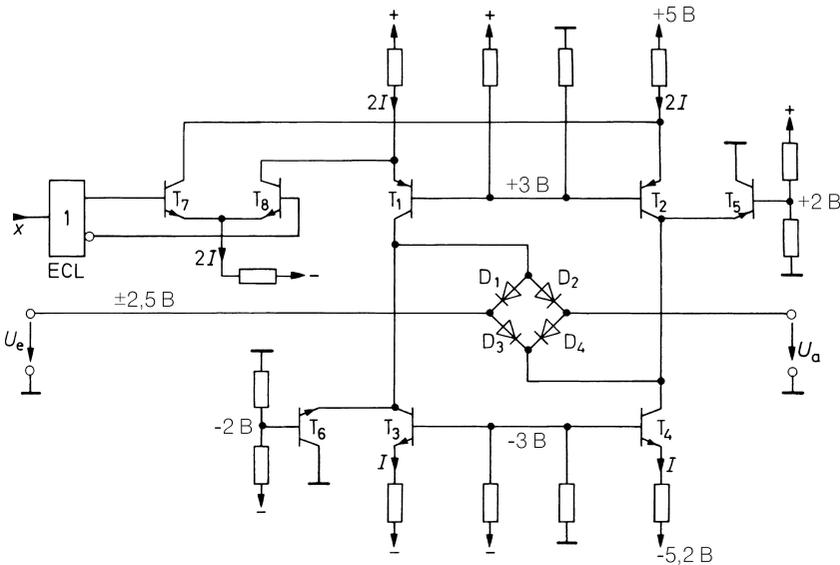


Рис. 17.10. Диодный мост с быстродействующей схемой управления и использованием микросхемы типа AD1315 фирмы Analog Devices

напряжения ограничиваются с помощью транзисторов T_5 и T_6 на уровне $\pm 2,7$ В. Одновременно они создают возможность низкоомного управления диодным мостом в режиме запираания с тем, чтобы обеспечить сильное затухание.

Амплитуда аналогового сигнала должна быть меньше максимального управляющего напряжения, поступающего на диодный мост. При указанных на схеме номиналах оно удерживается в пределах $\pm 2,7$ В посредством транзисторов T_5 и T_6 . Более высокие напряжения не следует обрабатывать с помощью скоростных ключей, потому что большинство схемных элементов с повышенным обратным напряжением обладает плохими высокочастотными характеристиками.

17.2.3

Ключи на биполярных транзисторах

Оценим возможность использования биполярного транзистора в качестве ключа, рассмотрим семейство его характеристик вблизи нулевой точки. Они представлены на рис. 17.11 и построены для малых положительных и отрицательных напряжений между коллектором и эмиттером транзистора.

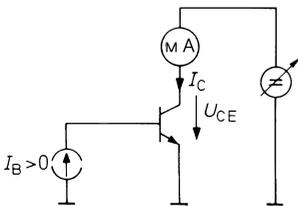
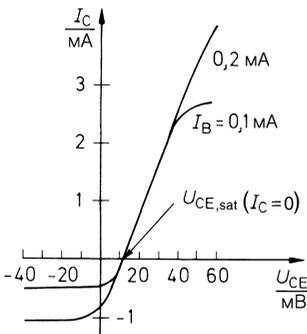


Рис. 17.11. Полное семейство выходных характеристик схемы с общим эмиттером и соответствующая схема измерения

Знакомое по рис. 2.3 семейство выходных характеристик находится в первом квадранте. Сделав напряжение U_{CE} отрицательным без изменения тока базы, получим характеристики в третьем квадранте. Такая противоположная полярность напряжения питания транзистора существенно снижает его усиление по току, которое составляет около $1/30 \beta$. При такой полярности максимально допустимое напряжение на переходе коллектор–эмиттер равно обратному напряжению на переходе база–коллектор U_{EB0} . Это объясняется тем, что в таком режиме переход база–коллектор становится проводящим, а база–эмиттер закрыт. Этот режим называют инверсным, а соответствующее уси-

ление – инверсным усилением по току β_i . Ток коллектора проходит через нуль при напряжении на переходе коллектор–эмиттер от 10 до 50 мВ. Это напряжение смещения резко возрастает при токе базы более нескольких миллиампер, но при малых базовых токах остается постоянным в широком диапазоне их изменения.

Напряжение смещения может быть существенно понижено, если выполнить схему так, чтобы при переходе выходного тока через нуль менялась проводимость транзистора. Для этого меняют местами коллектор и эмиттер и получают семейство выходных характеристик, представленное на рис. 17.12. Если теперь измерить напряжение U_{CE} транзистора с учетом знака, при больших выходных токах получим практически ту же зависимость, что и в стандартном режиме (см. рис. 17.11). Причина состоит в том, что ток эмиттера, используемый здесь в качестве выходного, практически равен коллекторному току.

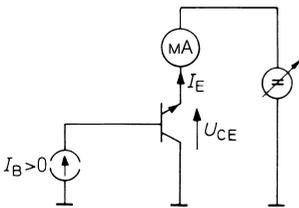
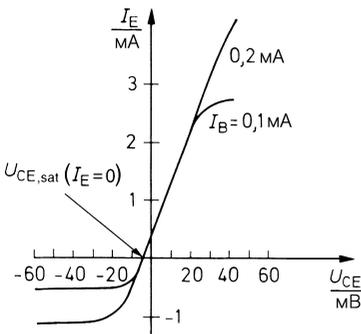


Рис. 17.12. Полное семейство выходных характеристик схемы с заменой эмиттера на коллектор и соответствующая схема измерения

Однако около нулевой точки имеет место существенное отличие, связанное с тем, что в этой области уже нельзя пренебрегать током базы по сравнению с выходным током. При нулевом выходном токе в стандартном режиме эмиттерный ток равен току базы, то есть отличен от нуля, и на выходе появляется указанное выше напряжение смещения от 10 до 50 мВ. Напротив, если выходной ток выставить на нуль после перемены местами эмиттера и коллектора, именно коллекторный ток сравняется с током базы, и, следовательно, промежуток коллектор–эмиттер окажется открытым (инверсный режим). Как уже говорилось в разделе 2.3.1 о напряжении насыщения, возникающее при этом напряжение смещения в десять раз меньше, чем в стандартном режиме, хотя и остается положительным, так как в схеме на рис. 17.12 имеет место $U_a = -U_{CE}$. Типичное значение лежит в пределах от 1 до 5 мВ. Поэтому целесообразно применять транзисторные ключи с перестановкой эмиттера и коллектора. Если поддерживать слабый эмиттерный ток, транзистор практически всегда работает в инверсном режиме.

Короткозамыкающий ключ

Возможность применения транзистора в качестве короткозамыкающего ключа демонстрируется на схемах рис. 17.13, 17.14, где он работает в стандартном и инверсном режимах соответственно. Чтобы обеспечить низкое сопротивление транзистора, ток базы поддерживается на миллиамперном уровне. Коллекторный и эмиттерный токи не должны существенно превышать это значение с тем, чтобы напряжение смещения оставалось низким.

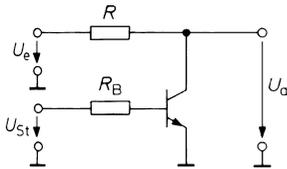


Рис. 17.13. Биполярный транзистор в качестве короткозамыкающего ключа

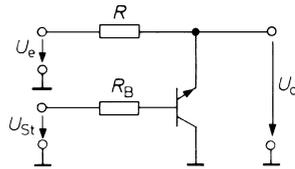


Рис. 17.14. Короткозамыкающий ключ в инверсном режиме

Последовательный ключ

Использование биполярного транзистора в качестве последовательного ключа иллюстрирует рис. 17.15. Отрицательное управляющее напряжение запирает транзистор. Оно должно быть более отрицательным, чем входное отрицательное напряжение. Последнее ограничивается требованием использовать управляющее напряжение не ниже $-U_{EBO} \approx -6$ В.

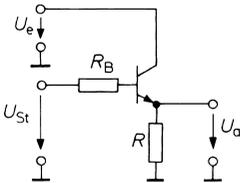


Рис. 17.15. Эмиттерный повторитель в режиме перегрузки в качестве последовательного ключа

Чтобы открыть транзистор, надо приложить управляющее напряжение, которое было бы на $\Delta U = I_B R_B$ более положительно относительно входного напряжения. При этом условии коллекторно-базовый переход открывается, и транзистор работает как ключ в инверсном режиме. Недостаток этого варианта заключается в том, что ток базы течет в источник входного напряжения, и во избежание заметных погрешностей его внутреннее сопротивление должно быть весьма низким.

Если это требование соблюдается, схема особенно удобна при положительных входных напряжениях, ибо в состоянии «включено» эмиттерный ток положителен, а это снижает напряжение смещения. Как видно из рис. 17.12, при определенном токе эмиттера оно даже проходит через нуль. Считается, что в этом режиме схема работает как эмиттерный повторитель с перегрузкой. При управляющих напряжениях, находящихся в пределах от нуля до U_e она функционирует как эмиттерный повторитель для U_{st} . Эта ситуация характеризуется передаточной характеристикой для положительных входных напряжений, представленной на рис. 17.16.

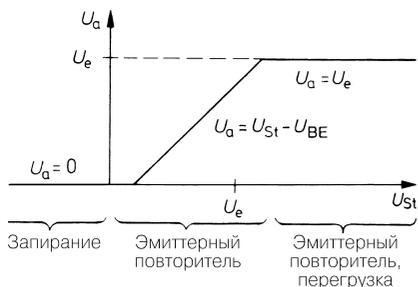


Рис. 17.16. Передаточная характеристика для положительных входных напряжений

Последовательный короткозамыкающий ключ

Если сочетать эмиттерный повторитель с перегрузкой (см. рис. 17.15) с короткозамыкающим ключом (см. рис. 17.14), получим последовательный короткозамыкающий ключ, у которого оба рабочих положения характеризуются низким напряжением смещения. Недостаток такого ключа состоит в том, что ему требуется два комплементарных управляющих напряжения. Однако управление упрощается, если по образцу схемы на рис. 17.17 воспользоваться комплементарным эмиттерным повторителем с перегрузкой в обоих направлениях. Для этого надо выбрать $U_{St\max} > U_e$ и $U_{St\min} < 0$. Благодаря малому выходному сопротивлению становится возможным быстрое переключение выходного напряжения от нуля до U_e . Практическое применение эмиттерного повторителя с перегрузкой в качестве аналогового ключа уже рассматривалось на примере генератора функций (см. рис. 14.35).

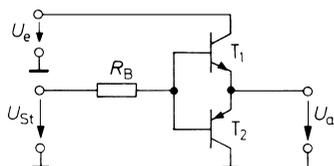


Рис. 17.17. Последовательный короткозамыкающий ключ

17.2.4

Дифференциальный усилитель в качестве ключа

Усиление дифференциального усилителя пропорционально крутизне, а та, в свою очередь, пропорциональна коллекторному току. Следовательно, при выключении коллекторного тока дифференциальное усиление сводится к нулю. На рис. 17.18 показано, как можно воспользоваться этим свойством для построения аналогового ключа. Выходное напряжение составляет:

$$U_a = \begin{cases} 0 & \text{при } U_{St} = 1\text{В}, \\ SR_C U_e & \text{при } U_{St} = -1\text{В}. \end{cases}$$

При отрицательном управляющем напряжении диод D заперт, и в дифференциальном усилителе течет эмиттерный ток $I_k = I$. Когда выходное напряжение между выходами понижается, получаем:

$$U_a = SR_C U_e = \frac{I_C}{U_T} R_C U_e = \frac{1}{2U_T} I_k R_C U_e.$$

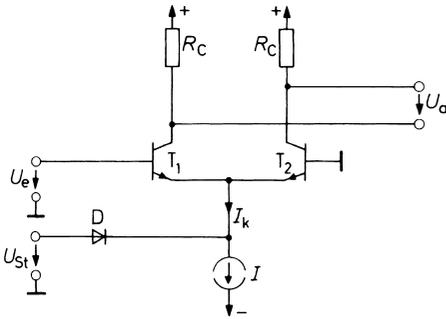


Рис. 17.18. Принцип действия дифференциального усилителя в качестве ключа

При положительном управляющем напряжении диод D отпирается, и транзисторы запираются: $I_k = 0$. Несмотря на повышение обоих выходных потенциалов до V^+ , рассматриваемая разность выходных напряжений U_a остается равной нулю.

На рис. 17.19 представлена реализация описанного принципа построения аналогового ключа для нижних частот. Пока входное напряжение $U_D = 0$, управляющий ток равномерно распределяется между обоими транзисторами дифференциального усилителя, и во всех токовых зеркалах протекает ток I , а выходной ток равен нулю. С появлением положительного входного напряжения коллекторный ток транзистора T_2 возрастает на величину $\Delta I = 1/2 S U_D$, и на такую же величину убывает ток транзистора T_1 , так что выходной ток получается равным:

$$I_a = 2\Delta I = S U_D = \frac{I_C}{U_T} U_D = \frac{I_{St}}{2U_T} U_D.$$

Если управляющий ток равен нулю, все транзисторы закрыты, и выходной ток также падает до нуля:

$$I_a = \begin{cases} 0 & \text{при } I_{St} = 0, \\ I_{St} \frac{U_D}{2U_T} & \text{при } I_{St} > 0. \end{cases}$$

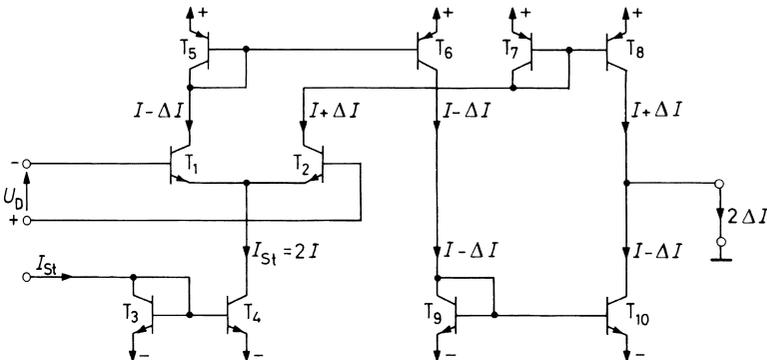


Рис. 17.19. Усилитель тока, управляемый напряжением, в качестве ключа

Усилители, действующие по принципу, показанному на рис. 17.19, в силу их высокого выходного сопротивления относятся к операционным VC-усилителям (см. раздел 5.3) или к «усилителям крутизны» и выпускаются в интегральном исполнении (например, микросхемы фирмы Harris CA3060 и CA3280). При неизменном управляющем токе они работают как обычные операционные усилители, а также используются в качестве аналоговых мультиплексоров [17.3], если управляющий ток пропорционален некоему второму входному напряжению.

Рис. 17.20 иллюстрирует возможность построения высокочастотного ключа на основе схемы, представленной на рис. 17.18. Здесь пара дифференциальных усилителей T_1, T_2 и T_3, T_4 работает с общим коллекторным резистором R_1 , однако в каждый момент времени функционирует лишь один из них: при положительном управляющем напряжении ток I течет в левый дифференциальный усилитель, а при отрицательном – в правый. Преимущество по сравнению со схемой, приведенной на рис. 17.18, состоит в том, что выходные потенциалы обоих ключей остаются неизменными.

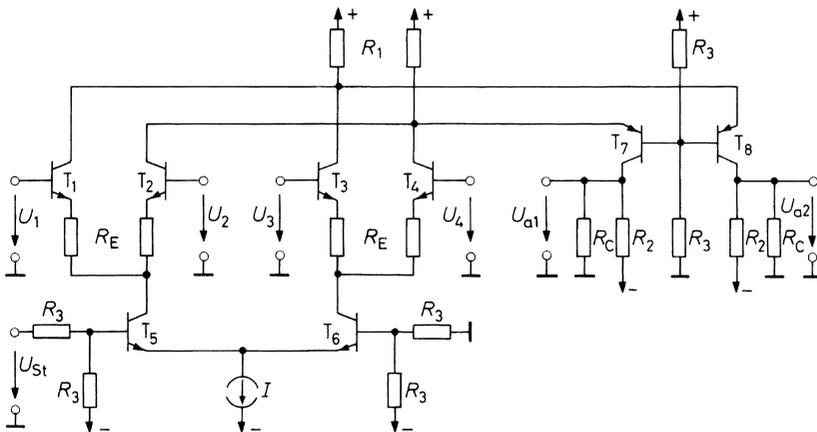


Рис. 17.20. Широкополосный мультиплексор

Для такого мультиплексора справедливо:

$$U_{a1} = -U_{a2} = \begin{cases} A(U_1 - U_2) & \text{при } U_{st} = 1\text{В,} \\ A(U_3 - U_4) & \text{при } U_{st} = -1\text{В.} \end{cases}$$

$$A = \frac{1}{2} S_{red} (R_C \parallel R_2), \text{ где } S_{red} = S / (1 + SR_E)$$

Следовательно, становится доступным ключ для переключения с одного входного напряжения $U_{e1} = U_1 - U_2$ на второе входное напряжение $U_{e2} = U_3 - U_4$. Соединяя соответствующие входы так, чтобы $U_3 = U_2$ и $U_4 = U_1$, получим $U_{e2} = -U_{e1}$, что соответствует переключателю полярности.

Подобно дифференциальному усилителю на комплементарных каскодных схемах (см. рис. 5.25), при соответствующих параметрах устройства оно превращается

в широкополосный усилитель. Для этого используются резисторы обратной связи по току R_E и каскодная схема T_7, T_8 . Правильный выбор параметров обеспечивает получение полосы пропускания шириной более 100 МГц, благодаря чему схема находит применение в технике связи как модулятор, демодулятор или фазовый детектор, а также используется в широкополосных осциллографах для переключения каналов.

Примером микросхем, работающих по такому принципу, служат приборы LT1193 фирмы Linear Technology, ОРА678 фирмы Burr Brown, CLC532 фирмы Comlinear или AD539 фирмы Analog Devices, отличающиеся широкополосностью, или прецизионная интегральная схема AD630 (Analog Devices) [17.4].

17.3

Аналоговые ключи с усилителями

Сочетание аналогового ключа с операционным усилителем дает устройство с особыми свойствами. В дальнейшем изложении ключ как таковой будет представлен только в виде символа. Для практической реализации лучше всего подходят КМОП ключи, перечисленные в табл. 17.1 и 17.2.

17.3.1

Высоковольтные аналоговые ключи

Операционный усилитель в схеме, представленной на рис. 17.21, функционирует как фазоинверсный. При разомкнутом ключе напряжение на нем ограничивается диапазоном $\pm 0,7$ В благодаря диодам D_1 и D_2 . Когда ключ замкнут, оба вывода находятся под потенциалом земли, так как подключены к точке суммирования. В этом случае схема функционирует как фазоинверсный усилитель. Диоды не влияют на этот режим, ибо падение напряжения на них практически отсутствует. С помощью резисторов R_1 и R_2 коэффициент усиления схемы может быть установлен так, чтобы операционный усилитель не перегружался даже при предельно высоком входном напряжении. Выходное напряжение составляет:

$$U_a = \begin{cases} 0 \\ -\frac{U_e R_2}{R_1 + r_{DS\text{вкл}}} \end{cases}$$

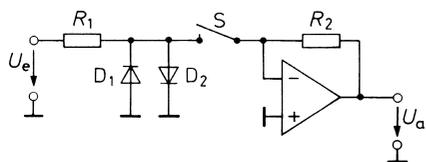


Рис. 17.21. Коммутация высокого напряжения посредством низкого управляющего напряжения

Еще один способ, с помощью которого можно коммутировать высокое напряжение, показан на рис. 17.22, где операционный усилитель также применяется в качестве фазоинверсного. Достоинство схемы состоит в том, что ключ входит в цепь отрицательной

обратной связи, и потому его сопротивление в состоянии «включено» не влияет на коэффициент усиления. Однако при этом здесь требуется ключ, диапазон аналоговых напряжений которого совпадает с пределами изменения напряжения на выходе операционного усилителя. При переключении ключа выход оказывается связан с точкой суммирования через R_2 , то есть находится под нулевым потенциалом:

$$U_a = \begin{cases} 0 \\ -\frac{U_e R_2}{R_1} \end{cases}$$

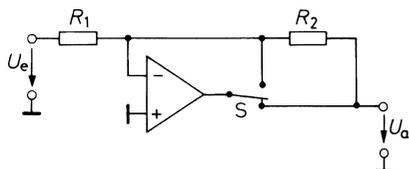


Рис. 17.22. Коммутация высоких напряжений с высокой точностью

17.3.2

Усилители с переключаемым коэффициентом усиления

Схема, представленная на рис. 17.23, позволяет переключать коэффициент усиления электрометрического усилителя посредством аналогового мультиплексора. При надлежащей настройке делителя напряжения R_1 , R_2 замыкание того или иного ключа мультиплексора приводит к установке соответствующего коэффициента усиления $A \geq 1$. В этой схеме особенно интересно то, что через ключи аналогового мультиплексора ток не течет, и потому их сопротивления в состоянии «включено» не влияют на выходное напряжение. По этому принципу действует интегральный усилитель AD526 фирмы Analog Devices с переключением усиления от 1 до 16. Выходное напряжение составляет:

$$U_a = \frac{1+R_2}{R_1} U_e$$

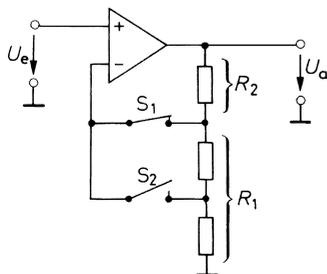


Рис. 17.23. Электрометрический усилитель с переключаемым усилением

В схеме, представленной на рис. 17.24, ключ S позволяет изменять знак коэффициента усиления. Когда ключ находится в нижнем по схеме положении, устройство работает как инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления $A = -1$. Выходное напряжение составляет:

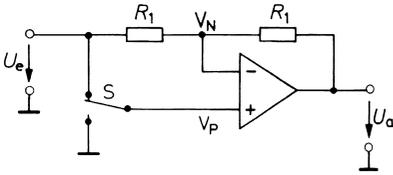


Рис. 17.24. Инвертирующий/неинвертирующий усилитель

$$U_a = \begin{cases} U_e & \text{при } S \text{ в верхнем положении,} \\ -U_e & \text{при } S \text{ в нижнем положении.} \end{cases}$$

В верхнем положении ключа $V_p = U_e$, благодаря чему выходное напряжение устанавливается таким, что на R_1 отсутствует падение напряжения. Это отвечает ситуации, когда $U_a = U_e$, и схема работает как неинвертирующий усилитель. Она родственна схеме биполярного устройства для установки коэффициентов (см. рис. 11.5).

17.4

Устройства выборки и хранения

Устройства выборки и хранения (S/H – Sample and Hold) получили широкое распространение в вычислительной и компьютерной технике.

17.4.1

Основные положения

Выходное напряжение устройства выборки и хранения (УВХ) во включенном состоянии должно повторять входное напряжение, так что в этом режиме оно ведет себя как аналоговый ключ. Однако при выключении выходное напряжение должно запоминаться, а не спадать сразу до нуля. За эту особенность УВХ называют также схемой слежения и запоминания.

Принцип действия УВХ представлен на рис. 17.25. Главным его элементом служит накопительный конденсатор C , функционирующий в качестве запоминающего устройства. При замкнутом ключе S происходит заряд конденсатора до уровня входного напряжения. Чтобы не нагружать источник входного напряжения, используется преобразователь полного сопротивления. В рассматриваемой схеме он реализован в виде повторителя напряжения OV1 и должен выдавать большой выходной ток для быстрой перезарядки накопительного конденсатора.

При разомкнутом ключе S напряжение на конденсаторе C должно оставаться неизменным как можно дольше. Для этого подключен второй повторитель напряжения

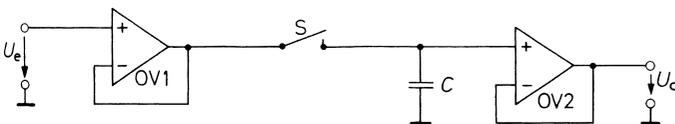


Рис. 17.25. Схема УВХ

OV2, устраняющий влияние нагрузки на конденсатор. Кроме того, ключ должен иметь высокое сопротивление в положении «выключено», а конденсатор – высококачественную изоляцию.

Важнейшие параметры УВХ представлены на рис. 17.26, где указаны типичные значения для схемы LF398 с накопительным конденсатором емкостью 1 нФ. Длительность фазы слежения должна быть, по крайней мере, равна времени накопления. При замыкании ключа по команде считывания выходное напряжение увеличивается до уровня входного не мгновенно, а с некоторой определенной максимальной скоростью нарастания сигнала (Slew Rate). Прежде всего, она определяется максимальным током входного преобразователя полного сопротивления. Далее начинается переходный процесс, длительность которого зависит от коэффициента затухания указанного преобразователя и сопротивления ключа в замкнутом состоянии. Временем накопления t_E (Acquisition Time) называют интервал времени, в течение которого осуществляется переход в режим слежения, когда выходное напряжение повторяет входное с заданной погрешностью. Если заряд накопительного конденсатора зависит только от сопротивления ключа R_3 в замкнутом состоянии, время накопления можно оценивать по функции заряда RC-цепочки и требуемой точности слежения, получая:

$$t_E = R_3 \cdot C \cdot \begin{cases} 4,6 \text{ для } 1\%, \\ 6,9 \text{ для } 0,1\%. \end{cases}$$

Следовательно, оно тем короче, чем меньше емкость конденсатора C .

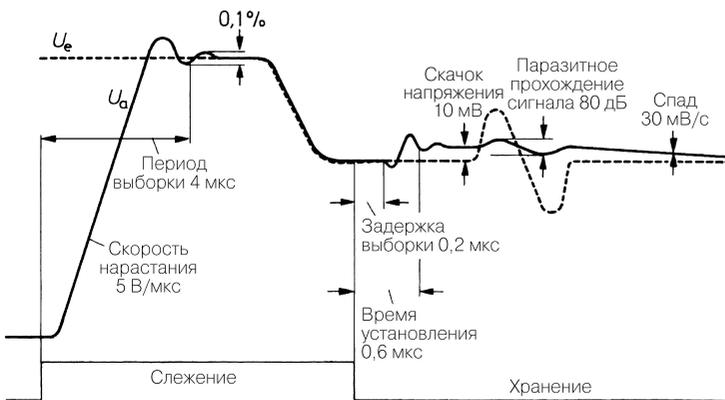


Рис. 17.26. Определение параметров УВХ

При переходе в состояние хранения ключ размыкается не сразу, а с задержкой, которую называют *апертурным временем* t_A (Aperture Delay). Обычно оно непостоянно и несколько колеблется, главным образом, в зависимости от текущего значения входного напряжения. Эти колебания называют *дрожанием апертуры* Δt_A (Apertur-jitter).

В конечном счете выходное напряжение чаще всего не остается равным сохраненному значению, а совершает слабый скачок ΔU_a (Hold Step), вслед за которым имеет

место переходный процесс. Причина такого явления состоит в том, что при размыкании ключа накопительный конденсатор C получает слабый заряд от управляющего сигнала через емкость ключа. При этом величина скачка напряжения составляет:

$$\Delta U_a = \frac{C_s}{C} \Delta U_s,$$

где ΔU_s – амплитуда управляющего сигнала. Следовательно, ошибка уменьшается с ростом емкости конденсатора C .

Еще одним отличием от идеального функционирования является *проникание* (Feedthrough), которое связано с паразитным прохождением сигнала. Оно обусловлено тем, что, несмотря на размыкание ключа, часть входного напряжения попадает на выход. Этот эффект появляется преимущественно из-за емкостного делителя напряжения, который образуют разомкнутый ключ и накопительный конденсатор.

Важнейшим параметром состояния хранения является *скорость спада* (Droop). Она определяется, прежде всего, входным и обратным токами преобразователя полного сопротивления на выходе ключа. При токе разряда I_L находим:

$$\frac{\Delta U_a}{\Delta t} = \frac{I_L}{C}.$$

Чтобы добиться малого разрядного тока, в качестве OV2 используется операционный усилитель с входом на полевом транзисторе.

Очевидно, что при выборе емкости C большой величины улучшаются все параметры режима хранения, тогда как для режима слежения благоприятна малая величина. Поэтому важно найти компромисс в соответствии с конкретным назначением схемы.

Все вышеизложенное основано на предположении об идеальных свойствах накопительного конденсатора. Вполне реально отыскать конденсаторы с пренебрежимо малым током саморазряда. Однако изменение заряда в диэлектрике способно изменять напряжение на конденсаторе. Эквивалентная схема, изображенная на рис. 17.27, поясняет этот эффект. Напряжение на конденсаторе C_1 характеризует заряд, запасенный в диэлектрике. В случае скачка напряжения он сначала остается неизменным, но со временем происходит перезарядка этого конденсатора. Если длительность считывания мала, необходимый для этого заряд отнимается у конденсатора C на этапе хранения. Скачок напряжения величиной U вызывает последующее приращение напряжения на

$$\Delta U = \frac{C_1}{C} U,$$

что в примере на рис. 17.27 даст прибавку на 0,6%. Интенсивность данного эффекта зависит от диэлектрика. В этом отношении удачным выбором будут тефлон (фторопласт), полистирол и полипропилен. Гораздо хуже свойства поликарбоната, майлара и большинства керамических диэлектриков [17.5].

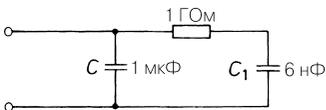


Рис. 17.27. Эквивалентная схема конденсатора. В качестве примера выбран конденсатор емкостью 1 мкФ с майларовым диэлектриком

17.4.2

Практическая реализация

Устройства выборки и хранения с наибольшим быстродействием строятся на основе схемы, представленной на рис. 17.25, где ключом служит диодный мост (см. рис. 17.10), а повторителем напряжения – схема на рис. 4.105. На этом принципе работает, в частности, УВХ типа HTS0010 фирмы Analog Devices со временем срабатывания всего лишь 10 нс.

Более высокая точность достигается при использовании общей отрицательной обратной связи (рис. 17.28). При замкнутом ключе выходной потенциал V_1 усилителя OV1 устанавливается таким, что $U_a = U_e$. Тем самым устраняется погрешность смещения, возникающая из-за наличия OV2 или ключа. В этом состоянии диоды D_2 и D_3 закрыты, так как падение напряжения $V_1 - U_a$ на них мало и в точности равно упомянутому напряжению смещения.

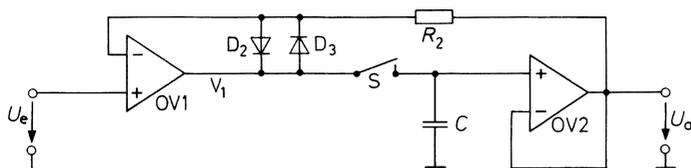


Рис. 17.28. УВХ с использованием общей отрицательной обратной связи

При размыкании ключа выходное напряжение остается неизменным. Резистор R_2 и диоды D_2 , D_3 защищают усилитель OV1 от перегрузок в этом режиме. Это важно потому, что после перегрузки период восстановления затягивается, а это увеличивает время срабатывания.

Этот принцип лежит в основе интегральной схемы LF398. Благодаря своей низкой стоимости она получила наибольшее распространение в качестве УВХ универсального применения.

Устройство выборки и хранения с интегратором

Наряду с комбинацией заземленного конденсатора и повторителя напряжения аналоговым запоминающим устройством может служить интегратор (рис. 17.29). В этом случае последовательный ключ размещается в точке суммирования, что упрощает управление этим ключом.

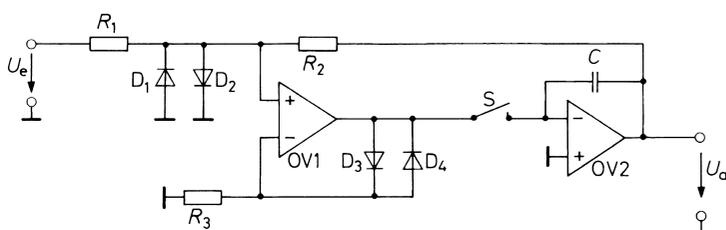


Рис. 17.29. УВХ с интегратором в качестве ЗУ

При замкнутом ключе выходное напряжение устанавливается на уровне $U_a = -U_e R_2 / R_1$ благодаря инверсной обратной связи. Как и в предыдущей схеме, усилитель OV1 сокращает время срабатывания и устраняет напряжение смещения усилителя OV2 на полевых транзисторах.

Когда ключ разомкнут, ток через накопительный конденсатор прекращается, а выходное напряжение сохраняется неизменным. В этой ситуации общая обратная связь разомкнута, а вместо нее открываются диоды D_1 и D_4 , ограничивающие выходное напряжение усилителя OV1 до $\pm 1,2$ В, и тем самым предотвращая перегрузку.

У большинства быстродействующих УВХ усилитель OV1 отсутствует, и схема соответствует интегратору, показанному на рис. 11.9. По этому принципу действует УВХ НТС0300 фирмы Analog Devices.

УВХ находят самое широкое применение при построении аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Впрочем, почти для всех применений АЦП уже выпускаются со встроенными УВХ (АЦП с дискретизацией), что и показано в табл. 18.8 и 18.10. Это дает существенный выигрыш в компактности, упрощает спецификации и снижает стоимость изделий.

УВХ в табл. 17.3 подразделяются на монолитные и гибридные схемы. Из-за более высокой стоимости гибридные схемы применяются только в тех случаях, когда быстродействие выступает безусловным требованием к прибору.

Таблица 17.3. Параметры устройств выборки и хранения

Тип	Изготовитель	Емкость накопительного конденсатора, пФ	Время срабатывания, мкс	Точность, бит	Максимальная скорость нарастания, В/мкс	Дрейф хранения, мВ/с	Технология
LF398	Разные	10000	20	10	0,5	3	Биполярно-полевая
LF398	Разные	1000	4	10	5	30	Биполярно-полевая
AD585	Analog Devices	100	3	12	10	100	Биполярная
SHC5320	Burr Brown	100	1,5	12	45	100	Биполярная
SHM20	Datel	*	1	12	45	100	Биполярная
CS3112	Crystal	*	1	12	4	1	КМОП
CS31412 ⁴	Crystal	*	1	12	4	1	КМОП
AD781	Analog Devices	*	0,6	12	60	10	Биполярная МОП
AD682 ²	Analog Devices	*	0,6	12	60	10	Биполярная МОП
AD684 ⁴	Analog Devices	*	0,6	12	60	10	Биполярная МОП

Таблица 17.3. Параметры устройств выборки и хранения (окончание)

Тип	Изготовитель	Емкость накопительного конденсатора, пФ	Время срабатывания, мкс	Точность, бит	Максимальная скорость нарастания, В/мкс	Дрейф хранения, мВ/с	Технология
HA5330	Harris	90	0,5	12	90	10	Биполярная
AD783	Analog Devices	*	0,2	12	50	20	Биполярная МОП
LF6197	National	10	0,2	12	145	600	Биполярно-полевая
HA5351	Harris	*	0,05	12	130	100000	Биполярная
AD9100	Analog Devices	22	0,016	12	850	1000000	Биполярная
SHM12	Datel	15	0,015	12	350	500000	Биполярная
AD9101	Analog Devices	*	0,007	10	1800	5000000	Биполярная
SHC702	Burr Brown	*	0,5	16	150	200	Гибридная
SP9760	Sipex	*	0,35	16	120	1000	Гибридная
SHC803	Burr Brown	*	0,25	12	160	500	Гибридная
SHC49	Datel	*	0,16	12	300	500	Гибридная
HS9730	Sipex	*	0,12	12	200	50000	Гибридная
SHM43	Datel	*	0,035	12	250	1000	Гибридная
SHC601	Burr Brown	*	0,012	10	350	20000	Гибридная
HTS0010	Analog Devices	*	0,01	8	300	50000	Гибридная

* Встроенный накопительный конденсатор:

² – два УВХ;

⁴ – четыре УВХ.

Литература

[17.1] Frenzel, D.: CMOS-Schalter und -Multiplexer ohne Latch up-Effekt. *Elektronik* 27 (1978) Н. 1, S. 57–60.

[17.2] McCarthy, M.; Collins, A.: Switches and Multiplexers. *Analog Dialogue* 31 (1997) Н. 3, S. 20–22.

[17.3] Gillooly, D.L.; Henneuse, R.: Multifunction Chip Plays Many Parts in Analog Design. *Electronics* 54 (1981) Н. 7, S. 121–129.

[17.4] Scott, H.P.; Checkovich, P.: Up Close And Personal With Hight-Speed Crosspoint Switches. *EDN* 46 (1998) Н. 23, S. 40–48.

[17.5] Pease, R.A.: Understand Capacitor Soakage to Optimize Analog Systems. *EDN* 27 (1982) Н. 20, S. 125–129.

Глава 18

Цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи

Чтобы отображать или обрабатывать напряжение в цифровой форме, необходимо представить его в виде соответствующего числа. Эта задача решается при помощи аналого-цифрового преобразователя (АЦП). При этом, как правило, число Z должно быть пропорционально входному напряжению U_e :

$$Z = U_e / U_{LSB}$$

где U_{LSB} – вес младшего разряда в единицах напряжения, то есть напряжение, соответствующее числу $Z = 1$.

18.1

Принципы цифро-аналогового преобразования

Для обратного преобразования числа в напряжение служат цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП). Здесь различают три радикально разных способа:

- параллельное преобразование;
- поразрядное уравнивание;
- метод счета.

Их принцип действия схематически представлен на рис. 18.1. При параллельном преобразовании (рис. 18.1а) все возможные выходные напряжения формируются делителем напряжения. С помощью дешифратора «1 из n » замыкается тот ключ, к которому присоединено заданное выходное напряжение.

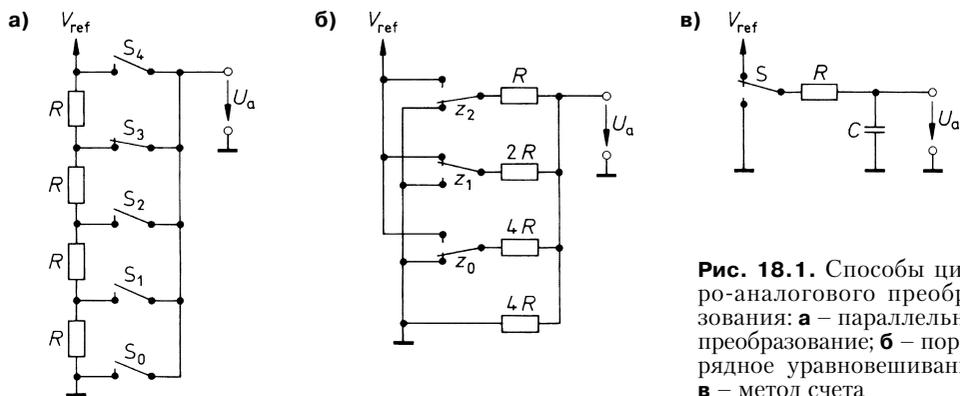


Рис. 18.1. Способы цифро-аналогового преобразования: **а** – параллельное преобразование; **б** – поразрядное уравнивание; **в** – метод счета

При поразрядном уравнивании (рис. 18.1б) к каждому разряду подключен свой ключ, и выходное напряжение суммируется на соответственно взвешенных сопротивлениях резисторов.

При использовании метода счета (рис. 18.1в) требуется только один ключ. Он периодически размыкается и замыкается. С помощью модулятора длительности скважности импульсной последовательности в этом процессе выбирается так, чтобы среднее арифметическое выходного напряжения принимало заданное значение.

Как видно из сопоставления этих трех способов, для параллельного преобразования необходимо Z_{\max} ключей, при поразрядном уравнивании нужно $\log_2 Z_{\max}$ ключей, а для метода счета требуется только один ключ. Параллельное преобразование применяют лишь изредка из-за необходимости использовать множество ключей. Все большей популярностью пользуется метод счета, так как модулятор длительности импульсов легко встраивается в цифровые интегральные микросхемы. Необходимый здесь фильтр нижних частот существенно упрощается, если модулятор управляется с частотой, намного более высокой по сравнению с частотой опроса (дискретизация с запасом по частоте, или супердискретизация).

Важнейшую роль играют ЦАП поразрядного уравнивания. Далее будут рассмотрены различные возможности осуществления ЦАП двумя способами. В интегральных схемах КМОП в качестве ключей применяются логические элементы (см. рис. 17.7), а в биполярных микросхемах вырабатывается постоянный ток, коммутируемый диодами или дифференциальными усилителями, подобно схеме, приведенной на рис. 17.18.

18.2

ЦАП, использующие технологию КМОП

Основа функционирования любой схемы ЦАП состоит в необходимости равнозначной замены цифрового значения на аналоговое.

18.2.1

Суммирование взвешенных токов

Простая схема преобразования двоичного числа в пропорциональное ему напряжение показана на рис. 18.2. При этом напряжение и ток будут равны:

$$U_a = -U_{ref} \frac{Z}{16}, \quad I_k = \frac{U_{ref}}{R} \cdot \frac{Z}{16}.$$

Сопротивления резисторов выбраны так, что при замкнутом ключе через них протекает ток, соответствующий определенному разряду. Ключи должны замыкаться всякий раз при появлении логической единицы в соответствующем разряде. Благодаря наличию отрицательной обратной связи через резистор R_{FB} точка суммирования (неинвертирующий вход операционного усилителя) остается под нулевым потенциалом, что позволяет суммировать составляющие тока без их взаимного влияния.

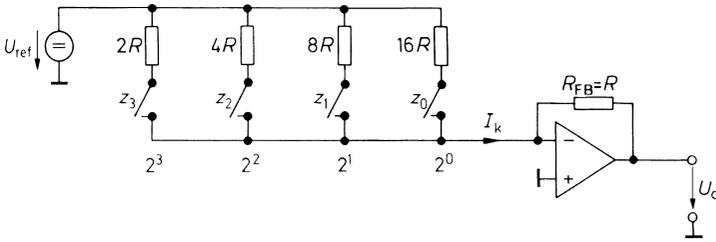


Рис. 18.2. Принцип действия ЦАП

При замыкании ключа, управляемого разрядом z_0 , появляется выходное напряжение:

$$U_a = U_{LSB} = -U_{ref} \frac{R_{FB}}{16R} = -\frac{1}{16} U_{ref}.$$

В общем случае получим:

$$U_a = -\frac{1}{2} U_{ref} z_3 - \frac{1}{4} U_{ref} z_2 - \frac{1}{8} U_{ref} z_1 - \frac{1}{16} U_{ref} z_0.$$

Отсюда следует:

$$U_a = -\frac{1}{16} U_{ref} (8z_3 + 4z_2 + 2z_1 + z_0) = -U_{ref} \frac{Z}{Z_{max} + 1}. \quad (18.1)$$

18.2.2

ЦАП с перекидными ключами

Недосток описанных устройств ЦАП заключается в значительном изменении напряжения на ключах. При разомкнутом ключе оно составляет V_{ref} , а при замкнутом равно нулю. Поэтому при каждом срабатывании ключа происходит перезарядка паразитных емкостей. Во избежание этого эффекта используются перекидные ключи (рис. 18.3), позволяющие осуществлять коммутацию между точкой суммирования и землей и, следовательно, поддерживать неизменность тока, текущего через резисторы. Еще

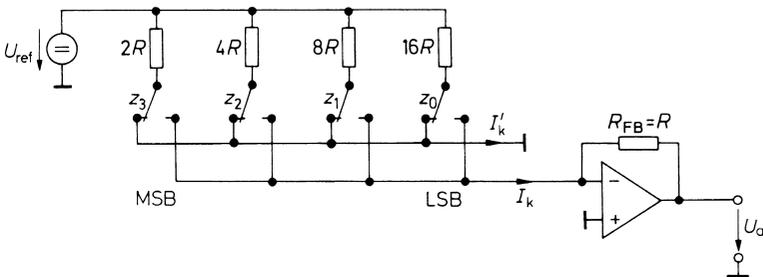


Рис. 18.3. ЦАП с перекидными ключами

одно преимущество этого подхода состоит в постоянстве нагрузки, подключенной к источнику опорного напряжения. В отличие от предыдущей схемы, здесь внутреннее сопротивление источника не обязано быть равным нулю. В приведенном примере входное сопротивление цепи и, следовательно, сопротивление нагрузки источника опорного напряжения составляет:

$$R_e = 2R \parallel 4R \parallel 8R \parallel 16R = \frac{16}{15} R,$$

а токи I_b, I'_k и выходное напряжение –

$$I_k = \frac{U_{ref}}{R} \frac{Z}{Z_{max} + 1}; \quad I'_k = \frac{U_{ref}}{R} \cdot \frac{Z_{max} - Z}{Z_{max} + 1}; \quad U_a = -U_{ref} \frac{Z}{Z_{max} + 1}.$$

18.2.3 Резисторная матрица

При создании интегральных ЦАП трудно изготовить прецизионные резисторы с существенно различными номиналами сопротивлений. Поэтому взвешивание разрядов осуществляют путем деления напряжения по заданному закону с помощью резисторной матрицы R-2R (рис. 18.4). Надо отметить, что это самая распространенная схема в КМОП технологии. Основу ЦАП с матрицей R-2R образует нагруженный делитель напряжения (рис. 18.5), отличающийся тем, что при нагрузке резистором R_p входное сопротивление делителя R_e также должно принимать значение R_p . Коэффициент ослабления цепи $\alpha = U_2/U_1$ при этой нагрузке должен равняться заранее заданному значению. При выполнении обоих условий получим следующие требования:

$$R_1 = \frac{(1-\alpha)^2}{\alpha} R_q \quad \text{и} \quad R_p = \frac{(1-\alpha)}{\alpha} R_q. \tag{18.2}$$

В случае двоичного кода $\alpha = 0,5$. Задав $R_q = 2R$, в соответствии с рис. 18.4 получим:

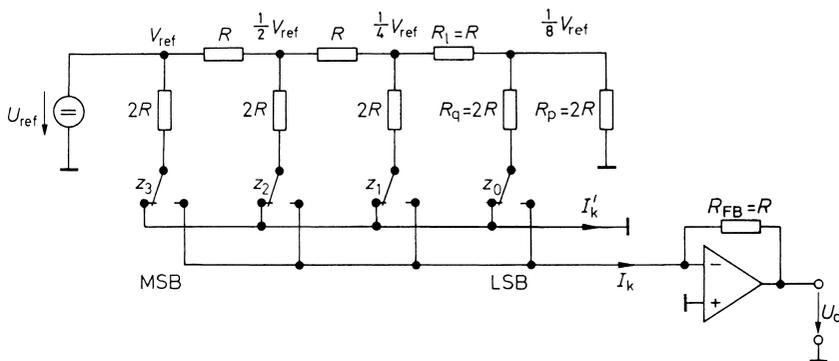
$$R_1 = R \quad \text{и} \quad R_p = 2R. \tag{18.3}$$


Рис. 18.4. ЦАП с резисторной матрицей R-2R

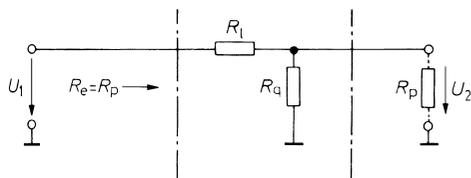


Рис. 18.5. Устройство звена резисторной матрицы

Выходное напряжение:

$$U_a = -U_{ref} \frac{Z}{Z_{\max} + 1}.$$

Нагрузкой источника опорного напряжения служит постоянное сопротивление

$$R_e = 2R \parallel 2R = R.$$

Выходное напряжение суммирующего усилителя получается равным:

$$U_a = -R_{FB} I_k = -U_{ref} \frac{R_{FB}}{16R} (8z_3 + 4z_2 + 2z_1 + z_0) = -U_{ref} \frac{Z}{Z_{\max} + 1}. \quad (18.4)$$

Для ЦАП на рис. 18.4 требуются только резисторы с сопротивлениями R , если сопротивления $2R$ заменить парой последовательно включенных резисторов. Поэтому такая цепочка особенно удобна для создания монолитных интегральных схем. При этом нетрудно подобрать резисторы с одинаковыми сопротивлениями, однако абсолютная величина их сопротивлений не поддается точному определению, так что разброс номиналов достигает $\pm 50\%$. Разумеется, столь же сильно могут измениться токи I_k и I'_k . Чтобы сузить допустимый диапазон выходных напряжений вопреки этим обстоятельствам, в микросхему встраивается резистор обратной связи сопротивлением R_{FB} . Тем самым сокращается абсолютное значение R в уравнении (18.4) для выходного напряжения. Поэтому при преобразовании тока и напряжения надо обязательно использовать встроенный, а не внешний, резистор обратной связи.

18.2.4

Резисторная матрица R-2R в инверсном режиме

Иногда используют матрицу R-2R, поменяв местами вход и выход (рис. 18.6), что делает излишним суммирующий усилитель. Выходное напряжение этой схемы составляет:

$$U_a = U_{ref} \frac{R_L}{R + R_L} \cdot \frac{Z}{Z_{\max} + 1} = U_{ref} \frac{R_L}{R + R_L} \cdot \frac{Z}{16}.$$

Подобная схема применяется в преобразователях с выходом по напряжению. При этом недостатком является уже упоминавшийся широкий диапазон изменения напряжения на ключе и неравномерность нагрузки источника опорного напряжения.

Для расчета выходного напряжения требуется знать зависимость между подаваемыми напряжениями U_i и соответствующими напряжениями в узловых точках U'_i . Для этого воспользуемся теоремой наложения, то есть предположим, что все напряжения, кроме U_i , равны нулю, и сложим отдельные составляющие. Если замкнуть цепочку справа и слева сопротивлением $R_L = R_p = 2R$, то в соответствии с принятыми допущениями

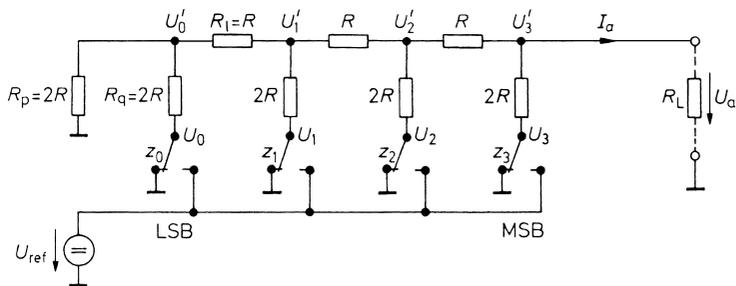


Рис. 18.6. Резисторная матрица R-2R в инверсном режиме

получим нагрузку $R_p = 2R$ справа и слева от каждой узловой точки. Отсюда получаем составляющие напряжения $\Delta U'_i = \frac{1}{3} \Delta U_i$.

Суммируем соответственно взвешенные составляющие и получаем выходное напряжение:

$$U_a = \frac{1}{3} \left(U_3 + \frac{1}{2} U_2 + \frac{1}{4} U_1 + \frac{1}{8} U_0 \right) = \frac{2U_{ref}}{3} \cdot \frac{Z}{16}. \tag{18.5}$$

Поскольку внутреннее сопротивление цепочки характеризуется постоянным значением

$$R_i = R_p \parallel R_q = (1 - \alpha) R_q = R \tag{18.6}$$

независимо от выставленного числа, взвешивание соблюдается и в том случае, когда сопротивление нагрузки R_L не совпадает с заданной величиной $R_p = 2R$. Напряжение холостого хода и ток короткого замыкания рассчитываются непосредственно по эквивалентной схеме, изображенной на рис. 18.7, с помощью уравнения (18.5):

$$U_{a0} = U_{ref} \frac{Z}{16} = U_{ref} \frac{Z}{Z_{max} + 1}; \quad I_{ak} = \frac{U_{ref}}{R} \cdot \frac{Z}{16} = \frac{U_{ref}}{R} \cdot \frac{Z}{Z_{max} + 1}. \tag{18.7}$$

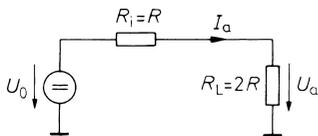


Рис. 18.7. Эквивалентная схема для расчета напряжения холостого хода и тока короткого замыкания

18.3 Резисторная матрица для декадной связи

Резисторная матрица на рис. 18.4 может произвольно удлиняться для преобразования двоичных чисел с большим количеством разрядов. Для преобразования двоично-десятичных чисел пользуются модификацией резисторной матрицы, как показана на рис. 18.8. Здесь каждому десятичному разряду соответствует 4-разрядный ЦАП, собранный по схемам рис. 18.3 или 18.4, и все они образуют резисторную матрицу с кратностью $\alpha = 0,1$

между звеньями. В таком случае в выражение (18.2) вместо R_e подставляют входное сопротивление R_e звена ЦАП и получают резисторы связи $R_1 = 8,1R_e$ и резистор нагрузки $R_p = 9R_e$ (рис. 18.8). Благодаря этому обстоятельству входные напряжения соседних звеньев ЦАП отличаются в десять раз, и в примере с четырьмя декадами выходное напряжение составит

$$U_a = -\frac{U_{ref}}{16} \left(Z_3 + \frac{1}{10} Z_2 + \frac{1}{100} Z_1 + \frac{1}{1000} Z_0 \right),$$

если для каждой декады применить резисторную цепь R-2R согласно схеме на рис. 18.4.

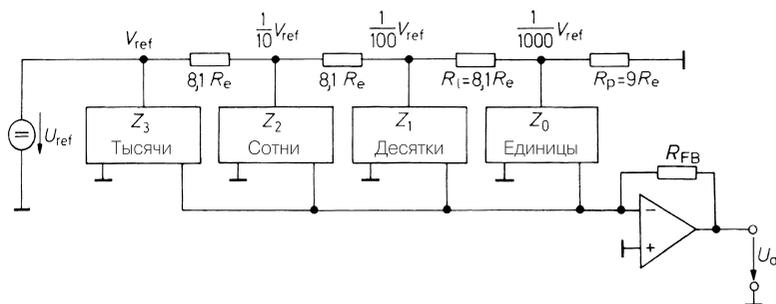


Рис. 18.8. Резисторная матрица для декадной связи

18.4 Цифро-аналоговые преобразователи на основе биполярной технологии

В ЦАП на основе биполярной технологии легко реализуются источники постоянного тока, каждый из которых вносит свой вклад в выходной ток (рис. 18.9). Эта схема обладает следующими характеристиками:

$$U_a = -R_L \cdot I_{LSB} \cdot Z; \quad I_k = I_{LSB} \cdot Z; \quad I'_k = I_{LSB} (Z_{max} - Z)$$

Вес тока определяется соответствующим разрядом. Ток течет к выходу, если двоичный разряд занят единицей, либо стекает на землю, когда он занят нулем. Сборная шина для тока I_k не обязана находиться под нулевым потенциалом, ибо ток, формирующийся источниками тока, не зависит от напряжения. Разумеется, это справедливо только в пределах рабочего участка характеристики источников постоянного тока, что позволяет использовать омическую нагрузку и, в отличие от схемы на рис. 18.4, делает не обязательным обращение к виртуальной земле.

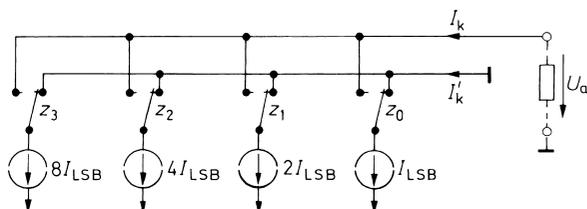


Рис. 18.9. ЦАП с коммутируемыми источниками тока

Для создания постоянных токов применяются простые источники на биполярных транзисторах (см. рис. 4.18). Если при этом уравнивать потенциалы всех баз и все эмиттерные сопротивления подключить к клемме V^- , последние должны соотноситься друг с другом в порядке, обратном значимости разрядов. В биполярном варианте это приводит к трудностям с допусками, и потому здесь также прибегают к помощи резисторной матрицы в качестве делителя тока, принцип действия которой показан на рис. 18.10. Необходимо отметить, что подобные схемы широко применяются в биполярной технологии.

К базам линейки источников тока от T_1 до T_6 приложено одинаковое напряжение. С помощью операционного усилителя оно выбирается таким, чтобы через опорный транзистор T_1 протекал ток $I_{ref} = U_{ref}/I_{ref}$. Это имеет место при $U_1 = 2R \cdot I_{ref}$. Если напряжение на переходе эмиттер–база остальных транзисторов такое же, как у T_1 , получим указанные на схеме падения напряжений и, следовательно, требуемый вес токов.

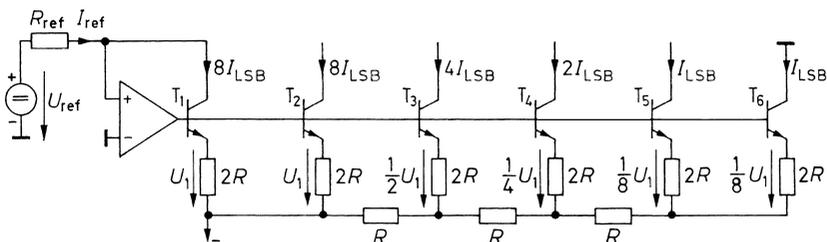


Рис. 18.10. Создание взвешенных постоянных токов

Однако равенство напряжений на переходе эмиттер–база не достигается само по себе даже при строгой идентичности транзисторов из-за неравенства токов. Согласно передаточной характеристике (2.2) находим:

$$U_{BE} = U_T \ln \frac{I_C}{I_{C0}}.$$

Следовательно, удвоение коллекторного тока приводит к росту напряжения на 18 мВ. Во избежание погрешностей все транзисторы работают при одинаковом токе коллектора. Для этого транзисторы включаются параллельно в таком количестве, чтобы через каждый из них протекал только ток I_{LSB} . Эти обстоятельства учитывают при создании интегральных схем, применяя транзисторы большей площади для обеспечения рабочих режимов с повышенным током.

Нагрузочный резистор с сопротивлением $2R$ линейной цепочки на схеме рис. 18.10 должен подключаться не к корпусу, а к точке, имеющей потенциал эмиттера. Его генерация обеспечивается специальным транзистором T_6 . Для его упрощения эмиттер можно также включить параллельно транзистору T_5 , совместив оба эмиттерных резистора в одном сопротивлении R .

Еще один вариант цифро-аналогового преобразования с помощью коммутируемых источников тока приведен на рис. 18.11 и имеет следующие характеристики:

- ток короткого замыкания: $I_{k0} = \frac{IZ}{8} = I \frac{Z}{Z_{max} + 1}$;
- выходное напряжение: $U_a = I_{k0} (2R \parallel R_L)$.

Здесь генерируются равновеликие токи, поступающие после взвешивания на выход схемы. Ее устройство соответствует обратному включению линейной цепочки, изображенной на рис. 18.6. Резисторы с сопротивлениями $2R$, обеспечивающие ослабление вдоль цепочки, в данном случае должны соединяться с корпусом. Если включить их последовательно с источниками постоянного тока, они не будут работать. С другой стороны, подключение источника тока к цепочке не влияет на величину ослабления, так как его внутреннее сопротивление бесконечно велико (по крайней мере, теоретически). Такие схемы широко применяются в преобразователях видеосигнала.

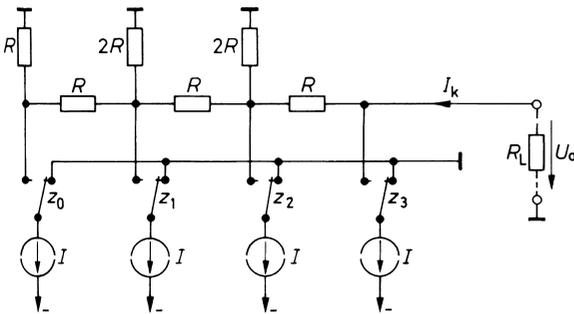


Рис. 18.11. ЦАП с инверсно включенной резисторной матрицей

18.5

ЦАП для специальных применений

До сих пор при описании ЦАП предполагалась обработка положительных чисел, которые преобразуются, в зависимости от схемы, в положительное или отрицательное напряжение. В данном разделе мы рассмотрим возможность использовать описанные ЦАП для генерации знакопеременного выходного напряжения.

18.5.1

Обработка знаковых чисел

Обычно двоичное числа с произвольным знаком представляют в дополнительном коде (см. раздел 8.1.3), что позволяет отображать интервал от -128 до $+127$ с помощью 8 двоичных разрядов (табл. 18.1).

При вводе данных в ЦАП числовой диапазон смещают в интервал от 0 до 255, прибавляя к числам 128, так что числа, большие 128, считаются положительными, а меньшие – отрицательными. В этом случае середина интервала (128) означает нуль. Такой способ отображения отрицательных чисел посредством только положительных называют *смещенным двоичным кодом*. Для прибавления 128 достаточно лишь обратить знаковый бит, в чем легко убедиться по табл. 18.1.

Чтобы получить выходное напряжение с правильным знаком, выполняют обратную операцию со смещением, для чего из аналогового сигнала вычитают $128U_{LSB} = 0,5U_{ref}$. Для этого служит сумматор OV2 на рис. 18.12. Он формирует выходное напряжение

Таблица 18.1. Представление отрицательных чисел в цифро-аналоговом преобразователе.

$$U_{LSB} = U_{ref} / 256$$

Десятичный	Дополнение до двух							Смещенный двоичный код									Аналоговый	
	v_z	z_6	z_5	z_4	z_3	z_2	z_1	z_0	z_7	z_6	z_5	z_4	z_3	z_2	z_1	z_0	U_1/U_{LSB}	U_a/U_{LSB}
127	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-255	127	
126	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	-254	126	
1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	-129	1	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	-128	0	
-1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	-127	-1	
-127	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	-1	-127	
-128	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-128	

$$U_a = -U_1 - \frac{1}{2}U_{ref} = U_{ref} \frac{Z+128}{256} - \frac{1}{2}U_{ref} = U_{ref} \frac{Z}{256}, \tag{18.8}$$

представленное в табл. 18.1 вместе с напряжением U_1 при $-128 \leq Z \leq 127$.

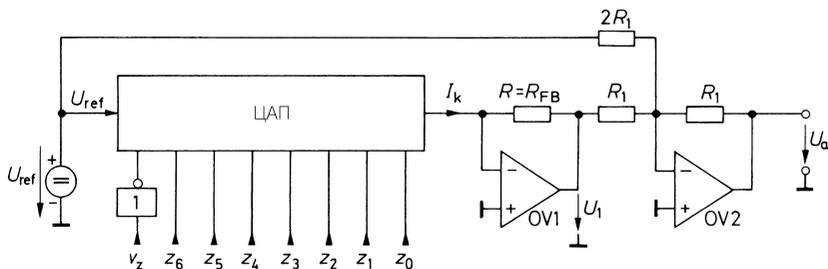


Рис. 18.12. ЦАП с биполярным выходом

Стабильность нулевой точки схемы на рис. 18.12 улучшится, если для вычитания смещения на выходе использовать не постоянное опорное напряжение как таковое, а комплементарный выходной ток I'_k . Для 0 в двоичном дополнительном коде, что соответствует 128 в смещенном двоичном коде, находим:

$$I_k = 128I_{LSB} \quad \text{и} \quad I'_k = 127I_{LSB}$$

Если теперь к I'_k прибавить I_{LSB} и вычтем из I_k , получим истинный ноль. Этот способ представлен на рис. 18.13, для которого:

$$U_a = U_{ref} \frac{Z}{128} \quad \text{при} \quad -128 \leq Z \leq 127.$$

Как и ранее, операционный усилитель OV1 преобразует ток I_k в выходное напряжение. Во избежание погрешностей он охвачен отрицательной обратной связью через резистор R_{FB} , встроенный в ЦАП. Операционный усилитель OV2 инвертирует ток I'_k и направляет его в точку суммирования усилителя OV1. При этом абсолютные сопротивления обоих резисторов R_1 не играют роли, обязательно только их равенство. Ток I_{LSB} добавляется через резистор R_2 . При $I_{LSB} = U_{ref} / (256R)$ получим:

$$R_2 = \frac{U_{ref}}{I_{LSB}} = 256R.$$

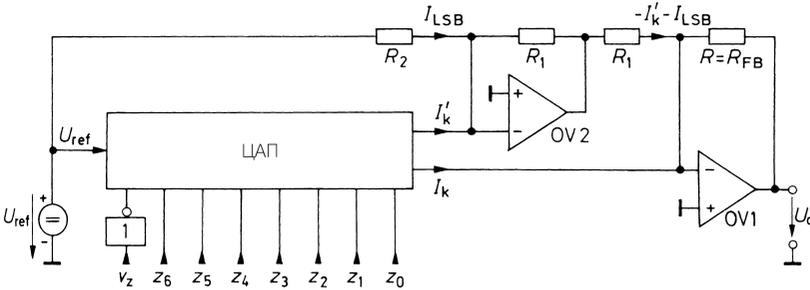


Рис. 18.13. Биполярный ЦАП с повышенной стабильностью нулевой точки

Чтобы рассчитать выходное напряжение, достаточно сложить токи в точке суммирования усилителя OV1:

$$U_a = R \left[\underbrace{\frac{U_{ref}}{R} \frac{Z+128}{256}}_{I_k} - \underbrace{\frac{U_{ref}}{R} \frac{255-(Z+128)}{256}}_{I'_k} - \underbrace{\frac{U_{ref}}{R} \frac{1}{256}}_{I_{LSB}} \right] = U_{ref} \frac{Z}{128} \quad (18.9)$$

18.5.2

Умножающие ЦАП

Как мы убедились, ЦАП выдает напряжение, пропорциональное введенному числу Z и опорному напряжению U_{ref} . Следовательно, они образуют произведение $Z \times U_{ref}$. На этом основании ЦАП, у которых можно менять опорное напряжение, называют умножающими цифро-аналоговыми преобразователями.

У образцов ЦАП, выполненных по биполярной технологии, допустимы только положительные значения опорного напряжения, иначе источники тока на рис. 18.10 окажутся запертыми. Напротив, ЦАП по технологии КМОП позволяют иметь как положительное, так и отрицательное опорное напряжение. При использовании схем (см. рис. 18.12, 18.13), обеспечивающих правильное преобразование положительных и отрицательных чисел, говорят об умножении в четырех квадрантах.

18.5.3 ЦАП с операцией деления

ЦАП позволяет получить напряжение, обратно пропорциональное вводимому числу. Для этого ЦАП включают в цепь обратной связи операционного усилителя (рис. 18.14), благодаря чему опорное напряжение V_{ref} устанавливается таким, что $I_k = -U_e/R_{FB}$. Применяв преобразование

$$I_k = \frac{V_{ref}}{R} \cdot \frac{Z}{Z_{max} + 1},$$

находим выходное напряжение:

$$U_a = V_{ref} = I_k R \frac{Z_{max} + 1}{Z} = -U_e \cdot \frac{R}{R_{FB}} \cdot \frac{Z_{max} + 1}{Z} = -U_e \cdot \frac{Z_{max} + 1}{Z}. \tag{18.10}$$

Такая возможность выполнять операцию деления нередко позволяет обойтись без аналогового или цифрового деления, которое всегда связано с существенными затратами, если нужна высокая точность результата.

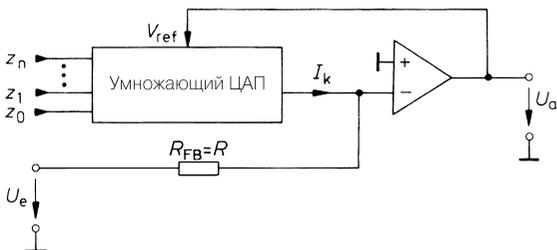


Рис. 18.14. ЦАП с операцией деления

18.5.4 ЦАП в качестве генератора функций

В обычном ЦАП выходное напряжение пропорционально вводимому числу Z , то есть $U_a = aZ$. Если требуется реализовать произвольную зависимость $U_a = f(Z)$, то можно сначала с помощью специальной цифровой цепи построить функцию $X = f(Z)$, а затем числа X вводить в обычный ЦАП.

Однако при не слишком строгих требованиях к точности имеется гораздо более простая возможность решить ту же задачу, если управлять аналоговым мультиплексором посредством двоичного числа Z , подавая на входы аналоговые значения, соответствующие текущему двоичному числу. Таким образом, для каждого аналогового значения требуется свой ключ. По этой причине реально осуществимое решение ограничено приблизительно 16 разрядами.

Возможность реализации генератора функций демонстрируются на рис. 18.15. В отличие от обычного ЦАП, здесь всегда замкнут только один из ключей от S_0 до S_7 . Поэтому значения функции выражаются через выходное напряжение как

$$U_a(Z) = \begin{cases} +U_{ref} \frac{R_N}{R_Z} & \text{для } Z = 0-3, \\ -U_{ref} \frac{R_N}{R_Z} & \text{для } Z = 4-7. \end{cases}$$

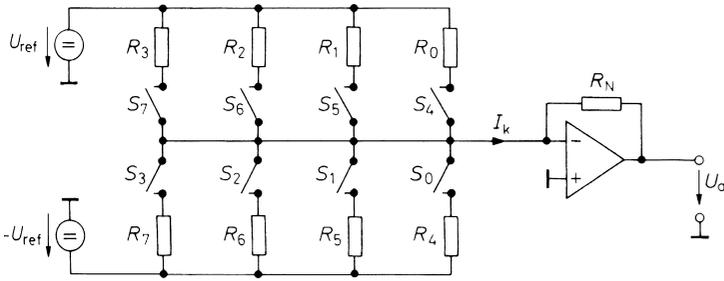


Рис. 18.15. ЦАП с произвольным значением веса разряда

Одно из важных применений этого принципа состоит в цифровой генерации синусоидальных колебаний (например, в модемах). В сочетании с делителем частоты этот простой способ позволяет генерировать колебания различных частот в единой временной шкале. Однако по отношению к аналоговым системам метод имеет один крупный недостаток, заключающийся в том, что генерируемые сигналы характеризуются прямоугольной формой. Чтобы получить синусоидальное напряжение, необходимо пропустить сигнал через фильтр нижних частот или полосовой фильтр, которые настроены на соответствующую частоту.

Рассмотренный ЦАП обеспечивает частотно-независимую генерацию синусоидальных колебаний, если на вход подавать равномерную последовательность нарастающих и убывающих чисел в форме, представленной на рис. 18.16. Такой входной сигнал соответствует входному напряжению треугольной формы при генерации синусоидальных колебаний с помощью аналоговой функциональной цепочки из раздела 11.7.4.

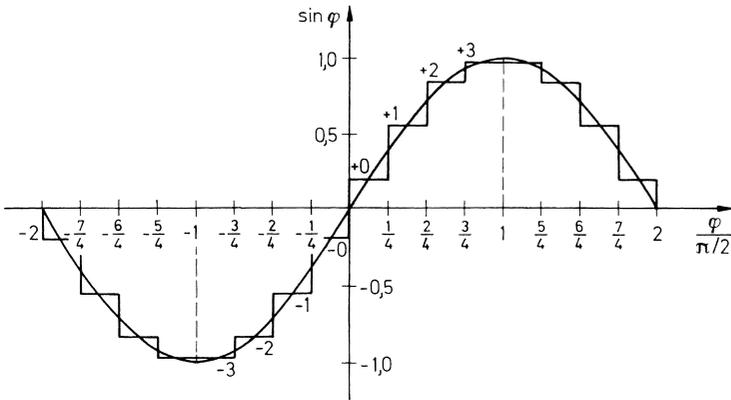


Рис. 18.16. 16-шаговая аппроксимация синусоидального колебания

Представление числа с использованием модуля и знака позволяет в простой форме реализовать числовую последовательность с заданными свойствами посредством циклически меняющихся двоичных чисел [18.1], когда высший разряд отводится знаку чис-

ла. Направление счета для более низких разрядов задается вторым по значимости битом, для чего соответствующие выходы обращаются элементом «исключающее ИЛИ». Эти разряды образуют модуль. При использовании 4-разрядного двоичного числа получим реализацию, представленную на рис. 18.17. Возникающая при этом числовая последовательность показана в табл. 18.2. С помощью трехразрядного числа на входе аналогового мультиплексора образуем четыре положительных уровня функции синуса $+0, 1, 2, 3$ и, соответственно, четыре отрицательных $-0, -1, -2, -3$. Распределив эти уровни по образцу на рис. 18.16, получим значения функции (табл. 18.2) и, тем самым, соответствующие сопротивления резисторов. При выбранном здесь грубом квантовании сигнала вполне достаточно воспользоваться ближайшими по номиналу стандартными резисторами.

Таблица 18.2. Сопоставление числовых последовательностей и напряжений

Z	Выходы счетчика				Входы мультиплексора			Замкнутый ключ	Номер уровня	Выходное напряжение (U_a/\hat{U}_a)
	z_3	z_2	z_1	z_0	2^2	2^1	2^0			
0	0	0	0	0	0	0	0	S_0	+0	0,20
1	0	0	0	1	0	0	1	S_1	+1	0,56
2	0	0	1	0	0	1	0	S_2	+2	0,83
3	0	0	1	1	0	1	1	S_3	+3	0,98
4	0	1	0	0	0	1	1	S_3	+3	0,98
5	0	1	0	1	0	1	0	S_2	+2	0,83
6	0	1	1	0	0	0	1	S_1	+1	0,56
7	0	1	1	1	0	0	0	S_0	+0	0,20
8	1	0	0	0	1	0	0	S_4	-0	-0,20
9	1	0	0	1	1	0	1	S_5	-1	-0,56
10	1	0	1	0	1	1	0	S_6	-2	-0,83
11	1	0	1	1	1	1	1	S_7	-3	-0,98
12	1	1	0	0	1	1	1	S_7	-3	-0,98
13	1	1	0	1	1	1	0	S_6	-2	-0,83
14	1	1	1	0	1	0	1	S_5	-1	-0,56
15	1	1	1	1	1	0	0	S_4	-0	-0,20

Поскольку в полном синусоидальном колебании каждый уровень встречается дважды, оно делится на 16 шагов. Поэтому входная частота счетчика должна быть в 16 раз выше частоты такого колебания.

Ступенчатый выходной сигнал несет в себе множество высших гармоник. Они устраняются с помощью фильтра нижних частот. При переменной входной частоте f_c особенно удобен SC-фильтр (см. раздел 13.12), граничная частота которого следует за частотой сигнала.

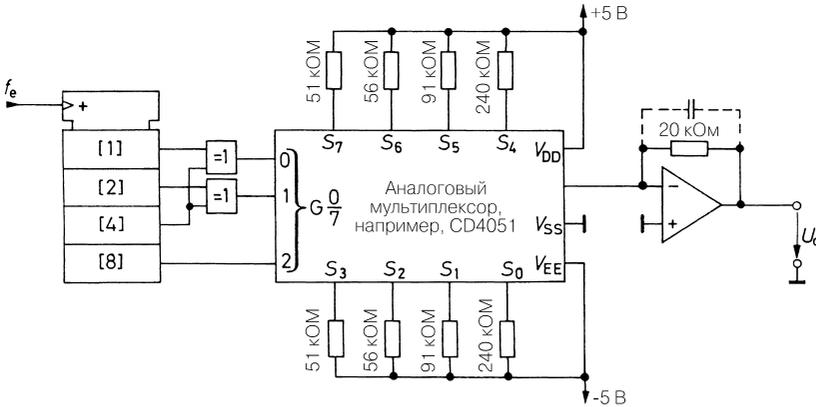


Рис. 18.17. Схема для генерации непрерывного синусоидального колебания

$$U_a = 2V \sin 2\pi \frac{f_e}{16} t$$

18.6

Точность ЦАП

Существуют разные источники погрешности результатов цифро-аналогового преобразования: как статические, так и динамические. Теперь перейдем к рассмотрению этих источников и мер, необходимых для минимизации погрешностей преобразования.

18.6.1

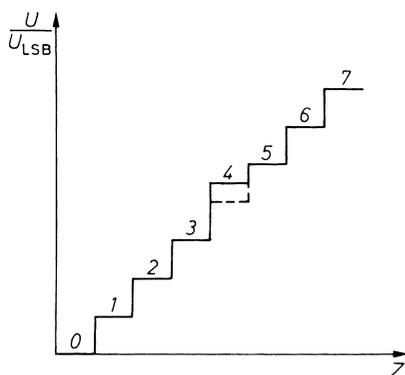
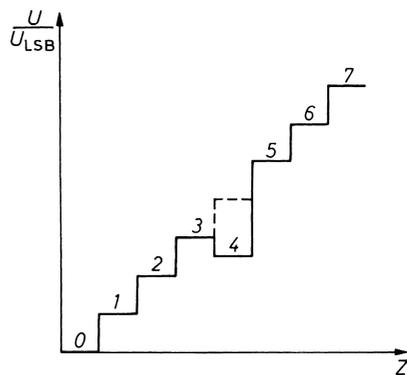
Статические параметры

Погрешность установки нуля цифро-аналогового преобразователя определяется обратными токами, протекающими при разомкнутых ключах.

Погрешность при максимальной амплитуде с одной стороны зависит от сопротивления ключей в состоянии «включено», а с другой – от точности сопротивления резистора обратной связи R_{FB} . Влияние этих составляющих погрешностей существенно снижается при проведении настройки схемы.

Напротив, нелинейность не поддается исправлению. Она зависит от того, насколько тот или иной уровень квантования больше или меньше 1 LSB (цены младшего разряда) в наихудших условиях. Пример нелинейности величиной $\pm 1/2$ LSB приведен на рис. 18.18. Критическая ситуация наблюдается в середине диапазона: когда единица присутствует только в высшем разряде, ток протекает через единственный ключ. При понижении числа на единицу через ключи всех вместе взятых младших разрядов потечет ток, меньший на 1 LSB.

В случае ошибки линейности больше 1 LSB действует противоположная тенденция. Тогда в этом месте выходное напряжение начинает убывать при увеличении числа на единицу. Эту ошибку называют *погрешностью монотонности* (рис. 18.19).

Рис. 18.18. ЦАП с нелинейностью $\pm 1/2$ LSBРис. 18.19. ЦАП с нелинейностью $\pm 1 1/2$ LSB и связанная с ней погрешность монотонности

Большинство приборов ЦАП устроены так, что их нелинейность не превышает $\pm 1/2$ LSB, иначе младший разряд оказался бы бессмысленным.

18.6.2

Динамические параметры

Время нарастания показывает, сколько времени проходит после изменения числа Z от 0 до Z_{\max} до тех пор, пока выходной сигнал не примет стационарное значение с точностью $1/2$ LSB. Только после этого становится доступен аналоговый сигнал, точность которого соответствует разрешению ЦАП. Естественно, привязка к $1/2$ LSB означает, что ЦАП с такой же постоянной времени при большем разрешении выходит на стационарное значение на $1/2$ LSB медленнее.

У многих ЦАП изначально формируется ток, который при необходимости преобразуется в напряжение последующим операционным усилителем. В этом случае добавляется еще и время нарастания самого усилителя, которое, как правило, гораздо больше, чем у ЦАП. Чтобы обеспечить высокое быстродействие по напряжению, целесообразно выбирать подходы, при которых удастся получать выходной сигнал в виде напряжения без операционного усилителя. Среди КМОП изделий для этого годятся только линейные цепочки в инверсном режиме по образцу схемы, показанной на рис. 18.6. Любые биполярные микросхемы способны вырабатывать напряжение на омической нагрузке. Чтобы расширить полосу до диапазона, измеряемого в мегагерцах, лучше всего применять ЦАП с настолько большими выходными токами, чтобы необходимые амплитуды сигнала по напряжению формировались на нагрузках 50 или 75 Ом.

При переходе от одного числа к другому могут возникать импульсные помехи (*выбросы*). Они лишь отчасти связаны с управляющими сигналами, проникающими на выход через емкости ключей. Сильные помехи появляются при неодновременной коммутации ключей ЦАП. Здесь также критична середина диапазона: когда старший разряд занят единицей, ток протекает через единственный ключ. С уменьшением числа на один разряд ключ старшего разряда размыкается, но замыкаются все остальные. Если

при этом размыкание ключа старшего разряда произойдет раньше размыкания прочих ключей, то на некоторое время выходной сигнал обратится в нуль. Если же этот ключ разомкнется чуть позже них, то выходной сигнал на мгновение достигнет максимальной амплитуды. Таков механизм, из-за которого импульсная помеха приурочена к середине амплитудного диапазона. На рис. 18.20 приведен пример для случая, когда замыкание ключей опережает размыкание.

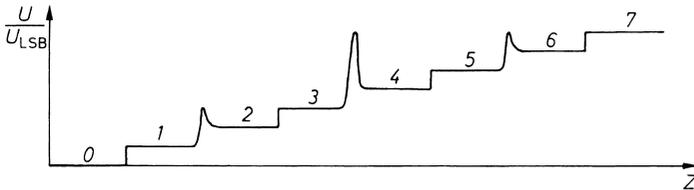


Рис. 18.20. Появление положительных выбросов при медленном размыкании ключа

Поскольку выбросы являются короткими импульсами, их амплитуду можно ослаблять с помощью фильтра нижних частот, но при этом они соответственно удлинятся во времени. Неизменной остается лишь площадь в координатах напряжение–время, то есть энергия выброса.

Для устранения выбросов включают УВХ. Его можно выполнить так, чтобы появление выбросов приходилось на период режима хранения, чем и обеспечивается их подавление. УВХ, специально сконструированные для этой цели, называют схемой подавления выбросов.

Однако проще воспользоваться ЦАП с малым уровнем выбросов. Как правило, у них имеется собственное запоминающее устройство, которое запускается по фронту импульса и запоминает число Z , чем гарантируется одновременный приход управляющих сигналов на все ключи. Иногда для старших критических разрядов применяется параллельное преобразование, потому что при нем выбросы просто невозможны [18.2].

Примеры ЦАП с выходными усилителями приведены в табл. 18.3, а в табл. 18.4 – ЦАП с высокой скоростью опроса. У них выходным сигналом служит падение напряжения на резисторе, согласованном с волновым сопротивлением линии.

Таблица 18.3. ЦАП для низкой рабочей частоты. Вход: 16 бит – последовательный. Выход: RRO – от шины к шине; Spg – напряжение

Тип микро-схемы	Изготовитель	Каналы	Время установки, мкс	Рабочее напряжение, В	Внутреннее опорное напряжение, В	Вход, бит	Выход
8 бит							
AD5307	Analog Devices	4	6	2,5/5,5	—	1	RRO
AD5334	Analog Devices	4	6	2,5/5,5	—	8	RRO

Таблица 18.3. ЦАП для низкой рабочей частоты. Вход: 16 бит – последовательный. Выход: *RRO* – от шины к шине; *Spg* – напряжение (окончание)

Тип микро-схемы	Изготовитель	Каналы	Время установки, мкс	Рабочее напряжение, В	Внутреннее опорное напряжение, В	Вход, бит	Выход
8 бит							
LTC1665	Linear Technology	8	30	2,7/5,5	–	1	RRO
MAX5100	Maxim	4	6	2,7/5,5	–	8	RRO
MAX5258	Maxim	8	10	2,7/5,5	–	1	RRO
MAX5383	Maxim	1	20	2,7/3,6	2	1	Spg
TLV5624	Texas Instruments	1	1	2,7/5,5	1,24	1	Spg
TLV5627	Texas Instruments	4	3	2,7/5,5	–	1	RRO
TLV5629	Texas Instruments	8	1	2,7/5,5	–	1	Spg
12 бит							
AD5326	Analog Devices	4	8	2,5/5,5	–	1	RRO
AD5344	Analog Devices	4	8	2,5/5,5	–	8	RRO
LTC1458	Linear Technology	4	14	4,5/5,5	2,048	1	RRO
MAX5120	Maxim	4	20	2,7/5,5	2,5	1	Spg
MAX5306	Maxim	8	5	2,7/5,5	–	1	RRO
TLV5610	Texas Instruments	8	1	2,7/5,5	–	1	Spg
16 разрядов							
AD5541	Analog Devices	1	1	4,5/5,5	–	1	Spg
LTC1655	Linear Technology	1	20	4,5/5,5	2,048	1	RRO
LTC1821	Linear Technology	1	2	$\pm 5/\pm 15$	–	1	Spg
DAC7631	Texas Instruments	1	10	$5/\pm 5$	–	1	Spg
DAC7744	Texas Instruments	4	10	± 15	–	16	Spg

Таблица 18.4. ЦАП с высокой частотой опроса. У всех образцов имеется токовый выход 20 мА при Z_{\max}

Тип	Изготовитель	Тактовая частота, МГц	Рабочее напряжение, В	Потребляемая мощность, мВт	Внутреннее опорное напряжение, В	Энергия пиков, пВс	Вход
8 бит							
AD9709*	Analog Devices	125	+5	380	+1,2	5	КМОП
SPT5140	SPT	400	-5,2	800	-1,2	4	ЭСЛ
DAC908	Texas Instruments	165	+5	170	1,2	3	КМОП
10 бит							
AD9751	Analog Devices	300	+3,3	155	1,2	5	КМОП
TDA8776	Philips	1000	-5,2	900	Да	1	ЭСЛ
12 бит							
AD9753	Analog Devices	300	+3,3	155	1,2	5	КМОП
AD9765*	Analog Devices	125	+5	380	1,2	5	КМОП
DAC902	Texas Instruments	165	+5	170	1,2	3	КМОП
14 бит							
AD9744	Analog Devices	165	3,3	120	1,2	5	КМОП

18.7

Принципы аналого-цифрового преобразования

Назначение аналого-цифрового преобразователя (АЦП) состоит в том, чтобы превратить входное напряжение в пропорциональное ему число. Основой таких преобразователей служат три способа:

- параллельный;
- взвешивание;
- счета.

При параллельном способе входное напряжение сравнивают с n опорными напряжениями и определяют, между какими из них попадает входное. При использовании

этого способа полный цифровой эквивалент сигнала получается за один шаг. Однако за это приходится платить, так как для каждого возможного числа нужен свой компаратор. Например, для области чисел от 0 до 100 с единичным шагом требуется $n = 100$ компараторов.

При методе взвешивания за каждый шаг определяется только один разряд двоичного числа. Сначала определяется, как соотносится входное напряжение с опорным для старшего разряда. Если оно выше, в старший разряд заносится 1, и опорное напряжение вычитается из входного. Остаток сравнивается со следующим разрядом и т.д. Очевидно, требуемое количество шагов сравнения равно разрядности числа. Таким же должно быть и количество опорных напряжений.

Метод счета проще остальных. Здесь подсчитывается число опорных напряжений младшего разряда, при сложении которых получится входное напряжение. Результат равняется числу шагов. Следовательно, если наибольшее число, подающееся представлению, равно n , то для получения результата потребуется максимум n шагов.

Важнейшие характеристики этих методов приведены в табл. 18.5, а на рис. 18.21 показаны реализуемые диапазоны точности и быстродействия.

Таблица 18.5. Сравнение методов АЦП

Метод	Количество шагов	Количество опорных напряжений	Особенности
Параллельный	1	$n = 2^N$	Сложный, быстрый
Взвешивание	$N = \lg n$	$N = \lg n$	
Счета	$n = 2^N$	1	Простой, медленный

N – количество разрядов, n – количество шагов.

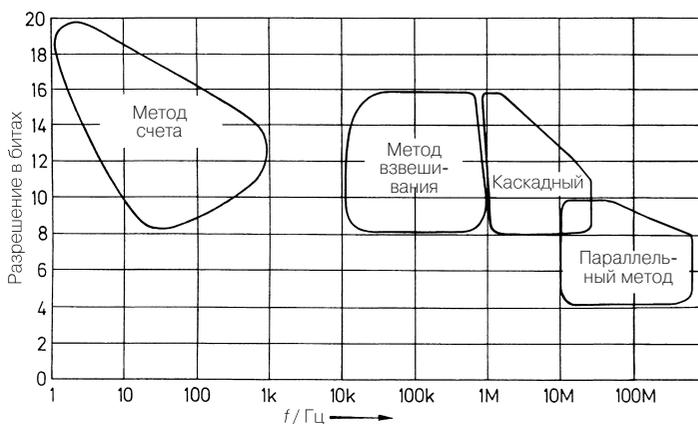


Рис. 18.21. Частота преобразования и разрешение АЦП

18.8 Точность АЦП

18.8.1 Статические погрешности

Преобразование аналоговой величины в число, содержащее конечное количество разрядов сопровождается появлением систематической погрешности вследствие ограниченного разрешения. Такую погрешность называют ошибкой квантования. Как видно из рис. 18.22, она составляет $\pm 1/2 U_{LSB}$, то есть равна половине приращения входного напряжения, необходимого для изменения содержимого в самом младшем разряде.

При обратном преобразовании числовой последовательности в напряжение посредством ЦАП ошибки квантования приводят к появлению шума. Согласно [18.3] его эффективное значение составляет:

$$U_{r\,eff} = \frac{U_{LSB}}{\sqrt{12}}. \quad (18.11)$$

При синусоидальном управляющем сигнале эффективное значение выходного напряжения сигнала N -разрядного преобразователя:

$$U_{s\,eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot 2^N U_{LSB}$$

Отсюда находим отношение сигнала к шуму:

$$S = 20 \text{дБ} \lg \frac{U_{s\,eff}}{U_{r\,eff}} = N \times 6 \text{дБ} + 1,8 \text{дБ} \approx N \times 6 \text{дБ}. \quad (18.12)$$

Кроме систематической ошибки квантования присутствуют более или менее значительные погрешности, обусловленные схемой. Если соединить середины ступенек, получим идеальную передаточную характеристику в виде прямой линии с единичным наклоном, проходящей через начало координат (тонкая прямая на рис. 18.22). У ре-

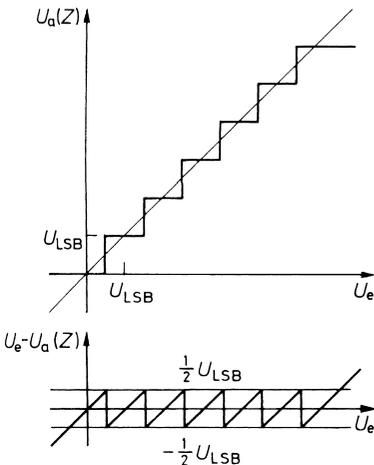


Рис. 18.22. Происхождение шума квантования. Напряжение $U_a(Z)$ возникает вследствие цифроаналогового преобразования числа Z , появляющегося на выходе АЦП

ального АЦП эта прямая не проходит через нуль (погрешность смещения), а ее наклон отличен от единицы (погрешность усиления). Эта погрешность вызывает относительное отклонение величины на выходе от номинального значения во всей области модуляции, тогда как погрешность смещения порождает абсолютное отклонение. Обычно обе погрешности удается устранить путем настройки нулевой точки и предельного отсчета, после чего остаются лишь отклонения, связанные с дрейфом и нелинейностью.

Нелинейность, обусловленная систематической погрешностью квантования, возникает всякий раз при неравномерной ширине уровней квантования. Для оценки погрешности за счет нелинейности сначала корректируют нулевую точку и усиление, а затем определяют максимальное отклонение входного напряжения от прямой. Это значение за вычетом систематической ошибки квантования $1/2 U_{LSB}$ называется *суммарной нелинейностью*. Как правило, она выражается в долях значения LSB . А в примере на рис. 18.23 она составляет $\pm 1/2 U_{LSB}$.

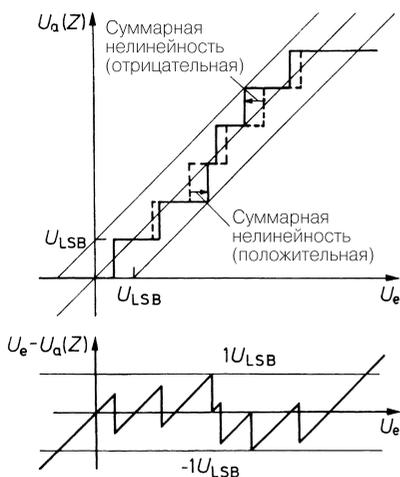


Рис. 18.23. Передача сигнала в АЦП при отклонении от линейности

Другой мерой линейности служит *дифференциальная нелинейность*. Она показывает отклонение ширины отдельной ступеньки квантования от заданного U_{LSB} . Если она больше U_{LSB} , отдельные числа могут быть пропущены, а при еще больших погрешностях возможно даже убывание числа Z с ростом входного напряжения (погрешность монотонности).

18.8.2

Динамические погрешности

АЦП находят двойное применение: в цифровых вольтметрах и при обработке сигналов. При построении цифровых вольтметров исходят из того, что входное напряжение за время преобразования не изменяется. Напротив, при обработке сигналов входное напряжение заведомо непостоянно. При цифровой обработке с помощью УВХ через равные промежутки времени берутся отсчеты изменяющегося напряжения, а затем они оцифровываются посредством АЦП. Как будет показано в разделе 19.1, возникающая при этом числовая последовательность $\{Z\}$ представляет собой непрерывный входной сигнал без потерь ин-

формации только при соблюдении теоремы Котельникова, то есть когда частота опроса f_a по крайней мере вдвое выше максимальной частоты сигнала f_{\max} . Отсюда вытекает требование: сумма времени преобразования и времени установления УВХ должна быть меньше величины $1/(2f_{\max})$. Чтобы не платить слишком высокую цену за выполнение этого требования, частотную полосу сигнала сужают до безусловно необходимой ширины. Поэтому обычно на входе устройства включают фильтр нижних частот.

По этим причинам для суждения о точности следует рассматривать суммарные свойства АЦП и УВХ. К примеру, бессмысленно пользоваться 12-разрядным АЦП с устройством выборки-хранения, которое за свойственное ему время срабатывания не реагирует на величину, равную $1/4096 \approx 0,025\%$ от диапазона измерений.

Следующая динамическая погрешность порождается неопределенностью моментов опроса (дрожание апертур). Из-за конечности апертур t_A УВХ считывание сигнала всегда запаздывает. При неизменной апертуре запаздывание всех отсчетов одинаково, что обеспечивает постоянство шага считывания. Но если апертюра флуктуирует на Δt_A , возникает погрешность измерения, равная приращению напряжения ΔU за это время. Для расчета максимальной погрешности ΔU предположим, что входным сигналом служит синусоида с максимально допустимой частотой f_{\max} . Наибольшая крутизна имеет место при прохождении сигнала через нуль:

$$\left. \frac{dU}{dt} \right|_{t=0} = \hat{U}\omega_{\max},$$

откуда находим амплитудную погрешность:

$$\Delta U = \hat{U}\omega_{\max} \Delta t_A.$$

Если она должна быть меньше ступени квантования АЦП U_{LSB} , условие для флуктуаций апертур можно записать в виде:

$$\Delta t_A < \frac{U_{LSB}}{\hat{U}\omega_{\max}} = \frac{U_{LSB}}{\frac{1}{2}U_{\max}\omega_{\max}}. \quad (18.13)$$

Это условие крайне трудно соблюдать в случае высокочастотного сигнала. Например, у 8-разрядного преобразователя $U_{LSB}/U_{\max} = 1/255$. Если максимальная частота сигнала достигает 10 МГц, уравнение (18.13) требует, чтобы флуктуации апертур не превышали 125 пс.

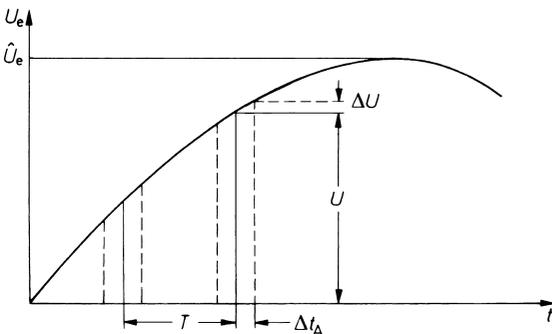


Рис. 18.24. Влияние дрожания апертур

18.9

Построение АЦП

Возможны несколько способов построения АЦП:

- параллельный;
- последовательно-параллельный;
- взвешивания;
- счета.

18.9.1

Параллельный способ

Реализация параллельного способа аналого-цифрового преобразования для трехрядного числа показана на рис. 18.25. Такое число позволяет представлять 8 различных чисел, включая нуль, поэтому требуется 7 компараторов. Необходимые здесь семь опорных напряжений с равным шагом получают с помощью делителя напряжения.

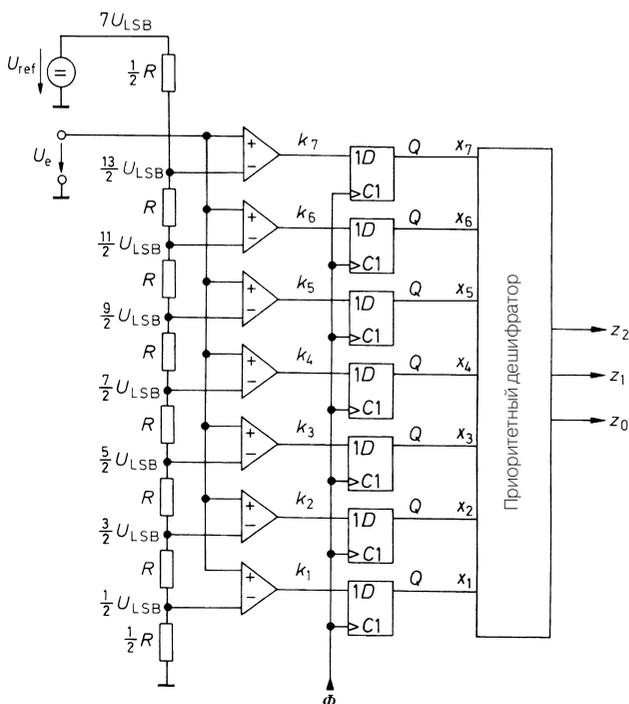


Рис. 18.25. АЦП с параллельным преобразованием

Число Z , соответствующее входному аналоговому напряжению U_e , получается равным:

$$Z = \frac{U_e}{U_{LSB}} = 7 \frac{U_e}{U_{ref}} = Z_{\max} \frac{U_e}{U_{ref}}$$

Если входное напряжение окажется в диапазоне от $5/2U_{LSB}$ до $7/2U_{LSB}$, компараторы с 1-го по 3-й перейдут в состояние «1», а с 4-го по 7-й – в состояние «0». Теперь необходимо превратить эти состояния в число 3. Связь между состояниями компараторов и соответствующим двоичным числом показана в табл. 18.6. Как свидетельствует сравнение с табл. 8.7, необходимые преобразования могут быть выполнены с помощью приоритетного шифратора, рассмотренного в разделе 8.3.

Таблица 18.6. Состояния переменных в параллельных АЦП в зависимости от входного напряжения

Входное напряжение, (U_e/U_{LSB})	Состояние компараторов							Двоичное число			Десятичный эквивалент
	k_7	k_6	k_5	k_4	k_3	k_2	k_1	z_2	z_1	z_0	Z
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1
2	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	2
3	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	3
4	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	4
5	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	5
6	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	6
7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	7

Однако приоритетный шифратор нельзя подключать к компараторам напрямую. Если входное напряжение изменяется, в двоичном коде могут появляться совершенно неправильные числа. Возьмем для примера переход от трех к четырем, что в двоичном коде соответствует переходу от 011 к 100. Если из-за слишком короткого времени срабатывания старший разряд изменится раньше остальных, появится число 111, то есть семь, и ошибка составит половину от диапазона измерений. Поскольку обычно результат аналого-цифрового преобразования заносят в запоминающее устройство, имеется вероятность зафиксировать этот абсолютно неверный результат. Здесь поможет, например, УВХ, который не допустит изменения входного сигнала во время измерений. Такой подход требует применения УВХ с высоким быстродействием, чтобы не допустить сужения частотной полосы параллельного АЦП. К тому же не гарантируется отсутствие изменений состояний выходов компараторов, так как быстродействующие УВХ имеют недостаток в виде заметного дрейфа.

Эти трудности можно обойти, если запоминать цифровые, а не аналоговые данные компараторов. Для этого с каждым из них применяется D-триггер с запуском по фронту (см. рис. 18.25). Он гарантирует постоянство входного сигнала приоритетного шифратора на протяжении всего тактового периода и, следовательно, неизменность информации на его выходе вплоть до прихода очередного тактового сигнала.

Особое преимущество параллельного метода состоит в том, что он позволяет применять цифровые УВХ, создавая предпосылки для высокоскоростного аналого-цифрового преобразования. Аналоговые УВХ не дают возможности реализовать высокую точность на высоких частотах даже ценой значительных затрат.

Момент считывания определяется запускающим фронтом тактового импульса. Он опережает этот фронт на время срабатывания компаратора. Различия времени срабатывания определяют, соответственно, дрожание аперттуры. Следуя требованиям предыдущего раздела сводить их к минимуму, необходимо предельно сокращать время прохождения сигнала от аналогового входа до устройства хранения. Поэтому чаще всего его встраивают в компаратор и размещают сразу за аналоговым входом. В результате входная схема подобного компаратора выглядит так, как показано на рис. 18.26 [18.4].

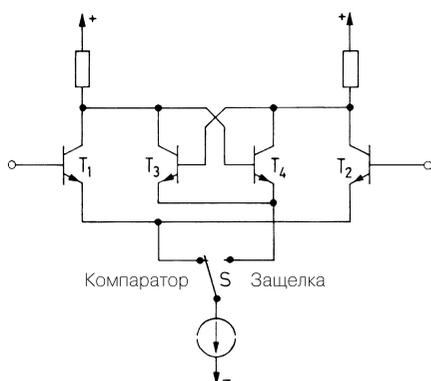


Рис. 18.26. Вход компаратора с запоминающим триггером

Если ключ S занимает левое положение, транзисторы T_1, T_2 работают как компараторы. Если ключ перекинута вправо, компаратор T_1, T_2 отключается, но включается триггер T_3, T_4 и запоминает состояние, характеризующее выход компаратора. Для этого необходимо завершить все переключения в компараторе. Поскольку триггер построен еще и как дифференциальный усилитель, переход его в то или иное состояние определяется разницей всего в несколько милливольт, благодаря чему дрожание аперттуры сводится к нескольким пикосекундам.

Примеры АЦП, построенных по схеме параллельного преобразования, перечислены в табл. 18.7. Ряд изготовителей предлагают четырех- и шестиразрядные приборы. Судя по таблице, минимальная мощность потерь свойственна преобразователям, сделанным по КМОП технологии. Для работы на тактовой частоте выше 100 МГц лучше подходят АЦП по технологии ЭСЛ, так как у них проще выдерживать временные соотношения и ниже шумы.

Нелинейность АЦП для низкочастотного сигнала равна разрешению $\pm 1/2$ LSB, иногда даже $\pm 1/4$ LSB. Однако с повышением частоты сигнала она нарастает, что делает млад-

Таблица 18.7. Типичные параметры АЦП, основанных на параллельном преобразовании

Тип	Изготовитель	Частота опроса, МГц	Рабочее напряжение, В	Потребляемая мощность, мВт	Входная емкость, пФ	Дрожание аперттуры, пс	Логика
8 бит							
MAX100	Maxim	250	± 5	5250		2	ЭСЛ
MAX104	Maxim	1000	± 5	5250		0,5	ЭСЛ
MAX106	Maxim	600	± 5	5250		0,5	ЭСЛ
MAX108	Maxim	1500	± 5	5250		0,5	ЭСЛ

Таблица 18.7. Типичные параметры АЦП, основанных на параллельном преобразовании (окончание)

Тип	Изготовитель	Частота опроса, МГц	Рабочее напряжение, В	Потребляемая мощность, мВт	Входная емкость, пФ	Дрожание аперттуры, пс	Логика
TDA8718	Philips	600	-5,2	990	5		ЭСЛ
SPT7725	SPT	300	-5,2	2200	10	5	ЭСЛ
SPT7750	SPT	500	-5,2	5500	15	2	ЭСЛ
SPT7760	SPT	1000	-5,2	5500	15	2	ЭСЛ
10 бит							
TDA8762	Philips	40	+5	250	5		КМОП

ший и даже второй разряд не востребуемым и приводит к повышению шума квантования в соответствии с уравнением (18.12) на 6 или 12 дБ [18.5].

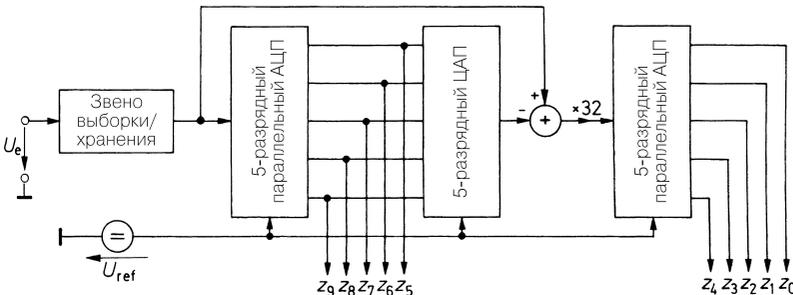
18.9.2

Последовательно-параллельный преобразователь

Недостаток параллельного преобразования заключается в том, что число компараторов экспоненциально растет с разрядностью числа. Для 10-разрядного преобразователя требуется, например, 1023 компаратора. Можно существенно сэкономить на реализации параллельного преобразования, если поступиться его быстродействием. Для этого используют комбинацию параллельного метода и метода взвешивания.

В такой расширенной версии параллельного метода 10-разрядный АЦП строят так, что за первый шаг преобразуются 5 старших разрядов по образцу структурной схемы, показанной на рис. 18.27, и получают грубо квантованное значение входного напряжения. С помощью ЦАП из него получают соответствующее аналоговое напряжение, вычитают его из входного и разность оцифровывают посредством второго 5-разрядного АЦП. В результате получается:

$$Z = Z_{\max} \frac{U_e}{U_{ref}} = 1023 \frac{U_e}{U_{ref}}.$$

**Рис. 18.27.** Принцип действия последовательно-параллельного преобразователя

Усиление разности между грубой оценкой и входным напряжением в 32 раза позволяет применять два АЦП с одинаковым диапазоном входных напряжений, однако к ним предъявляются неодинаковые требования по точности: у первого 5-разрядного АЦП она должна равняться точности 10-разрядного АЦП, иначе разность окажется бессодержательной.

Однако параллельные АЦП со столь высокой линейностью отсутствуют и вовсе не осуществимы для высокочастотных сигналов. Как следствие, разностный сигнал выходит за пределы диапазона точной оценки и перегружает второй АЦП, вызывая серьезные погрешности выходного сигнала (пропуски кодов).

Указанная проблема устраняется, если усиление разностного сигнала снизить вдвое до 16 раз в соответствии с рис. 18.28. В результате разряд z_5 сформируется как грубым, так и точным квантователями. Если теперь точный сигнал выйдет из предусмотренного диапазона вследствие погрешностей нелинейности грубого квантователя, бит z'_5 позволит повысить или понизить грубое значение на единицу. Таким образом, погрешность нелинейности грубого квантователя сводится к величине $\pm 1/2$ LSB и, в отличие от ранее рассмотренных устройств, его погрешность в случае схемы на рис. 18.28 не обязана быть лучше разрешения. Но ЦАП должен обладать всей 10-разрядной точностью [18.5]. Для коррекции погрешностей требуется перекрытие грубого и точного поддиапазонов хотя бы по одному разряду, а чтобы при этом не снижалось разрешение АЦП в целом, квантователю добавляют один разряд.

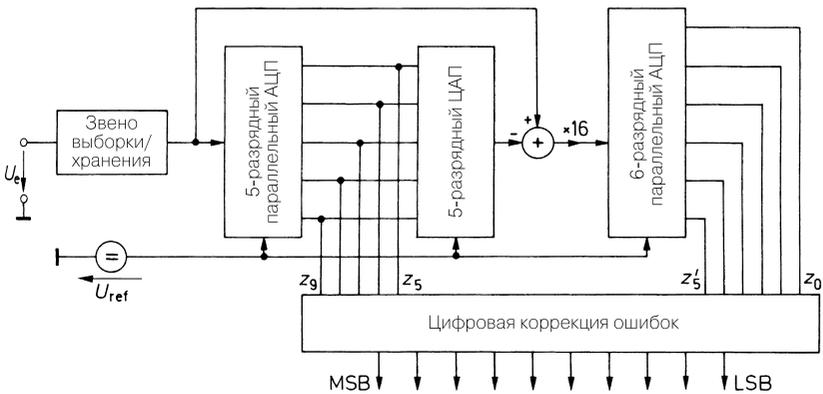


Рис. 18.28. Последовательно-параллельный преобразователь с цифровой коррекцией погрешностей

Разумеется, грубая и точная оценки должны относиться к одному и тому же входному напряжению $U_e(t_j)$, однако из-за конечного времени срабатывания первого каскада между ними возникает некоторое смещение во времени. Поэтому при таком способе входное напряжение необходимо сохранять постоянным посредством аналогового УВХ вплоть до завершения формирования всего числа. Это обстоятельство является серьезным недостатком метода сравнительно с чисто параллельным преобразованием. Примеры последовательно-параллельных АЦП приведены в табл. 18.8.

Таблица 18.8. Последовательно-параллельные АЦП

Тип	Изготовитель	Частота опроса, МГц	Рабочее напря- жение, В	Потребляе- мая мощ- ность, мВт	Опорное напря- жение, В	Технология
8 бит						
AD9054A	Analog Devices	200	5	500	2,5	БиКМОП
AD9057	Analog Devices	80	5	220	2,5	БиКМОП
AD9280	Analog Devices	32	3,3	100	1,0	БиКМОП
AD9283	Analog Devices	100	3,3	90	1,2	БиКМОП
LTC1406	Linear Technology	20	5	150	—	КМОП
ACD08100	National	100	3,3	130	—	КМОП
TDA8793	Philips	100	3,3	180	1,2	КМОП
SPT7722	SPT	250	5	450	2,5	БиКМОП
ADS831	Texas Instruments	80	5	275	3,0	КМОП
10 бит						
AD9203	Analog Devices	40	3,3	74	1,0	КМОП
AD9410	Analog Devices	210	3,3	400	2,5	БиКМОП
MAX1444	Maxim	40	3,3	70	2,0	КМОП
MAX1449	Maxim	105	3,3	200	2,0	КМОП
TDA8763	Philips	50	3,3	235	1,2	КМОП
TDA8766	Philips	20	3,3	53	1,2	КМОП
SPT7883	SPT	70	2,5	145	—	КМОП
ADS824	Texas Instruments	70	5	315	3,5	КМОП
12 бит						
AD9225	Analog Devices	25	5	280	1,0	КМОП
AD9235	Analog Devices	65	3,3	300	1,0	КМОП
AD9340	Analog Devices	170	3,3	1250	1,2	БиКМОП
AD9433	Analog Devices	125	5	1350	2,5	БиКМОП
LTC1420	Linear Technology	10	5	250	2,5	КМОП
MAX1420	Maxim	60	3,3	250	1,0	КМОП
MAX1422	Maxim	20	3,3	150	1,0	КМОП
CLC5956	National	65	5	615	Внутрен- нее	Биполяр- ный
SPT7938	SPT	40	5	170	—	КМОП
ADS809	Texas Instruments	80	5	900	Внутр.	КМОП
ADS2807*	Texas Instruments	50	5	720	3,0	КМОП
16 бит						
MAX1200	Maxim	1	5	273	4,1	КМОП
SPT8100	SPT	5	5	465	2,5	КМОП

* Два преобразователя

18.9.3 Метод взвешивания

Блок-схема устройства АЦП, использующего метод взвешивания, представлена на рис. 18.29. Компаратор K сравнивает занесенное в УВХ значение измеряемой величины с выходным напряжением ЦАП. К началу измерения число Z обнуляется. Затем старшему разряду присваивается «1» и проверяется, не превышает ли $U(Z)$ входное напряжение. Если да, то значение этого разряда сохраняется, в противном случае он вновь обнуляется. На этом завершается «взвешивание» старшего разряда. Далее эта процедура выполняется с каждым из разрядов вплоть до самого младшего (LSB). Таким образом, в регистре появляется число, которое с помощью ЦАП превращается в напряжение, совпадающее с U_e с точностью до U_{LSB} . Отсюда следует:

$$U(Z) = U_{ref} \frac{Z}{Z_{max} + 1} = U_e, \quad \text{так что } Z = (Z_{max} + 1) \frac{U_e}{U_{ref}}. \quad (18.14)$$

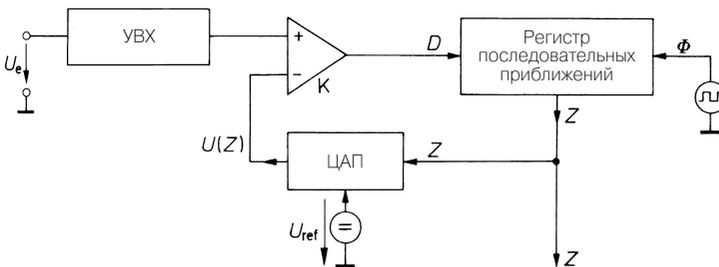


Рис. 18.29. АЦП, основанный на методе взвешивания

Если входное напряжение за время преобразования изменяется, то необходимо УВХ в качестве буфера для хранения считанного значения функции с тем, чтобы все разряды формируемого числа относились к одному и тому же напряжению $U_e(t_j)$. В отсутствие УВХ может возникнуть погрешность, равная приращению входного напряжения за время преобразования [18.7].

На рис. 18.30 показана структурная схема первых трех шагов процедуры взвешивания. Очевидно, каждый шаг сводится к проверке равенства единице или нулю соответствующего бита, причем остальные разряды не подвергаются изменениям.

Временные диаграммы процесса взвешивания для напряжения $U(Z)$ и числа Z демонстрируются на рис. 18.31 и 18.32 соответственно. Каждому разряду в результате проверки присваивается определенное значение. Если оно окажется выше входного значения, разряд тотчас обнуляется. В этих примерах на завершение преобразований уходит 8 шагов взвешивания.

Преобразование происходит под управлением регистра последовательных приближений (рис. 18.33). В начале измерений все триггеры обнуляются сигналом сброса R . Затем во всех сдвиговых регистрах от F'_7 до F'_0 с каждым тактовым импульсом единичное значение смещается на один разряд вправо. Благодаря этому в зависимости от проверки разряды строки с z_7 по z_0 переводятся в состояние «1», а полученный результат взвешивания запоминается триггерами с защелкой $F_7 \dots F_0$ при одновременном вводе соответствующего состояния компаратора D . При этом через вход C сбрасывается только тот триггер-защелка, бит которого только что испытывался.

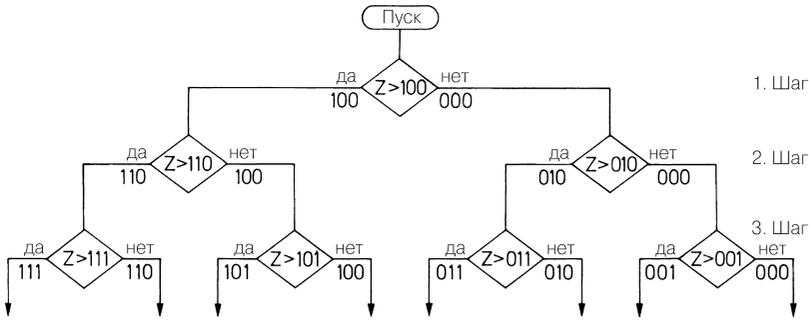
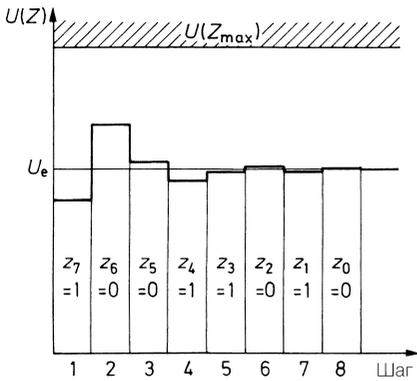


Рис. 18.30. Структурная схема процесса поразрядного взвешивания



D	z ₇	z ₆	z ₅	z ₄	z ₃	z ₂	z ₁	z ₀
z ₇		1						1
z ₆			0					0
z ₅				0				0
z ₄					1			1
z ₃						1		1
z ₂							0	0
z ₁								1
z ₀								

Рис. 18.31. Изменение $U(Z)$ при методе взвешивания

Рис. 18.32. Изменение Z при методе взвешивания

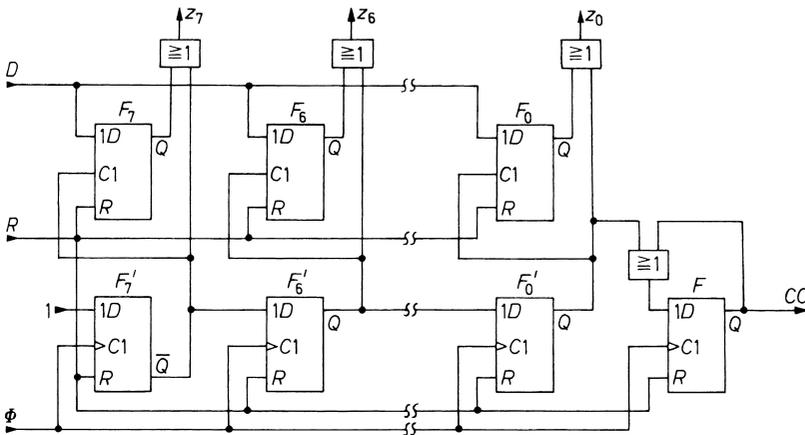


Рис. 18.33. Пример реализации регистра последовательных приближений

Вслед за установкой младшего бита z_0 фиксируется последний триггер F регистра сдвига, что указывает на завершение преобразования (Conversion Complete, CC). Благодаря логическому элементу ИЛИ на входе D это состояние сохраняется и при поступлении следующего тактового импульса. Оно гасится только одновременно с поступлением результатов очередного цикла измерения.

В табл. 18.9 приводятся значения истинности для регистра последовательных приближений. Нетрудно заметить, что все выходы гасятся сигналом сброса за исключением бита z_7 , который равен единице уже при первом процессе взвешивания. При каждом следующем шаге T решение компаратора D запоминается в соответствующем разряде и одновременно взвешивается следующий младший разряд. Таблица истинности поясняет работу регистра сдвига. После 8 шагов на выходе CC выставляется единица, и преобразование заканчивается. Одновременно становится доступным результат Z , но его можно также получить в последовательной форме на выходе компаратора.

Таблица 18.9. Таблица истинности регистра последовательных приближений

T	R	D	z_7	z_6	z_5	z_4	z_3	z_2	z_1	z_0	CC
0	1	D_7	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	D_7	D_7	1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	D_6	D_7	D_6	1	0	0	0	0	0	0
3	0	D_5	D_7	D_6	D_5	1	0	0	0	0	0
4	0	D_4	D_7	D_6	D_5	D_4	1	0	0	0	0
5	0	D_3	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	1	0	0	0
6	0	D_2	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	1	0	0
7	0	D_1	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	1	0
8	0	D_0	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0	1

Примеры преобразователей, основанных на методе взвешивания, даны в табл. 18.10. Все АЦП оснащены устройствами выборки и хранения. Большинство микросхем с питанием 3,3 В способны работать при 5 В.

Таблица 18.10. АЦП, использующие метод взвешивания. Выход, 1 бит – последовательный выход

Тип	Изготовитель	Каналы	Частота опроса, кГц	Рабочее напряжение, В	Потребляемая мощность, мВт	Опорное напряжение, В	Выход, бит
8 бит							
AD7478	Analog Devices	1	1000	3,3	4	Внутреннее	1
LTC1196	Linear Technology	1	1000	3,3	20	—	1

Таблица 18.10. АЦП, использующие метод взвешивания. Выход, 1 бит – последовательный выход (продолжение)

Тип	Изготовитель	Каналы	Частота опроса, кГц	Рабочее напряжение, В	Потребляемая мощность, мВт	Опорное напряжение, В	Выход, бит
MAX1110	Maxim	8	50	3,3	0,3	2,0	1
MAX1115	Maxim	1	100	3,3	0,6	2,0	1
ADC08831	National	2	250	5	9	—	1
TLV0838	Texas Instruments	8	40	3,3	0,7	—	1
12 бит							
AD7472	Analog Devices	1	1500	3,3	4	—	12
AD7476	Analog Devices	1	1000	3,3	4	—	1
AD7888	Analog Devices	8	125	3,3	4	2,5	1
LTC1401	Linear Technology	1	200	3,3	15	1,2	1
LTC1402	Linear Technology	1	2200	5	90	2,5	1
LTC1415	Linear Technology	1	1250	5	55	2,5	12
LTC1598	Linear Technology	8	15	5	1,5	—	1
LTC1853	Linear Technology	8	250	3,3	3	2,5	12
LTC1860	Linear Technology	2	250	5	4	—	1
MAX1280	Maxim	8	400	5	13	2,5	1
MAX1287	Maxim	2	150	3,3	0,8	—	1
MAX1290	Maxim	8	400	3,3	7	2,5	8
ADC12138	National	8	100	3,3	15	—	1
ADS7822	Texas Instruments	1	75	3,3	0,6	—	1
ADS7862	Texas Instruments	2×2	500	5	40	2,5	12
TLC2552	Texas Instruments	2	400	5	18	—	1
TLV2556	Texas Instruments	11	200	3,3	8	Внутреннее	1

Таблица 18.10. АЦП, использующие метод взвешивания. Выход, 1 бит – последовательный выход (окончание)

Тип	Изготовитель	Каналы	Частота опроса, кГц	Рабочее напряжение, В	Потребляемая мощность, мВт	Опорное напряжение, В	Выход, бит
16 бит							
AD977A	Analog Devices	1	200	5	80	2,5	16
AD7660	Analog Devices	1	100	5	21	—	16
AD7664	Analog Devices	1	570	5	100	—	16
LTC1605	Linear Technology	1	100	5	55	2,5	16
LTC1608	Linear Technology	1	500	±5	270	2,5	16
LTC1865	Linear Technology	2	250	5	4	—	1
ADS8320	Texas Instruments	1	100	3,3	2	—	1
ADS8322	Texas Instruments	1	500	5	85	2,5	16
ADS8344	Texas Instruments	8	100	3,3	10	—	1
TLC4541	Texas Instruments	1	200	5	17	—	1

18.9.4

Метод счета

Аналого-цифровое преобразование, использующие метод счета, требует наименьших схемотехнических затрат, но длительность преобразования заметно больше по сравнению с остальными методами и, как правило, составляет от 1 мс до 1 с. Однако для медленно изменяющихся сигналов (например, связанных с измерением температуры) этого достаточно.

Высокая скорость не нужна также и в цифровых вольтметрах из-за низкого темпа считывания результатов измерений. Существуют различные способы реализации метода счета, важнейшие из которых описываются далее. Наибольшее значение приобрел метод двойного интегрирования, обеспечивающий наибольшую точность при минимуме затрат.

Метод компенсации (следающий АЦП)

Компенсационный АЦП, принцип которого поясняется на рис. 18.34, очень близок к методу взвешивания (см. рис. 18.29), отличаясь от последнего тем, что вместо регистра последовательных приближений в нем используется реверсивный счетчик.

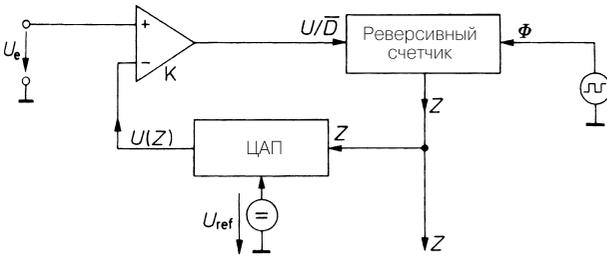


Рис. 18.34. Следящий АЦП $Z = (Z_{\max} + 1)U_e / U_{ref}$

Компаратор K сравнивает входное напряжение U_e с компенсирующим напряжением $U(Z)$. При их положительной разности счетчик работает в режиме прямого счета, а при отрицательной – в режиме обратного. При этом компенсирующее напряжение изменяется до тех пор, пока не сравняется с входным, а затем следует за изменениями последнего. Такие АЦП называют следящими аналого-цифровыми преобразователями.

Недостатком простой схемы, изображенной на рис. 18.34, является то, что счетчик не приходит в состояние покоя и его показания всегда изменяются на 1 LSB вокруг входного напряжения, ибо тактовые импульсы следуют непрерывно. Если это мешает, можно расширить обычный компаратор до строб-компаратора, который позволит блокировать тактовые посылки, когда компенсирующее напряжение приближается к входному на $\pm 1/2$ LSB.

За избавление от управляющей логики, имеющейся в АЦП взвешивания, сравнительно с весовым методом приходится расплачиваться значительным снижением скорости преобразования, так как компенсирующее напряжение способно изменяться только на величину U_{LSB} . Однако при медленном изменении входного напряжения вполне возможно добиться малого времени установления благодаря самой процедуре слежения, при которой аппроксимация происходит непрерывно, тогда как в АЦП взвешивания каждый цикл начинается с нуля.

Метод пилообразного напряжения

АЦП по методу пилообразного напряжения, показанный на рис. 18.35, лишен цифро-аналогового преобразователя. Число, соответствующее входному напряжению, оказывается равным:

$$Z = \tau f \frac{U_e}{U_{ref}}$$

АЦП действует по принципу преобразования входного напряжения в пропорциональный ему временной интервал. Для этого служит генератор пилообразного напряжения в сочетании со строб-компаратором K_1 , K_2 и G_1 .

Пилообразное напряжение изменяется от отрицательного значения до положительного по закону:

$$V_s = \frac{U_{ref}}{\tau} t - V_0$$

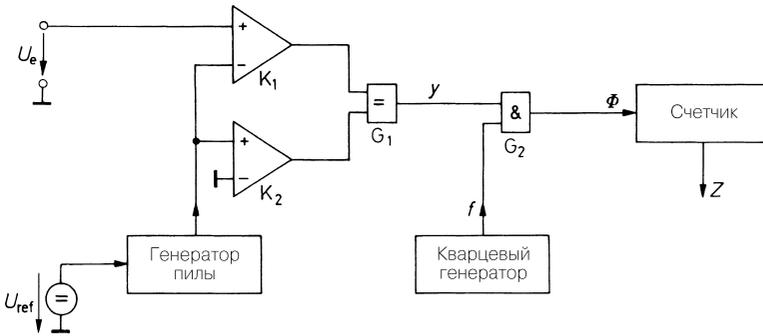


Рис. 18.35. АЦП с использованием пилообразного напряжения

На выходе элемента эквивалентности G_1 сохраняется состояние «1» все время, пока пилообразное напряжение находится между 0 и U_e . Это время равно $\Delta t = \tau U_e / U_{ref}$ и измеряется числом колебаний кварцевого генератора. Если в начале измерений счетчик сбросить на нуль, по достижении верхнего порога компаратора он покажет число

$$Z = \frac{\Delta t}{T} = \tau f \frac{U_e}{U_{ref}}. \tag{18.15}$$

Если на вход подать отрицательное напряжение, нулевой отсчет будет пройден после того, как пилообразное напряжение сравняется с входным. По этой последовательности определяют знак измеряемого напряжения. Длительность измерения останется прежней, так как она зависит только от модуля входного напряжения. По окончании измерения счетчик должен быть сброшен на нуль, а пилообразное напряжение снижено до начальной отрицательной величины. Чтобы данные на выходе отображались непрерывно, предыдущий числовой результат заносит в запоминающее устройство и хранят там, пока не сформируется новое число.

Уравнение (18.15) показывает, что разброс постоянной времени t непосредственно сказывается на точности измерений. Постоянная времени определяется RC-звеном, и потому подвержена влиянию температуры и дрейфа емкости конденсатора. По этим причинам крайне трудно добиться точности лучше 0,1%.

Метод двойного интегрирования

Метод предусматривает интегрирование не только опорного, но и входного напряжения. В исходном состоянии ключи S_1 и S_2 разомкнуты, а ключ S_3 замкнут (рис. 18.36), благодаря чему напряжение на выходе интегратора равно нулю. Число Z оказывается равным:

$$Z = (Z_{\max} + 1) \frac{U_e}{U_{ref}}.$$

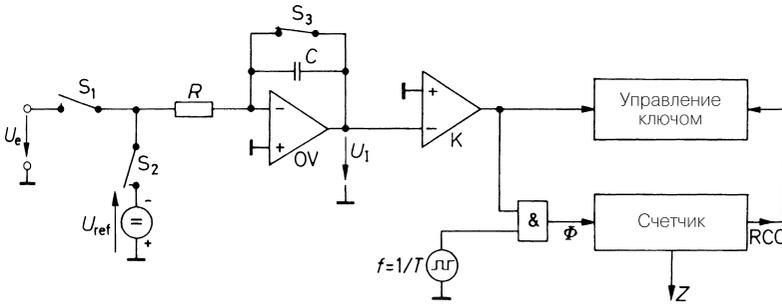


Рис. 18.36. АЦП с двойным интегрированием

К началу измерений счетчик обнулен, ключ S_3 разомкнут, а S_1 – замкнут, в силу чего происходит интегрирование входного напряжения U_e . Если оно положительно, напряжение на выходе интегратора будет отрицательным, и компаратор K с помощью схемы И разблокирует тактовый генератор. Первая фаза интегрирования t_1 завершается обнулением счетчика вслед за его переполнением после $Z_{\max} + 1$ тактов. Затем интегрируется опорное напряжение, для чего размыкается ключ S_1 и замыкается S_2 . Поскольку оно отрицательно, выходное напряжение вновь нарастает. В конце второй фазы интегрирования U_I достигает нуля. Тогда компаратор сбрасывается на нуль и останавливает счетчик. Его показание равно количеству тактовых импульсов за время t_2 и, следовательно, пропорционально входному напряжению.

Зависимость между входным напряжением U_e и результатом Z выражается непосредственно, если рассчитать процесс интегрирования и учесть, что он начинается и завершается при напряжении 0 В. Из

$$U_I = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_1} U_e dt - \frac{1}{RC} \int_0^{t_2} U_{ref} dt \stackrel{!}{=} 0 \quad (18.16)$$

при постоянном U_e следует:

$$-\frac{1}{RC} U_e t_1 - \frac{1}{RC} U_{ref} t_2 = 0.$$

При

$$t_1 = (Z_{\max} + 1)T \quad \text{и} \quad t_2 = ZT \quad (18.17)$$

получаем

$$-\frac{1}{RC} U_e (Z_{\max} + 1)T - \frac{1}{RC} U_{ref} ZT = 0.$$

Очевидно, что постоянная времени RC и длительность тактового импульса T в уравнении сокращаются. Тогда

$$U_e (Z_{\max} + 1)T + U_{ref} ZT = 0.$$

Выражая отсюда Z , окончательно находим:

$$Z = -\frac{U_e}{U_{ref}}(Z_{max} + 1). \tag{18.18}$$

Согласно этому выражению отличительная особенность метода двойного интегрирования заключается в том, что ни тактовая частота $1/T$, ни постоянная интегрирования $\tau = RC$ не входят в окончательное уравнение. Требуется лишь соблюдать постоянство тактовой частоты за время $t_1 + t_2$. Столь кратковременное постоянство частоты обеспечивается простым тактовым генератором, что позволяет данному методу легко обеспечивать точность $0,01\% = 100 \text{ ppm}$ ($1 \text{ ppm} = 10^{-4} \%$) [18.8].

Как нетрудно заметить при выводе выражения (18.18), в него входит не мгновенное значение измеряемого напряжения, а только его уровень, усредненный за период регистрации t_1 . Отсюда чем выше частота переменного напряжения, тем сильнее оно ослабляется, и полностью подавляются переменные напряжения с частотой, кратной целому числу $1/t_1$. Поэтому целесообразно настраивать частоту тактового генератора так, чтобы t_1 равнялось периоду колебаний сетевого напряжения или было ему кратно, что позволит подавить все фоновые помехи.

Благодаря возможности обеспечить высокую точность и подавление помех при малых затратах метод двойного интегрирования нашел широкое применение в цифровых вольтметрах, где не важна относительно большая длительность преобразования.

Счетчик на рис. 18.36 не обязан быть двоичным. Точно так же там сработает и двоично-десятичный счетчик. Это обстоятельство используется в цифровых вольтметрах, избавляя от необходимости выполнять двоично-десятичное преобразование результата измерений.

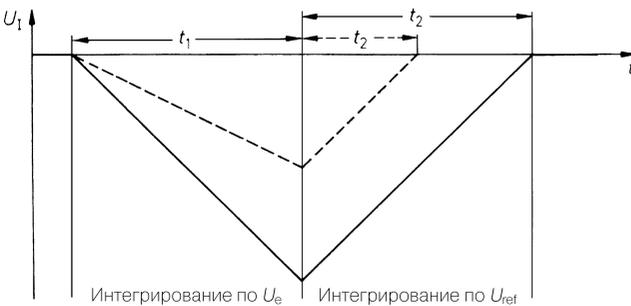


Рис. 18.37. Временная диаграмма выходного напряжения интегратора для разных входных напряжений

Автоматическая коррекция нуля

Рассматривая метод двойного интегрирования, мы уже видели, что постоянная времени $\tau = RC$ и тактовая частота $f = 1/T$ не входят в результирующую формулу. Поэтому точность метода существенно зависит от разброса опорного напряжения и ошибок ус-

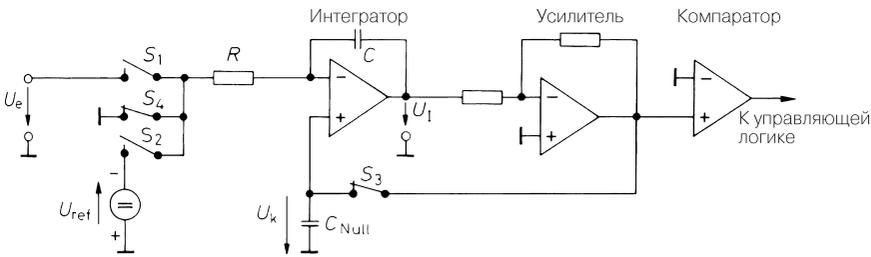


Рис. 18.38. Метод двойного интегрирования с автоматической коррекцией нуля

тановки нуля интегратора и компаратора. Такие ошибки удастся значительно снизить с помощью автоматической коррекции. С этой целью вместо замыкающего ключа S_3 (см. рис. 18.36) используется схема регулирования (рис. 18.38), в которой задаются определенные начальные условия для интегратора.

В состоянии покоя ключ S_3 замкнут, и интегратор вместе с предусилителем компаратора образуют повторитель напряжения, выходным напряжением которого U_k заряжается конденсатор нулевой точки C_{NULL} . Одновременно для коррекции нуля к входу интегратора через дополнительный ключ S_4 прикладывается нулевой потенциал, в силу чего U_k принимает скорректированное значение $U_{0I} - I_B R$, где U_{0I} – напряжение смещения интегратора и I_B – его ток в состоянии покоя. Благодаря этой компенсации в установившемся режиме ток через C равен нулю подобно идеальному интегратору.

При интегрировании входного напряжения S_3 и S_4 разомкнуты, а ключ S_1 замкнут. Поскольку в течение этого интервала времени напряжение U_k хранится на конденсаторе C_{NULL} , нулевая точка также скорректирована на этапе интегрирования, а ее дрейф определяется только кратковременной нестабильностью.

Метод также позволяет существенно снизить погрешность смещения компаратора. В отличие от предыдущей схемы, выходное напряжение U_I интегратора в состоянии покоя устанавливается равным не нулю, а напряжению смещения предусилителя компаратора, то есть равным порогу переключения устройства.

В контуре компенсации имеется два последовательных усилителя, что может привести к разрегулировке схемы. Для ее стабилизации последовательно с C_{NULL} включают резистор. Кроме того, целесообразно ограничить коэффициент усиления усилителей компаратора величиной не более 100 с тем, чтобы сократить время задержки, что необходимо для работы компаратора на стадии интегрирования.

АЦП двойного интегрирования выпускаются в большом разнообразии в виде монолитных микросхем КМОП. Они образуют две основные группы: приборы общего назначения (прежде всего, для работы с микрокомпьютерами) и специализированные схемы для управления индикаторными устройствами. У первых из них информация выводится в двоичном или двоично-десятичном коде, тогда как у вторых преобладают 7-сегментные выходы. Примеры подобных интегральных микросхем перечислены в табл. 18.11.

Таблица 18.11. АЦП двойного интегрирования

Разрешение	Тип	Изготовитель	Время преобразования, мс	Выход	Метод преобразования	Рабочее напряжение, В	Потребляемая мощность, мВт
3 ³ / ₄ знака	MAX134*	Maxim	50	Дв-Десятичный	Мультиплекс.	±5	1
4 ¹ / ₂ знака	TC835	Microchip	200	Дв-Десятичный	Мультиплекс.	±5	9
4 ¹ / ₂ знака	MAX135	Maxim	5	Дв-Десятичный	Мультиплекс.	±5	0,6
15 бит	TC850	Microchip	25	Двоичный	Параллельный	±5	20
5 ¹ / ₂ знаков	NI7159	Intersil	130	Дв-Десятичный	Мультиплекс.	±5	50
18 бит	MAX132	Maxim	5	Двоичный	Последовательный	±5	0,6
Для семисегментной индикации							
3 ¹ / ₂ знака	TC7116	Microchip	200	ЖКИ	Параллельный	9	10
	TC7117	Microchip	200	Светодиодный	Параллельный	±5	600
	ICL7136	Intersil	400	ЖКИ	Параллельный	9	1
	ICL7137	Maxim	400	Светодиодный	Параллельный	±5	600
	MAX138	Maxim	200	ЖКИ	Параллельный	5	1
	MAX139	Maxim	200	Светодиодный	Параллельный	5	600
3 ³ / ₄ знака	ICL7149*	Intersil	200	ЖКИ	Мультиплекс.	9	15
	TC820*	Microchip	300	ЖКИ	Мультиплекс.	3	1
4 ¹ / ₂ знака	ICL7129	Intersil	500	ЖКИ	Мультиплекс.	9	10

* С автоматическим переключением диапазонов

Литература

- [18.1] McGuire, P.L.: Digital Pulses Synthesize Audio Sine Waves. *Electronics* 48 (1975) H. 20, S. 104, 105.
- [18.2] Yuen, M.: DA Converter's Low-Glitch Design Lowers Parts Count in Graphic Displays. *Electronics* 52 (1979) H. 16, S. 131–135.
- [18.3] Seitzer, D.; Pretzl, G.; Hamdy, N.: *Electronic Analog-to-Digital Converters*. Chichester, New York, Brisbane, Toronto, Singapore: J. Wiley 1983.
- [18.4] Lammert, M.; Olsen, R.: Ipm Process Shrinks and Speeds up Flash Converter. *Electronics* 55 (1982) H. 9, S. 135–137.
- [18.5] Louzon, P.: Decipher Hight-Sample-Rate ADC Specs. *Electronic Design* 20.3.1995 S. 91–100
- [18.6] Pratt, W.J.: High Linearity and Video Speed Come Together in AD Converters. *Electronics* 53 (1980) H. 22, S. 167–170.
- [18.7] Little, A.; Burnett, B.: S/H Amp-ADC Matrimony Provides Accurate Sampling. *EDN*, 4. 2. 1988, H. 3, S. 153-166.
- [18.8] Jones, L.T.; James, J.R.; Clark, C.A.: Precision DVM Has Wide Dynamic Range and High System Speed. *Hewlett-Packard-Journal* 32 (1981) H. 4, S.23–31.
- [18.9] Hnatek, E.R.: *A User's Handbook of D/A and A/D Converters*. New York, London, Sydney, Toronto: J. Wiley 1976.
- [18.10] Loriferne, B.: *Analog-Digital and Digital-Analog Conversion*. London, Philadelphia, Rheine: Heyden 1982.
- [18.11] Zander, H.: *Analog-Digital-Wandler in der Praxis*. Haar: Markt und Technik 1983.

Глава 19

Цифровые фильтры

В главе 13 мы познакомились с несколькими способами реализации различных передаточных функций с помощью активных фильтров. Обработываемым сигналом служило напряжение в виде непрерывной функции времени, а в качестве схемных элементов использовались резисторы, конденсаторы и усилители.

В последнее время все больше склоняются к цифровой, а не к аналоговой обработке сигналов, что дает выигрыш в точности, воспроизводимости и помехоустойчивости. К недостаткам можно отнести более сложную схемотехнику, но это теряет свою важность с ростом степени интеграции цифровых микросхем.

Цифровым способом обрабатываются дискретные числовые последовательности, а не непрерывные величины, причем схемными элементами служат запоминающие и вычислительные устройства. При переходе от аналогового фильтра к цифровому возникают три вопроса:

1. Как получить числовую последовательность из непрерывного сигнала без потери информации?
2. Как обрабатывать такую числовую последовательность, чтобы реализовывать требуемую передаточную функцию?
3. Как совершать обратное преобразование выходных значений в непрерывное напряжение?

Пример внедрения цифрового фильтра в аналоговую среду схематически представлен на рис. 19.1. В моменты времени t_μ устройство выборки/хранения берет отсчеты напряжений $U_e(t_\mu)$ входного сигнала $U_e(t)$ и сохраняет их неизменными в течение промежутка времени между отсчетами. Во избежание непоправимых ошибок при формировании выборки теорема отсчетов (теорема Котельникова) требует, чтобы полоса входного сигнала не превышала половины частоты взятия отсчетов. Поэтому обычно используется входной фильтр нижних частот.

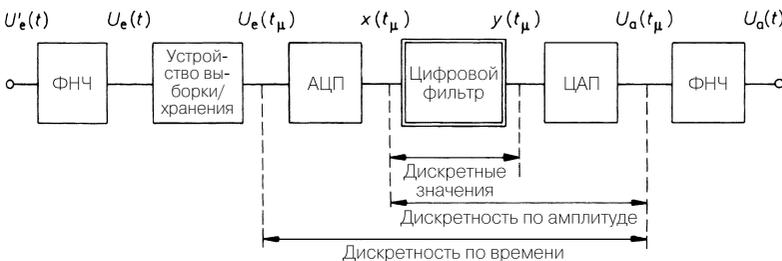


Рис. 19.1. Применение цифрового фильтра в аналоговой среде

АЦП превращает дискретную по времени последовательность напряжений $U_e(t_\mu)$ в числовую последовательность $x(t_\mu)$, дискретную как по времени, так и по величине. Под величиной x понимают обычно N -разрядное двоичное число. При этом количество разрядов N определяет уровень шума квантования согласно уравнению (18.12). В табл. 19.1 представлена информация о разрешении и характерных частотах дискретизации.

Таблица 19.1. Характерные частоты дискретизации и длина слов при цифровой обработке сигналов

Сигнал	Частота дискретизации, кГц	Разрешение, бит
Телефонные переговоры	8	12
Музыкальная запись на CD	44,1	16
Цифровое телевидение	13300	8

На выходе цифрового фильтра (см. рис. 19.1) появляется отфильтрованная числовая последовательность $y(t_\mu)$. Для ее обратного преобразования в напряжение служит ЦАП. На его выходе формируется ступенчатое напряжение, дискретное по величине и времени. Чтобы получить непрерывное напряжение, оно сглаживается посредством фильтра нижних частот.

19.1

Теорема Котельникова

Непрерывный входной сигнал может быть превращен в последовательность дискретных отсчетов, если с помощью устройства выборки/хранения брать отсчеты входного сигнала в моменты времени $t_\mu = \mu T_a$, равномерно расположенные на временной оси. Тогда частота дискретизации (опроса) $f_a = 1/T_a$. Как видно из рис. 19.2, возникающая в результате ступенчатая функция отклоняется от непрерывного входного сигнала тем меньше, чем выше частота опроса. Но схемотехнические трудности быстро нарастают с частотой, и потому ее стремятся выбирать как можно более низкой. В связи с этим закономерен вопрос: какова наименьшая частота дискретизации, при которой еще можно восстановить исходный сигнал без ошибок, то есть без потери информации. Этот теоретический предел определяется теоремой Котельникова, к рассмотрению которой мы и приступим.

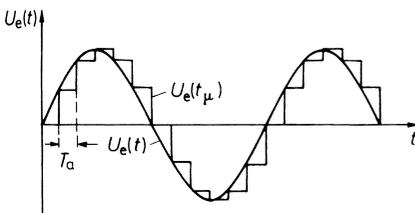


Рис. 19.2. Пример входного сигнала $U_e(t)$ и отсчетов $U_e(t_\mu)$

Ступенчатая функция на рис. 19.2 плохо поддается математическому описанию, и поэтому ее заменяют импульсной последовательностью Дирака (рис. 19.3):

$$\tilde{U}_e(t) = \sum_{\mu=0}^{\infty} U_e(t_\mu) T_a \delta(t - t_\mu). \tag{19.1}$$

Интенсивность $U_e(t_\mu) T_a$ в графическом виде характеризуется длиной стрелки. Интенсивность не следует путать с амплитудой импульса, так как импульс Дирака по определению обладает бесконечно большой амплитудой и исчезающе малой длительностью, однако его площадь характеризуется конечным значением, которое и служит мерой интенсивности. Это свойство поясняется на рис. 19.4, где импульс Дирака приближенно представлен в виде прямоугольного импульса r_ϵ . При этом имеет место предельный переход:

$$U_e(t_\mu) T_a \delta(t - t_\mu) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} U_e(t_\mu) r_\epsilon(t - t_\mu). \tag{19.2}$$

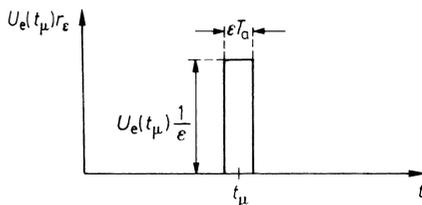
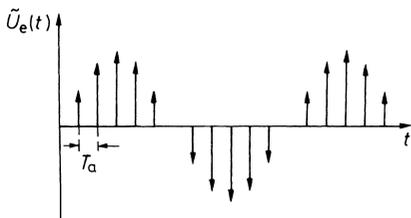


Рис. 19.3. Представление входного сигнала последовательностью импульсов

Рис. 19.4. Приближенное представление импульсов Дирака посредством конечного импульса напряжения

Чтобы выяснить, какова информация, содержащаяся в последовательности импульсов (19.1), рассмотрим ее спектр. Применяв преобразование Фурье к выражению (19.1), находим:

$$\tilde{X}(jf) = T_a \sum_{\mu=0}^{\infty} U_e(\mu T_a) e^{-2\pi j \mu f / f_a}. \tag{19.3}$$

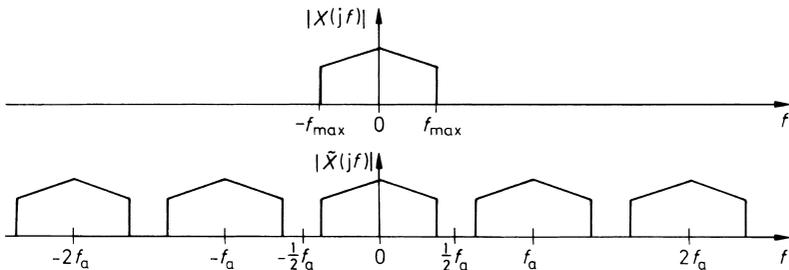


Рис. 19.5. Спектр входного напряжения до дискретизации (вверху) и после нее (внизу)

Очевидно, что такой спектр является периодической функцией с частотой, равной частоте опроса. Разлагая эту периодическую функцию в ряд Фурье, можно далее показать, что спектр $|X(jf)|$ в области $-1/2f_a \leq f \leq 1/2f_a$ идентичен спектру $|X(j, f)|$ исходной функции [19.1]. Следовательно, он все еще содержит полную информацию, хотя из входной функции была взята лишь часть отсчетов.

Но здесь следует ввести одно ограничение, которое хотелось бы пояснить на примере рис. 19.5: исходный спектр не изменяется только тогда, когда частота опроса высока, по крайней мере, настолько, что периодически повторяющиеся спектры не перекрываются. В соответствии с рис. 19.5 это имеет место при

$$f_a > 2f_{max}. \tag{19.4}$$

Это условие называется теоремой Котельникова (теоремой выборки).

19.1.1 Восстановление аналогового сигнала

Из рис. 19.5 следует способ восстановления аналогового сигнала: достаточно воспользоваться фильтром нижних частот и обрезать спектральную составляющую, лежащую выше $1/2f_a$. При этом фильтр должен быть рассчитан так, чтобы ослабление сигнала при f_{max} еще равнялось нулю, а при $1/2f_a$ уже становилось бы бесконечно большим.

В результате приходим к заключению, что по выборочным значениям непрерывной временной функции с ограниченной полосой можно полностью восстановить исходную функцию, если соблюдается условие $f_a \geq 2f_{max}$. Для этого из выборочных значений надо получить последовательность импульсов Дирака и пропустить их через идеальный ФНЧ с $f_g = f_{max}$.

При частоте дискретизации ниже значения, определяемого теоремой Котельникова, появляется спектральная составляющая с разностной частотой $f_a - f < f_{max}$, которая не подавляется фильтром нижних частот и появляется на выходе в виде биений (наложение частот). Эти соотношения иллюстрирует рис. 19.6. Как видно, спектральная составляющая входного сигнала выше $1/2f_a$ не просто теряется, а инверсно отражается в полезную частотную полосу. В этом случае максимальная частота сигнала $f_{e max}$ оказывается самой низшей отраженной частотой $f_a - f_{e max} < 1/2f_a$ в основной полосе выходного спектра. На рис. 19.7 эти соотношения представлены для входного сигнала, спектр которого состоит из единственной спектральной линии при $f_{e max} \approx f_a$. На рисунке видно, как возникает колебание с частотой биений $f_a - f_{e max}$.

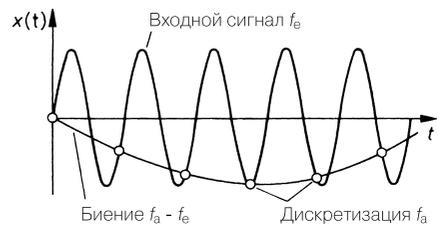
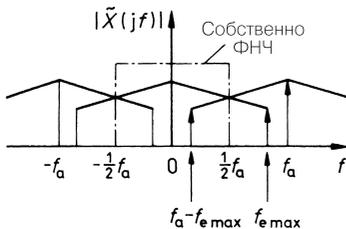


Рис. 19.6. Наложение спектров при слишком низкой частоте дискретизации

Рис. 19.7. Появление биений при слишком низкой частоте дискретизации для $f_e \approx f_a$

19.1.2
Практические аспекты

Практическая реализация затруднена тем, что реальные системы не способны формировать импульсы Дирака. Поэтому приходится иметь дело с приближением (см. рис. 19.4) в виде импульсов с конечной амплитудой и длительностью, то есть отказываться от предельного перехода (19.2). Подставляя (19.2) в (19.1), при конечном ϵ получим последовательность импульсов:

$$\tilde{U}'_e(t) = \sum_{\mu=0}^{\infty} U_e(t_{\mu}) r_e(t - t_{\mu}). \tag{19.5}$$

Применив преобразование Фурье, находим спектр:

$$\tilde{X}'(jf) = \frac{\sin \pi \epsilon T_a f}{\pi \epsilon T_a f} \tilde{X}(jf). \tag{19.6}$$

Это тот же спектр, что и в случае импульсов Дирака, но с наложением весовой функции, что приводит к ослаблению высоких частот. Особенно интересен случай ступенчатой функции, когда ширина импульса ϵT_a равна длительности опроса T_a . Отсюда следует спектр:

$$\tilde{X}'(jf) = \frac{\sin(\pi f/f_a)}{\pi f/f_a} \tilde{X}(jf). \tag{19.7}$$

Модуль весовой функции, наложенный на символический спектр импульсов Дирака, представлен на рис. 19.8. Половине частоты дискретизации соответствует ослабление величиной 0,64.

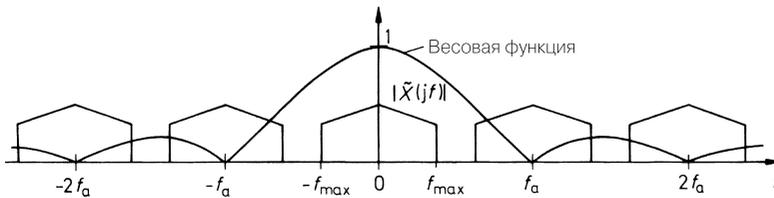


Рис. 19.8. Переход от спектра последовательности Дирака к спектру ступенчатой функции посредством весовой функции $|\sin \pi f/f_a|/(\pi f/f_a)$

Рис. 19.9 поясняет, как следует выбирать частоту опроса, а также входной и выходной фильтры согласно рис. 19.1. Допустим, нам надо дискретизировать и полностью восстановить входной спектр музыкального сигнала в области частот $0 \leq f \leq f_{max} = 16$ кГц. При этом несущественно, достигает ли составляющая частоты 16 кГц полного размаха. Линейность частотной характеристики означает, что в этой области усиление должно быть постоянным.

Даже если есть уверенность в том, что сигнал с частотой выше 16 кГц отсутствует, это вовсе не означает, что спектр на входе схемы дискретизации ограничен частотой 16 кГц. Источником широкополосного шума выступает, например, сам усилитель. Поэтому не следует отказываться от применения входного ФНЧ, показанного на рис. 19.1.

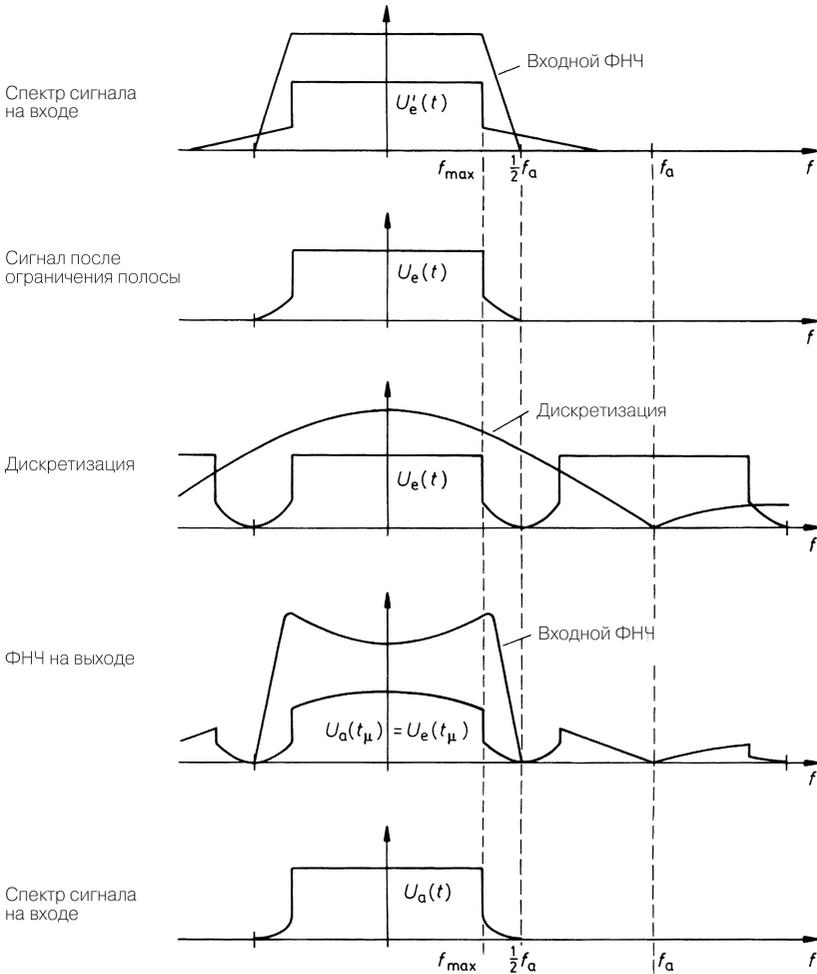


Рис. 19.9. Восстановление входного спектра в цифровой системе при $y(t_\mu) = x(t_\mu)$

Во избежание биений (наложения спектров) он должен ограничивать входной спектр на частоте, равной половине частоты дискретизации. Его граничная частота должна составлять по крайней мере f_{\max} , дабы не обрезать входной сигнал. С другой стороны, желательно, чтобы он полностью подавлял сигнал на частоте чуть выше предельной с тем, чтобы частота опроса не оказалась слишком высокой. С ее ростом увеличиваются затраты на АЦП и ЦАП, а также цифровые фильтры. С другой стороны, повышенные требования к крутизне частотной характеристики и ослаблению фильтра нижних частот также ведут к росту затрат на его реализацию. Поэтому всегда приходится искать компромисс между затратами на ФНЧ – с одной стороны, и на преобразователи и цифровые фильтры – с другой. К примеру, в случае $f_{\max} = 16$ кГц можно выбрать $\frac{1}{2}f_a = 22$ кГц и, следовательно, воспользоваться частотой опроса $f_a = 44$ кГц.

Как видно из рис. 19.9, ограниченный по частоте входной сигнал вследствие дискретизации имеет периодическое продолжение до f_a . Поэтому после цифро-аналогового преобразования необходимо вновь выделить из спектра полосу $0 \leq f \leq 1/2 f_a$. Поскольку на выходе ЦАП получается ступенчатая функция, требуется дополнительно предусмотреть нормирование по $\sin x/x$ согласно уравнению (19.7).

Необходимая для этого коррекция может быть заложена либо в частотную характеристику цифрового фильтра, либо в выходной фильтр нижних частот. Последняя возможность показана на рис. 19.9. Основное назначение выходного фильтра состоит в том, чтобы выделить полосу $0 \leq f \leq 1/2 f_a$ из спектра: на частоте f_{max} фильтр должен быть еще полностью прозрачным, но не должен пропускать сигнал на рядом лежащей частоте $1/2 f_a$. Ясно, что применительно к крутизне частотной характеристики фильтра здесь возникают те же трудности, что и у входного фильтра. Следовательно, и в этом случае фильтр удастся реализовать только при достаточном промежутке между частотами f_{max} и $1/2 f_a$.

Трудности при реализации входного и выходного фильтров исчезают, если воспользоваться существенно более высокой частотой опроса, например удвоенным или утроенным значением. Естественно, при таком запасе по частоте дискретизации возрастут затраты на АЦП и ЦАП. Однако частота дискретизации с цифровым фильтром нижних частот после аналого-цифрового преобразования может быть вновь сведена к величине, соответствующей теореме Котельникова. Это позволяет избежать повышения скорости обмена данными при их пересылке и хранении. Перед цифро-аналоговым преобразованием с помощью интерполятора рассчитываются промежуточные значения с тем, чтобы можно было обойтись простым выходным ФНЧ благодаря избыточной частоте дискретизации [19.2].

19.2 Цифровая передаточная функция

В главе 13 было показано, что аналоговые фильтры реализуются с помощью интеграторов, сумматоров и коэффициентных звеньев. Переход к цифровым фильтрам осуществляется путем замены интеграторов звеньями задержки. Они реализуются, например, с помощью регистров сдвига, через которые пропускаются дискретные значения входной функции с частотой дискретизации f_a . В простейшем случае имеет место задержка на временной интервал T_a . Подобное звено задержки схематически представлено на рис. 19.10.



Рис. 19.10. Схема звена задержки

$y(t_\mu) = x(t_{\mu-1})$

Временная область

$Y(z) = z^{-1}X(z) = e^{-j2\pi f/f_a}X(z)$

Частотная область

19.2.1

Описание во временной области

Дана числовая последовательность $\{x(t_\mu)\} = \{x_\mu\}$, которую можно себе представить как результат дискретизации при длине слов 8, 16 или 32 разрядов. Они загружаются в регистры с соответствующим количеством параллельно тактируемых триггеров. Выходная последовательность $\{y(t_\mu)\} = \{y_\mu\}$ представляет собой ту же входную, но со сдвигом на один такт T_a . Следовательно, имеет место

$$y(t_\mu) = x(t_{\mu-1}). \quad (19.8)$$

19.2.2

Описание в частотной области

Для проверки частотной характеристики на вход подается синусоидальная последовательность $x(t_\mu) = k_0 \sin \omega t_\mu$. Если система линейна, на выходе также появляется синусоидальная последовательность. Подобно аналоговому фильтру отношение амплитуд равно значению передаточной функции при $p = j\omega$. Линейность цифрового фильтра определяется по линейности дифференциального уравнения. Согласно уравнению (19.8) фильтр на рис. 19.10 линеен.

Как и в случае аналоговых фильтров, передаточная функция непосредственно выводится из комплексного представления схемы. Для этого воспользуемся частотной характеристикой звена задержки: при гармонической последовательности на входе

$$x(t_\mu) = \hat{x} e^{j\omega t_\mu}$$

следует гармоническая последовательность на выходе

$$y(t_\mu) = \hat{x} e^{j\omega(t_\mu - T_a)} = \hat{x} e^{j\omega t_\mu} \cdot e^{-j\omega T_a} = x(t_\mu) e^{-j\omega T_a},$$

и при $j\omega = s$ передаточная функция принимает вид:

$$A(s) = \frac{y(t_\mu)}{x(t_\mu)} = e^{-j\omega T_a} = e^{-s T_a} \quad (19.9)$$

Она представляет собой периодическую функцию с периодом, определяемым из выражения $f = f_a = 1/T_a$, где f_a – тактовая частота. Теперь введем сокращение

$$z^{-1} = e^{-s T_a} = e^{-j2\pi f / f_a} \quad (19.10)$$

и с его помощью из (19.9) получим передаточную функцию:

$$\tilde{A}(z) = z^{-1}. \quad (19.11)$$

Таково описание звена задержки в частотной области, представленное на рис. 19.10.

В главе 13 уже было сказано о том, что передаточная функция $A(p)$ устанавливает зависимость между выходным сигналом и входным сигналом, произвольно изменяющимся во времени, через преобразование Лапласа:

$$L\{y(t)\} = A(s) \cdot L\{x(t)\}. \quad (19.12)$$

Это соотношение справедливо и в применении к цифровым системам. Преобразованная передаточная функция (19.11) позволяет упрощать выражения для числовых последовательностей. Действительно, имеет место:

$$Z\{y(t_\mu)\} = \tilde{A}(z) \cdot Z\{x(t_\mu)\}, \quad (19.13)$$

где

$$Z\{x(t_\mu)\} = X(z) = \sum_{\mu=0}^{\infty} x(t_\mu) z^{-\mu} \quad (19.14)$$

является Z -преобразованием входной последовательности. Выходную последовательность получают путем соответствующего обратного преобразования [19.3, 19.4]. На этом основании $\tilde{A}(z)$ называют цифровой передаточной функцией.

Таким способом можно рассчитывать аналоговую передаточную функцию и выводимые с ее помощью величины, такие как модуль, фаза и групповое время распространения. Для звена задержки находим:

$$\begin{aligned} \tilde{A}(z) &= \frac{Y(z)}{X(z)} = z^{-1} \text{ при } z^{-1} = e^{-j\omega T_a}, \\ \underline{A}(j\omega) &= z^{-1} = e^{-j\omega T_a} = \cos\omega T_a - j \sin\omega T_a \end{aligned}$$

и получаем модуль

$$|\underline{A}(j\omega)| = \sqrt{\cos^2\omega T_a + \sin^2\omega T_a} = 1,$$

фазу

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{-\sin\omega T_a}{\cos\omega T_a} = \operatorname{arctg}(-\operatorname{tg}\omega T_a) = -\omega T_a = -2\pi \frac{f}{f_a}$$

и групповое время распространения

$$T_{gr} = -\frac{d\varphi}{d\omega} = T_a.$$

19.2.3

Пример фильтра нижних частот

Соотношения для звена задержки упрощают описание цифровых фильтров. На вход ячейки памяти (рис. 19.11) в момент времени t_μ подано численное значение $x(t_\mu) - \beta_1 y(t_\mu)$. Спустя один тактовый период это значение появляется на выходе ячейки. В таких условиях для значений выходной последовательности имеет место соотношение:

$$y(t_{\mu+1}) = x(t_\mu) - \beta_1 y(t_\mu).$$

Это разностное уравнение является аналогом дифференциального уравнения непрерывной системы. Если задать начальное значение $y(t_0)$, то это соотношение можно использовать в качестве рекуррентной формулы для расчета выходной последователь-

ности, Для примера возьмем $y(t_0) = 0$ и рассчитаем переходную характеристику при $\beta_1 = -0,75$. Она представлена на рис. 19.12. Как видно, схема демонстрирует свойства фильтра нижних частот (см. рис. 19.11).

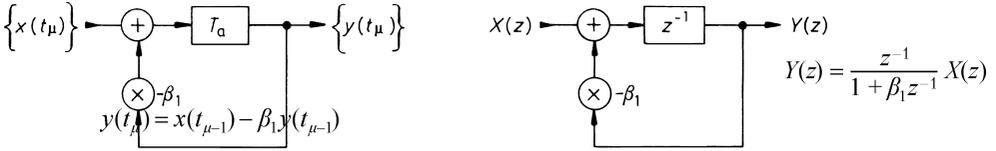


Рис. 19.11. Пример рекурсивного цифрового фильтра 1-го порядка

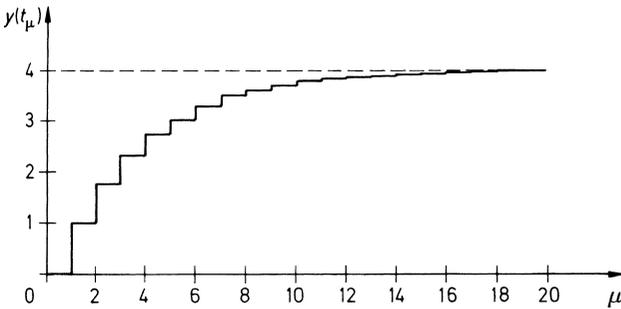


Рис. 19.12. Переходная характеристика цифрового фильтра для $\beta_1 = -0,75$ при скачкообразном изменении входного сигнала от 0 до 1

Частотная характеристика ФНЧ для данного примера рассчитывается подобно звену задержки. Из представления на рис. 19.11 справа возьмем

$$Y(z) = [X(z) - \beta_1 Y(z)]z^{-1},$$

откуда следует цифровая передаточная функция:

$$\tilde{A}(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{z^{-1}}{1 + \beta_1 z^{-1}}.$$

Для расчета частотной зависимости примем

$$z^{-1} = e^{-j\omega T_a} = \cos\omega T_a - j\sin\omega T_a$$

и получим

$$\underline{A}(j\omega) = \frac{1}{\beta_1 + e^{j\omega T_a}} = \frac{1}{\beta_1 + \cos\omega T_a + j\sin\omega T_a}.$$

При $\omega T_a = 2\pi \frac{f}{f_a}$ отсюда следует, что модуль можно записать как

$$|A(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(\beta_1 + \cos 2\pi \frac{f}{f_a}\right)^2 + \left(\sin 2\pi \frac{f}{f_a}\right)^2}}$$

На рис. 19.13 видно, что модуль изменяется с периодом f_a и состоит из двух ветвей, зеркально симметричных относительно $1/2 f_a$. Это свойственно всем цифровым фильтрам (см. рис. 19.11). Однако пользоваться частотной областью выше $1/2 f_a$ нельзя, иначе не выполняются условия теоремы Котельникова.

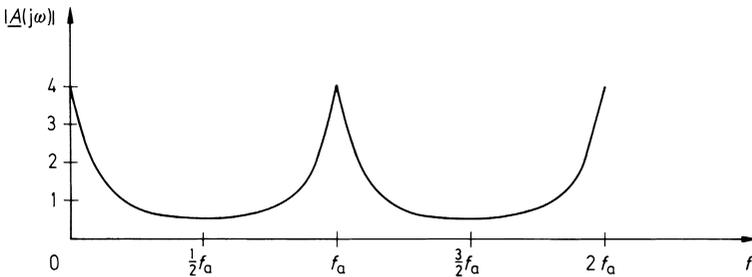


Рис. 19.13. Амплитудно-частотная характеристика цифрового фильтра для $\beta_1 = -0,75$

Случай $\beta_1 = -1$ представляет особый интерес, поскольку упрощается выражение для модуля передаточной функции в силу тождества $\cos^2 x + \sin^2 x = 1$:

$$|A(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2 - 2\cos 2\pi \frac{f}{f_a}}} = \frac{1}{\sqrt{4 \left(\sin \pi \frac{f}{f_a}\right)^2}} = \frac{1}{2\sin \pi \frac{f}{f_a}}$$

Для низких частот $f \ll f_a$ отсюда найдем при $\sin x \approx x$:

$$|A(j\omega)| = \frac{f_a}{2\pi f} \sim \frac{1}{f},$$

то есть частотную характеристику интегратора. В итоге приходим к схеме обычного сумматора или накопителя.

19.3

Основные структуры фильтров

Не считая многозвенных фильтров, для реализации цифровых фильтров имеется три структуры, представленные на рис. 19.14–19.16. Они характеризуются одинаковыми передаточными функциями, если коэффициенты фильтрации α_k и β_k соответственно расставлены по предписанным позициям [19.5, 19.6, 19.7].

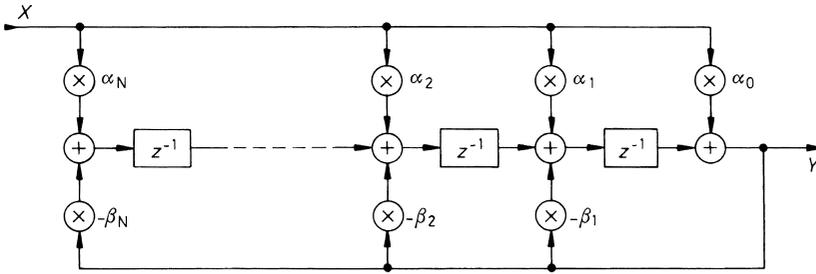


Рис. 19.14. Цифровой фильтр с распределенными сумматорами

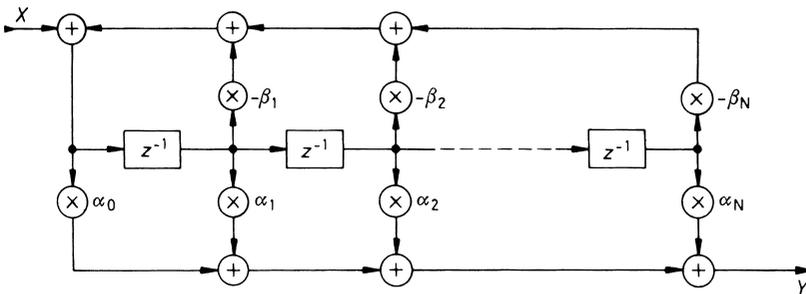


Рис. 19.15. Цифровой фильтр с общими сумматорами на входе и выходе

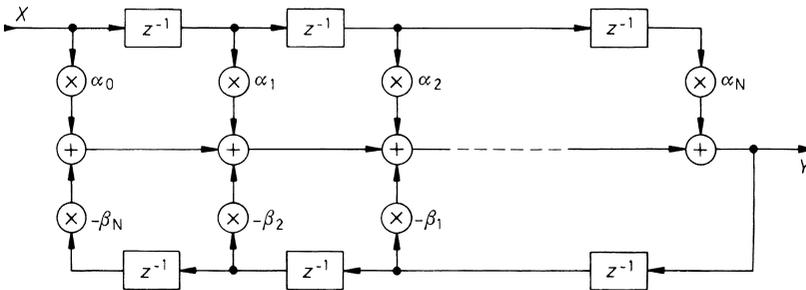


Рис. 19.16. Цифровой фильтр с одним общим сумматором на выходе

На рис. 19.14–19.16 видно, что кроме звеньев задержки в фильтрах используются умножители, перемножающие переменные с постоянными коэффициентами фильтра, и сумматоры, складывающие два или три числа. Структура на рис. 19.14 получила наибольшее распространение благодаря тому, что каждый умножительно-накопительный каскад (УНК) отделен от следующего звеном задержки, и поэтому перечисленные операции могут занимать весь тактовый период. Звенья задержки образуют здесь «конвейерную» структуру. В остальных схемах за один такт должно складываться не-

сколько переменных. Хотя это и не ведет к увеличению количества сумматоров, однако требует большего вычислительного времени.

В схеме на рис. 19.15 сигнал на входе цепи звеньев задержки образуется из входного сигнала X и всех взвешенных промежуточных значений. Соответственно выходной сигнал является взвешенной суммой всех промежуточных значений. Поэтому здесь достаточно применить два общих сумматора – по одному на входе и выходе.

В схеме на рис. 19.16 имеется единственный общий сумматор на выходе. Он суммирует задержанный и взвешенный входной сигнал, равно как и задержанный и взвешенный выходной сигнал. Для этого нужна вторая цепочка звеньев задержки, замыкаемая на выходе. При этом дополнительные затраты невелики.

Порядок фильтра N определяется количеством каскадов. Каждому каскаду требуется 1 звено задержки (2 для схемы на рис. 19.16), 2 коэффициентных умножителя и способность складывать 3 слагаемых. Несколько проще выглядят первый и последний каскады.

Проанализируем схемы на примере рис. 19.14. Дифференциальное уравнение имеет вид:

$$y(t_N) = \sum_{k=0}^N \alpha_k x_{N-k} - \sum_{k=1}^N \beta_k y_{N-k}. \tag{19.15}$$

Согласно схеме передаточная функция определяется из соотношения:

$$Y(z) = \sum_{k=0}^N \alpha_k z^{-k} X(z) - \sum_{k=1}^N \beta_k z^{-k} Y(z).$$

Отсюда находим саму передаточную функцию:

$$A(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{k=0}^N \alpha_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N \beta_k z^{-k}}, \tag{19.16}$$

$$A(z) = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2} + \dots + \alpha_{N-1} z^{-(N-1)} + \alpha_N z^{-N}}{1 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2} + \dots + \beta_{N-1} z^{-(N-1)} + \beta_N z^{-N}}.$$

Для расчета комплексной характеристики зададим

$$z^{-1} = e^{-j\omega T_a} = \cos \omega T_a - j \sin \omega T_a.$$

Кроме того, имеет смысл нормировать все частоты по частоте дискретизации $f_a = 1/T_a$. Тогда приходим к нормированной частотной переменной F :

$$F = \frac{f}{f_a} \quad \text{и} \quad \omega T_a = 2\pi F. \tag{19.17}$$

Чтобы не нарушать теорему Котельникова, необходимо соблюдать условия:

$$0 \leq f \leq \frac{1}{2} f_a \quad \text{или} \quad 0 \leq F \leq \frac{1}{2}.$$

При этом для модуля комплексной характеристики из (19.16) находим:

$$|A(j\omega)| = \sqrt{\frac{\left[\sum_{k=0}^N \alpha_k \cos 2\pi k F \right]^2 + \left[\sum_{k=0}^N \alpha_k \sin 2\pi k F \right]^2}{\left[\sum_{k=0}^N \beta_k \cos 2\pi k F \right]^2 + \left[\sum_{k=0}^N \beta_k \sin 2\pi k F \right]^2}}. \quad (19.18)$$

Коэффициент β_0 входит в фильтры в качестве множителя в неявном виде и всегда равен 1.

Уравнение (19.18) представляет особую ценность, так как позволяет рассчитывать частотную характеристику произвольного цифрового фильтра по заданным коэффициентам. Все частотные характеристики в этой главе рассчитывались с его помощью.

Каскадная структура фильтра является продолжением вариантов, представленных на рис. 19.14–19.16. Как показано на рис. 19.17, в этом случае несколько частичных фильтров включаются последовательно. Характеристика всего фильтра определяется произведением характеристик частичных фильтров. При их проектировании передаточную функцию, подлежащую реализации, разлагают на множители. Благодаря этому фильтр N -го порядка (высшая степень z^{-N}) разделяется на несколько частичных фильтров, совокупность которых опять-таки характеризуется N -м порядком.

Выбор порядка, в принципе, безразличен. Однако у фильтров типа БИХ (с импульсной характеристикой, которая представляется бесконечным числом членов) он не должен быть меньше $N_i = 2$, в противном случае не удастся реализовать вполне вероятные комплексно-сопряженные полюсы передаточной функции. Как легко заметить, порядок всего фильтра сохраняется при переходе к каскадной структуре. Выгода усматривается в том, что частичные фильтры более низкого порядка легче создавать и настраивать. Это обстоятельство использовалось применительно к аналоговым фильтрам в главе 13 и к рекурсивным фильтрам в разделе 19.6.

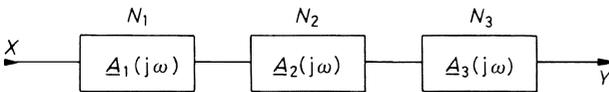


Рис. 19.17. Каскадирование частичных фильтров

$$A_{ges} = A_1 \times A_2 \times A_3$$

$$|A_{ges}| = |A_1| \times |A_2| \times |A_3|$$

$$N_{ges} = N_1 + N_2 + N_3$$

19.4

Расчет фильтров типа КИХ

Коэффициенты β_k в цифровых фильтрах (см. рис. 19.14–19.16) определяют величину обратной связи. Если их значения задать равными нулю, обратная связь исчезнет, и в качестве выходного сигнала мы получим лишь взвешенную сумму входного сигнала и его задержанных значений. Такие фильтры называют *гребенчатыми*, или фильтрами типа КИХ (с конечной импульсной характеристикой, которая представляется конечным числом членов). Последнее означает, что импульсный отклик имеет конечную длительность ($N + 1$ значений). При этом условии схемы, представленные на рис. 19.14–19.16, превращаются в упрощенные (рис. 19.18, 19.19).

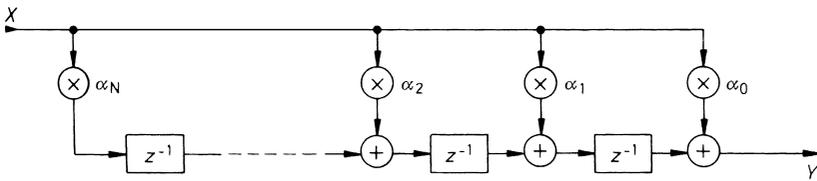


Рис. 19.18. Фильтр типа КИХ с распределенными сумматорами

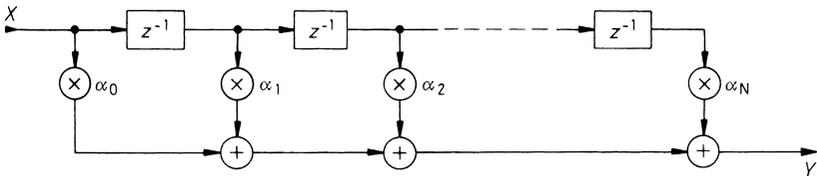


Рис. 19.19. Фильтр типа КИХ с единственным общим сумматором на выходе

19.4.1

Основные уравнения

Отсутствие коэффициента β_k также упрощает передаточные уравнения. Дифференциальное уравнение принимает вид

$$y_N = \alpha_0 x_N + \alpha_1 x_{N-1} + \dots + \alpha_{N-1} x_1 + \alpha_N x_0 \quad \text{или} \quad y_N = \sum_{k=0}^N \alpha_k x_{N-k}. \quad (19.19)$$

Для передаточной функции получаем

$$Y(z) = [a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{N-1} z^{-(N-1)} + a_N z^{-N}] X(z)$$

или

$$\tilde{A}(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{k=0}^N \alpha_k z^{-k}. \quad (19.20)$$

Воспользовавшись соотношением Эйлера

$$z^{-1} = e^{-j2\pi F} = \cos 2\pi F - j \sin 2\pi F, \quad (19.21)$$

находим комплексную частотную характеристику:

$$\underline{A}(j\omega) = \sum_{k=0}^N \alpha_k e^{-j2\pi k F}. \quad (19.22)$$

Это выражение упрощается при симметричности коэффициентов:

$$\alpha_{N-k} = \alpha_k \quad (\text{четная симметрия}), \quad (19.23)$$

$$\alpha_{N-k} = -\alpha_k \quad (\text{нечетная симметрия}). \quad (19.24)$$

В таком случае по два члена с равными по модулю коэффициентами объединяются, и общий фазовый множитель выносится за скобки:
при четной симметрии

$$\underline{A}(j\omega) = e^{-j\pi NF} \sum_{k=0}^N \alpha_k \cos \pi(N-2k)F, \quad (19.25a)$$

при нечетной симметрии

$$\underline{A}(j\omega) = e^{-j\pi NF} \sum_{k=0}^N \alpha_k \sin \pi(N-2k)F. \quad (19.25b)$$

При нечетной симметрии должен исчезать средний коэффициент четного порядка, то есть $\alpha_{N/2} = 0$. В этом случае приходим к представлению по модулю $B(\omega)$ и фазе $e^{j\varphi}$ в виде:

$$\underline{A}(j\omega) = \begin{cases} B(\omega)e^{-j\pi NF} & \text{при четной симметрии,} \\ B(\omega)je^{-j\pi NF} & \text{при нечетной симметрии.} \end{cases}$$

Для расчета модуля достаточно учесть сумму в (19.25). Фазовый сдвиг получаем из экспоненциальной функции:

$$\varphi = \begin{cases} -\pi NF & \text{при четной симметрии,} \\ -\pi NF + \pi/2 & \text{при нечетной симметрии.} \end{cases} \quad (19.26)$$

В обоих случаях имеет место «линейная фаза», которая строго соблюдается при любых симметричных коэффициентах.

Групповое время распространения находим из определения:

$$t_{gr} = -\frac{d\varphi}{d\omega} = -\frac{d\varphi}{dF} \cdot \frac{dF}{d\omega} = -\frac{T_a}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi}{dF}. \quad (19.27)$$

Дифференцируя (19.26), получаем:

$$t_{gr} = \frac{1}{2} NT_a. \quad (19.28)$$

Следовательно, групповое время распространения не зависит от частоты, а в случае симметричных фильтров типа КИХ отсутствуют искажения, обусловленные различиями группового времени распространения. В этом состоит особое преимущество данного вида фильтров, ради которого они разрабатываются исключительно с симметричными коэффициентами. Все способы расчетов и примеры, приведенные в этой главе, сводятся к фильтрам типа КИХ с постоянным групповым временем распространения.

19.4.2

Простые примеры

Чтобы освоиться с характеристиками и расчетами фильтров типа КИХ, рассмотрим два простых примера.

Фильтр типа КИХ 1-го порядка

Такой фильтр представлен на рис. 19.20 ($N = 1$). Как видно, речь идет о фильтре нижних частот. Его усиление по постоянному напряжению составляет $|A(F = 0)| = 1$. В этом нетрудно убедиться непосредственно по схеме: подав на вход единичную последовательность $x_\mu = 1$, получим $y_\mu = \alpha_0 + \alpha_1 = 0,5 + 0,5 = 1$. Это свойство можно обобщить:

Усиление постоянного напряжения фильтра типа КИХ равно сумме всех коэффициентов фильтра.

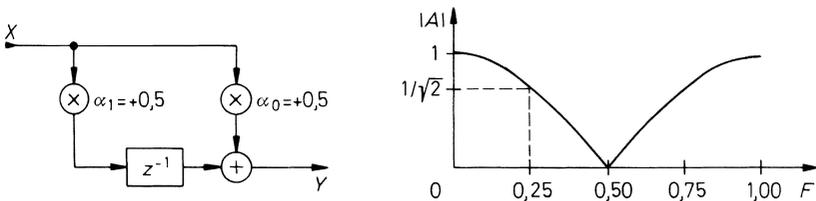


Рис. 19.20. Фильтр нижних частот/интерполятор 1-го порядка

$$\begin{aligned} \tilde{A}(z) &= 0,5(1 + z^{-1}) & F_g &= 0,25 \\ \underline{A}(j\omega) &= 0,5(1 + \cos 2\pi F - j\sin 2\pi F) & \varphi &= -\pi F \\ |\underline{A}(j\omega)| &= |\cos \pi F| & t_{gr} &= 0,5T_a \end{aligned}$$

При максимальной частоте сигнала, согласно теореме Котельникова, а именно

$$f = \frac{1}{2} f_a \text{ или } F = \frac{1}{2},$$

получается единичная входная последовательность, в которой чередуются значения $+1$ и -1 , то есть $\{X_\mu\} = \{+1, -1, +1, -1, \dots\}$. Следовательно, выходной сигнал в схеме на рис. 19.19 составит $Y = +0,5 - 0,5 = -0,5 + 0,5 = 0$, то есть постоянно равен нулю. Это же видно по амплитудно-частотной характеристике. Данное свойство также поддается обобщению:

Усиление КИХ фильтра на частоте, равной половине частоты дискретизации, равно сумме коэффициентов, поочередно умноженных на $+1$ и -1 .

Умножение всех коэффициентов фильтра на один и тот же множитель равносильно умножению входного сигнала на этот же множитель. Отсюда вытекает общее правило:

При умножении всех коэффициентов КИХ фильтра на один и тот же множитель возрастает только основное усиление пропорционально этому множителю, но характеристика фильтра не изменяется.

Для расчета граничной частоты примем

$$|\underline{A}(j\omega)| = \cos \pi F_g = 1/\sqrt{2},$$

откуда получим $F_g = 1/4$ или $f_g = 1/4 f_a$.

Если на КИХ фильтр подать входную последовательность $x(t_\mu)$, в которой только один член равен 1, а все остальные равны 0, на выходе получим сначала коэффициент $y(t_\mu) = \alpha_0$, а затем $y(t_{\mu+1}) = \alpha_1$, то есть один коэффициент за другим. Следовательно, справедливо следующее высказывание:

Откликом КИХ фильтра на единичный импульс является последовательность его коэффициентов. Ее длина составляет $N + 1$.

На рис. 19.21 представлен фильтр верхних частот первого порядка. По коэффициентам $\alpha_0 = +0,5$ и $\alpha_1 = -0,5$ видно, что их сумма равна нулю. Следовательно, усиление по постоянному напряжению также равно нулю. В случае входной последовательности $+1, -1, \dots$ (максимальная частота сигнала) на выходе также появляется $+1, -1, \dots$. Следовательно, усиление равно единице. Как и у ФНЧ, граничная частота фильтра верхних частот $f_g = 1/4 f_a$.

В обоих рассмотренных примерах фигурирует линейная фаза и обусловленное ею постоянное групповое время распространения. Как видно по коэффициентам, ФНЧ может использоваться для формирования среднего значения. Соответственно, фильтр верхних частот применим в качестве дифференцирующего устройства, так как для низких частот имеет место:

$$|A(j\omega)| = \sin\pi \approx \pi F.$$

Так что усиление пропорционально частоте.

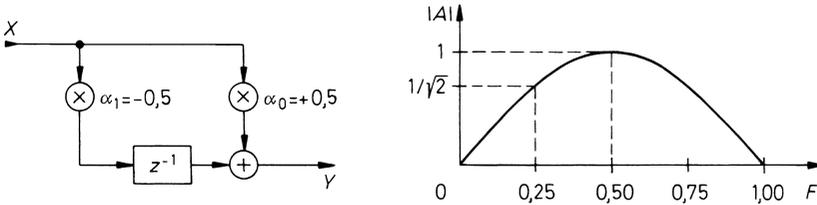


Рис. 19.21. Фильтр верхних частот/дифференциатор 1-го порядка

$$\begin{aligned} \tilde{A}(z) &= 0,5(1 - z^{-1}) & F_g &= 0,25 \\ A(j\omega) &= 0,5(1 - \cos 2\pi F + j\sin 2\pi F) & \varphi &= -\pi(0,5 - F) \\ A(j\omega) &= \sin \pi F & t_{gr} &= 0,5T_a \end{aligned}$$

КИХ фильтр 2-го порядка

Фильтр нижних частот, или интерполятор 2-го порядка показан на рис. 19.22. Очевидно, что здесь аргумент косинуса вдвое больше и, как следствие, сдвиг фазы и групповое время распространения увеличены в той же степени. На рис. 19.23 в двойном логарифмическом масштабе представлена амплитудно-частотная характеристика фильтра, и там же для сравнения показана частотная характеристика ФНЧ 1-го порядка.

Соответствующие характеристики для фильтра верхних частот (дифференцирующего устройства) 2-го порядка приводятся на рис. 19.24 и 19.25. Равенство суммы коэффициентов нулю сразу указывает на то, что речь идет именно о фильтре верхних частот. Если просуммировать взвешенные коэффициенты соответственно с $+1$ и -1 , выяснится, что на частоте $1/2 f_a$ усиление равно единице.

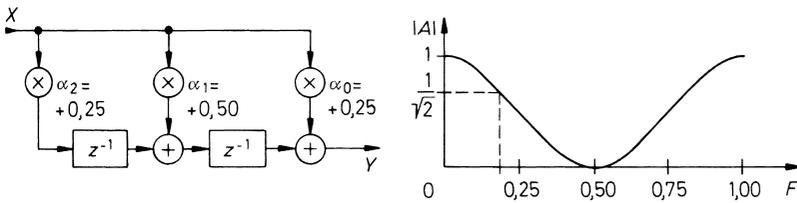


Рис. 19.22. ФНЧ/интерполятор 2-го порядка
 $\hat{A}(z) = 0,25 + 0,5z^{-1} + 0,25z^{-2}$
 $\varphi = -2\pi F$
 $|\hat{A}(j\omega)| = 0,5 + 0,5 \cos 2\pi F$
 $t_{gr} = T_a$

$$F_g = \frac{1}{2\pi} \arccos(\sqrt{2} - 1) = 0,182$$

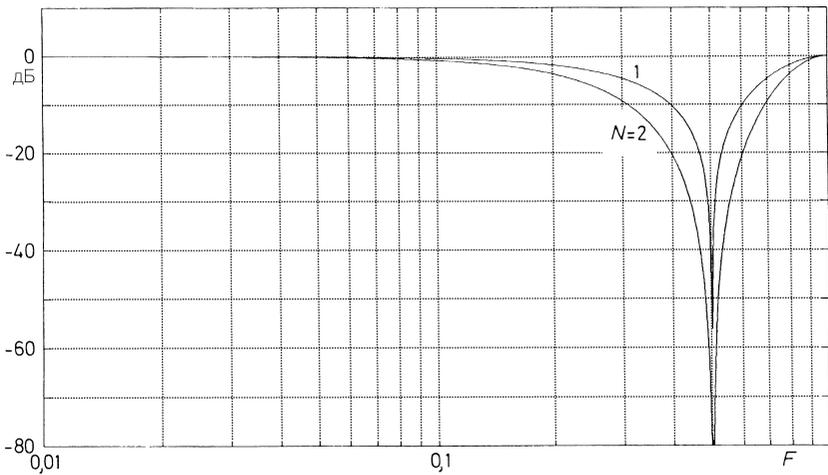


Рис. 19.23. Частотные характеристики фильтров нижних частот в двойном логарифмическом масштабе
 $N = 1 : \alpha_0 = \alpha_1 = +0,5$
 $N = 2 : \alpha_0 = \alpha_2 = +0,25$
 $\alpha_1 = +0,5$

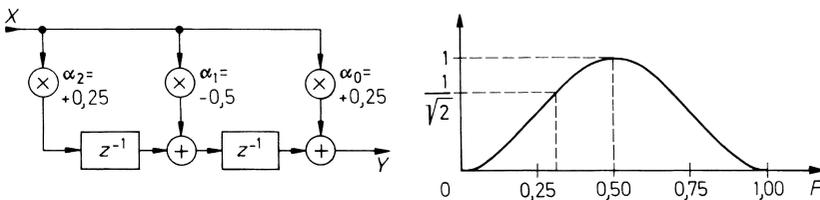


Рис. 19.24. Фильтр верхних частот (дифференциатор) 2-го порядка
 $\hat{A}(z) = 0,25 - 0,5z^{-1} + 0,25z^{-2}$
 $\varphi = -2\pi F$
 $|\hat{A}(j\omega)| = 0,5 - 0,5 \cos 2\pi F$
 $t_{gr} = T_a$

$$F_g = \frac{1}{2\pi} \arccos(1 - \sqrt{2}) = 0,318$$

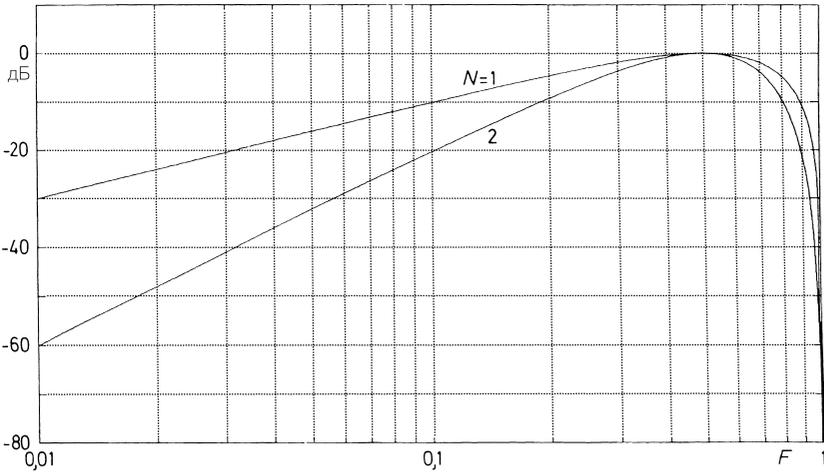


Рис. 19.25. Частотные характеристики фильтров верхних частот в двойном логарифмическом масштабе

$$N = 1 : \alpha_0 = +0,5 \qquad \alpha_1 = -0,5$$

$$N = 2 : \alpha_0 = \alpha_2 = +0,25 \qquad \alpha_1 = -0,5$$

При $\alpha_1 = 0$ получим полосовой заграждающий фильтр со средней частотой $f_r = 1/4 f_a$ (рис. 19.26). Как видно, значения на выходе быстро возрастают, если два следующих друг за другом входных значения составляют по $+1$, а каждое из следующей пары равно -1 . Соответственно, полосовой заграждающий фильтр с меньшей резонансной частотой может быть реализован, если при более длинной цепочке звеньев задержки выбрать первый и последний коэффициенты $\alpha = \alpha_N = 0,5$, а остальные приравнять нулю.

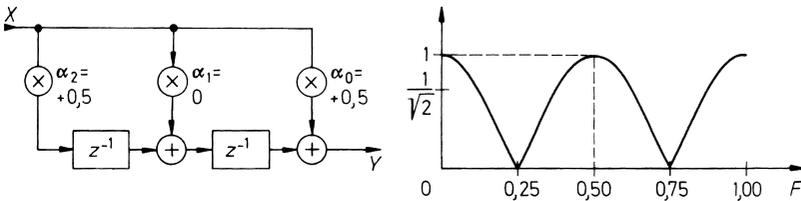


Рис. 19.26. Полосовой заграждающий фильтр 2-го порядка

$$\tilde{A}(z) = 0,25 - 0,5z^{-2}$$

$$|\tilde{A}(j\omega)| = |\cos 2\pi F|$$

$$F_r = 0,25$$

$$\varphi = -2\pi F$$

$$t_{gr} = T_a$$

$$Q = F_r/B = 1$$

19.4.3

Расчет коэффициентов фильтра

Коэффициенты КИХ фильтров рассчитываются главным образом методом окна и с помощью перестановочного алгоритма Ремеза [19.8]. Последний представляет собой численный метод для аппроксимации заданной схемы допусков усиления (аппроксимация Чебышева). Он дает минимальное количество коэффициентов и приводит к наиболее эффективным схемным решениям. Достоинство метода окна состоит в том, что он нагляден и требует меньший объем вычислений. Далее мы рассмотрим расчет коэффициентов фильтра при помощи этого метода.

Особенностью КИХ фильтров является наглядное представление переходной характеристики. Если на вход подать единичный импульс вида

$$\{x(kT_a)\} = \begin{cases} 1 & \text{при } k=0, \\ 0 & \text{при прочих } k, \end{cases} \quad (19.29)$$

в соответствии с рис. 19.18, 19.19 и выражением (19.19) получим переходную характеристику:

$$\{y(kT_a)\} = \alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N = \{\alpha_k\}, \quad (19.30)$$

то есть последовательность коэффициентов фильтра.

С другой стороны, из теории систем известно, что переходная характеристика системы представляет собой обратное преобразование Фурье ее частотной характеристики в соответствии с выражением

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} A_{\omega}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (19.31)$$

У дискретных по времени систем частотная характеристика имеет период $f_a = 1/T_a$, а время может быть задано как величина, кратная периодичности дискретизации $t = kT_a$, что позволяет упростить выражение (19.31) до

$$y(kT_a) = \int_{-\frac{1}{2}f_a}^{+\frac{1}{2}f_a} A_{\omega}(jf) e^{j2\pi f kT_a} df. \quad (19.32)$$

Для получения искоемых коэффициентов фильтра приравнивают правые части уравнений (19.30) и (19.32) и задают требуемую частотную характеристику $A_{\omega}(j\omega)$.

Особенно интересен случай идеального фильтра нижних частот с граничной частотой $F_g = f_g/f_a$, единичным усилением в полосе прозрачности и нулевым усилением вне ее (рис. 19.27). Если к этому добавить требование постоянства группового времени распространения $t_{gr} = 1/2 NT_a$, то $A_{\omega}(jf)$ может быть представлена как функция задержки:

$$\underline{A}_{\omega}(jf) = \begin{cases} e^{-j\pi f NT_a} & \text{при } -f_g \leq f \leq f_g, \\ 0 & \text{при остальных условиях} \end{cases} \quad (19.33)$$

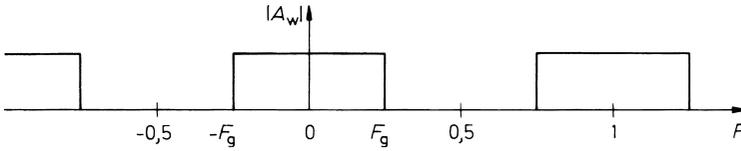


Рис. 19.27. Желательная частотная характеристика идеального ФНЧ и ее периодическое продолжение

Подставив такую частотную характеристику в уравнение (19.32), получим:

$$\alpha_{kr} = \int_{-f_g}^{f_g} e^{-j\pi f N T_a} e^{j2\pi f k T_a} df = \int_{-F_g}^{F_g} e^{j\pi F(2k-N)} dF,$$

откуда

$$\alpha_{kr} = 2F_g \frac{\sin(2k-N)\pi F_g}{(2k-N)\pi F_g} \quad \text{при } k = 0, 1, 2 \dots N. \quad (19.34)$$

Это и есть искомые коэффициенты, правда всего лишь «нулевое» приближение, на что указывает индекс r . Их еще надо подстроить так, чтобы получать точные оценки требуемой граничной частоты и усиления. Поэтому далее для простоты отбросим общий множитель всех коэффициентов $2F_g$ в выражении (19.34), тем более что он и так будет заменен в силу необходимого нормирования усиления. Значению $(\sin 0)/0$, встречающемуся у фильтров четного порядка и, следовательно, при нечетном количестве коэффициентов, присваивается предельное значение

$$\lim_{x \rightarrow 0} \frac{\sin x}{x} = 1.$$

Практически можно реализовать только конечные порядки N , поэтому приходится обрывать последовательность α_{kr} , что можно интерпретировать как умножение на прямоугольное окно (рис. 19.28). При этом, естественно, желательная частотная характеристика аппроксимируется далеко не строго. Судя по рис. 19.29, имеет место значительное отклонение от формы этой характеристики и недостаточное подавление сигнала в полосе непрозрачности. Ситуация заметно улучшается, если вместо прямоугольного окна воспользоваться окном с плавным понижением коэффициентов по краям характеристики. Наиболее широкое применение нашли окна Хемминга (Hamming), Хеннинга (Hanning), Блэкмана (Blackman) и Кайзера (Keiser). Мы воспользуемся окном Хемминга, так как оно дает хорошие результаты при малом объеме вычислений. Функция Хемминга

$$W_k = 0,54 - 0,46 \cos \frac{2\pi k}{N} \quad \text{при } k = 0, 1, 2 \dots N \quad (19.35)$$

представлена на рис. 19.28. Ее значения по краям составляют

$$W(k=0) = W(k=N) = 0,08,$$

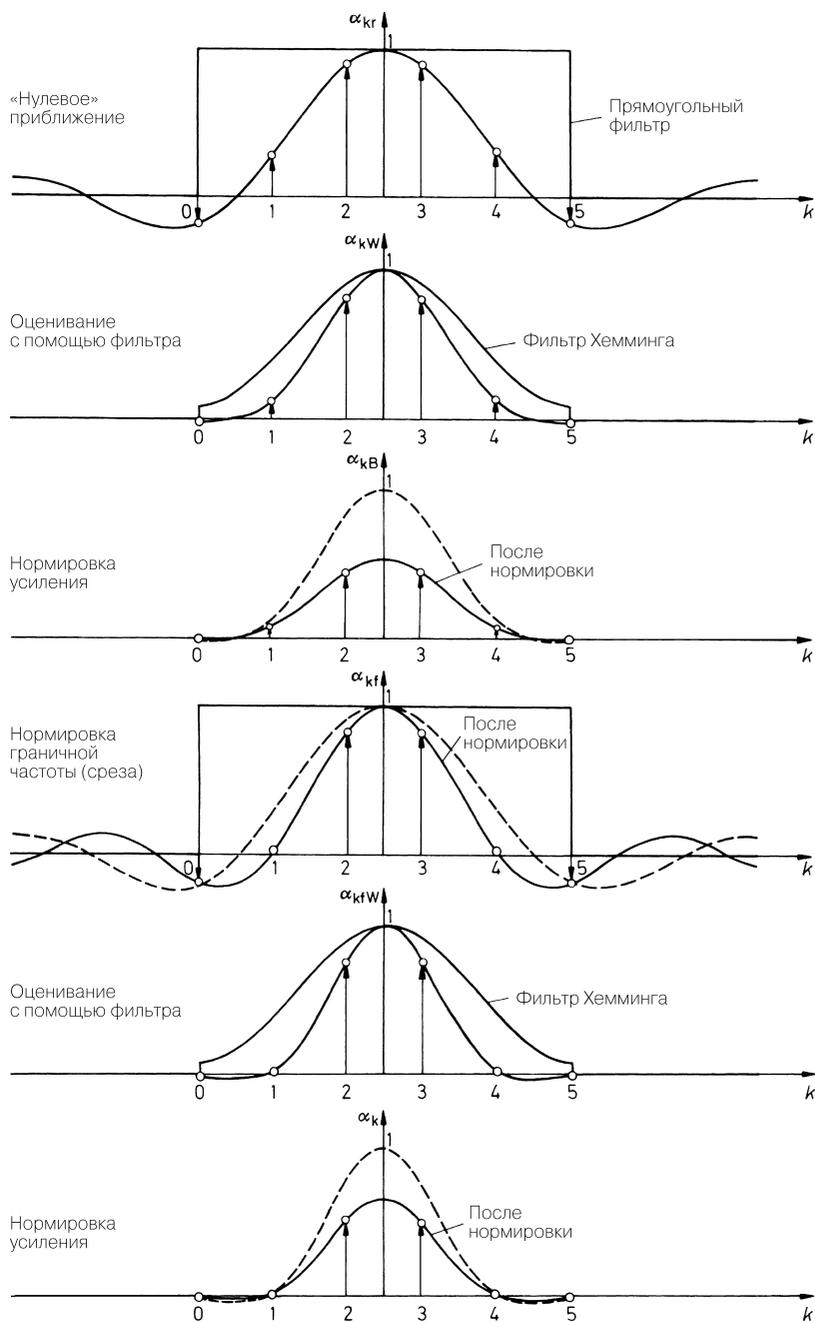


Рис. 19.28. Этапы расчета коэффициентов фильтра на примере ФНЧ 5-го порядка с граничной частотой $F_g = 0,25$

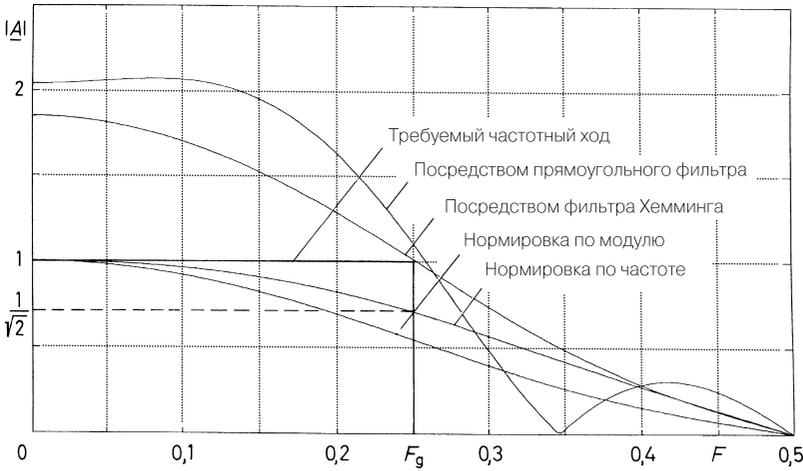


Рис. 19.29. Влияние отдельных этапов расчета коэффициентов на частотную характеристику фильтра на примере ФНЧ 5-го порядка с $F_g = 0,25$

а в центре $W(k = 1/2 N) = 1$. Коэффициенты фильтра, найденные с помощью этой функции, будут следующими: $\alpha_0 = \alpha_5 = -0,00979$, $\alpha_1 = \alpha_4 = +0,00979$, $\alpha_2 = \alpha_3 = +0,5000$ (см. рис. 19.28). Рассчитанная частотная характеристика представлена на рис. 19.29. Очевидно, что побочные колебания почти исчезли, а запираение улучшилось.

Остается нормировать усиление по постоянному напряжению на 1, для чего каждый коэффициент делится на сумму коэффициентов. Этот шаг также представлен на рис. 19.28, 19.29.

Граничная частота полученного фильтра все еще не соответствует желательной. Значение F_g , подставленное в (19.29), дает лишь приближенное решение. Поэтому F_g в (19.29) надо несколько изменить, чтобы добиться коэффициента передачи $1/\sqrt{2}$ на требуемой граничной частоте. В данном случае ее надо увеличить до $F'_g = 0,32$, но при этом придется повторить всю процедуру с новым значением F'_g . Это неизбежно приводит к итерационному процессу с многократными повторами, результатом которого является ФНЧ, нормированный по усилению и граничной частоте. Он также представлен на рис. 19.28, 19.29.

Данный метод был использован при расчете ФНЧ для нормированных граничных частот $F'_g = 0,25; 0,1; 0,025$ (рис. 19.30). Коэффициенты фильтра приведены в табл. 19.2–19.4. Чем ниже граничная частота f'_g относительно частоты дискретизации f_a , то есть чем меньше $F'_g = f'_g/f_a$, тем выше наименьший порядок N , при котором существует решение. При $F'_g = 0,025$ имеем $N = 27$, а при $F'_g = 0,01$ наименьший порядок $N = 65$.

Здесь мы ограничились фильтрами нижних частот нечетного порядка. У них есть два преимущества. Во-первых, при $F = 0,5$ их частотная характеристика имеет нулевую точку, тогда как в случае таких же фильтров четного порядка здесь появляется относительный максимум. Это значительно улучшает затухание в зоне непрозрачности, особенно у фильтров низких порядков с граничной частотой $F'_g = 0,25$. Во-вторых, фильтры нижних частот нечетного порядка описываются четным количеством коэффициентов, а это позволяет гораздо эффективнее использовать интегральные КИХ фильтры.

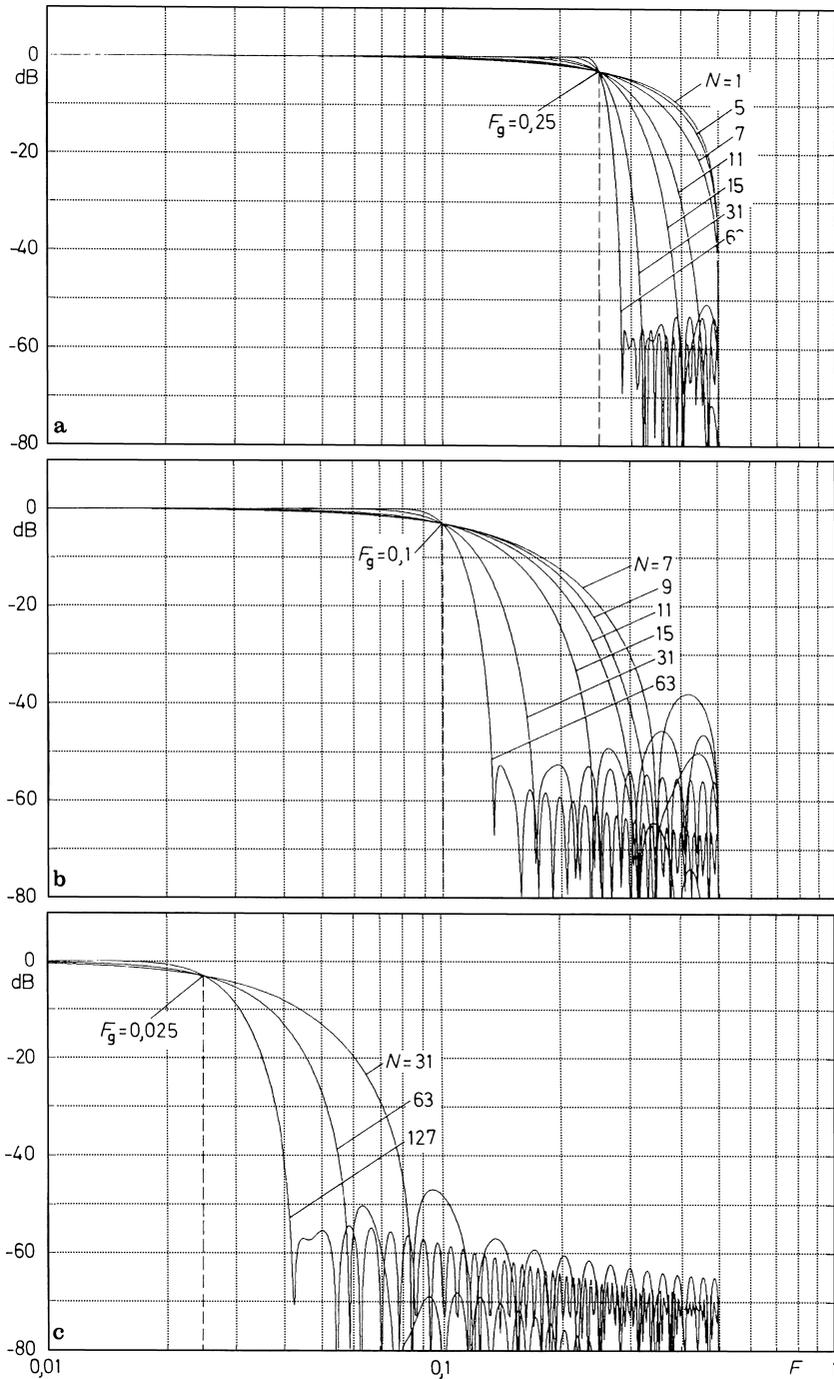


Рис. 19.30. Частотная характеристика КИХ фильтров

Таблица 19.2. Коэффициенты КИХ фильтра с граничной частотой $F_g = 0,25$ (то есть $f_g = 0,25f_a$). Порядок $N = 3$ здесь отсутствует, так как исчезают α_0 и α_3

Граничная частота $F_g = 0,25$		
$N = 1$		
$\alpha_0 = \alpha_1 = +0,50000$		
$N = 5$		
$\alpha_0 = \alpha_5 = -0,00979$	$\alpha_1 = \alpha_4 = + 0,00979$	$\alpha_2 = \alpha_3 = + 0,50000$
$N = 7$		
$\alpha_0 = \alpha_7 = +0,00343$	$\alpha_1 = \alpha_6 = -0,03171$	$\alpha_2 = \alpha_5 = +0,03171$
$\alpha_3 = \alpha_4 = +0,49657$		
$N = 11$		
$\alpha_0 = \alpha_{11} = -0,00203$	$\alpha_1 = \alpha_{10} = +0,01056$	$\alpha_2 = \alpha_9 = +0,00010$
$\alpha_3 = \alpha_8 = -0,07531$	$\alpha_4 = \alpha_7 = +0,07734$	$\alpha_5 = \alpha_6 = +0,48934$
$N = 15$		
$\alpha_0 = \alpha_{15} = +0,00152$	$\alpha_1 = \alpha_{14} = -0,00561$	$\alpha_2 = \alpha_{13} = -0,00175$
$\alpha_3 = \alpha_{12} = +0,02812$	$\alpha_4 = \alpha_{11} = -0,01076$	$\alpha_5 = \alpha_{10} = -0,09143$
$\alpha_6 = \alpha_9 = +0,09879$	$\alpha_7 = \alpha_8 = +0,48112$	
$N = 31$		
$\alpha_0 = \alpha_{31} = +0,00074$	$\alpha_1 = \alpha_{30} = -0,00182$	$\alpha_2 = \alpha_{29} = -0,00083$
$\alpha_3 = \alpha_{28} = +0,00404$	$\alpha_4 = \alpha_{27} = + 0,00088$	$\alpha_5 = \alpha_{26} = -0,00898$
$\alpha_6 = \alpha_{25} = +0,00024$	$\alpha_7 = \alpha_{24} = +0,01753$	$\alpha_8 = \alpha_{23} = -0,00429$
$\alpha_9 = \alpha_{22} = -0,03102$	$\alpha_{10} = \alpha_{21} = +0,01441$	$\alpha_{11} = \alpha_{20} = +0,05303$
$\alpha_{12} = \alpha_{19} = -0,03900$	$\alpha_{13} = \alpha_{18} = -0,10015$	$\alpha_{14} = \alpha_{17} = +0,12815$
$\alpha_{15} = \alpha_{16} = +0,46707$		
$N = 63$		
$\alpha_0 = \alpha_{63} = +0,00036$	$\alpha_1 = \alpha_{62} = -0,00078$	$\alpha_2 = \alpha_{61} = -0,00036$
$\alpha_3 = \alpha_{60} = +0,00105$	$\alpha_4 = \alpha_{59} = +0,00041$	$\alpha_5 = \alpha_{58} = -0,00158$
$\alpha_6 = \alpha_{57} = -0,00045$	$\alpha_7 = \alpha_{56} = + 0,00239$	$\alpha_8 = \alpha_{55} = +0,00044$
$\alpha_9 = \alpha_{54} = -0,00356$	$\alpha_{10} = \alpha_{53} = - 0,00033$	$\alpha_{11} = \alpha_{52} = +0,00513$
$\alpha_{12} = \alpha_{51} = -0,00006$	$\alpha_{13} = \alpha_{50} = -0,00714$	$\alpha_{14} = \alpha_{49} = -0,00075$
$\alpha_{15} = \alpha_{48} = +0,00968$	$\alpha_{16} = \alpha_{47} = -0,00190$	$\alpha_{17} = \alpha_{46} = -0,01283$
$\alpha_{18} = \alpha_{45} = +0,00372$	$\alpha_{19} = \alpha_{44} = +0,01677$	$\alpha_{20} = \alpha_{43} = -0,00650$
$\alpha_{21} = \alpha_{42} = -0,02179$	$\alpha_{22} = \alpha_{41} = +0,01074$	$\alpha_{23} = \alpha_{40} = +0,02852$
$\alpha_{24} = \alpha_{39} = -0,01743$	$\alpha_{25} = \alpha_{38} = -0,03839$	$\alpha_{26} = \alpha_{37} = +0,02898$
$\alpha_{27} = \alpha_{36} = +0,05549$	$\alpha_{28} = \alpha_{35} = -0,05326$	$\alpha_{29} = \alpha_{34} = -0,09716$
$\alpha_{30} = \alpha_{33} = +0,14016$	$\alpha_{31} = \alpha_{32} = +0,45891$	

Желая предельно упростить реализацию ФНЧ, зададимся вопросом: какой должна быть граничная частота F_g , чтобы как можно больше коэффициентов фильтра в выражении (19.34) обратились в нуль? На рис. 19.31 представлены два особых случая. Если принять $F_g = 0,5$, у фильтров четного порядка (с нечетным количеством коэффициентов) исчезнут все коэффициенты вплоть до среднего, значение которого составляет $\alpha(1/2N) = 1$. В результате получаем фазовый фильтр. Однако его нельзя использовать в качестве фильтра нижних частот.

Таблица 19.3. Коэффициенты КИХ фильтра с граничной частотой $F_g = 0,1$ (то есть $f_g = 0,1f_d$). Здесь нет решений для порядков $N < 7$

Граничная частота $F_g = 0,1$		
$N = 7$		
$\alpha_0 = \alpha_7 = +0,00976$	$\alpha_1 = \alpha_6 = -0,04966$	$\alpha_2 = \alpha_5 = +0,16442$
$\alpha_3 = \alpha_4 = +0,27616$		
$N = 11$		
$\alpha_0 = \alpha_{11} = -0,00470$	$\alpha_1 = \alpha_{10} = -0,00605$	$\alpha_2 = \alpha_9 = +0,00818$
$\alpha_3 = \alpha_8 = +0,07006$	$\alpha_4 = \alpha_7 = +0,17404$	$\alpha_5 = \alpha_6 = +0,25848$
$N = 15$		
$\alpha_0 = \alpha_{15} = -0,00101$	$\alpha_1 = \alpha_{14} = -0,00521$	$\alpha_2 = \alpha_{13} = -0,01269$
$\alpha_3 = \alpha_{12} = -0,01214$	$\alpha_4 = \alpha_{11} = +0,01830$	$\alpha_5 = \alpha_{10} = +0,08914$
$\alpha_6 = \alpha_9 = +0,17962$	$\alpha_7 = \alpha_8 = +0,24399$	
$N = 31$		
$\alpha_0 = \alpha_{31} = -0,00165$	$\alpha_1 = \alpha_{30} = -0,00146$	$\alpha_2 = \alpha_{29} = -0,00037$
$\alpha_3 = \alpha_{28} = +0,00225$	$\alpha_4 = \alpha_{27} = +0,00593$	$\alpha_5 = \alpha_{26} = +0,00823$
$\alpha_6 = \alpha_{25} = +0,00548$	$\alpha_7 = \alpha_{24} = -0,00461$	$\alpha_8 = \alpha_{23} = -0,01979$
$\alpha_9 = \alpha_{22} = -0,03195$	$\alpha_{10} = \alpha_{21} = -0,02944$	$\alpha_{11} = \alpha_{20} = -0,00261$
$\alpha_{12} = \alpha_{19} = +0,04987$	$\alpha_{13} = \alpha_{18} = +0,11780$	$\alpha_{14} = \alpha_{17} = +0,18175$
$\alpha_{15} = \alpha_{16} = +0,22058$		
$N = 63$		
$\alpha_0 = \alpha_{63} = +0,00065$	$\alpha_1 = \alpha_{62} = +0,00086$	$\alpha_2 = \alpha_{61} = +0,00073$
$\alpha_3 = \alpha_{60} = +0,00022$	$\alpha_4 = \alpha_{59} = -0,00061$	$\alpha_5 = \alpha_{58} = -0,00148$
$\alpha_6 = \alpha_{57} = -0,00194$	$\alpha_7 = \alpha_{56} = -0,00150$	$\alpha_8 = \alpha_{55} = +0,00001$
$\alpha_9 = \alpha_{54} = +0,00223$	$\alpha_{10} = \alpha_{53} = +0,00418$	$\alpha_{11} = \alpha_{52} = +0,00464$
$\alpha_{12} = \alpha_{51} = +0,00272$	$\alpha_{13} = \alpha_{50} = -0,00144$	$\alpha_{14} = \alpha_{49} = -0,00639$
$\alpha_{15} = \alpha_{48} = -0,00973$	$\alpha_{16} = \alpha_{47} = -0,00909$	$\alpha_{17} = \alpha_{46} = -0,00343$
$\alpha_{18} = \alpha_{45} = +0,00593$	$\alpha_{19} = \alpha_{44} = +0,01532$	$\alpha_{20} = \alpha_{43} = +0,01986$
$\alpha_{21} = \alpha_{42} = +0,01560$	$\alpha_{22} = \alpha_{41} = +0,00177$	$\alpha_{23} = \alpha_{40} = -0,01790$
$\alpha_{24} = \alpha_{39} = -0,03551$	$\alpha_{25} = \alpha_{38} = -0,04135$	$\alpha_{26} = \alpha_{37} = +0,02742$
$\alpha_{27} = \alpha_{36} = +0,00903$	$\alpha_{28} = \alpha_{35} = +0,06348$	$\alpha_{29} = \alpha_{34} = +0,12467$
$\alpha_{30} = \alpha_{33} = +0,17761$	$\alpha_{31} = \alpha_{32} = +0,20829$	

Если граничную частоту уменьшить вдвое, получится полуполосный фильтр с $F_g = 1/4$. Подставив это условие в (19.34), находим:

$$\alpha_{kr} = \frac{\sin(2k - N)\pi/4}{(2k - N)\pi/4}. \tag{19.36}$$

Как видно из рис. 19.31, при четном порядке фильтра (нечетном количестве коэффициентов) также имеем заметное упрощение, так как каждый второй коэффициент обращается в нуль. Чтобы получить практически полезный фильтр, необходимо оценить коэффициенты с помощью одного из окон. Пользуясь окном Хемминга и выражением (19.35), получим:

Таблица 19.4. Коэффициенты КИХ фильтра с граничной частотой $F_g = 0,025$ (то есть $f_g = 0,025f_a$). Здесь нет решений для порядков $N < 27$

Граничная частота $F_g = 0,025$		
$N = 31$		
$\alpha_0 = \alpha_{31} = +0,00077$	$\alpha_1 = \alpha_{30} = -0,00132$	$\alpha_2 = \alpha_{29} = +0,00236$
$\alpha_3 = \alpha_{28} = +0,00417$	$\alpha_4 = \alpha_{27} = +0,00698$	$\alpha_5 = \alpha_{26} = +0,01095$
$\alpha_6 = \alpha_{25} = +0,01613$	$\alpha_7 = \alpha_{24} = +0,02244$	$\alpha_8 = \alpha_{23} = +0,02968$
$\alpha_9 = \alpha_{22} = +0,03754$	$\alpha_{10} = \alpha_{21} = +0,04559$	$\alpha_{11} = \alpha_{20} = +0,05335$
$\alpha_{12} = \alpha_{19} = +0,06033$	$\alpha_{13} = \alpha_{18} = +0,06606$	$\alpha_{14} = \alpha_{17} = +0,07012$
$\alpha_{15} = \alpha_{16} = +0,07222$		
$N = 63$		
$\alpha_0 = \alpha_{63} = -0,00005$	$\alpha_1 = \alpha_{62} = -0,00022$	$\alpha_2 = \alpha_{61} = -0,00042$
$\alpha_3 = \alpha_{60} = -0,00068$	$\alpha_4 = \alpha_{59} = -0,00101$	$\alpha_5 = \alpha_{58} = -0,00141$
$\alpha_6 = \alpha_{57} = -0,00188$	$\alpha_7 = \alpha_{56} = -0,00241$	$\alpha_8 = \alpha_{55} = -0,00295$
$\alpha_9 = \alpha_{54} = -0,00344$	$\alpha_{10} = \alpha_{53} = -0,00383$	$\alpha_{11} = \alpha_{52} = -0,00403$
$\alpha_{12} = \alpha_{51} = -0,00395$	$\alpha_{13} = \alpha_{50} = -0,00350$	$\alpha_{14} = \alpha_{49} = -0,00259$
$\alpha_{15} = \alpha_{48} = -0,00115$	$\alpha_{16} = \alpha_{47} = +0,00089$	$\alpha_{17} = \alpha_{46} = +0,00356$
$\alpha_{18} = \alpha_{45} = +0,00689$	$\alpha_{19} = \alpha_{44} = +0,01084$	$\alpha_{20} = \alpha_{43} = +0,01536$
$\alpha_{21} = \alpha_{42} = +0,02036$	$\alpha_{22} = \alpha_{41} = +0,02573$	$\alpha_{23} = \alpha_{40} = +0,03131$
$\alpha_{24} = \alpha_{39} = +0,03694$	$\alpha_{25} = \alpha_{38} = +0,04243$	$\alpha_{26} = \alpha_{37} = +0,04759$
$\alpha_{27} = \alpha_{36} = +0,05227$	$\alpha_{28} = \alpha_{35} = +0,05618$	$\alpha_{29} = \alpha_{34} = +0,05928$
$\alpha_{30} = \alpha_{33} = +0,06143$	$\alpha_{31} = \alpha_{32} = +0,06252$	

$$\alpha_{kw} = \frac{\sin(2k - N)\pi / 4}{(2k - N)\pi / 4} \left(0,54 - 0,46 \cos \frac{2\pi k}{N} \right) \quad \text{для } k = 0, 1, 2, \dots, N. \quad (19.37)$$

Если необходимо рассчитать коэффициенты фильтра для всех k , то для получения окончательных оценок они должны быть пронормированы путем деления на их сумму. Таким образом, отпадает необходимость в итерациях при разработке фильтра, и коэффициенты фильтра могут рассчитываться на калькуляторе. Получаемые при этом граничные частоты, естественно, не вполне соответствуют равенству $F_g = 1/4$, так как остаются ненормированными. Само же нормирование в этой ситуации недопустимо, иначе будет утрачено преимущество обращения в нуль каждого второго коэффициента. Частотные характеристики полуполосного фильтра представлены на рис. 19.32, а коэффициенты – в табл. 19.5. Как видно из рис. 19.32, с ростом порядка фильтра граничные частоты по уровню -6 дБ становятся все ближе к $F_g = 0,25$, то есть к случаю «полуполосности». Напротив, граничные частоты по уровню -3 дБ остаются более низкими. Их точные значения также представлены в табл. 19.5. Приближенные значения F_g тем не менее позволяют реализовать любые (в том числе – гладкие) граничные частоты при соответствующем выборе частоты дискретизации:

$$f_a = f_g / F_g.$$

Рис. 19.31 показывает, что только при нечетном количестве коэффициентов половина из них обращается в нуль. Поэтому находят применение только полуполосные фильтры четных порядков. Кроме того, у фильтров всех порядков, делящихся на 4,

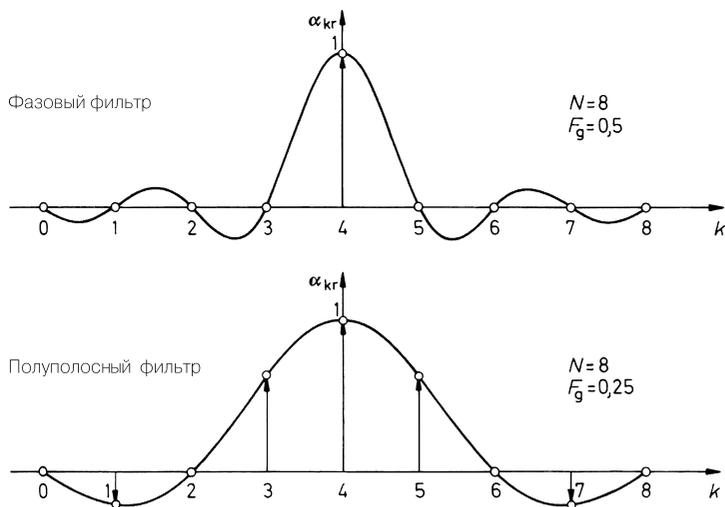


Рис. 19.31. КИХ фильтры с исчезающими коэффициентами

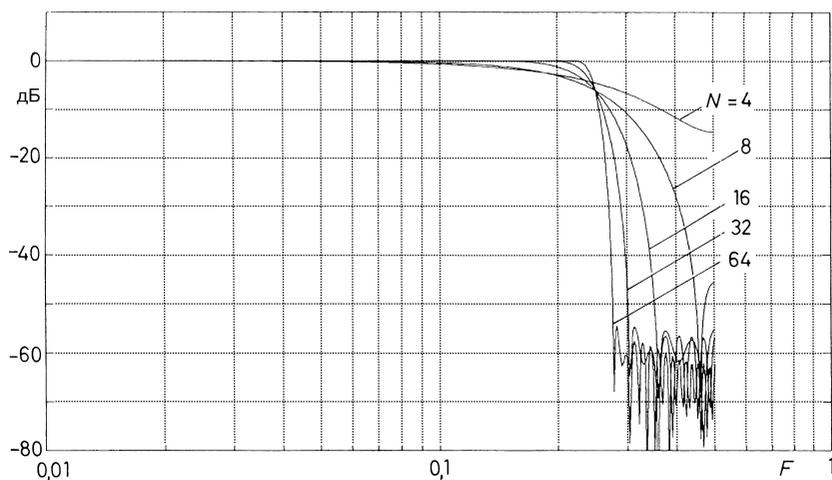


Рис. 19.32. Частотные характеристики полуполосных фильтров

исчезают краевые коэффициенты (например, α_0 и α_8). Возможность выиграть два дополнительных порядка, не прибегая к умножению, представляет особую привлекательность таких фильтров. Могут отсутствовать даже оба элемента задержки, относящиеся к исчезающим краевым коэффициентам $\alpha_0 = \alpha_N = 0$.

Эти преимущества удастся реализовать, только если алгоритм фильтра программируется сигнальным процессором. Аппаратные фильтры, представленные в табл. 19.10, не позволяют воспользоваться преимуществами полуполосных фильтров.

Таблица 19.5. Коэффициенты для полуполосных фильтров

$N = 4,$ $\alpha_0 = \alpha_4 = 0$	3 коэффициента, $F_g = 0,205$ $\alpha_1 = \alpha_3 = +0,20371$	$\alpha_2 = +0,59258$
$N = 8$ $\alpha_0 = \alpha_8 = 0$ $\alpha_4 = +0,49737$	5 коэффициентов, $F_g = 0,199$ $\alpha_1 = \alpha_7 = -0,02266$	$\alpha_2 = \alpha_6 = 0$ $\alpha_3 = \alpha_5 = +0,27398$
$N = 16$ $\alpha_0 = \alpha_{16} = 0$ $\alpha_4 = \alpha_{12} = 0$ $\alpha_8 = +0,50087$	9 коэффициентов $F_g = 0,225$ $\alpha_1 = \alpha_{15} = -0,00524$ $\alpha_5 = \alpha_{11} = -0,07611$	$\alpha_2 = \alpha_{14} = 0$ $\alpha_6 = \alpha_{10} = 0$ $\alpha_3 = \alpha_{13} = +0,02321$ $\alpha_7 = \alpha_9 = +0,30770$
$N = 32$ $\alpha_0 = \alpha_{32} = 0$ $\alpha_4 = \alpha_{28} = 0$ $\alpha_8 = \alpha_{24} = 0$ $\alpha_{12} = \alpha_{20} = 0$ $\alpha_{16} = +0,50071$	17 коэффициентов $F_g = 0,238$ $\alpha_1 = \alpha_{31} = -0,00189$ $\alpha_5 = \alpha_{27} = -0,00824$ $\alpha_9 = \alpha_{23} = -0,02868$ $\alpha_{13} = \alpha_{19} = -0,09802$	$\alpha_2 = \alpha_{30} = 0$ $\alpha_6 = \alpha_{26} = 0$ $\alpha_{10} = \alpha_{22} = 0$ $\alpha_{14} = \alpha_{18} = 0$ $\alpha_3 = \alpha_{29} = +0,00386$ $\alpha_7 = \alpha_{25} = +0,01595$ $\alpha_{11} = \alpha_{21} = +0,05072$ $\alpha_{15} = \alpha_{17} = +0,31594$
$N = 64$ $\alpha_0 = \alpha_{64} = 0$ $\alpha_4 = \alpha_{60} = 0$ $\alpha_8 = \alpha_{56} = 0$ $\alpha_{12} = \alpha_{52} = 0$ $\alpha_{16} = \alpha_{48} = 0$ $\alpha_{20} = \alpha_{44} = 0$ $\alpha_{24} = \alpha_{40} = 0$ $\alpha_{28} = \alpha_{36} = 0$ $\alpha_{32} = +0,50039$	33 коэффициента $F_g = 0,244$ $\alpha_1 = \alpha_{63} = -0,00084$ $\alpha_5 = \alpha_{59} = -0,00158$ $\alpha_9 = \alpha_{55} = -0,00344$ $\alpha_{13} = \alpha_{51} = -0,00681$ $\alpha_{17} = \alpha_{47} = -0,01243$ $\alpha_{21} = \alpha_{43} = -0,02192$ $\alpha_{25} = \alpha_{39} = -0,04076$ $\alpha_{29} = \alpha_{35} = -0,10408$	$\alpha_2 = \alpha_{62} = 0$ $\alpha_6 = \alpha_{58} = 0$ $\alpha_{10} = \alpha_{54} = 0$ $\alpha_{14} = \alpha_{50} = 0$ $\alpha_{18} = \alpha_{46} = 0$ $\alpha_{22} = \alpha_{42} = 0$ $\alpha_{26} = \alpha_{38} = 0$ $\alpha_{30} = \alpha_{34} = 0$ $\alpha_3 = \alpha_{61} = +0,00110$ $\alpha_7 = \alpha_{57} = +0,00235$ $\alpha_{11} = \alpha_{53} = +0,00490$ $\alpha_{15} = \alpha_{49} = +0,00927$ $\alpha_{19} = \alpha_{45} = +0,01650$ $\alpha_{23} = \alpha_{41} = +0,02944$ $\alpha_{27} = \alpha_{37} = +0,06025$ $\alpha_{31} = \alpha_{33} = +0,31785$

Полуполосные фильтры успешно применяются в каскадных устройствах (рис. 19.33) из одинаковых блоков фильтрации, обладающих сильным затуханием в полосе непрозрачности. В этом случае уже во втором блоке удастся работать на половине частоты дискретизации без заметных нарушений условий теоремы Котельникова, что вдвое сокращает вычислительные затраты. В третьем и четвертом блоках фильтрации продолжается двукратное снижение частоты дискретизации. Таким образом, граничная частота всего фильтра уменьшается вдвое в каждом следующем блоке, что также отражено на рис. 19.33. Количество операций умножения с накоплением для расчета выходных значений в данном случае составит:

$$(N+1) + \frac{1}{2}(N+1) + \frac{1}{4}(N+1) + \dots = (N+1) \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \dots \right) = 2(N+1).$$

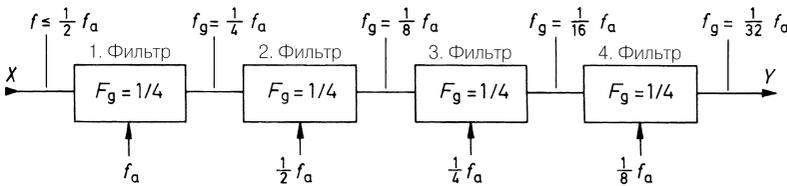


Рис. 19.33. Применение полуполосных фильтров в каскадной структуре с субдискретизацией

Такой подход позволяет реализовать граничные частоты, намного более низкие по сравнению с частотой дискретизации, на что в противном случае потребовались бы значительные затраты [19.12].

Фильтр верхних частот

Расчет коэффициентов для фильтров верхних частот сводится к проектированию фильтра нижних частот. Подход основан на теореме сложения преобразования Фурье, согласно которой сложение в частотной и временной областях равнозначны. На рис. 19.34 демонстрируется возможность ее применения для создания фильтра верхних частот: в частотной области для его получения достаточно вычесть характеристику фильтра нижних частот из характеристики фазового фильтра. Соответствующие коэффициенты фильтра получают путем вычитания коэффициентов ФНЧ из коэффициентов фазового фильтра, что и показано в правой части рисунка. Разумеется, здесь также необходимо оценивать коэффициенты с помощью α_{kr} и нормировать на 1 модуль усиления на частоте $F = 0,5$, а на частоте $F = F_g$ — на $1/\sqrt{2}$.

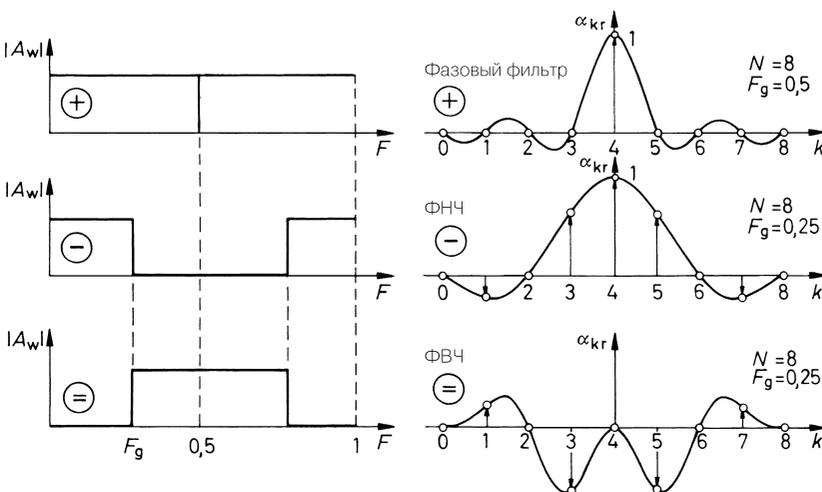


Рис. 19.34. Создание фильтра верхних частот

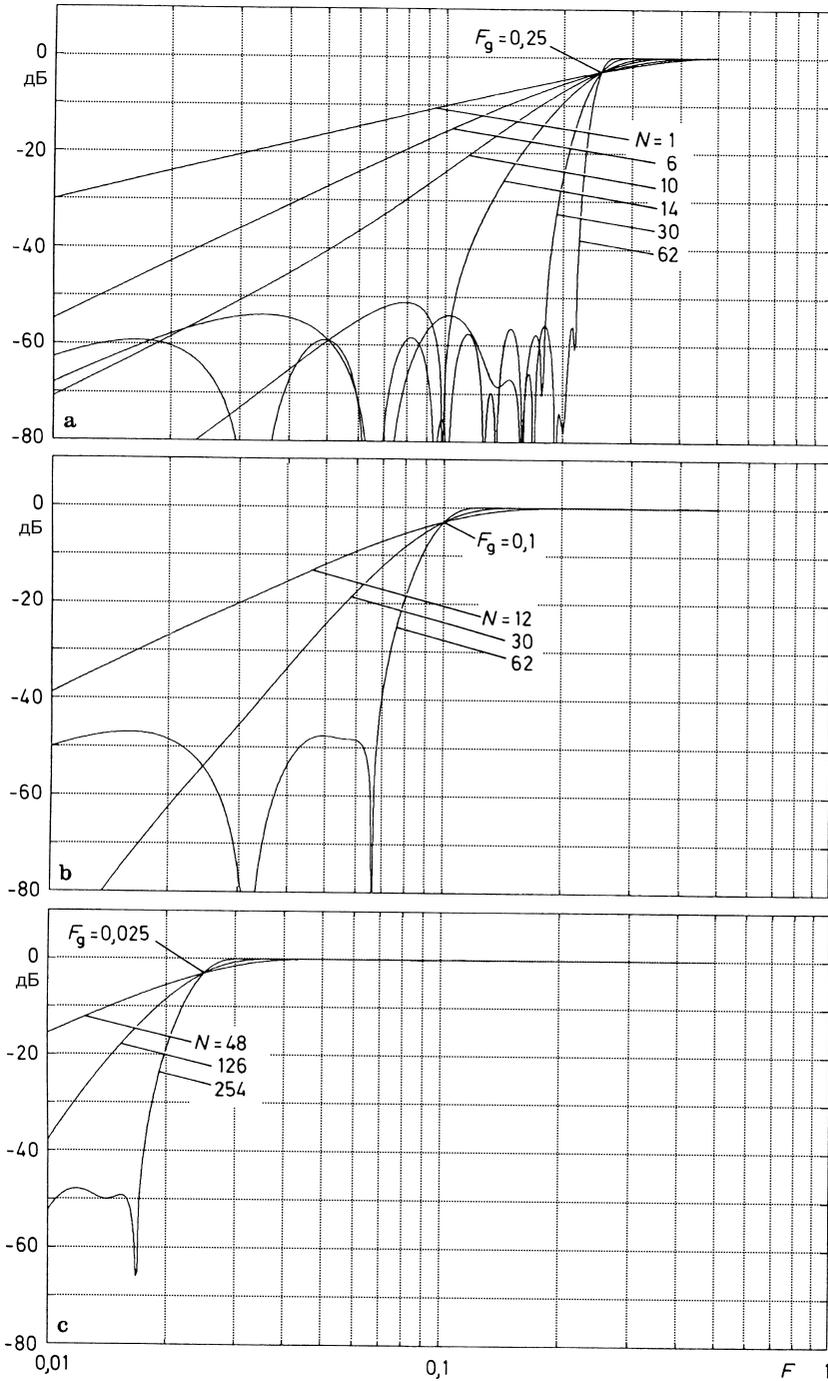


Рис. 19.35. Характеристики КИХ фильтров верхних частот

Таблица 19.6. Коэффициенты КИХ фильтров верхних частот при $F_g = 0,25$, то есть $f_g = 0,25f_a$

Граничная частота $F_g = 0,25$		
$N = 1$		
$\alpha_0 = -\alpha_1 = +0,5000$		
$N = 6$		
$\alpha_0 = \alpha_6 = -0,00009$	$\alpha_1 = \alpha_5 = -0,05091$	$\alpha_2 = \alpha_4 = -0,25163$
$\alpha_3 = +0,60528$		
$N = 10$		
$\alpha_0 = \alpha_{10} = -0,00162$	$\alpha_1 = \alpha_9 = +0,01114$	$\alpha_2 = \alpha_8 = +0,03079$
$\alpha_3 = \alpha_7 = -0,05152$	$\alpha_4 = \alpha_6 = -0,27968$	$\alpha_5 = +0,58179$
$N = 14$		
$\alpha_0 = \alpha_{14} = +0,00113$	$\alpha_1 = \alpha_{13} = -0,00587$	$\alpha_2 = \alpha_{12} = -0,01005$
$\alpha_3 = \alpha_{11} = +0,02291$	$\alpha_4 = \alpha_{10} = +0,05852$	$\alpha_5 = \alpha_9 = -0,04623$
$\alpha_6 = \alpha_8 = -0,29895$	$\alpha_7 = +0,55709$	
$N = 30$		
$\alpha_0 = \alpha_{30} = +0,00053$	$\alpha_1 = \alpha_{29} = -0,00188$	$\alpha_2 = \alpha_{28} = -0,00136$
$\alpha_3 = \alpha_{27} = +0,00375$	$\alpha_4 = \alpha_{26} = +0,00407$	$\alpha_5 = \alpha_{25} = -0,00732$
$\alpha_6 = \alpha_{24} = -0,01026$	$\alpha_7 = \alpha_{23} = +0,01213$	$\alpha_8 = \alpha_{22} = -0,02267$
$\alpha_9 = \alpha_{21} = -0,01739$	$\alpha_{10} = \alpha_{20} = +0,04475$	$\alpha_{11} = \alpha_{19} = +0,02213$
$\alpha_{12} = \alpha_{18} = +0,09366$	$\alpha_{13} = \alpha_{17} = -0,02541$	$\alpha_{14} = \alpha_{16} = -0,31369$
$\alpha_{15} = +0,52709$		
$N = 62$		
$\alpha_0 = \alpha_{62} = +0,00025$	$\alpha_1 = \alpha_{61} = -0,00082$	$\alpha_2 = \alpha_{60} = -0,00038$
$\alpha_3 = \alpha_{59} = +0,00104$	$\alpha_4 = \alpha_{58} = +0,00064$	$\alpha_5 = \alpha_{57} = -0,00146$
$\alpha_6 = \alpha_{56} = -0,00110$	$\alpha_7 = \alpha_{55} = +0,00209$	$\alpha_8 = \alpha_{54} = -0,00184$
$\alpha_9 = \alpha_{53} = -0,00291$	$\alpha_{10} = \alpha_{52} = -0,00297$	$\alpha_{11} = \alpha_{51} = +0,00389$
$\alpha_{12} = \alpha_{50} = +0,00457$	$\alpha_{13} = \alpha_{49} = -0,00500$	$\alpha_{14} = \alpha_{48} = -0,00680$
$\alpha_{15} = \alpha_{47} = +0,00620$	$\alpha_{16} = \alpha_{46} = -0,00981$	$\alpha_{17} = \alpha_{45} = -0,00744$
$\alpha_{18} = \alpha_{44} = -0,01387$	$\alpha_{19} = \alpha_{43} = +0,00866$	$\alpha_{20} = \alpha_{42} = +0,01938$
$\alpha_{21} = \alpha_{41} = -0,00982$	$\alpha_{22} = \alpha_{40} = -0,02713$	$\alpha_{23} = \alpha_{39} = +0,01085$
$\alpha_{24} = \alpha_{38} = +0,03879$	$\alpha_{25} = \alpha_{37} = -0,01170$	$\alpha_{26} = \alpha_{36} = -0,05873$
$\alpha_{27} = \alpha_{35} = +0,01235$	$\alpha_{28} = \alpha_{34} = +0,10304$	$\alpha_{29} = \alpha_{33} = -0,01275$
$\alpha_{30} = \alpha_{32} = -0,31713$	$\alpha_{31} = +0,51315$	

Однако оказывается, что созданные при помощи этого метода фильтры верхних частот нечетного порядка обладают нулевой точкой при $F = 0,5$, и потому не очень подходят на роль ФВЧ. Поэтому на графиках частотных характеристик (рис. 19.35) и в таблицах коэффициентов (табл. 19.6–19.8) фигурируют только фильтры четных порядков, то есть с нечетным количеством коэффициентов.

Полосовые пропускающие и режекторные фильтры

Полосовой пропускающий фильтр получается путем вычитания характеристики одного фильтра нижних частот из характеристики другого (рис. 19.36). Для получения

Таблица 19.7. Коэффициенты КИХ фильтров верхних частот при $F_g = 0,1$, то есть $f_g = 0,1f_a$

Граничная частота $F_g = 0,1$		
$N = 12$		
$\alpha_0 = \alpha_{12} = -0,01015$	$\alpha_1 = \alpha_{11} = -0,01925$	$\alpha_2 = \alpha_{10} = -0,04453$
$\alpha_3 = \alpha_9 = -0,08090$	$\alpha_4 = \alpha_8 = -0,11882$	$\alpha_5 = \alpha_7 = -0,14737$
$\alpha_6 = +0,84203$		
$N = 30$		
$\alpha_0 = \alpha_{30} = -0,00160$	$\alpha_1 = \alpha_{29} = -0,00200$	$\alpha_2 = \alpha_{28} = -0,00212$
$\alpha_3 = \alpha_{27} = -0,00117$	$\alpha_4 = \alpha_{26} = +0,00185$	$\alpha_5 = \alpha_{25} = +0,00723$
$\alpha_6 = \alpha_{24} = +0,01375$	$\alpha_7 = \alpha_{23} = +0,01836$	$\alpha_8 = \alpha_{22} = +0,01674$
$\alpha_9 = \alpha_{21} = +0,00479$	$\alpha_{10} = \alpha_{20} = -0,01960$	$\alpha_{11} = \alpha_{19} = -0,05505$
$\alpha_{12} = \alpha_{18} = -0,09628$	$\alpha_{13} = \alpha_{17} = -0,13521$	$\alpha_{14} = \alpha_{16} = -0,16308$
$\alpha_{15} = +0,82679$		
$N = 62$		
$\alpha_0 = \alpha_{62} = +0,00048$	$\alpha_1 = \alpha_{61} = +0,00082$	$\alpha_2 = \alpha_{60} = +0,00096$
$\alpha_3 = \alpha_{59} = +0,00079$	$\alpha_4 = \alpha_{58} = +0,00023$	$\alpha_5 = \alpha_{57} = -0,00070$
$\alpha_6 = \alpha_{56} = -0,00176$	$\alpha_7 = \alpha_{55} = -0,00254$	$\alpha_8 = \alpha_{54} = -0,00252$
$\alpha_9 = \alpha_{53} = -0,00134$	$\alpha_{10} = \alpha_{52} = +0,00099$	$\alpha_{11} = \alpha_{51} = +0,00390$
$\alpha_{12} = \alpha_{50} = +0,00629$	$\alpha_{13} = \alpha_{49} = -0,00689$	$\alpha_{14} = \alpha_{48} = +0,00475$
$\alpha_{15} = \alpha_{47} = -0,00020$	$\alpha_{16} = \alpha_{46} = -0,00683$	$\alpha_{17} = \alpha_{45} = -0,01292$
$\alpha_{18} = \alpha_{44} = -0,01572$	$\alpha_{19} = \alpha_{43} = -0,01296$	$\alpha_{20} = \alpha_{42} = +0,00392$
$\alpha_{21} = \alpha_{41} = +0,00984$	$\alpha_{22} = \alpha_{40} = +0,02439$	$\alpha_{23} = \alpha_{39} = +0,03417$
$\alpha_{24} = \alpha_{38} = +0,03350$	$\alpha_{25} = \alpha_{37} = +0,01835$	$\alpha_{26} = \alpha_{36} = -0,01208$
$\alpha_{27} = \alpha_{35} = -0,05455$	$\alpha_{28} = \alpha_{34} = -0,10217$	$\alpha_{29} = \alpha_{33} = -0,14584$
$\alpha_{30} = \alpha_{32} = -0,17650$	$\alpha_{31} = +0,81246$	

Таблица 19.8. Коэффициенты КИХ фильтров верхних частот при $F_g = 0,025$, то есть $f_g = 0,025f_a$

Граничная частота $F_g = 0,025$		
$N = 48$		
$\alpha_0 = \alpha_{48} = -0,00271$	$\alpha_1 = \alpha_{47} = -0,00288$	$\alpha_2 = \alpha_{46} = -0,00332$
$\alpha_3 = \alpha_{45} = -0,00404$	$\alpha_4 = \alpha_{44} = -0,00503$	$\alpha_5 = \alpha_{43} = -0,00628$
$\alpha_6 = \alpha_{42} = -0,00778$	$\alpha_7 = \alpha_{41} = -0,00951$	$\alpha_8 = \alpha_{40} = -0,01144$
$\alpha_9 = \alpha_{39} = -0,01353$	$\alpha_{10} = \alpha_{38} = -0,01557$	$\alpha_{11} = \alpha_{37} = -0,01811$
$\alpha_{12} = \alpha_{36} = -0,02050$	$\alpha_{13} = \alpha_{35} = -0,02291$	$\alpha_{14} = \alpha_{34} = -0,02530$
$\alpha_{15} = \alpha_{33} = -0,02762$	$\alpha_{16} = \alpha_{32} = -0,02983$	$\alpha_{17} = \alpha_{31} = -0,03189$
$\alpha_{18} = \alpha_{30} = -0,03376$	$\alpha_{19} = \alpha_{29} = -0,03541$	$\alpha_{20} = \alpha_{28} = -0,03680$
$\alpha_{21} = \alpha_{27} = -0,03791$	$\alpha_{22} = \alpha_{26} = -0,03872$	$\alpha_{23} = \alpha_{25} = -0,03921$
$\alpha_{24} = +0,96062$		

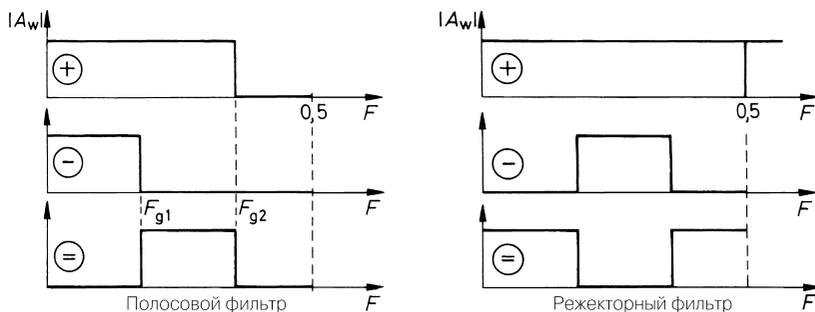


Рис. 19.36. Создание полосового пропускающего и режекторного фильтров

режекторного фильтра характеристику полосового фильтра вычитают из характеристики фазового. Коэффициенты таких фильтров находят с помощью операций вычитания с массивами коэффициентов соответствующих фильтров.

Еще одна возможность получить коэффициенты полосовых пропускающего и режекторного фильтров состоит в том, чтобы перемножить передаточные функции $\hat{A}(z)$ соответствующих фильтров верхних и нижних частот. Тогда реализация может выглядеть либо как отдельный фильтр с каскадной структурой, либо в виде последовательно включенных фильтров.

19.5

Реализация КИХ фильтров

Для реализации КИХ фильтров необходимо рассчитать выходное значение по выражению (19.19)

$$y(t_N) = \sum_{k=0}^N \alpha_k x(t_{N-k})$$

как сумму последних N -входных значений, взвешенную с помощью коэффициентов фильтра. Такая операция может выполняться параллельно за один этап или последовательно за N этапов. В первом случае требуются существенные аппаратные ресурсы, а второй подход занимает много времени, о чем свидетельствует табл. 19.9. Если на базовую операцию, например умножения и сложения с накоплением (MAC – Multi-play And Accumulate), уходит 100 нс, частота дискретизации при параллельной обработке достигает 10 МГц и лишь N -я ее часть – при последовательной.

Таблица 19.9. Оценки затрат на КИХ фильтр N -го порядка при параллельной и последовательной обработке

Обработка	Умножитель	Сумматор	Время вычислений	Память
Параллельная	$N + 1$	N	1 такт	$2N + 1$
Последовательная	1	1	$N + 1$ тактов	$2N + 1$

Естественно, для расчета по формуле (19.19) необходимо запомнить все коэффициенты и N последних отсчетов. Отсюда каждому из методов требуется память объемом $2N + 1$.

Необходимая длина информационных слов w определяется отношением сигнал/шум дискретизации и приблизительно составляет $w \times 6$ дБ. Длина слова для коэффициентов определяет, насколько точно реализуются рассчитанные коэффициенты. Обычно ее выбирают, по крайней мере, равной длине информационного слова. В результате умножения появляются слова удвоенной длины $2w$. При расчете суммы длина слова на каждом этапе может нарастать на один бит, то есть на $2w + N$, однако действительный прирост обычно не так велик, так как большинство коэффициентов $\alpha_k \ll 1$. Тем не менее в большинстве случаев нельзя избежать округления до меньшей длины слов, дабы требования к вычислительным ресурсам оставались в разумных пределах.

19.5.1 Реализация параллельных КИХ фильтров

Для реализации параллельных КИХ фильтров особенно удобна структура, показанная на рис. 19.18, так как здесь на каждую операцию МАС отводится весь тактовый период. В принципе, перемножение входной последовательности с коэффициентами фильтра можно выполнить с помощью параллельных умножителей, единичный сомножитель которых в зависимости от коэффициента побитно принимается с 0 или 1. Также можно составлять таблицы перемножения для каждого коэффициента и сохранять их в EPROM.

Однако обе процедуры устарели, так как стали доступны интегральные КИХ фильтры в самом разнообразном исполнении. Все они строятся по принципу, показанному на рис. 19.18, и представляют собой схемы высокой степени интеграции с множеством параллельных умножителей, сумматоров и запоминающих устройств. Для ввода и хранения коэффициентов обычно предусматривается дополнительный регистр сдвига (рис. 19.37). Коэффициенты загружаются после подачи напряжения питания, чем и конфигурируется сам фильтр. Можно заменять коэффициенты в оперативном режиме для подстройки характеристики фильтра. Эта возможность используется, например, для компенсации эхо-сигналов. Предусмотрено также использование коэффициентных входов для ввода другого сигнала, и тогда такое устройство позволяет рассчитывать кросскорреляционную функцию вводимых сигналов. Дополнительный вход y_{exp} дает возможность каскадировать одинаковые схемные элементы для повышения порядка фильтра. Характеристики ряда КИХ фильтров приведены в табл. 19.10.

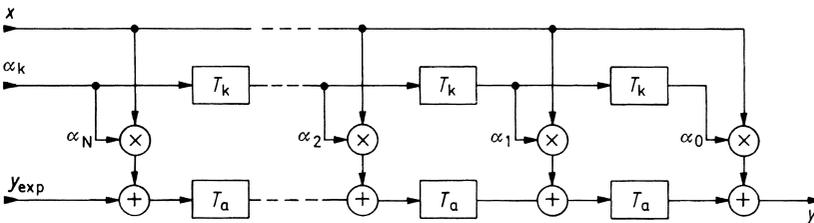


Рис. 19.37. Устройство интегрального параллельного КИХ фильтра

Таблица 19.10. Интегральные КИХ фильтры

Тип	Изготовитель	Количество коэффициентов	Длина слов, бит	Частота дискретизации, МГц	Мощность потерь, Вт	Корпус
HSP43168	Harris	16	10	40	1,4	84PGA
HSP43216 ¹	Harris	67	16	50	1,8	84PLCC
LF2243	Log Devices	56	12	40	0,5	44QFP
LF43168	Log Devices	16	10	66	1,2	100QFP
L64246	LSI-Logic	26	10	40		68PGA
L64240	LSI-Logic	64	8	20	2,5	155PGA
DSP56200 ²	Motorola	256	16	0,037	0,75	28DIL
PDSP16256	Plessey	16	16	25	1	144PGA
IMSA110	SGS-Thoms.	21	8	20	1	100PGA
IMSA100 ²	SGS-Thoms.	32	16	2,5	1	84PGA
X7101	Xicor	8	8	3,5	0,5	18DIL
ZR33891	Zoran	8	9	20	0,75	84PGA

1 – полуполосовой, 2 – последовательный

19.5.2

Реализация последовательных КИХ фильтров

Реализация последовательных КИХ фильтров основана на базовой структуре (см. рис. 19.19) с одним глобальным сумматором на выходе. Для хранения коэффициентов используется память на регистре сдвига (рис. 19.38). Здесь есть возможность применить одно устройство вместо всех умножителей и сумматоров (рис. 19.39). Для расчета выходного значения входы умножителя сдвигаются через все ступени, а затем суммируются возникающие промежуточные результаты. После этого вводится новое число x . Оба регистра сдвига реализуются в виде стеков FIFO (см. раздел 10.2.3). При этом нет необ-

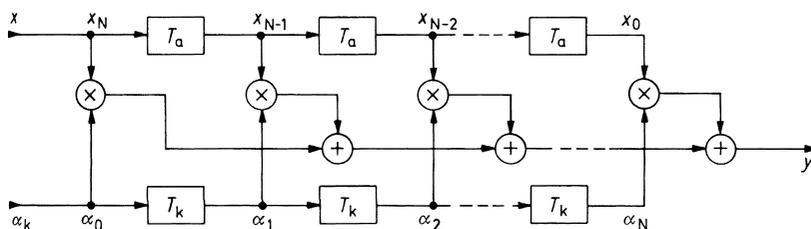


Рис. 19.38. КИХ фильтр с глобальным сумматором на выходе

¹ Полуполосный фильтр.

² Последовательный.

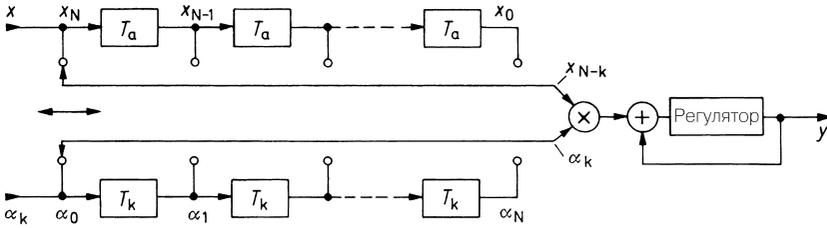


Рис. 19.39. Последовательный расчет промежуточных результатов

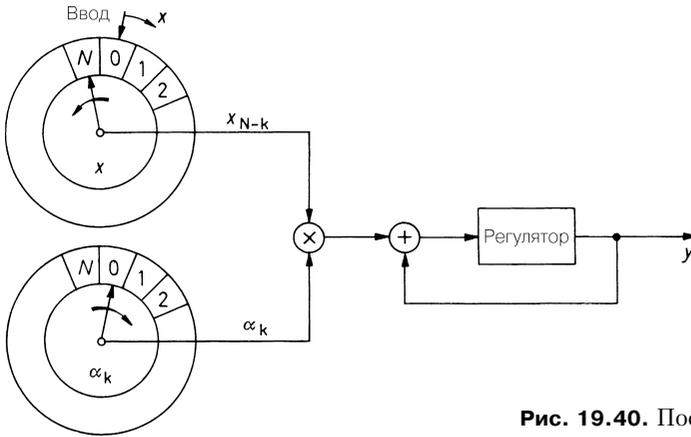


Рис. 19.40. Последовательный расчет y

ходимости в физическом перемещении данных, достаточно лишь смещать соответствующие указатели ввода и вывода. Этот способ поясняется на рис. 19.40.

Компактное решение поддерживается КИХ процессором DSP56200 фирмы Motorola с максимальной длиной фильтра – 256 коэффициентов. Это цифровой процессор обработки сигнала семейства DSP56000 с встроенной специализированной программой реализации КИХ фильтров. Разумеется, с этой целью может быть использован любой другой процессор обработки сигнала, если снабдить его необходимой программой. В табл. 19.11 представлен ряд свободно программируемых процессоров обработки сигнала.

19.6 Расчет БИХ фильтров

Рекурсивные фильтры называют также фильтрами с бесконечной импульсной характеристикой, которая представляется бесконечным числом членов (БИХ фильтры), поскольку их переходная характеристика (по крайней мере теоретически) обладает бесконечно большим количеством отличных от нуля значений дискретизации. Базовые структуры и передаточные функции БИХ фильтров, о которых уже говорилось в разделе 19.3, вообще говоря, представляют собой цифровые фильтры.

19.6.1

Расчет коэффициентов фильтра

Коэффициенты фильтра рассчитываются преимущественно по алгоритму Юла и Уолкера и методом билинейного преобразования. Алгоритм Юла (Yule) и Уолкера (Walker) [19.11] аппроксимирует заданную диаграмму допусков в частотной области посредством минимального количества коэффициентов фильтра. Следовательно, он дает минимизированный БИХ фильтр и аналогичен алгоритму перестановок Ремеза для КИХ фильтров. Здесь мы подробнее остановимся на билинейном преобразовании, так как оно требует меньше вычислительных ресурсов и является более простым для понимания.

При билинейном преобразовании исходят из частотной характеристики аналогового фильтра и стараются как можно точнее воспроизвести ее посредством БИХ фильтра. Однако сделать это не просто, так как передаточная функция цифрового фильтра может использоваться только до половины частоты дискретизации $1/2f_a$, выше которой она должна быть периодической. По этой причине амплитудно-частотную характеристику аналогового фильтра в области $0 \leq f \leq \infty$ отображают в область $0 \leq f' \leq 1/2f_a$ цифрового фильтра и далее продолжают ее периодически. Преобразование с таким свойством выглядит следующим образом:

$$f = \frac{f_a}{\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi f'}{f_a}. \quad (19.38)$$

Как и требуется, при $f \rightarrow \infty$ имеет место $f' \rightarrow 1/2f_a$, а при $f' \ll f_a$ соблюдается $f \approx f'$. Таким образом, частотная ось искажается тем меньше, чем выше тактовая частота f_a относительно интересующей нас частотной области.

Чтобы подобно аналоговым фильтрам иметь возможность работать с нормированными частотами, пронормируем их все по частоте дискретизации:

$$F = f/f_a \quad \text{и} \quad F_g = f_g/f_a. \quad (19.39)$$

Тогда выражение (19.38) примет вид:

$$F = \frac{1}{\pi} \operatorname{tg} \pi F'. \quad (19.40)$$

В качестве примера преобразования оси частот на рис. 19.41 показана амплитудно-частотная характеристика фильтра нижних частот Чебышева 2-го порядка с неравномерностью 3 дБ. Граничная частота $F_g = 0,3$, то есть $f_g = 0,3f_a$. Очевидно, что при сохранении типичной характеристики пропускания она оказалась несколько сдвинутой. Во избежание этого эффекта введем в выражение (19.40) для преобразования частоты множитель l , выбранный так, чтобы при преобразовании граничная частота оставалась бы неизменной, то есть $F_g = F'_g$:

$$F = F_g \underbrace{\operatorname{ctg} \pi F'_g \operatorname{tg} \pi F'}_l. \quad (19.41)$$

Частотные характеристики, преобразованные этим способом, представлены на рис. 19.42. Для примера взята чебышевская характеристика второго порядка с неравномерностью 3 дБ. Граничная частота составляет $F_g = 0,3$, то есть $f_g = 0,3f_a$. При этом формально введенная величина F' трактуется как новая частотная переменная F , а преобразо-

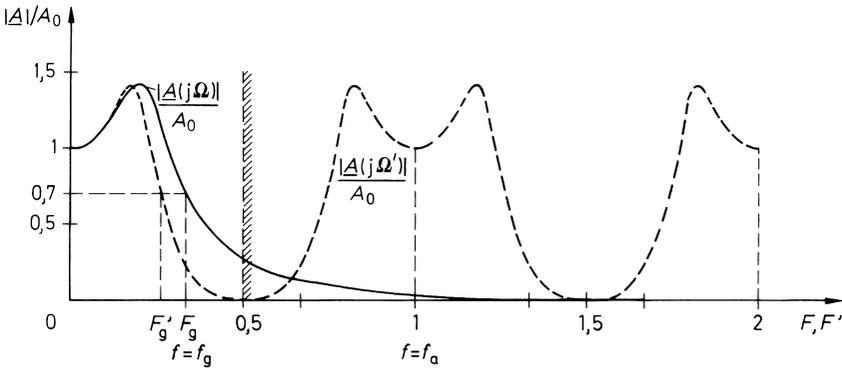


Рис. 19.41. Вид периодической амплитудно-частотной характеристики фильтра Чебышева 2-го порядка. Линейный масштаб

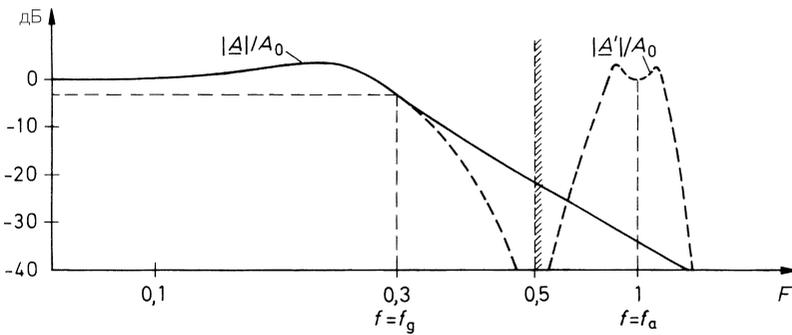


Рис. 19.42. Коррекция граничной частоты (логарифмический масштаб)

ванная частотная характеристика обозначается как $\underline{A}(j\omega_n)$. В результате получаем хорошую аппроксимацию аналогового фильтра.

После проделанных операций преобразованная частотная характеристика $\underline{A}'(jF)$ приобрела форму, поддающуюся реализации с помощью цифрового фильтра. Для расчета цифровой передаточной функции $\underline{A}(z)$ требуется только уравнение преобразования для комплексной частотной переменной s_n . При $s_n = j\omega_n = jF/F_g$ из выражения (19.41) следует:

$$s_n = l \cdot j \operatorname{tg} \pi F.$$

Воспользовавшись математическим преобразованием

$$j \operatorname{tg} x = -\operatorname{th}(-jx) = \frac{1 - e^{-2jx}}{1 + e^{-2jx}}$$

и определением $z^{-1} = e^{-2\pi j F}$, получим

$$s_n = l \frac{1 - e^{-2\pi jF}}{1 + e^{-2\pi jF}} = l \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad \text{при } l = \text{ctg}\pi F_g. \quad (19.42)$$

Это выражение называют *билинейным преобразованием*.

Вкратце можно следующим образом описать преобразование аналоговой функции фильтра в цифровую: в аналоговой передаточной функции $A(s_n)$ нормированную частотную переменную s_n заменяют на $l(z-1)/(z+1)$ и получают передаточную функцию $\tilde{A}(z)$, которая допускает реализацию с помощью цифрового фильтра. В этом случае амплитудно-частотная зависимость имеет вид, весьма сходный с соответствующей характеристикой аналогового фильтра. Характеристика настолько сильно сжимается в частотной области, что на частоте $1/2 f_a$ появляется значение $|\underline{A}(j\tilde{A})|$. Появляющиеся при этом отклонения тем меньше, чем выше f_a относительно рабочего частотного диапазона $0 < f < f_{max}$.

Однако фазовая характеристика меняется сильнее. Это не позволяет безоговорочно переносить соответствующие представления из аналоговой области в цифровую. Поэтому, например, бессмысленно аппроксимировать амплитудно-частотную характеристику фильтра Бесселя, так как при этом утрачивается линейность фазы. Если требуется фильтр с линейной фазой, лучше всего воспользоваться КИХ фильтром.

Для расчета коэффициентов БИХ фильтров в частотную характеристику линейного фильтра

$$A(s_n) = \frac{d_0 + d_1 s_n + d_2 s_n^2 + \dots}{c_0 + c_1 s_n + c_2 s_n^2 + \dots} = \frac{\sum_{k=0}^N d_k s_n^k}{\sum_{k=0}^N c_k s_n^k} \quad (19.43)$$

подставляют билинейное преобразование

$$s_n = l \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}. \quad (19.44)$$

Тогда сопоставление коэффициентов с коэффициентами частотной характеристики БИХ фильтра в формуле (19.16), дает искомые коэффициенты фильтра α_k и β_k :

$$A(z) = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2} + \dots}{1 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2} + \dots} = \frac{\sum_{k=0}^N \alpha_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N \beta_k z^{-k}}. \quad (19.45)$$

19.6.2

БИХ фильтры в каскадных структурах

Подобно аналоговым фильтрам, цифровые фильтры проще всего реализуются путем каскадирования фильтров первого и второго порядков. В этом случае для расчета коэффициентов фильтра можно обращаться к табулированным данным для аналоговых фильтров, приведенным в табл. 13.6. Теперь поясним способ пересчета коэффициентов.

БИХ фильтр первого порядка

Структура БИХ фильтра первого порядка, представленная на рис. 19.43, образуется из схемы на рис. 19.14 при $N = 1$. Применяв билинейное преобразование, из аналоговой передаточной функции 1-го порядка

$$A(s_n) = \frac{d_0 + d_1 s_n}{c_0 + c_1 s_n}, \quad (19.46)$$

получим цифровую передаточную функцию

$$\tilde{A}(z) = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 z^{-1}}{1 + \beta_1 z^{-1}} \quad (19.47)$$

с коэффициентами

$$\alpha_0 = \frac{d_0 + d_1 l}{c_0 + c_1 l}; \quad \alpha_1 = \frac{d_0 - d_1 l}{c_0 + c_1 l}; \quad \beta_1 = \frac{c_0 - c_1 l}{c_0 + c_1 l}. \quad (19.48)$$

Применяя эти общие выражения к фильтру нижних частот, находим:

$$A(s_n) = \frac{A_0}{1 + a_1 s_n} \Rightarrow \tilde{A}(z) = \alpha_0 \frac{1 + z^{-1}}{1 + \beta_1 z^{-1}}, \quad (19.49)$$

$$\alpha_0 \alpha_1 = \frac{A_0}{1 + a_1 l}; \quad \beta_1 = \frac{1 - a_1 l}{1 + a_1 l}. \quad (19.50)$$

Применительно к фильтру верхних частот соответственно получается:

$$A(s_n) = \frac{A_\infty}{1 + a_1 \frac{1}{s_n}} = \frac{A_\infty s_n}{a_1 + s_n} \Rightarrow \tilde{A}(z) = \alpha_0 \frac{1 - z^{-1}}{1 + \beta_1 z^{-1}},$$

$$a_0 = -a_1 \frac{A_\infty l}{a_1 + l}; \quad \beta_1 = \frac{a_1 - l}{a_1 + l}. \quad (19.51)$$

Для примера рассчитаем коэффициенты фильтра верхних частот 1-го порядка с $\alpha_1 = 1$. Его граничная частота должна составлять $f_g = 100$ Гц, входной сигнал занимает полосу шириной 3,4 кГц. Возьмем $f_a = 10$ кГц и получим нормированную граничную частоту:

$$F_g = f_g / f_a = 100 \text{ Гц} / 10 \text{ кГц} = 0,01.$$

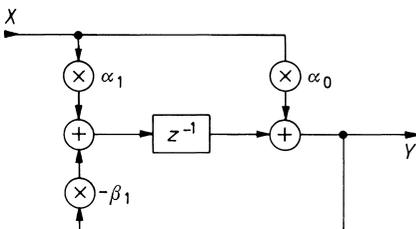


Рис. 19.43. БИХ фильтр 1-го порядка

Отсюда находим нормирующий множитель:

$$l = \operatorname{ctg} \pi F_g = \operatorname{ctg}(\pi \times 0,01) = 31,82.$$

Тогда согласно (19.51):

$$\alpha_0 = -\alpha_1 = 0,9695 \quad \text{и} \quad \beta_1 = -0,9391.$$

Следовательно, цифровая передаточная функция принимает вид

$$\tilde{A}(z) = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 z^{-1}}{1 + \beta_1 z^{-1}} = \frac{0,9695 - 0,9695z^{-1}}{1 - 0,9391z^{-1}}.$$

Благодаря выбранным номиналам отношение частоты дискретизации к граничной частоте составило 100. Следовательно, граничная частота пропорциональна частоте дискретизации, что позволяет просто управлять граничной частотой. В этом заключается особое свойство всех цифровых фильтров, кроме них присущее только фильтрам с управляющим конденсатором (см. раздел 13.12).

БИХ фильтры второго порядка

На рис. 19.44 показан БИХ фильтр второго порядка, полученный путем уточнения схемы, представленной на рис. 19.14. Подставив в линейную передаточную функцию

$$A(s_n) = \frac{d_0 + d_1 s_n + d_2 s_n^2}{c_0 + c_1 s_n + c_2 s_n^2}$$

билинейное преобразование, согласно (19.44) получим:

$$\tilde{A}(z) = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2}}{1 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2}} \tag{19.52}$$

с коэффициентами:

$$\alpha_0 = \frac{d_0 + d_1 l + d_2 l^2}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2}; \quad \alpha_1 = \frac{2(d_0 - d_2 l^2)}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2}; \quad \alpha_2 = \frac{d_0 - d_1 l + d_2 l^2}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2};$$

$$\beta_1 = \frac{2(c_0 - c_2 l^2)}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2}; \quad \beta_2 = \frac{c_0 - c_1 l + c_2 l^2}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2}.$$

Отсюда могут быть рассчитаны следующие фильтры второго порядка:

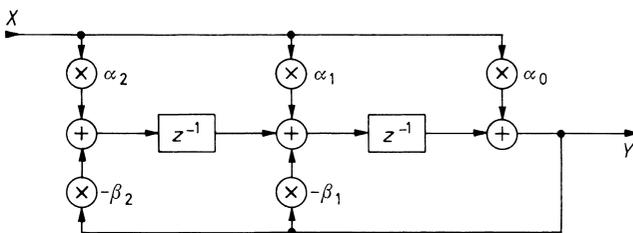


Рис. 19.44. БИХ фильтр второго порядка $\tilde{A}(z)$

Фильтр нижних частот:

$$A(s_n) = \frac{A_0}{1 + \alpha_1 s_n + b_1 s_n^2} \Rightarrow \tilde{A}(z) = \alpha_0 \frac{1 + 2z^{-1} + z^{-2}}{1 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2}}, \quad (19.53)$$

$$\alpha_0 = \frac{A_0}{1 + a_1 l + b_1 l^2}; \quad \beta_1 = \frac{2(1 - b_1 l^2)}{1 + a_1 l + b_1 l^2}; \quad \beta_2 = \frac{1 - a_1 l + b_1 l^2}{1 + a_1 l + b_1 l^2}.$$

Фильтр верхних частот:

$$A(s_n) = \frac{A_x s_n^2}{b_1 + a_1 s_n + s_n^2} \Rightarrow \tilde{A}(z) = \alpha_0 \frac{1 - 2z^{-1} + z^{-2}}{1 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2}}, \quad (19.54)$$

$$\alpha_0 = \frac{A_x l^2}{b_1 + a_1 l + l^2}; \quad \beta_1 = \frac{2(b_1 - l^2)}{b_1 + a_1 l + l^2}; \quad \beta_2 = \frac{b_1 - a_1 l + l^2}{b_1 + a_1 l + l^2}.$$

Полосовой фильтр:

$$A(s_n) = \frac{A_r s_n / Q}{1 + s_n / Q + s_n^2} \Rightarrow \tilde{A}(z) = \alpha_0 \frac{1 - z^2}{1 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2}}, \quad (19.55)$$

$$\alpha_0 = \frac{l A_r / Q}{1 + l / Q + l^2}; \quad \beta_1 = \frac{2(1 - l^2)}{1 + l / Q + l^2}; \quad \beta_2 = \frac{1 - l / Q + l^2}{1 + l / Q + l^2}.$$

Режекторный фильтр:

$$A(s_n) = \frac{A_0(1 + s_n^2)}{1 + s_n / Q + s_n^2} \Rightarrow \tilde{A}(z) = \frac{\alpha_0 + A_0 \beta_1 - z^{-1} + \alpha_0 z^{-2}}{1 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2}}, \quad (19.56)$$

$$\alpha_0 = \frac{A_0(1 + l^2)}{1 + l / Q + l^2}; \quad \beta_1 = \frac{2(1 - l^2)}{1 + l / Q + l^2}; \quad \beta_2 = \frac{1 - l / Q + l^2}{1 + l / Q + l^2}.$$

Определение параметров схемы поясним на численном примере. Рассчитаем фильтр Чебышева для верхних частот 2-го порядка с неравномерностью 0,5 дБ и граничной частотой $f_g = 100$ Гц по уровню 3 дБ. Аналоговый сигнал характеризуется полосой 3,4 кГц и дискретизируется с частотой $f_a = 10$ кГц, так что нормированная граничная частота $f_g = 0,01$, а нормирующий множитель $l = 31,82$. По табл. 13.6 определяем $\alpha_1 = 1,3614$ и $\beta_1 = 1,3827$, откуда получается аналоговая передаточная функция:

$$A(s_n) = \frac{1}{1 + 1,3614 s_n + 1,3827 s_n^2}.$$

Отсюда, пользуясь (19.53), находим цифровую передаточную функцию:

$$\tilde{A}(z) = 6,923 \cdot 10^{-4} \frac{1 + 2z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1,937z^{-1} + 0,9400z^{-2}}.$$

В качестве второго примера рассмотрим определение параметров полосового фильтра. Как и ранее, дискретизация происходит с частотой 10 кГц. Пусть резонансная частота составляет $f_r = 1$ кГц, так что $F_g = 1$ кГц/10 кГц = 0,1. При добротности 10 и $A_r = 1$ аналоговая передаточная функция в соответствии с (13.24) имеет вид:

$$A(s_n) = \frac{0,1s_n}{1 + 0,1s_n + s_n^2}.$$

При $l = \operatorname{ctg} \pi F_g = 3,078$ из (19.55) следует цифровая передаточная функция:

$$\tilde{A}(z) = -2,855 \cdot 10^{-2} \frac{1 - z^{-2}}{1 - 1,572z^{-1} + 0,9429z^{-2}}.$$

При добротности $Q = 100$ соответственно находим:

$$\tilde{A}(z) = -2,930 \cdot 10^{-3} \frac{1 - z^{-2}}{1 - 1,613z^{-1} + 0,9941z^{-2}}.$$

Вновь обратившись к случаю $Q = 10$ и $F_r = 0,01$, получаем:

$$\tilde{A}(z) = -3,130 \cdot 10^{-3} \frac{1 - z^{-2}}{1 - 1,990z^{-1} + 0,9937z^{-2}}.$$

Как нетрудно заметить, с ростом добротности Q и снижением резонансной частоты F_r коэффициент α_0 убывает, тогда как $\beta_2 \rightarrow 1$, а $\beta_1 \rightarrow -2$. Следовательно, характеристика фильтра зависит от весьма малого отклонения коэффициентов β от 1 или от -2 . Это означает рост требований к точности коэффициентов и, как следствие, необходимость использовать в фильтрах информационные слова большей длины. Поэтому во избежание чрезмерных затрат важно выбирать частоту дискретизации не выше минимально необходимого уровня.

19.7

Реализация БИХ фильтров

Здесь мы рассмотрим методику построения БИХ фильтров из простых схемных элементов и архитектуру элементов высокой степени интеграции.

19.7.1

БИХ фильтр из простых схемных элементов

Для начала продемонстрируем, как получить предельно простую схему, воспользовавшись примером из раздела 19.6.2 для фильтра верхних частот первого порядка. Там уже рассчитывалась цифровая передаточная функция для ФВЧ с граничной частотой $f_g = 100$ Гц при частоте дискретизации $f_a = 10$ кГц, то есть для $F_g = 0,01$:

$$\tilde{A}(z) = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 z^{-1}}{1 + \beta_1 z^{-1}} = \frac{0,9695 - 0,9695z^{-1}}{1 - 0,9391z^{-1}}.$$

Соответствующая схема представлена на рис. 19.45. Очевидно, все три коэффициента весьма близки к 1. Коэффициенты α_0 и α_1 можно округлить до 1 без особых погрешностей, так как от них зависит только усиление. Иначе обстоит дело с коэффициентом

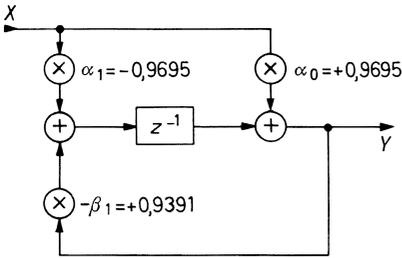


Рис. 19.45. БИХ фильтр верхних частот 1-го порядка $A(f = 0,5f_a) = 1$

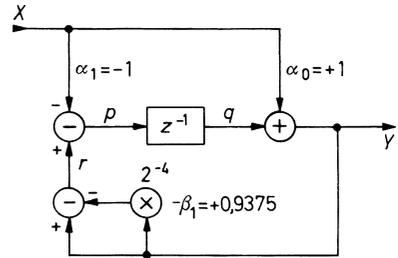


Рис. 19.46. БИХ фильтр верхних частот с упрощенными коэффициентами

β_1 , отклонение которого от 1 определяет граничную частоту фильтра. Однако и в этом случае можно добиться заметного упрощения, воспользовавшись преобразованием $\beta_1 = 1 - \beta'_1 = -0,9391 = -(1 - 0,0609)$.

Здесь $\beta'_1 = 1 - \beta_1$ является отклонением от 1. Этот коэффициент занимает гораздо меньше значимых разрядов по сравнению с β_1 . Ближайшей степенью двух служит $2^{-4} = 0,0625$. Затраты на двоичные вычисления резко снизятся, если β'_1 округлить до этого значения, так как умножение на 2^{-4} состоит только в смещении на 4 разряда, что реализуется схемным путем. Получающееся при этом смещение граничной частоты согласно (19.46) составляет:

$$l = \frac{1 - \beta_1}{\beta_1} = \frac{2 - 2^{-4}}{2^{-4}} = 31,$$

так что $F_g = 0,0103$, то есть граничная частота повысится до $f_g = 103$ Гц.

Округлив для дальнейшего упрощения коэффициенты в числителе до $\alpha_0 = -\alpha_1 = 1$, для верхних частот ($f \approx 1/2f_a$) в соответствии с (19.46) найдем усиление:

$$A_\infty = \alpha_0 \frac{1+l}{l} = 1 \frac{1+31}{31} = 1,032.$$

Мы также примем это небольшое отклонение. Упрощенное таким образом устройство схематически представлено на рис. 19.46. Его параметры составляют:

$$\tilde{A}(z) = \frac{1 - z^{-1}}{1 - (1 - 2^{-4})z^{-1}},$$

$$F_g = f_g/f_a = 0,0103,$$

$$A(f = 0,5f_a) = 1,032.$$

Как видно, можно заметно упрощать схемы несложных фильтров, едва изменяя постановку задачи.

На рис. 19.47 показана схемотехническая реализация для входных слов длиной по 4 бита. Для того чтобы получить возможность работать с положительными и отрицательными числами, в разделе 8.1.3 было выбрано представление чисел

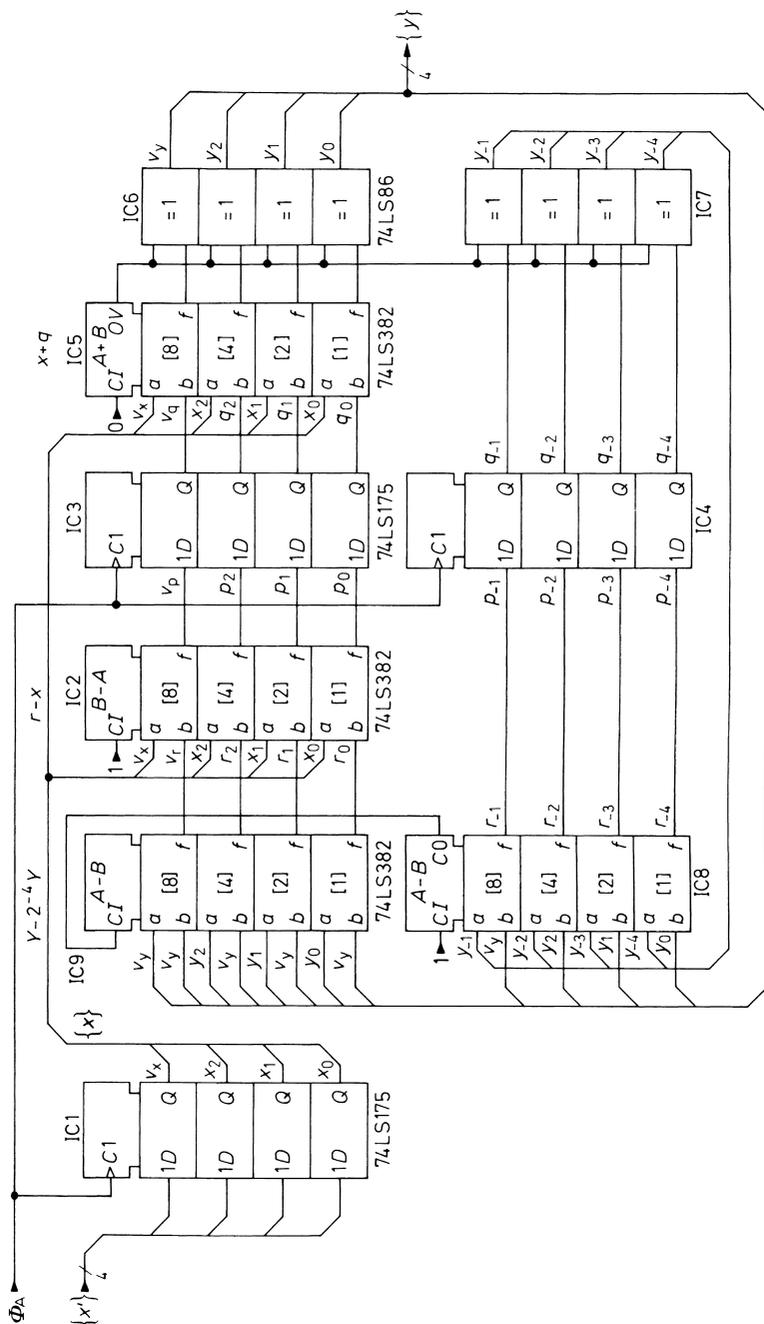


Рис. 19.47. Реализация схемы цифрового БИХ фильтра верхних частот с использованием 8-разрядных слов для внутреннего обмена и 4 разрядных — на входе

в дополнительном коде. Самым старшим является знаковый бит. Поскольку умножение осуществляется путем сдвига, дополнительно требуются только схемы сумматоров. Для этого служат 4-разрядные решающие интегральные микросхемы типа SN74LS382. Благодаря соответствующим входам управления они способны также работать в режиме вычитания, что позволяет переключить на сумматоры задачу формирования дополнительных кодов для коэффициентов $\alpha_1 = -1$ и $-\beta_1 = 1 - 2^{-4}$.

С помощью обеих решающих схем IC8 и IC9 формируется выражение

$$r = -\beta_1 y = y - 2^{-4}y.$$

Для умножения y на 2^{-4} значение y , смещенное на четыре разряда, подается на вычитатель. При этом длина слова увеличивается с 4 до 8 разрядов.

Знаковый бит v_y должен добавляться ко всем свободным разрядам с тем, чтобы y правильно умножался на 2^{-4} как при положительных, так и при отрицательных значениях (Sign Extention, или дополнительный знаковый разряд).

Решающий элемент IC2 выполняет вычитание $r - x$ на входе схемы рис. 19.46, а IC5 складывает $x + q$ на выходе. Задержка на один тактовый период осуществляется с помощью IC3 и IC4, в каждой из которых имеется по 4 D триггера с запуском по одному фронту. Триггеры в IC1 служат для синхронизации входных сигналов.

Элементы «исключающее ИЛИ» в IC6 и IC7 обеспечивают защиту от переполнения. Как следует из табл. 8.1, при переполнении в положительной области происходит скачок от +127 к -128, поскольку старший бит воспринимается как знак. Вследствие нежелательной смены знака фильтр может оказаться нестабильным при переполнении и неспособным вернуться в нормальный режим. Такое событие в точности соответствует эффекту «защелки» (latch-up), случающемуся также у аналоговых схем. Его предотвращают, например, тем, что в случае положительного переполнения числа на выходе сумматора фиксируются на уровне +127, а в случае отрицательной – на уровне -128. Для этого приходится прибегать к отдельной дешифрации положительного и отрицательного переполнения.

Однако надобность в их различении отпадает, если при переполнении инвертировать выходы. Тогда получается характеристика, представленная на рис. 19.48. Для ее реализации, подобно схеме на рис. 19.47, элементы «исключающее ИЛИ» включаются за выходы f_i решающих схемных элементов, у которых возможно переполнение. В результате, при $OV = 1$ имеет место инвертирование. В микросхеме типа 74LS382 предусмотрена переменная переполнения OV , в чем и состоит ее преимущество перед стандартной интегральной схемой типа 74LS181.

Принцип действия цифрового фильтра (см. рис. 19.47) нетрудно понять по его переходной характеристике (рис. 19.49).

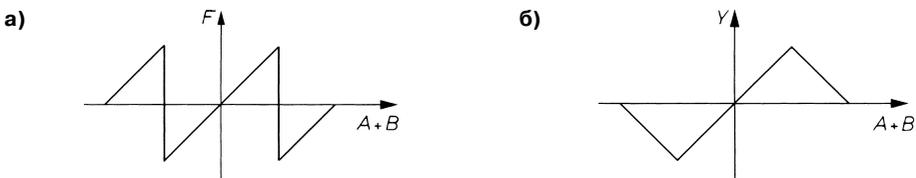


Рис. 19.48 Переполнение решающей ИС: а – без ограничивающей логики; б – с ограничивающей логикой

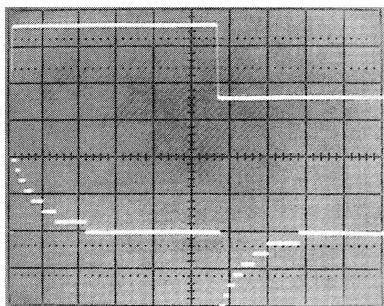


Рис. 19.49. Переходная характеристика цифрового фильтра при переполнении

19.7.2

Архитектура элементов высокой степени интеграции

Существует три возможности реализовать БИХ фильтры на микросхемах высокой степени интеграции:

- с помощью специализированных интегральных БИХ фильтров;
- используя КИХ фильтры;
- применяя программируемые сигнальные процессоры.

БИХ фильтры, ориентированные на конкретные применения, реализуются с помощью интегральных комбинированных демодуляторов с фазовой автоподстройкой частоты CPLD (Komplex phase-locked demodulator) и БИС матричных логических элементов, программируемых в процессе эксплуатации FPGA (Field-programmable gate array), рассмотренных в разделе 10.4 [19.13]. Эту задачу существенно упрощает использование языка описания аппаратных средств VHDL, поскольку он позволяет одной строкой записать необходимые операции сложения и умножения. Однако аппаратные затраты значительны, в силу чего CPLD и БИС FPGA применяют лишь там, где требуется высокое быстродействие.

БИХ фильтр может быть построен из двух КИХ фильтров. Для этого за основу берется базовая структура с глобальными сумматорами на входе и выходе (см. рис. 19.15), и удваивается цепочка элементов задержки, что приводит к схеме, изображенной на рис. 19.50 с парой КИХ фильтров. При этом неважно, работают ли КИХ фильтры с одним глобальным сумматором на выходе, как показано на рис. 19.50, или с распределенными сумматорами (см. рис. 19.18). При соответствующем распределении коэффициентов результат обоих подходов одинаков.

Базовая структура, показанная на рис. 19.16, также поддается разделению на два КИХ фильтра при условии, что глобальный сумматор на выходе будет расщеплен на две части. Как видно на рис. 19.51, при этом возникают два КИХ фильтра, результат функционирования которых сводится воедино с помощью дополнительного сумматора.

Для последовательных расчетов БИХ фильтров лучше всего подходят сигнальные процессоры, так как в дополнение к параллельному умножителю с накопителем у них имеется запоминающее устройство, необходимое для хранения данных. Как и в случае микропроцессора, расчет фильтра ведется на машинном уровне с помощью программ на ассемблере. С недавних пор также поддерживается программирование на языках высокого уровня, в частности на С. Оптимальный вариант – программирование на основе базовой структуры с одним глобальным сумматором на выходе (см. рис. 19.51).

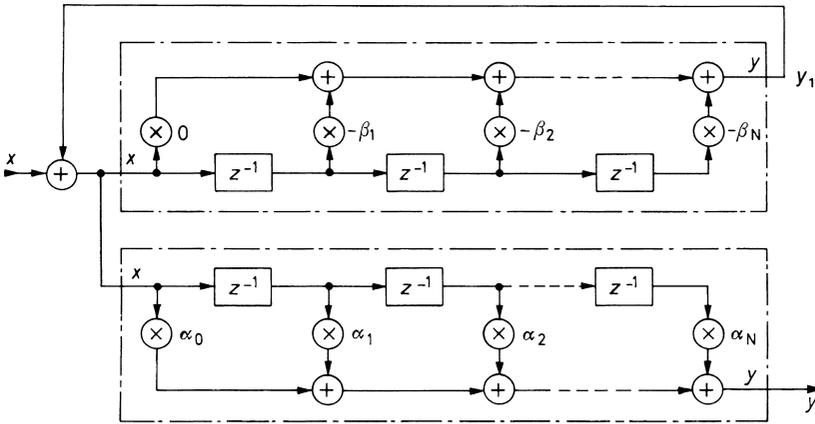


Рис. 19.50. Реализация БИХ фильтра с одним глобальным сумматором на входе и выходе, использующая пару КИХ фильтров и дополнительный сумматор

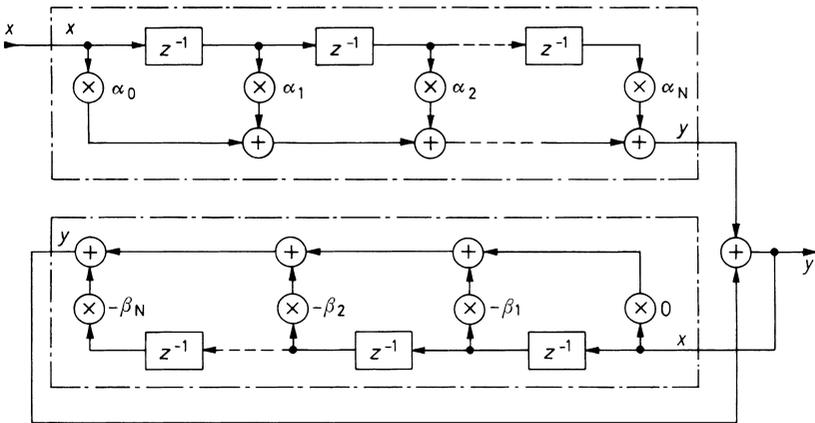


Рис. 19.51. Реализация БИХ фильтра с одним глобальным сумматором на выходе, использующая пару КИХ фильтров и дополнительный сумматор

Согласно рис. 19.52, новое значение выходной последовательности при этом рассчитывается согласно (19.15)

$$Y_N = \sum_{k=0}^N \alpha_k x_{N-k} - \sum_{k=1}^N \beta_k y_{N-k},$$

если все входные сигналы и сигналы обратной связи оценить соответствующими коэффициентами и просуммировать. Для этого положение переключателя смещается вдоль цепочки элементов задержки, и выбираются соответствующие коэффициенты α_k и β_k . После прохождения всей цепочки рассчитывается значение функции y_N . Затем содержимое обоих сдвиговых регистров смещается на один такт с тем, чтобы при следующем

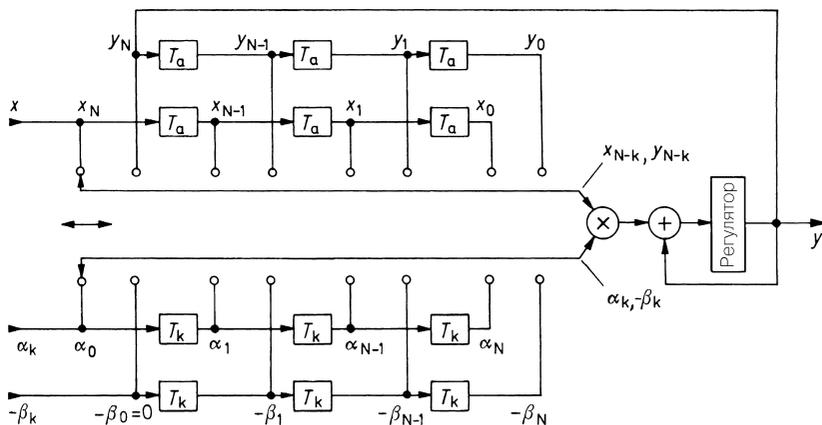


Рис. 19.52. Последовательная реализация БИХ фильтра с единственным глобальным сумматором на выходе на основе сигнального процессора

проходе найти очередное значение функции. Разумеется, речь идет не о физическом смещении данных, а только об изменении указателя, адресующего к значениям x_k , y_k , α_k и β_k .

Сигнальный процессор также удобен для расчета каскадных БИХ фильтров. Для этого порядок фильтра на рис. 19.52 понижают до $N = 2$ и вычисляют

$$y_2 = \alpha_0 x_2 + \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_0 - \beta_1 y_1 - \beta_2 y_0$$

с помощью небольшой подпрограммы. Чтобы получить фильтр в целом, организуется многократное обращение к программе для фильтра 2-го порядка с заменой массивов данных и коэффициентов.

Образцы новых сигнальных процессоров приведены в табл. 19.11. В основном предпочитают представлять данные в виде 16-разрядных чисел с фиксированной запятой или 32-разрядных с плавающей запятой, если требуются повышенные точность и быстродействие. Накопители характеризуются по крайней мере вдвое большей длиной слов, благодаря чему ошибки округления не влияют на результат. В большинстве сигнальных процессоров имеются быстрые запоминающие устройства для данных и программ. Ими не стоит пренебрегать, так как каждое обращение к внешней памяти даже при малой длительности обращения приводит к необходимости вводить режим ожидания.

Время, необходимое на умножение и накопление (MAC-операция), определяет, насколько быстро сигнальный процессор справляется с выполнением алгоритма работы фильтра, так как сам алгоритм почти исключительно состоит из этих операций. В случае КИХ фильтра N -го порядка на каждое значение дискретизации расходуется $N + 1$ MAC операций, а в случае БИХ фильтра их количество достигает $2N + 1$. Большинство современных сигнальных процессоров выполняют одну MAC операцию за один машинный цикл.

Таблица 19.11. Сигнальные процессоры: fix – фиксированная запятая; fl. – плавающая запятая

Тип	Изготовитель	Длина слова данных	Встроенная память, данн./прогр., Кбайт	Максимальная тактовая частота, МГц	Потребляемая мощность, мВт	БПФ* 256 точек, мкс	Корпус
ADSP2191	Analog Devices	16 fix	64/64	160	600	90	144BGA
ADSP21160	Analog Devices	32 fl.	512	90	2500	25	400BGA
ADSP-TS101	Analog Devices	32 fl.	752	180		6	484BGA
SH7729R	Hitachi	16 fix	12	200	1000	65	208QFP
TC1775	Infineon	32 fix	32/32	80	650		329BGA
DSP56311	Motorola	24 fix	384	150	220	60	196BGA
DSP56858	Motorola	16 fix	48/80	120		98	144BGA
MSC8101	Motorola	16 fix	512	300	350	5	361BGA
TMS320F2812	Texas Instruments	32 fix	72/512	150			179BGA
TMS320C5416	Texas Instruments	16 fix	256/16	160	220	65	144BGA
TMS320C6203	Texas Instruments	16 fix	512/384	300	1000	9	384BGA
TMS3206416	Texas Instruments	16 fix	1024	600		2	532BGA
TMS320C6701	Texas Instruments	32 fl.	64/64	167	1700	22	429BGA
Pentium III	Intel	32 fl.		1000	34000	8	370PGA

* БПФ – быстрое преобразование Фурье – FFT (Fast Fourier Transformation).

19.8

Сравнение КИХ и БИХ фильтров

Как показывает сравнение структуры БИХ фильтров (см. рис. 19.14–19.16) со структурой КИХ фильтров (см. рис. 19.18–19.19), при одинаковом порядке фильтров первым из них требуется примерно вдвое больше МАС операций, чем КИХ фильтрам. Однако при равном числе этих операций БИХ фильтры выгодно отличаются большей селективностью, на что указывает пример, приведенный на рис. 19.53. В целом, следует признать, что необходимый порядок КИХ фильтра должен более чем вдвое превы-

шать порядок БИХ фильтра. В разделе 19.6.2 была показана возможность реализации фильтра нижних частот с низкой граничной частотой $F_g = 0,01$ посредством БИХ фильтра первого порядка. В случае КИХ фильтра с такой же граничной частотой потребовался бы по крайней мере фильтр порядка $N = 65$. Здесь в первом приближении нужно иметь возможность оценивать с помощью коэффициентов граничную частоту F_g всех колебаний:

$$N \geq 1/F_g = f_a/f_g.$$

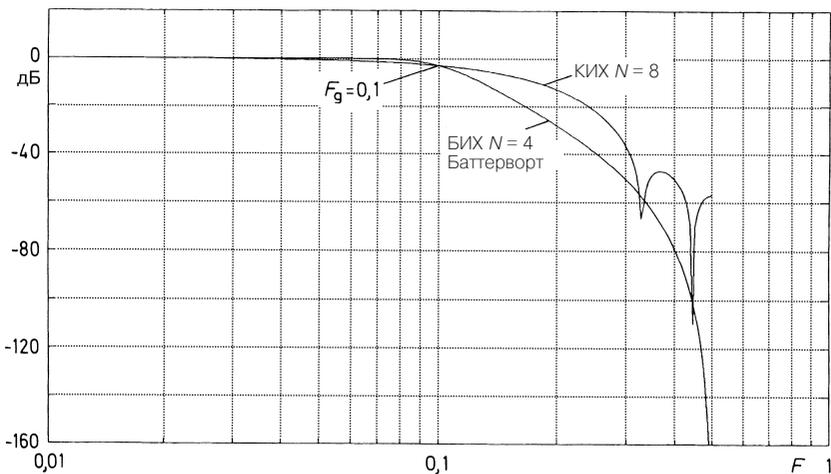


Рис. 19.53. Сравнение КИХ ФНЧ 8-го порядка с БИХ ФНЧ 4-го порядка

Однако у КИХ фильтров имеются свои существенные достоинства. Как мы уже видели, в случае КИХ фильтров легко и точно реализуется линейность фазовой характеристики и, следовательно, постоянное групповое время распространения. Такое свойство присуще всем приведенным в этой главе КИХ фильтрам, в силу чего они не вносят фазовых искажений.

Поскольку в КИХ фильтрах нет петли обратной связи, они стабильны при любых коэффициентах. Подобно аналоговым фильтрам, БИХ фильтры склонны к самовозбуждению в тем большей степени, чем выше их добротность в полосе прозрачности, то есть чем ниже их граничная частота относительно частоты дискретизации (см. раздел 19.6.2).

Во избежание значительных отклонений частотной характеристики от расчетной коэффициенты БИХ фильтров должны реализовываться заметно точнее, чем у КИХ фильтров, а это требует большей длины информационных слов. Кроме того, у БИХ фильтров наблюдаются так называемые предельные циклы, то есть периодические

колебания значений младших разрядов, особенно вредные при малых сигналах и обусловленные ошибками округления из-за недостаточной точности вычислений. Сводка достоинств и недостатков фильтров приведена в табл. 19.12.

Таблица 19.12. Сравнение КИХ и БИХ фильтров

Свойство	КИХ фильтр	БИХ фильтр
Избирательность	Низкая	Высокая
Необходимый порядок фильтра	Высокий	Низкий
Количество МАС-операций	Много	Мало
Требуется памяти	Много	Мало
Поддержка линейности фазы	Без затруднений	Почти невозможна
Постоянство группового времени распространения	Без затруднений	Почти невозможно
Стабильность	Безусловная	Зависит от условий
Требуемая длина слов	Умеренная	Большая
Требуемая точность коэффициентов	Умеренная	Высокая
Предельные циклы	Не бывают	Случаются
Адаптирующийся фильтр	Возможен	Почти невозможен

Литература

- [19.1] Unbehauen, R.: Systemtheorie. München, Wien: R. Oldenbourg 1997.
- [19.2] Pohlmann, K. C.: Principles of Digital Audio. Howard W. Sams & Co, Indianapolis 1986.
- [19.3] Schönfelder, H.: Digitale Filter in der Video-Technik. Berlin: Drei-R-Verlag 1988.
- [19.4] Gerdson, P.; Kröger, P.: Digitale Signalverarbeitung in der Nachrichtenübertragung. Springer 1997.
- [19.5] Bucklen, W.; Eldon, J.; Schirm, L.; Williams, F.: Digital Processing Facilitates Signal Analysis. EDN 26 (1981) H. 8, S. 133–146.
- [19.6] Windsor, B.; Toldalagi, P.: Simplify FIR-Filter Design with a Cookbook Approach. EDN, 3.3.1983, S. 119–128.
- [19.7] Schüßler, H. W.: Digitale Signalverarbeitung 1. Springer 1994.
- [19.8] Programs for Digital Signal Processing. Edited by the Digital Signal Processing Committee IEEE ASSP. New York: IEEE Press 1979.
- [19.9] Jackson, L. B.: Digital Filters and Signal Processing. Boston. Dordrecht, Lancaster: Kluwer 1986.
- [19.10] Bose, N. K.: Digital Filters, Theory and Applications. New York, Amsterdam: North-Holland 1985.

[19.11] Friedlander, B.; Porat, B.: The Modified Yule-Walker Method of ARMA Spectral Estimation. IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems. AES-20 (1984) H. 2, S. 158–173.

[19.12] Jonuscheit, H.; Kapust, R.; Göring, H. D.: Aufwand bei Digitalfiltern gesenkt. Halbbandfilter-Struktur reduziert Zahl der Rechenoperationen. Elektronik, 22.7.1988, H. 15, S. 82–84.

[19.13] Altera: PLD als DSP-Coprozessoren. Elektronik Informationen 1998, H. 6, S. 64–67.

[19.14] Schrüfer, E.: Signalverarbeitung. Carl Hanser.

[19.15] Brigham, E. O.: Schnelle Fourier-Transformation. Oldenbourg.

Глава 20

Измерительные схемы

В предшествующих главах мы познакомились с несколькими способами аналоговой и цифровой обработки сигналов. Однако во многих случаях сами электрические сигналы необходимо преобразовать, прежде чем они будут введены в аналоговое решающее устройство или аналого-цифровой преобразователь. С этой целью используются измерительные схемы, выдающие напряжение на несимметричном (заземленном) выходе с низким внутренним сопротивлением.

20.1

Измерение напряжения

Для измерения напряжения высокоомного источника сигнала без нагрузки можно применить электрометрический усилитель (см. рис. 5.57) в качестве преобразователя полного сопротивления. Однако надо иметь в виду, что высокоомная входная линия весьма чувствительна к наводкам, и потому она обычно экранируется. Однако в этом случае возникает заметная емкостная нагрузка источника относительно корпуса (30...100 пФ/м). При внутреннем сопротивлении источника, например, 1 ГОм и емкости линии 100 пФ в результате получаем граничную частоту всего 1,6 Гц.

20.1.1

Преобразователь полного сопротивления

Еще одну трудность доставляют временные изменения этой емкости, порождаемые, например, механическими движениями. Они способны вызывать значительные напряжения шумов. К примеру, если на линию подано 10 В, изменение емкости на 1% приводит к скачку напряжения на 100 мВ.

Подобные недостатки устраняются при использовании электрометрического усилителя для снижения напряжения между внутренним проводником и экраном. Для этого экран подключают не к корпусу, а к выходу усилителя (рис. 20.1). Этот прием виртуально уменьшает емкость линии на величину дифференциального усиления операционного усилителя. Поскольку при таком включении к емкости линии приложено только напряжение смещения операционного усилителя, шумы линии в значительной мере ослабляются.

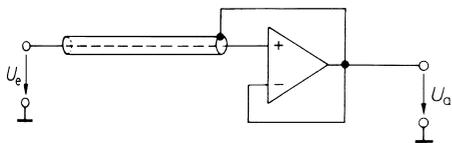


Рис. 20.1. Снижение емкости экрана и связанных с ней шумов путем подачи выходного потенциала на экран

Увеличение напряжения синфазного сигнала

Максимально допустимое напряжение питания наиболее распространенных интегральных операционных усилителей обычно не превышает ± 18 В. Таким образом, уровень синфазного сигнала по напряжению ограничивается значениями около ± 15 В. Это ограничение можно обойти, если напряжения питания на операционный усилитель подавать вместе с входным потенциалом через эмиттерный повторитель. Этой цели служит пара эмиттерных повторителей (рис. 20.2), стабилизирующих разности потенциалов $V_1 - U_a$ и $U_a - V_2$ на уровне $U_z - 0,7$ В. В таком случае уровень синфазного сигнала определяется не операционным усилителем, а электрической прочностью эмиттерных повторителей и источников постоянного тока.

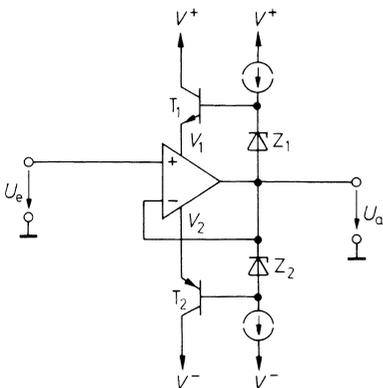


Рис. 20.2. Повторитель напряжения при высоких входных напряжениях

20.1.2

Измерение разности потенциалов

При измерении разности потенциалов важно усиливать разность напряжений

$$U_D = V_2 - V_1$$

при как можно меньшем влиянии напряжения синфазного сигнала

$$U_{Cl} = \frac{1}{2}(V_2 - V_1).$$

Нередко наблюдается присутствие синфазного напряжения величиной 10 В и более при дифференциальном напряжении милливольтного диапазона. Поэтому показателем качества вычитателя служит коэффициент подавления синфазного сигнала:

$$G = \frac{A_D}{A_{Cl}} = \frac{U_a / U_D}{U_a / U_{Cl}} = \frac{U_{Cl}}{U_D}.$$

В вышеприведенном численном примере должно соблюдаться следующее условие: $G \gg 10 \text{ В}/1 \text{ мВ} = 10^4$. Особые трудности возникают в случае, когда синфазное напряжение имеет очень большую величину и повышенные частоты.

Существует три способа усиления разностных напряжений:

- применить операционный усилитель, включенный как вычитатель;
- воспользоваться дифференциальным усилителем с обратной связью;
- использовать вычитание с переключаемыми конденсаторами.

Вычитатель на операционном усилителе

В принципе, разность потенциалов может измеряться с помощью вычитателя (см. рис. 11.3). Однако обычно не следует нагружать измеряемые потенциалы входным сопротивлением вычитателя, так как источники сигналов могут иметь значительное внутреннее сопротивление. Добавочные повторители напряжения на рис. 20.3 позволяют обеспечить независимость функционирования вычитателя от внутренних сопротивлений источников измеряемых потенциалов. В этом случае выходное напряжение составит:

$$U_a = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1).$$

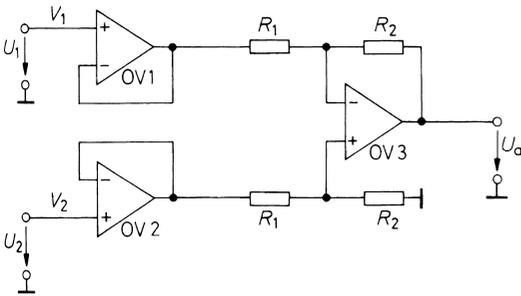


Рис. 20.3. Вычитатель с преобразователями полного сопротивления на входе

Более глубокое подавление синфазного сигнала обеспечивается тем, что усиление напряжения выполняется преобразователем полного сопротивления, а усиление вычитателя делается равным 1 (рис. 20.4). При $R_1 = \infty$ OV1 и OV2 работают как повторители напряжения, и этот случай практически не отличается от предыдущей схемы. Здесь:

$$U_a = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(V_2 - V_1).$$

Еще одно достоинство схемы заключается в возможности изменять дифференциальное усиление одним резистором. Как видно из рис. 20.4, на сопротивлении резистора R_1 образуется разность потенциалов $V_2 - V_1$. Поэтому

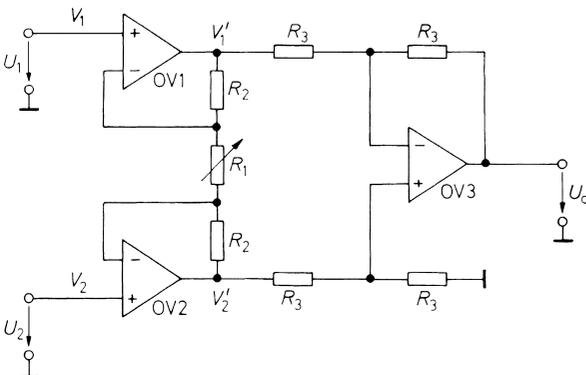


Рис. 20.4. Электрометрический вычитатель

$$V'_2 - V'_1 = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(V_2 - V_1).$$

Эта разность передается на заземленный выход вычитателем OV3.

При синфазном напряжении ($V_1 = V_2 = V_{cl}$) приходим к $V'_1 = V'_2 = V_{cl}$. Таким образом, усиление синфазного сигнала посредством OV1 и OV2 характеризуется значением 1 независимо от заданного дифференциального усиления. Воспользовавшись уравнением (11.6), получим величину ослабления синфазного сигнала:

$$G = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \frac{2\alpha}{\Delta\alpha},$$

где $\Delta\alpha/\alpha$ – относительное отклонение сопротивлений попарных резисторов R_3 .

В электрометрическом вычитателе (см. рис. 20.4) при отказе от симметричности схемы экономится один операционный усилитель. Электрометрический усилитель OV2 на рис. 20.5 характеризуется коэффициентом усиления, равным $1 + R_1/R_2$. Усилитель OV1 усиливает потенциал V_2 с коэффициентом усиления $1 + R_2/R_1$ и одновременно прибавляет напряжение V'_1 , приложенное в опорной точке, с весом $-R_2/R_1$. Благодаря этому оба входных потенциала усиливаются по модулю в $1 + R_2/R_1$ раз. Отсюда выходное напряжение составляет:

$$U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(V_2 - V_1).$$

Если схему модифицировать по образцу, предложенному на рис. 20.6, то и в этом случае единственный резистор позволит задавать величину коэффициента усиления, и выходное напряжение будет равняться:

$$U_a = 2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(V_2 - V_1).$$

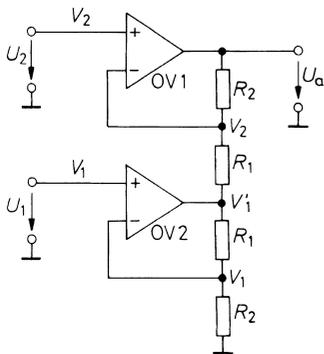


Рис. 20.5. Несимметричный электрометрический вычитатель

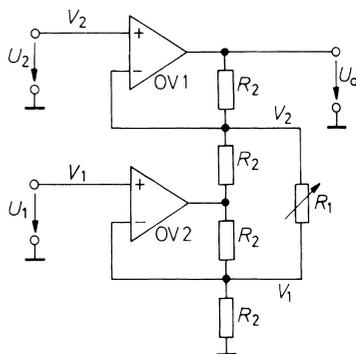


Рис. 20.6. Вычитатель с регулируемым усилением

В некоторых случаях допустимо использование вычитателя с единственным высокоомным входом, для чего нужен только один операционный усилитель (рис. 20.7). Согласно передаточному уравнению здесь появляется ограничение в том отношении, что усиленные напряжения U_2 во всех случаях больше по модулю, чем усиление напряжения U_1 . Но это не всегда является недостатком (например, когда речь идет об усилении и смещении нуля сигналов датчиков). Для схемы, приведенной на рис. 20.7, справедливо:

$$U_a = \left(1 + \frac{R_N}{R_1} + \frac{R_N}{R_2}\right)U_2 - \frac{R_N}{R_1}U_1.$$

Интересен особый случай, когда $R_N = R_1 = R$ и $R_2 = \infty$, тогда выходное напряжение $U_a = 2U_2 - U_1$.

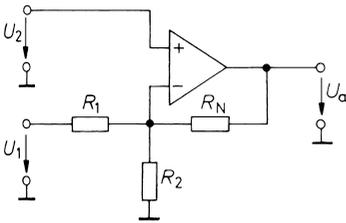


Рис. 20.7. Вычитатель с единственным высокоомным входом

Вычитание высоких напряжений

Для вычитания высоких напряжений используется схема, приведенная на рис. 20.3. При $R_1 \gg R_2$ удастся избавиться от необходимости применять три операционных усилителя, рассчитанных на высокое напряжение. Пример с выбором параметров схемы приведен на рис. 20.8. Здесь большая величина входного сопротивления позволяет отказаться от повторителя напряжения. Вместе с тем при таком выборе параметров входные напряжения вычитателя настолько снижены, что отпадает надобность в высоковольтных операционных усилителях. В этом примере при синфазном сигнале 10 В допустимо устанавливать входные напряжения до 200 В. Выходное напряжение равняется

$$U_a = \frac{R_2}{R_1}(U_2 - U_1) = 0,05(U_2 - U_1),$$

а напряжение синфазного сигнала

$$U_{Gl} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0,045U_2.$$

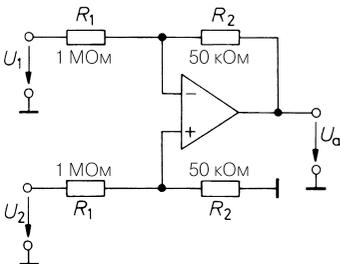


Рис. 20.8. Вычитание высоких напряжений

Но при таких параметрах получается вычитатель с усилением, равным всего лишь $A = R_2/R_1 \ll 1$. Добавив второй усилитель, можно довести усиление разности напряжений до необходимого уровня. Однако проще воспользоваться схемой, показанной на рис. 20.9, которая обеспечивает независимость при выборе параметров для усиления и для ослабления высокого напряжения. Выходное напряжение и в этом случае определяется сопротивлениями резисторов R_1 и R_2 :

$$U_a = \frac{R_2}{R_1}(U_2 - U_1) = (U_2 - U_1),$$

а добавочные резисторы R_3 всего лишь снижают синфазный сигнал:

$$U_{Gl} = \frac{R_2 | R_3}{R_1 + R_2 | R_3} U_2 = 0,045 U_2.$$

При выбранных на схеме параметрах поддерживается единичное усиление, тогда как уровень синфазного сигнала остается практически таким же, как и в схеме на рис. 20.8. Фирма Burr Brown выпускает вычитатель INA148, работающий по этому принципу.

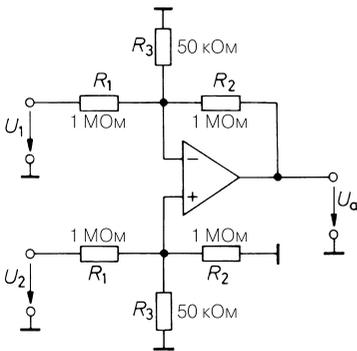


Рис. 20.9. Вычитание высоких напряжений с произвольным выбором усиления

Увеличение синфазного сигнала из-за резисторов R_3 в схеме на рис. 20.9 влечет за собой трудности, которые следует учитывать при выборе операционного усилителя. Фактически резисторы R_3 действуют как аттенюаторы входного сигнала для операционного усилителя. Поэтому они снижают усиление при замкнутой цепи обратной связи, а заодно нередко сужают полосу частот. Одновременно они в той же степени повышают нежелательное усиление напряжения смещения и его дрейф. Отсюда вытекает необходимость применять высококачественные операционные усилители. Разумеется, резисторы R_3 должны вызывать одинаковое ослабление сигнала в обеих ветвях схемы, и потому здесь особенно важно использовать резисторы с малыми допусками сопротивления. Для обеспечения строгой симметрии по обоим входам операционного усилителя резисторы R_2 и R_3 на неинвертирующем входе, как правило, не заменяют одним резистором.

Вычитатели с дифференциальными усилителями и обратной связью

Дифференциальный коэффициент усиления дифференциального усилителя можно уменьшить до любого строго определенного значения с помощью обратной связи по току (см. рис. 4.57). С другой стороны, известно, что дифференциальный усилитель обеспечивает значительное ослабление синфазного сигнала, если воспользоваться источником постоянного тока вместо резистора в цепи эмиттера. Схема, основанная на этом принципе, представлена на рис. 20.10. Входной дифференциальный усилитель T_1, T_2 охвачен обратной связью через сопротивление резистора R_G . В принципе, возникающая разность коллекторных токов преобразуется последующим операционным усилителем в выходное напряжение. Однако здесь второй дифференциальный усилитель T_3, T_4 формирует противоположный и равный по величине разностный ток

$$\Delta I_C = \frac{V_2 - V_1}{R_G} = \frac{V_4 - V_3}{R_S},$$

который компенсирует первичный разностный ток, так что коллекторные токи T_1 и T_2 всегда характеризуются значением I_1 источника тока. Эта ситуация поддерживается благодаря действию отрицательной обратной связи через операционный усилитель. Его выходное напряжение устанавливается таким, чтобы разность входных напряжений обращалась в нуль. В этом случае уравниваются коллекторные токи транзисторов T_1 и T_2 . Если пренебречь ослаблением сигнала делителем напряжения R_1, R_2 в соотношении $V_3 - V_4 = U_a R_1 / (R_1 + R_2)$, для выходного напряжения в установившемся состоянии получим:

$$U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_S}{R_G} (V_2 - V_1).$$

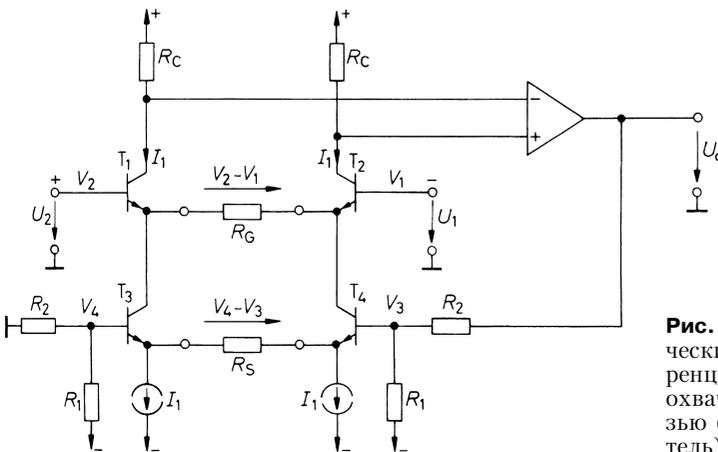


Рис. 20.10. Электрометрический вычитатель с дифференциальными усилителями, охваченными обратной связью (измерительный усилитель)

Резисторы R_1 и R_2 встраиваются в интегральные микросхемы, работающие по этому принципу, и пользователь имеет возможность задавать требуемый уровень усиления изменением сопротивлений резисторов R_S и R_C . Преимущество этой схемы относительно вычитателя на операционном усилителе заключается в том, что уровень подавления синфазного сигнала перестает зависеть от точности подбора делителя напряжения R_1 , R_2 . Благодаря этому вычитатель (см. рис. 20.10) удается изготавливать в виде монолитной интегральной схемы, иначе критически важные резисторы пришлось бы выполнять как отдельные тонкопленочные сборки.

Вычитатель с операционным СС-усилителем, функционирующий согласно описанному принципу, уже был представлен на рис. 5.87.

Вычитатели на переключаемых конденсаторах

Принцип действия вычитателя с переключением конденсаторов основан на заряде конденсатора до уровня, равного измеряемому разностному напряжению с последующим переносом этого заряда на конденсатор с заземлением одного из выводов. Схема подобного вычитателя показана на рис. 20.11. Накопительный конденсатор C_S заряжается под действием входного разностного напряжения до тех пор, пока контакты переключателя находятся в левом по схеме положении. Вслед за переключением в правое положение заряд передается конденсатору хранения C_H . После нескольких циклов переключений напряжение U_H выходит на стационарное значение:

$$U_H = U_S = U_D = V_2 - V_1.$$

Включенный далее электрометрический усилитель позволяет усиливать это напряжение практически без ограничений, ибо теперь уже не требуется формировать разностный сигнал. Выходное напряжение становится равным:

$$U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(V_2 - V_1).$$

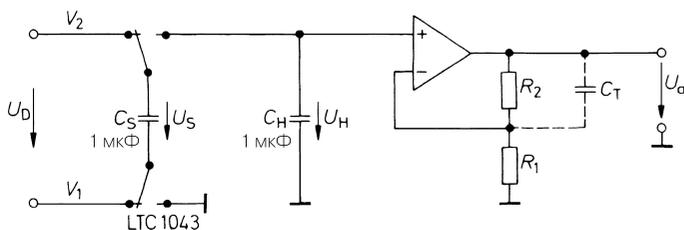


Рис. 20.11. Вычитатель с переключением конденсаторов

Точность формирования разности фактически зависит только от паразитных емкостей схемы. Ради предельного ослабления этого эффекта в качестве C_S и C_H выбирают конденсаторы сравнительно больших емкостей, например около 1 мкФ, как показано на схеме. Использование микросхемы LTC1043 фирмы Linear Technology позволяет добиться ослабления синфазного сигнала на 120 дБ, что соответствует ослаблению

его напряжения в 10^6 раз, причем не только для постоянного напряжения, но и на частотах вплоть до 20 кГц [20.1]. Микросхема LTC1043 особенно хороша для этой цели, так как наряду с 4 переключателями она имеет генератор, частоту колебаний которого можно изменять.

В схеме имеется 3 фильтра нижних частот для ограничения полосы пропускания. Первый фильтр образуется при зарядке накопительного конденсатора C_S . Сопротивление обоих ключей в замкнутом состоянии (2×240 Ом для LTC1043) и внутреннее сопротивление источника определяют постоянную времени зарядки. В случае низкочастотного источника она составляет около 0,5 мс.

Второй фильтр возникает при переносе заряда на конденсатор хранения C_H . Если напряжение $U_H = 0$, то за первый цикл оно возрастет до $1/2 U_D$, за второй – до $3/4 U_D$, за третий – до $7/8 U_D$ и т.д. Получающаяся при этом постоянная времени примерно равна длительности двух циклов работы переключателя. Чтобы паразитные заряды при коммутации оставались малыми, предпочитают низкую частоту переключений около 500 Гц, соответствующую периоду 2 мс. Поэтому схема способна обрабатывать только разностные низкочастотные сигналы, верхняя граница которых приходится на 10...50 Гц. При этом отсутствует влияние синфазных и переменных напряжений с частотами выше 20 кГц.

Третий фильтр возникает благодаря дополнительной емкости C_T . С его помощью полоса частот усилителя ограничивается диапазоном 10...50 Гц с тем, чтобы свести к минимуму шумы на выходе.

Примеры интегральных вычитателей представлены в табл. 20.1.

Таблица 20.1. Интегральные вычитатели (измерительные усилители)

Тип	Изготовитель	Коэффициент усиления	Входной ток, нА	Напряжение смещения, мкВ	Схема	Особенности
AD620	Analog Devices	1...1000	0,5	50	20.10	Дешевый
AD621	Analog Devices	10, 100	0,5	50	20.10	Дешевый
AD623	Analog Devices	1...1000	17	100	20.4	Один источник питания
AD624	Analog Devices	1...1000	25	25	20.5	Прецизионный
AD629	Analog Devices	1	2,5 мкА/В	200	20.9	$U_{G1} = \pm 270$ В
LT1101	Linear Technology	10, 100	6	50	20.5	$P_b = 0,5$ мВт
LT1102	Linear Technology	10, 100	0,01	200	20.5	$\Delta U_a / \Delta t = 25$ В/мкс
LT1167	Linear Technology	1...10000	0,1	20	20.4	Прецизионный
LTC1100	Linear Technology	100	0,025	2	20.5	Автоматическая установка нуля
CLC522	National	1...10	20000	25	20.10	$\Delta U_a / \Delta t = 2000$ В/мкс
INA103	Texas Instruments	1...100	2500	50	20.4	

Таблица 20.1. Интегральные вычитатели (измерительные усилители) (окончание)

Тип	Изготовитель	Коэффициент усиления	Входной ток, нА	Напряжение смещения, мкВ	Схема	Особенности
INA105	Texas Instruments	1	20 мкА/В	50	20.8	Дешевый
INA106	Texas Instruments	10	50 мкА/В	50	20.8	Дешевый
INA110	Texas Instruments	1...5000	0,02	50	20.4	$\Delta U_{off}/\Delta t = 17 \text{ В/мкс}$
INA114	Texas Instruments	1...1000	1	25	20.4	Прецизионный, дешевый
INA116	Texas Instruments	1...1000	0,000003	2000	20.4	I_b предельно мал
INA118	Texas Instruments	1...10000	1	20	20.4	$I_b = 0,4 \text{ мА}$
INA121	Texas Instruments	1...10000	0,004	200	20.4	$I_b = 0,4 \text{ мА}$
INA122	Texas Instruments	5...10000	10	100	20.6	$I_b = 60 \text{ мкА}$
INA131	Texas Instruments	100	1	25	20.4	Прецизионный, дешевый
INA148	Texas Instruments	1	1 мкА/В	1000	20.9	$U_{G1} = \pm 200 \text{ В}$
INA2141	Texas Instruments	10, 100	2	20	20.4	Сдвоенный
PGA204	Texas Instruments	1...1000	2	50	20.4	Цифровая установка усиления
PGA207	Texas Instruments	1...10	0,002	1000000	20.4	Цифровая установка усиления

20.1.3

Разделительные усилители

Рассмотренные вычитатели в зависимости от принципа действия позволяют обрабатывать напряжения в диапазоне 10...200 В. Однако бывает необходимо измерять напряжение, на которое наложено гораздо более высокое синфазное напряжение, вплоть до нескольких киловольт. Чтобы справиться с подобными значениями потенциалов, измерительную схему разделяют на две гальванически развязанные части (рис. 20.12). Гальваническая развязка также рекомендуется по соображениям безопасности, например в большинстве электромедицинских аппаратов. Передающая часть находится под измеряемым потенциалом, тогда как приемная – под нулевым. Для реализации такого режима передающая часть должна питаться от собственного незаземленного источника тока, клемма корпуса которого (плавающее заземление) служит опорным потенциалом для незаземленного входа. Но не надо забывать, что такое соединение обеспечивает именно гальваническую развязку нулевого потенциала (системной «земли») при сохранении емкостной связи между двумя частями. Эта связь обусловлена преимущественно собственной емкостью трансформатора источника тока C_s , на что указывает рис. 20.12. Что-

бы свести ее к минимуму, вместо сетевого трансформатора применяется высокочастотный трансформатор, питаемый синусоидальным напряжением с частотой, например, 100 кГц. Такой прием позволяет уменьшить емкость связи до $C_s < 10$ пФ.

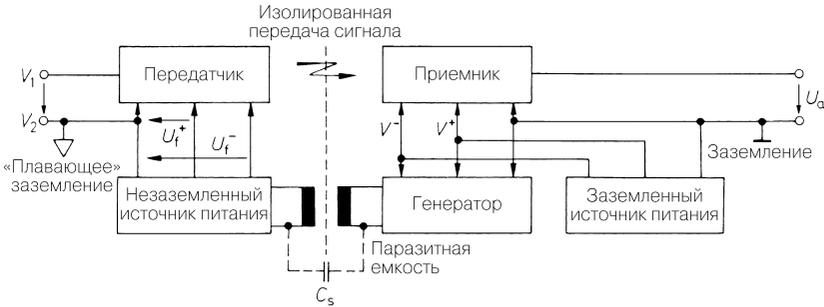


Рис. 20.12. Способ измерения незаземленных напряжений с помощью гальванически развязанного усилителя

Если обе точки измерений высокоомны, даже при пониженных емкостных токах помех могут возникать заметные погрешности напряжений на клемме плавающего заземления. В таких ситуациях целесообразно подключить плавающее заземление к третьей точке и задать разность потенциалов между обеими точками посредством электрометрического вычитателя согласно рис. 20.4. Тогда оба измерительных проводника окажутся обесточенными. Электрометрический вычитатель подключают к незаземленному источнику питания, что позволяет обеспечить малый остаточный синфазный сигнал относительно плавающего заземления, если оно сделано в подходящей точке объекта измерений.

Остается решить, как измеренное электрически изолированное напряжение передать на приемную часть. Для этого можно использовать трансформаторы, оптроны или конденсаторы [20.1, 20.2]. При передаче посредством трансформаторов и конденсаторов необходимо промодулировать измеренным напряжением достаточно высокую несущую частоту (амплитудная или широтно-импульсная модуляция). Оптроны позволяют непосредственно передавать даже постоянное напряжение. В случае повышенных требований к точности аналоговый сигнал оцифровывают еще на стороне плавающего заземления и через оптрон передают принимающей стороне в виде чисел. При этом нелинейность оптрона не имеет значения.

Возможность оптической передачи аналогового сигнала демонстрируется на рис. 20.13. Чтобы сгладить погрешности за счет нелинейности оптрона, ток через светодиод регулируется операционным усилителем OV1 так, чтобы фототок в опорном приемнике T_1 равнялся заданному значению. При этом петля обратной связи замыкается через опорный оптрон. Следовательно, получаем:

$$I_{F1} = \frac{U_f^+}{R_2} + \frac{V_1 - V_2}{R_1}.$$

Поскольку знак фототока неизменен, для обработки знакопеременных входных сигналов накладывается постоянная составляющая U_f^+ / R_2 . При хорошей синхронизации обоих оптронов на приемной стороне имеет место $I_{F2} = I_{F1}$. Отсюда

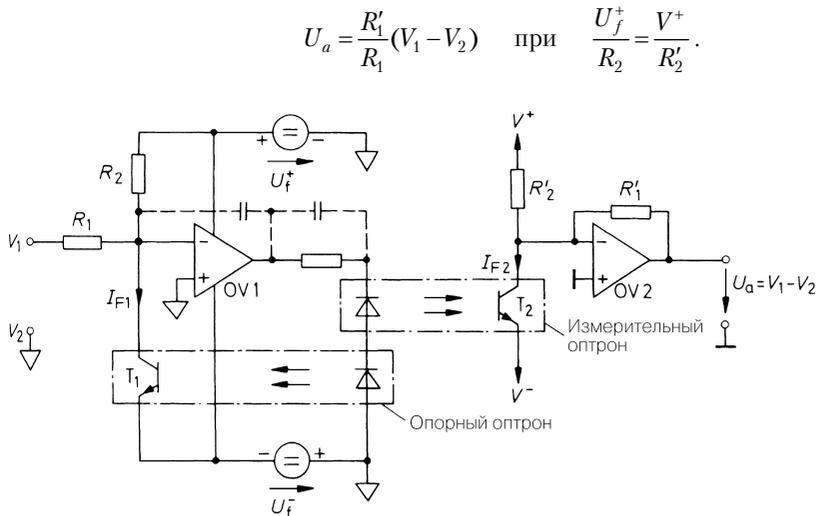


Рис. 20.13. Оптическая передача аналоговых сигналов. Сдвоенный оптрон IL300 фирмы Сименс или TIL300 фирмы Texas Instruments

Разделительные усилители с трансформаторной, оптронной или конденсаторной связью поставляются в виде готовых модулей. Типичные образцы таких модулей представлены в табл. 20.2. Особенно удобны для использования изделия с встроенным преобразователем постоянного напряжения. Внешний преобразователь такого рода целесообразен лишь в тех случаях, если он предназначен для работы с несколькими усилителями с гальванической развязкой, плавающее заземление которых имеет одинаковый потенциал. Незаземленный источник тока содержится также и в микросхемах со встроенным преобразователем напряжения, что позволяет применять, например, входной электрометрический вычитатель или датчик. Особенно универсальна микросхема AD210 фирмы Analog Devices, в которой схема приемника также питается от незаземленного источника, благодаря чему можно отделить сигнальную землю приемника от земли источника питания. Наличие здесь трех взаимно изолированных клемм земли дает основание говорить о трехпортовом разделении.

Таблица 20.2. Микросхемы усилителей с развязкой

Тип	Изготовитель	Передачик сигнала	Отдельное питание	Полоса по мощности, кГц	Напряжение изоляции, В	Примечания
AD202	Analog Devices	Трансформатор	Входа	3	750	Дешевый
AD210	Analog Devices	Трансформатор	Входа и выхода	20	2500	3 вентиля развязки

Таблица 20.2. Микросхемы усилителей с развязкой (окончание)

Тип	Изготовитель	Передачик сигнала	Отдельное питание	Полоса по мощности, кГц	Напряжение изоляции, В	Примечания
AD215	Analog Devices	Трансформатор	Входа	150	1500	Быстрый
IS0100	Texas Instruments	Оптрон	Внешнее ¹	5	750	Маломощный
IS0103	Texas Instruments	Конденсатор	Входа	10	1500	Комплементарное питание
IS0113	Texas Instruments	Конденсатор	Выхода	10	1500	
IS0121	Texas Instruments	Конденсатор	Внешнее ¹	5	3500	Высокая изоляция
IS0122P	Texas Instruments	Конденсатор	Внешнее ¹	3	1500	Весьма дешевый
IS0212	Texas Instruments	Трансформатор	Внешнее ¹	3	750	Дешевый
HCPL7840	Agilent	Оптрон	Внешнее ¹	15	2500	Iso: 15 кВ/мкс
HCPL788J	Agilent	Оптоцифровая	Внешнее ¹	3	1500	Iso: 25 кВ/мкс

¹ Изолированное электропитание. Например, микросхемы серий DCP01 фирмы Burr Brown или HPR100 фирмы Power Convertibles (Metronik).

20.2 Измерение тока

В разделе 12.2 мы познакомились с преобразователем ток/напряжение, который почти идеально подходит на роль измерителя тока благодаря крайне низкому входному сопротивлению. Однако он пригоден только для измерения токов, стекающих непосредственно на землю, так как вход представляет собой виртуальную землю.

20.2.1 Незаземленный измеритель тока с низким падением напряжения

Незаземленный измеритель тока реализуется посредством электрометрического вычитателя (см. рис. 20.4) с резистором для измерения тока, включенным между входами. Однако при этом теряется преимущество низкого входного сопротивления. Но если включить указанный резистор в цепь обратной связи входного усилителя (рис. 20.14), то получится незаземленный измеритель тока с очень низким падением напряжения:

$$U_a = 2IR \quad \text{при} \quad R_1 = R'_1 = R_2 = R'_2 = R.$$

Благодаря наличию обратной связи через резисторы R_2 и R'_2 потенциал V_N становится равным значению V_e , и, как следствие, разность потенциалов между входами 1 и 2

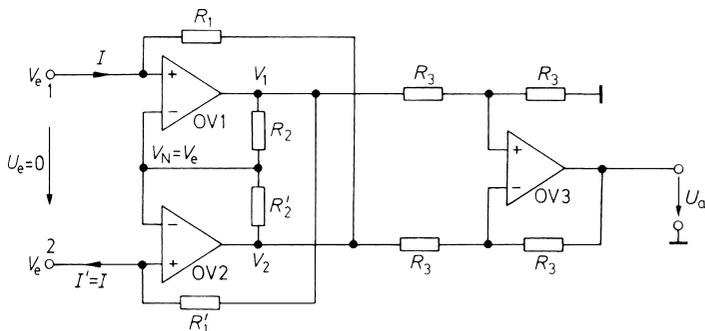


Рис. 20.14. Незаземленный измеритель тока без падения напряжения

обращается в нуль. Пусть теперь через клемму 1 втекает ток I . Тогда благодаря обратной связи выходной потенциал операционного усилителя OV2 принимает значение

$$V_2 = V_e - IR_1. \tag{20.1}$$

При $V_N = V_e$ отсюда следует:

$$V_1 = V_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R'_2}\right)(V_e - V_2) = V_e + I \frac{R_1 R_2}{R'_2}. \tag{20.2}$$

Теперь находим ток, вытекающий из клеммы 2:

$$I' = \frac{V_1 - V_e}{R'_1} = \frac{R_1 R_2}{R'_1 R'_2} I. \tag{20.3}$$

Если оба входа должны действовать как незаземленная схема, необходимо соблюдать равенство токов $I' = I$. В противном случае разностный ток $\Delta I = I' - I$ потечет на землю через выходы операционного усилителя. Отсюда следует условие баланса:

$$\frac{R_1}{R'_1} = \frac{R'_2}{R_2}.$$

Вычитатель OV3 формирует разность потенциалов $V_1 - V_2$. В соответствии с (20.1) и (20.2) его выходное напряжение выражается как

$$U_a = R_1 \left(1 + \frac{R_2}{R'_2}\right) I \tag{20.5}$$

и, следовательно, пропорционально протекающему току.

20.2.2

Измерение тока под высоким потенциалом

Уровень синфазного сигнала вышеописанных схем ограничен диапазоном напряжений питания. Для измерения токов на фоне высокого напряжения пригодна простая схема,

рассмотренная на рис. 12.5, если ее подключить не к точке нулевого потенциала, а к плавающему заземлению усилителя с развязкой, благодаря которому выходное напряжение схемы передается к точке нулевого потенциала.

Затраты существенно сокращаются, если при измерении тока допустимо падение напряжения величиной от 1 до 2 В (например, в анодной цепи высоковольтных ламп). Здесь достаточно пропустить измеряемый ток через светодиод оптрона, что снимает потребность в незаземленном источнике питания. Для линейаризации передаточной характеристики используется опорный оптрон во вторичной ветви схемы (рис. 20.15). Его входной ток I_2 регулируется операционным усилителем так, чтобы компенсировались фототоки измерительного и опорного оптронов. Если они хорошо подобраны, имеет место:

$$I_2 = I \quad \text{и} \quad U_a = IR.$$

Этот ток определяется путем измерения падения напряжения на сопротивлении заземленного резистора R .

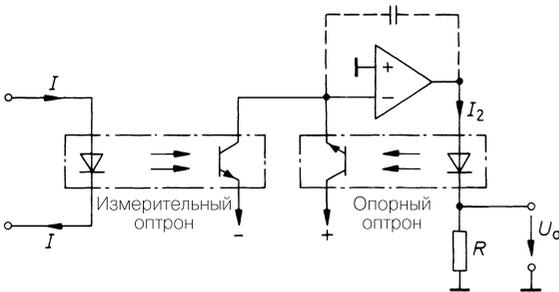


Рис. 20.15. Простой усилитель с развязкой для измерения тока

20.3 Измерительные выпрямители

Любой выпрямитель представляет собой преобразователь переменного напряжения в постоянное. Переменное напряжение характеризуется различными параметрами: среднеарифметическим значением модуля, эффективным значением, а также положительным и отрицательным амплитудными значениями.

20.3.1 Измерение среднеарифметического значения модуля

Чтобы получить модуль переменного напряжения, необходима схема, знак усиления которой меняется вместе с полярностью входного напряжения. На рис. 20.16 показано, как должна выглядеть ее передаточная характеристика.

Такое двухполупериодное выпрямление реализуется диодной мостиковой схемой. Однако достижимая точность ограничена из-за прямого падения напряжения на диодах. Этот эффект устраняется, если воспользоваться мостиковым выпрямителем с управляемым источником тока, например, в виде простой схемы, приведенной на рис. 20.17. Операционный усилитель здесь функционирует в качестве источника тока, управляемого на-

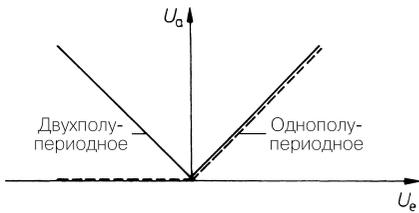


Рис. 20.16. Характеристика одно- и двухполупериодного выпрямителей

пряжением (см. рис. 12.8). Тогда независимо от величины прямого напряжения на диодах выполняется

$$I_A = \frac{|U_e|}{R}.$$

Среднее значения этого тока индицируется, например, магнитоэлектрическим амперметром, чем обусловлено широкое применение этого метода в аналоговых мультиметрах.

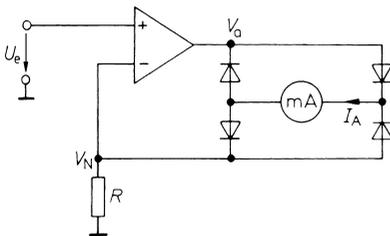


Рис. 20.17. Двухполупериодный выпрямитель для стрелочных приборов без заземления

При выходных потенциалах в области $-2U_D < V_a < 2U_D$ усилитель не охвачен отрицательной обратной связью, так как все диоды заперты. В тот момент, когда V_a измеряется от $2U_D$ до $-2U_D$, величина V_N не изменяется. Это «мертвое» время контура регулирования. В зависимости от частоты «мертвое» время приводит к появлению тех или иных сдвигов фазы, что создает особые трудности при стабилизации операционного усилителя. Чтобы сократить «мертвое» время, выбирают усилители с высокой скоростью нарастания выходного напряжения и диоды с низким прямым падением напряжения. Кроме того, требуется более жесткий выбор параметров частотной коррекции по сравнению с линейной обратной связью.

Двухполупериодный выпрямитель с заземленным выходом

В предыдущей схеме нельзя было заземлять измерительный прибор. Но для последующей обработки сигнала (например, для оцифровки) необходимо заземленное выходное напряжение. Его можно получить, например, из тока I_A посредством незаземленного преобразователя тока в напряжение. Простой способ показан на рис. 20.18.

Сначала рассмотрим работу операционного усилителя OV1. При положительном входном напряжении он функционирует как фазоинверсный усилитель. В этом случае потенциал V_2 отрицателен, благодаря чему диод D_1 проводит ток, а D_2 заперт, и потому $V_1 = -U_e$. При отрицательном входном напряжении потенциал V_2 положителен, D_1 за-

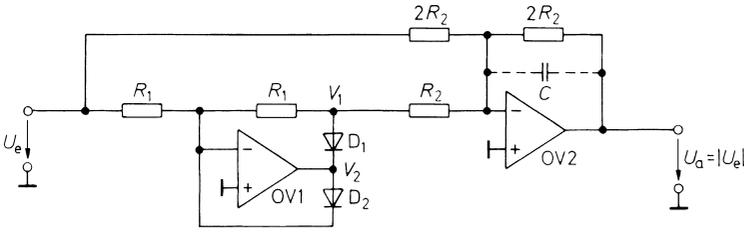


Рис. 20.18. Двухполупериодный выпрямитель с заземленным выходом

перта, а D_2 проводит ток и замыкает петлю обратной связи усилителя. Он предотвращает перегрузку $OV1$, благодаря чему точка суммирования остается под нулевым потенциалом. Поскольку D_1 заперт, потенциал V_1 также равен нулю. В итоге имеем:

$$V_1 = \begin{cases} -U_e & \text{при } U_e \geq 0, \\ 0 & \text{при } U_e \leq 0. \end{cases} \quad (20.6)$$

Таким образом, усилитель $OV1$ функционирует как инвертирующий однополупериодный выпрямитель.

Расширение до двухполупериодного выпрямителя осуществляется благодаря использованию усилителя $OV2$, на выходе которого получаем:

$$U_a = -(U_e + 2V_1). \quad (20.7)$$

С учетом (20.6) отсюда следует:

$$U_a = \begin{cases} U_e & \text{при } U_e \geq 0, \\ -U_e & \text{при } U_e \leq 0. \end{cases} \quad (20.8)$$

Таково выходное напряжение двухполупериодного выпрямителя. Временные диаграммы показаны на рис. 20.19.

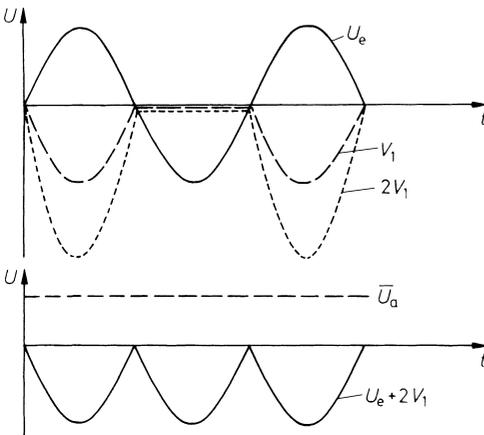


Рис. 20.19. Временные зависимости при синусоидальном входном напряжении

Благодаря наличию конденсатора C операционный усилитель OV2 превращается в фильтр нижних частот 1-го порядка. Если выбрать его граничную частоту меньше минимальной частоты входного переменного напряжения, на выходе получим только постоянное напряжение:

$$U_a = |\bar{U}_e|.$$

Как и в предыдущей схеме, усилитель OV1 должен обладать высокой скоростью нарастания, чтобы «мертвое» время при переходе от открытого состояния одного диода к другому оставалось как можно меньшим.

Выпрямление путем переключения знака коэффициента усиления

Как видно из выражения (20.8), двухполупериодный выпрямитель при положительном входном напряжении характеризуется усилением $A = +1$, а при отрицательном – усилением $A = -1$. Эта функция реализуется непосредственно усилителем, усиление которого может коммутироваться между $+1$ и -1 , а переключение знака управляется входным напряжением (рис. 20.20). При положительном входном напряжении используется неинвертирующий вход усилителя, а при отрицательном входном напряжении компаратор перекидывает ключ к инвертирующему входу.

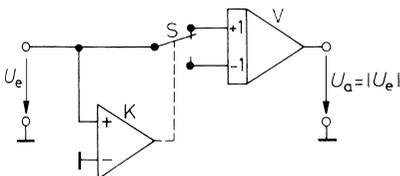


Рис. 20.20. Выпрямление путем переключения знака коэффициента усиления

Разумеется, операционный усилитель без внешних элементов не может служить усилителем V , так как его усиление составляет $A_d \gg 1$. Но здесь применима, например, схема, представленная на рис. 17.24, в которой коэффициент усиления переключается между значениями $+1$ и -1 ключом S . На высоких частотах лучше подходит широкополосный мультиплексор (см. рис. 17.20). На рис. 20.21 показано, как он может работать в режиме выпрямителя. Входной усилитель подключается к источнику входного

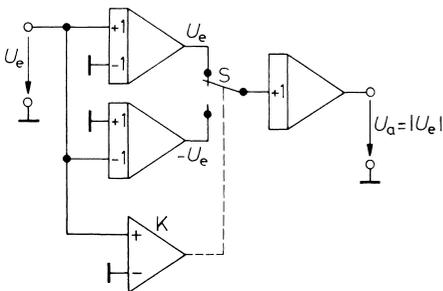


Рис. 20.21. Практическая реализация выпрямления путем коммутации усилителей

напряжения так, чтобы исчезал противоположный знак. Выходное напряжение принимает значение $+U_e$ или $-U_e$ в зависимости от того, какой из входных усилителей выбран компаратором.

Данный метод целесообразно применять потому, что имеются интегральные микросхемы, основанные на этом принципе, например AD630 фирмы Analog Devices. Эта микросхема также оснащена необходимым компаратором. Однако на высоких частотах возникают заметные погрешности, так как в этом случае сказывается запаздывание переключений, обусловленное временной задержкой компаратора.

Широкополосный двухполупериодный выпрямитель

Дифференциальный усилитель изначально предоставляет пользователю по одному инвертирующему и неинвертирующему выходу, что позволяет применять его в качестве быстродействующего двухполупериодного выпрямителя. Для этого с помощью двух параллельно включенных эмиттерных повторителей T_3 , T_4 (рис. 20.22) положительный потенциал коллектора автоматически переносится на выход. Потенциал коллектора в рабочей точке компенсируется посредством стабилитрона с тем, чтобы выходной потенциал при отсутствии входного напряжения обращался в нуль.

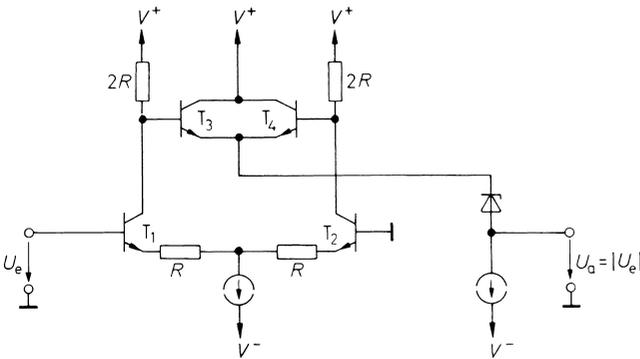


Рис. 20.22. Широкополосный двухполупериодный выпрямитель

Аналогичный принцип двухполупериодного выпрямления успешно реализуется с помощью операционного СС-усилителя. В основу схемы на рис. 20.23 положен дифференциальный усилитель (см. рис. 5.87). Благодаря диодам D_3 и D_4 , через которые протекают противоположные выходные токи, в резистор R_2 течет положительный ток. Во избежание перегрузки усилителя отрицательные токи отводятся на землю через диоды D_1 и D_2 . Четыре диода могут быть реализованы в виде выпрямительного мостика из диодов Шоттки. Для формирования среднего значения параллельно резистору R_2 включается конденсатор. Транзистор T_3 служит преобразователем полного сопротивления. Выходное напряжение составляет:

$$U_a = |I|R_2 = \frac{R_2}{R_1}|U_e|.$$

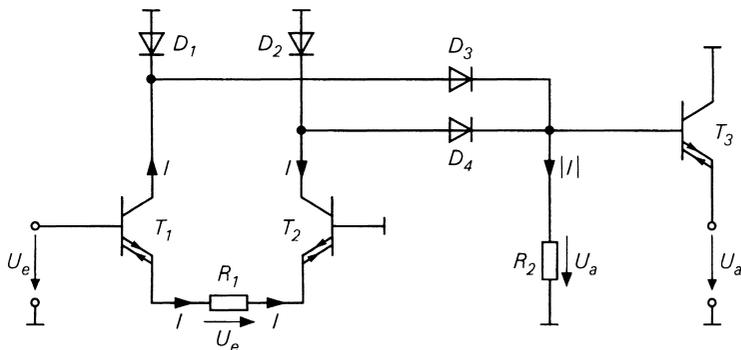


Рис. 20.23. Дифференциальный усилитель из операционного СС-усилителя для двухполупериодного выпрямления

20.3.2 Измерение эффективного значения

В отличие от среднеарифметического значения модуля

$$\overline{|U|} = \frac{1}{T} \int_0^T |U| dt, \tag{20.9}$$

эффективное значение определяется как среднеквадратичная величина:

$$U_{eff} = \sqrt{\overline{U^2}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2 dt}, \tag{20.10}$$

где T – длительность измерений. Она должна быть велика по сравнению с максимальным периодом колебаний сигнала. При этом условии получается результат, не зависящий от длительности измерений. При строго периодических функциях для получения такого результата достаточно усреднения за период.

Для синусоидального переменного напряжения имеем:

$$U_{eff} = \hat{U} / \sqrt{2}.$$

На этом основании можно было бы свести измерение эффективного значения к определению амплитуды. При таком подходе в случае иной формы кривой измеряемого напряжения появляются сколь угодно большие погрешности, особенно при наличии сильных выбросов, то есть при большом *пик-факторе* \hat{U} / U_{eff} .

Погрешности не столь велики, если измерение эффективного значения сводить к измерению среднего значения модуля. При синусоидальной форме напряжения имеет место:

$$\overline{|U|} = \frac{\hat{U}}{T} \int_0^T |\sin \omega t| dt = \frac{2}{\pi} \hat{U}. \tag{20.11}$$

При $U_{eff} = \hat{U} / \sqrt{2}$ отсюда следует зависимость:

$$U_{eff} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} |\overline{|U|}| \approx 1,11 \cdot |\overline{|U|}|. \quad (20.12)$$

Соотношение величин поясняет рис. 20.24. Большинство стандартных измерителей среднего значения напряжения заранее откалибровано по коэффициенту формы 1,11. В случае синусоидального сигнала они показывают эффективное значение, хотя в действительности измеряют среднее значение модуля напряжения. Для сигналов иной формы они дают более или менее существенное отклонение от истинного эффективного значения. Так, для треугольной формы напряжения следует

$$U_{eff} = \frac{2}{\sqrt{3}} |\overline{|U|}|,$$

в случае белого шума

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} |\overline{|U|}|,$$

а при постоянном напряжении $U_{eff} = |\overline{|U|}|$. В зависимости от формы кривой получают следующие отклонения [20.3]:

- постоянный ток, прямоугольный сигнал: показание завышается на 11%;
- сигнал треугольной формы: показание занижается на 4%;
- белый шум: показание занижается на 11%.

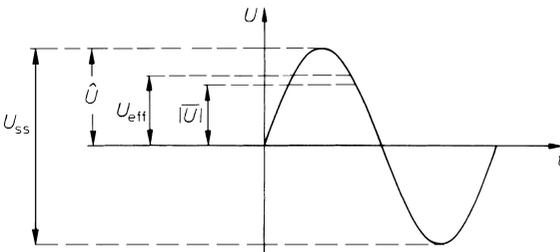


Рис. 20.24. Относительная величина амплитудного, эффективного и среднего значения модуля для синусоидального колебания

Измерение истинного эффективного значения

Для измерения истинного эффективного значения (то есть не зависящего от формы сигнала) обращаются либо к определению этого понятия в выражении (20.10), либо к измерению мощности.

Уравнение (20.10) лежит в основе схемы, представленной на рис. 20.25. Среднее значение квадрата входного напряжения получается с помощью простого фильтра нижних частот 1-го порядка, граничная частота которого мала по сравнению с минимальной частотой сигнала.

Недостаток схемы заключается в узости динамического диапазона: если подать на нее, скажем, 10 мВ, с обычным решающим блоком на 10 В получим на выходе quadriрующего устройства напряжение 10 мкВ, а эта величина лежит уже в области шумов блока извлечения корня.

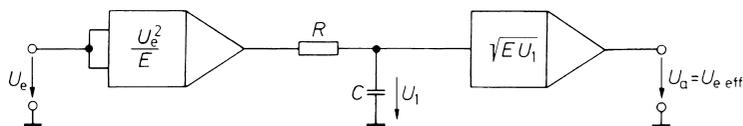


Рис. 20.25. Измерение эффективного значения посредством счетных микросхем

В этом отношении более благоприятна схема, изображенная на рис. 20.26, где извлечение корня на выходе заменяется делением на входе, и потому на выходе фильтра нижних частот появляется напряжение

$$U_a = \left(\frac{\overline{U_e^2}}{U_a} \right). \quad (20.13)$$

В стационарном состоянии $U_a = \text{const}$, и тогда

$$U_a = \frac{\overline{(U_e^2)}}{U_a}, \text{ так что } U_a = \sqrt{\overline{(U_e^2)}} = U_{\text{eff}}.$$

Преимущество этого метода состоит в том, что входное напряжение U_e умножается на коэффициент U_e/U_a , близкий к единице, а не на отношение U_e/E , намного меньшее единицы при низком входном напряжении. Тем самым обеспечивается гораздо более широкий динамический диапазон. Однако для этого надо, чтобы деление U_e/U_a выполнялось с высокой точностью даже при малых сигналах. Поэтому здесь особенно уместны устройства деления, основанные на логарифмировании (см. раздел 11.8.1).

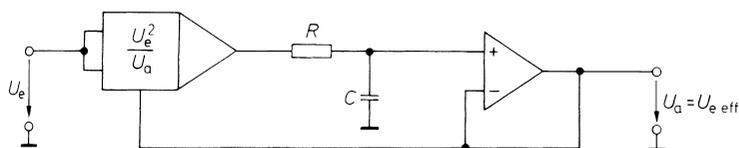


Рис. 20.26. Измерение эффективного значения с расширенным динамическим диапазоном

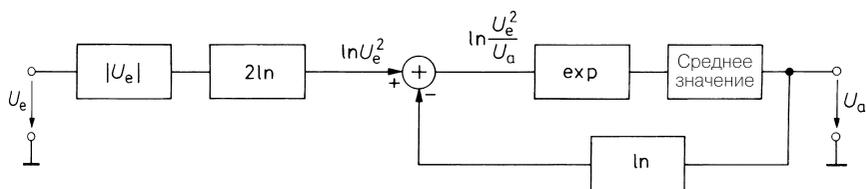


Рис. 20.27. Определение эффективного значения с помощью логарифмирования

В этом случае неявное решение уравнения (20.13) реализуется на основе принципа [20.4], представленного на рис. 20.27. Логарифмированию предшествует формирование модуля входного напряжения. Возведение в квадрат выполняется путем удвоения логарифма, а деление на U_a – вычитанием логарифма выходного напряжения.

Практическая реализация этого принципа демонстрируется на рис. 20.28. В точке суммирования усилителя OV2 получается входной сигнал после двухполупериодного выпрямления. Входное напряжение логарифмируется операционным усилителем OV2. Удвоение напряжения как операция возведения в квадрат осуществляется последовательно включенными транзисторами T_1 и T_2 :

$$V_2 = -2U_T \ln \frac{U_e}{I_{C0}R} = -U_T \ln \left(\frac{U_e}{I_{C0}R} \right)^2.$$

OV4 логарифмирует выходное напряжение:

$$V_4 = -U_T \ln \frac{U_a}{I_{C0}R}.$$

Действующее напряжение $V_4 - V_2$ на транзисторе T_3 для формирования экспоненциальной функции дает выходное напряжение

$$U_a = I_{CS}R \exp \frac{V_4 - V_2}{U_T} = \frac{U_e^2}{U_a}. \quad (20.14)$$

С помощью усредняющего конденсатора C получается выходное напряжение в соответствии с выражением (20.13), то есть:

$$U_a = \sqrt{U_e^2} = U_{eff}.$$

Ради тождественности параметров транзисторы с T_1 по T_4 должны быть монолитными в интегральном исполнении. Целесообразно также применение интегральных операционных усилителей, совмещенных с резисторами (табл. 20.3).

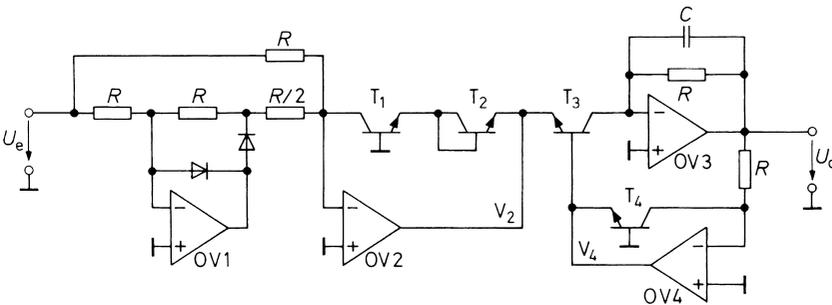


Рис. 20.28. Практическая схема формирования эффективного значения выходного напряжения

Таблица 20.3. Интегральные схемы для измерения эффективного значения

Тип	Изготовитель	Технология	Точность, %	Полоса, МГц
AD637	Analog Devices	Биполярная	0,1	0,08
AD736	Analog Devices	Биполярная	0,3	0,03
AD8361	Analog Devices	Биполярная	0,5 дБ	2500
AD536	Maxim	Биполярная	0,2	0,045
LH0091	National	Гибридная	0,2	0,08

Термопреобразование

По определению эффективное значение переменного напряжения равно постоянному напряжению, при котором на сопротивлении нагрузки выделяется такая же мощность. Поэтому

$$\overline{U_e^2} / R = U_{eff}^2 / R.$$

Следовательно, эффективное значение переменного напряжения U_e можно определить, если постоянное напряжение U_{eff} , приложенное к резистору с сопротивлением R , повышать до тех пор, пока он не станет таким же нагретым, как и под воздействием U_e . Этот принцип лежит в основе термоизмерений эффективного значения напряжения или тока. Вообще говоря, для измерения температуры можно воспользоваться любым методом (см. раздел 23.1). Особенно удобно использовать термодатчики, которые вместе с нагреваемым резистором изготавливаются в виде интегральной микросхемы. Поэтому в настоящее время в качестве термодатчиков применяются преимущественно диоды (рис. 20.29).

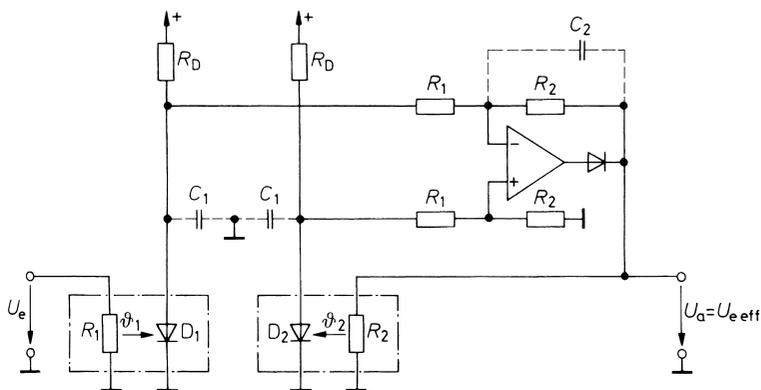


Рис. 20.29. Тепловой измеритель эффективного значения напряжения

Резистор R_1 нагревается входным напряжением U_e , а R_2 – выходным U_a . Последнее поднимается до тех пор, пока разность напряжений на диодах не обратится в нуль, то есть до выравнивания температур резисторов. Регулирующим усилителем здесь служит операционный усилитель, включенный как вычитатель с фильтром нижних частот. Конденсаторы C_1 защищают операционный усилитель от проникновения высоко-частотных сигналов.

Диод на выходе регулирующего усилителя предотвращает нагрев резистора R_2 отрицательным напряжением. В противном случае произойдет фиксация состояния типа «защелка» из-за термической положительной обратной связи.

Поскольку мощность нагрева пропорциональна квадрату U_a , получаем усиление при замкнутой петле обратной связи, пропорциональное U_a . Этот эффект приводит к нелинейной переходной характеристике: постоянная времени при отключении сигнала существенно превышает постоянную времени при включении. Ситуация заметно улучшается при дополнительной квадратичной обратной связи [20.5, 20.6].

Ради широкополосности обычно предпочитают пользоваться низкоомными резисторами R_1 и R_2 (с сопротивлениями по 50 Ом), что требует повышенных управляющих токов. Поэтому к выходу регулирующего усилителя добавляют эмиттерный повторитель. На входе целесообразно установить предусилитель или преобразователь полного сопротивления, который должен не только перекрывать всю полосу частот входного сигнала, но и пропускать пики тока до 100 мА. Здесь требуются широкополосные операционные усилители или повторители напряжения наподобие тех, которые представлены в табл. 5.2.

Для обеспечения высокой точности измерительные пары должны быть идентичны по своим свойствам. Интегральная микросхема типа LT1088 фирмы Linear Technology отвечает этому требованию и обеспечивает погрешность 1% на частоте 100 МГц.

20.3.3

Измерение пиковых значений

Заряд конденсатора через диод позволяет простейшим образом измерять пиковые значения напряжения. Чтобы избавиться от влияния прямого падения напряжения на диоде, его включают в цепь отрицательной обратной связи повторителя напряжения (рис. 20.30). Пока входное напряжение $U_e < V_c$, диод D заперт. При $U_e > V_c$ диод открывается, и за счет обратной связи имеет место $V_c = U_e$. Благодаря такому свойству конденсатор C заряжается до пикового значения входного напряжения. Оно сохраняется на конденсаторе достаточно долго, так как он почти не нагружается включенным за ним повторителем напряжения. Ключ T разряжает конденсатор перед новым измерением.

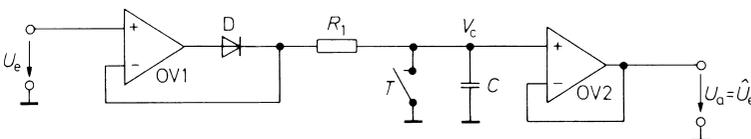


Рис. 20.30. Измеритель пикового значения

Усилитель OV1 склонен к самовозбуждению при емкостной нагрузке, но этот эффект устраняется включением защитного резистора R_1 . Правда, оно увеличивает время заряда, так как при нем напряжение на конденсаторе только асимптотически приближается к своему стационарному значению. Еще один недостаток схемы заключается в перегрузке OV1 при $U_e < V_c$. Связанное с этим время восстановления ограничивает использование схемы диапазоном низких частот.

Оба недостатка устранены в схеме измерителя пикового напряжения (рис. 20.31). Здесь операционный усилитель OV1 работает в качестве инвертирующего. Как только входное напряжение U_e превысит значение $-V_c$, потенциал V_1 становится отрицательным, а диод D_1 начинает проводить ток. Благодаря обратной связи, охватывающей оба усилителя, V_1 становится таким, что обеспечивается равенство $U_a = -U_e$. При этом наряду с падением напряжения на открытом диоде D_1 также устраняется влияние напряжения смещения преобразователя полного сопротивления OV2. Вслед за новым снижением входного напряжения V_1 нарастает, что приводит к запирающему диода D_1 и разрыву обратной связи через R_2 . Но V_1 продолжает нарастать, пока не откроется диод D_2 и усилитель OV1 не будет вновь охвачен обратной связью. Таков механизм предотвращения перегрузок.

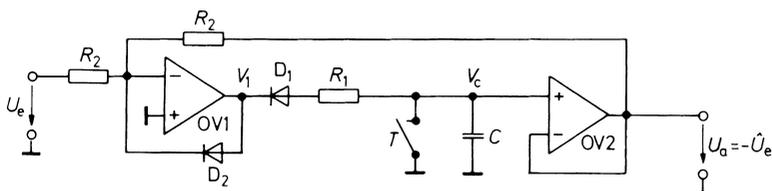


Рис. 20.31. Улучшенный измеритель пикового значения

Инвертированное пиковое значение U_e сохраняется на конденсаторе, так как он не разряжается ни через диод D_1 , ни через повторитель напряжения OV2. По окончании измерений конденсатор может быть разряжен посредством ключа Т. Включение диода в противоположной полярности позволяет измерять отрицательное пиковое значение напряжения.

Еще одна возможность построения измерителя пикового значения связана с применением устройства выборки и хранения (УВХ), которому в требуемые моменты времени выдается команда на измерения. Как показано на рис. 20.32, для этого достаточно воспользоваться компаратором, который определяет, в какой момент входное напряжение превышает выходное, и в этот момент замыкает ключ S УВХ. Тогда выходной сигнал отслеживает изменения входного, пока он нарастает, или сохраняется в памяти, когда входной сигнал вновь убывает. Рост выходного напряжения возобновится, только когда входное напряжение превзойдет последний зарегистрированный максимум. Пример функционирования представлен на рис. 20.33. Схема реализуется на УВХ из табл. 17.3 и компараторах из табл. 6.4 [20.7].

Интегральная схема PKD01 фирмы Analog Devices содержит все компоненты, необходимые для измерителя пиковых значений напряжения, а также два электрически управляемых ключа.

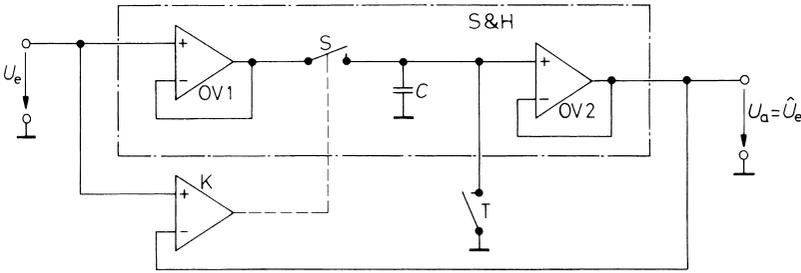


Рис. 20.32. Измеритель пиковых напряжений с устройством выборки и хранения

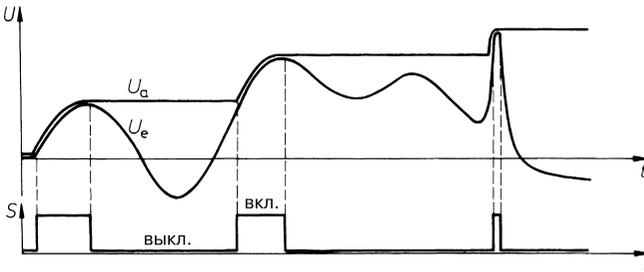


Рис. 20.33. Временная диаграмма сигнала в измерителе пиковых напряжений с устройством выборки и хранения

Измерения мгновенных пиковых значений

При непрерывных измерениях пиковых значений вышеописанными методами ключ Т можно заменять высокоомным резистором с таким сопротивлением, чтобы конденсатор C не успевал заметно разряжаться между двумя максимумами напряжения. Впрочем, подобный способ плох тем, что крайне медленно регистрирует уменьшение амплитуды.

В некоторых устройствах, особенно в технике регулирования, часто требуется определять амплитуду с минимальным запаздыванием, однако у описанных методов время измерений равно, по крайней мере, одному периоду входного сигнала. Сигнал синусоидальной формы позволяет рассчитывать амплитуду в каждый момент времени, пользуясь тригонометрическим выражением

$$\hat{U} = \sqrt{\hat{U}^2 \sin^2 \omega t + \hat{U}^2 \cos^2 \omega t}. \quad (20.15)$$

Мы уже применяли это выражение для регулирования амплитуды генератора (см. рис. 14.29). Там это было особенно просто, поскольку были известны обе функции $\sin \omega t$ и $\cos \omega t$.

При измерении неизвестного синусоидального напряжения приходится восстанавливать функцию $\cos \omega t$ по входному сигналу. Для этого служит дифференциатор, на выходе которого получаем:

$$V_1(t) = -RC \frac{dU_e(t)}{dt} = -\hat{U}_e RC \frac{d \sin \omega t}{dt} = -\hat{U}_e \omega RC \cos \omega t . \quad (20.16)$$

Если частота известна, коэффициентам ωRC может быть присвоено значение 1, что сделает искомым член доступным для дальнейших вычислений по выражению (20.15). Возведя в квадрат и сложив $U_e(t)$ и $V_1(t)$, получим непрерывные показания амплитуды, для которых не требуется фильтрация.

При переменной частоте схема, показанная на рис. 20.34, дополняется интегратором с тем, чтобы получить выражение $\cos^2 \omega t$ с амплитудой, не зависящей от частоты. Потенциал на выходе интегратора составляет

$$V_2(t) = -\frac{1}{RC} \int U_e(t) dt = -\frac{1}{RC} \int \hat{U}_e \sin \omega t dt = \frac{\hat{U}_e}{\omega RC} \cos \omega t, \quad (20.17)$$

причем в стационарном состоянии постоянное напряжение на выходе интегратора сводится к нулю с помощью сопротивления резистора R_p . Перемножив на V_1 и V_2 , находим искомое выражение:

$$V_3(t) = -\frac{\hat{U}_e^2}{E} \cos^2 \omega t.$$

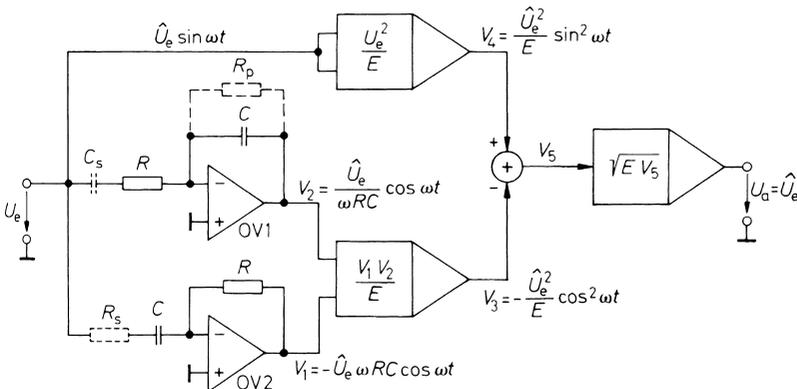


Рис. 20.34. Схема для измерения мгновенного значения пиковой амплитуды синусоидального сигнала

Выходное напряжение $U_a = \hat{U}_e$ получается в результате образования разности $V_4 - V_3$ и извлечения корня. Таким образом, оно тождественно пиковому значению входного напряжения. При быстром изменении амплитуды появляются временные отклонения, исчезающие после возвращения интегратора к среднему нулевому значению. Однако изменение выходного напряжения в правильном направлении происходит сразу, так что, например, подключенный регулирующий усилитель получает информацию о тренде почти без задержки.

20.3.4 Синхронный выпрямитель

В синхронном выпрямителе знак коэффициента усиления переключается не полярностью входного напряжения, а внешним управляющим напряжением $U_{St}(t)$. С этой целью можно применить ключи со сменой знака согласно схемам, представленным на рис. 17.20 и 17.24.

В соответствии с рис. 20.35 синхронный выпрямитель может применяться в измерительном устройстве для того, чтобы из сильно зашумленного сигнала выделять амплитуду колебания, частота которого совпадает с частотой управляющего напряжения, а фаза неизменна относительно фазы управляющего сигнала. На рис. 20.36 представлен особый случай $f_e = f_{St}$ и $\varphi = 0$. Очевидно, что тогда синхронный выпрямитель действует аналогично двухполупериодному. При $\varphi \neq 0$ или $f_e \neq f_{St}$ наряду с положительными плоскими участками появляются и отрицательные. В этом случае среднее значение выходного напряжения всегда меньше, чем в рассмотренных ситуациях.

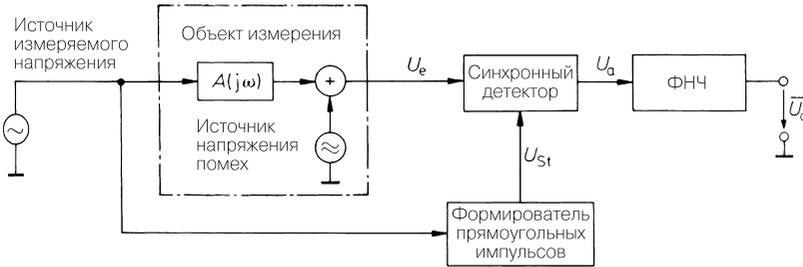


Рис. 20.35. Применение синхронного выпрямителя для измерения зашумленного сигнала

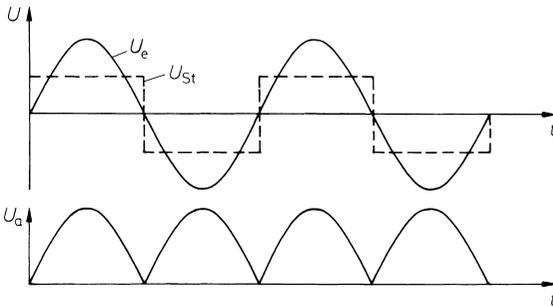


Рис. 20.36. Принцип действия синхронного выпрямителя

Далее рассчитаем зависимость выходного напряжения от частоты и фазы. Входное напряжение U_e умножается на +1 или -1 с частотой f_{St} управляющего сигнала. Это обстоятельство математически выражается в виде

$$U_a = U_e(t) \times S(t), \tag{20.18}$$

где

$$S(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } U_{St} > 0, \\ -1 & \text{при } U_{St} < 0. \end{cases}$$

Применив разложение в ряд Фурье, находим:

$$S(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)\omega_{st}. \quad (20.19)$$

Пусть входным напряжением служит синусоидальное переменное напряжение с частотой $f_e = mf_{st}$, и фазовым сдвигом относительно управляющего напряжения – φ_m . Тогда, пользуясь (20.18) и (20.19), для выходного напряжения получим

$$U_a(t) = \widehat{U}_e \sin(m\omega_{st}t + \varphi_m) \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)\omega_{st}t. \quad (20.20)$$

Далее из этого напряжения фильтр нижних частот формирует среднее арифметическое значение. Пользуясь вспомогательной формулой

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin(m\omega_{st}t + \varphi_m) dt = 0$$

и соотношением ортогональности

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin(m\omega_{st}t + \varphi_m) \sin l\omega_{st}t dt = \begin{cases} 0 & \text{при } m \neq l, \\ \frac{1}{2} \cos \varphi_m & \text{при } m = l, \end{cases}$$

из (20.20) находим результат:

$$\bar{U}_a = \begin{cases} \frac{2}{\pi m} \widehat{U}_e \cdot \cos \varphi_m & \text{при } m = 2n+1, \\ 0 & \text{при } m \neq 2n+1, \end{cases} \quad (20.21)$$

где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Если входное напряжение является произвольной смесью разных частот, в усредненное выходное напряжение внесут вклад только те составляющие, частота которых равна частоте управляющего сигнала или нечетно кратна ей. Благодаря такой особенности синхронный выпрямитель способен служить селективным измерителем амплитуды. Кроме того, среднее значение выходного напряжения зависит от фазового сдвига между соответствующей составляющей входного напряжения и управляющим напряжением, в силу чего синхронный выпрямитель называют также *фазочувствительным выпрямителем*.

При $\varphi_m = 90^\circ$ напряжение \bar{U}_a обращается в нуль даже при соблюдении частотного условия. В примере на рис. 20.36 $m = 1$, и $\varphi_m = 0$. В этом случае из (20.21) находим:

$$\bar{U}_a = \frac{2}{\pi} \widehat{U}_e$$

Но это как раз и есть среднее арифметическое значение синусоидального напряжения при двухполупериодном выпрямлении. Такой результат следует из рис. 20.36.

Как следует из выражения (20.21), только те входные напряжения дают вклад в выходное, частота которых равна управляющей частоте или нечетно кратна этой частоте. Но это справедливо только в тех случаях, когда постоянная времени фильтра нижних частот бесконечно велика, что не только нереально, но и нежелательно на практике, так как тогда граничная частота равнялась бы нулю, а выходное напряжение оставалось бы вообще неизменным во времени. При $f_g > 0$ синхронный детектор отсеивает из входного напряжения уже не дискретные частоты, а полосы шириной по $2f_g$. Рисунок 20.37 дает наглядное представление о фильтре с такой характеристикой.

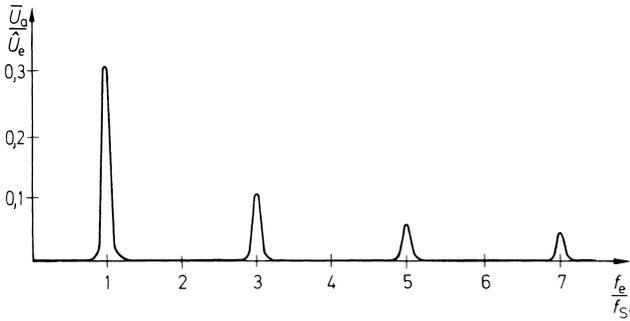


Рис. 20.37. Характеристика фильтра синхронного выпрямителя

Нежелательный вклад нечетных гармоник устраняется, если вместо ключа воспользоваться аналоговым множителем в качестве синхронного выпрямителя, что позволяет умножать входное напряжение не на прямоугольную функцию $S(t)$, а на синусоидальную $U_{St} = \hat{U}_{St} \sin \omega t$. Поскольку в последней нет гармоник, выражение (20.21) выполняется только при $n = 0$. Положив амплитуду управляющего напряжения равной величине E множителя, вместо (20.21) получим

$$\bar{U}_a = \begin{cases} \frac{1}{2} \hat{U}_e \cos \varphi & \text{при } f_e = f_{St} \\ 0 & \text{при } f_e \neq f_{St} \end{cases} \quad (20.22)$$

Согласно (20.20) синхронный выпрямитель выдает не просто амплитуду \hat{U}_e , а действительную часть $\hat{U}_e \cos \varphi$ комплексной амплитуды \underline{U}_e . Для получения ее модуля $|\underline{U}_e| = \hat{U}_e$ фазу управляющего напряжения посредством фазовращателя можно сместить так, что выходное напряжение синхронного выпрямителя окажется максимальным. Тогда напряжения $U_e(t)$ и $U_{St}(t)$ совпадут по фазе, и в соответствии с выражением (20.22) получим:

$$\bar{U}_a = \frac{1}{2} \hat{U}_e = \frac{1}{2} |\underline{U}_e|_{f_e=f_{St}}$$

Использование калиброванного фазовращателя для сдвига фазы управляющего напряжения позволяет измерять фазовый сдвиг, вызываемый объектом измерений.

Обычно интересуются только амплитудой определенной спектральной составляющей входного напряжения, а не его фазой. В этом случае можно отказаться от синхронизации управляющего напряжения, если воспользоваться двумя синхронными выпрямителями (рис. 20.38), управляющие напряжения которых взаимно сдвинуты на 90° :

$$V_1(t) = E \sin \omega_{St} t, \text{ и соответственно } V_2(t) = E \cos \omega_{St} t,$$

где E – коэффициент множителя, используемого в синхронном выпрямителе. Для получения таких напряжений особенно удобен генератор, схема которого приводилась на рис. 14.29.

Выходные напряжения обоих синхронных выпрямителей содержат только спектральную составляющую входного напряжения с частотой f_{St} . Она характеризуется фазовым сдвигом φ относительно V_1 и записывается в виде

$$U_e = \hat{U}_e \sin(\omega_{St} t + \varphi).$$

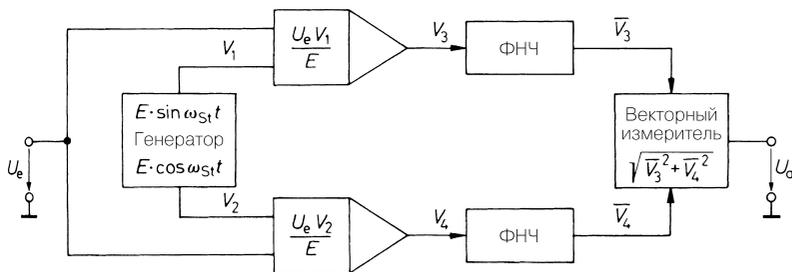


Рис. 20.38. Фазонезависимый синхронный выпрямитель

Согласно выражению (20.22) верхний синхронный выпрямитель выдает напряжение

$$\bar{V}_3 = \frac{1}{2} \hat{U}_e \cos \varphi, \quad (20.23)$$

а нижний

$$\bar{V}_4 = \frac{1}{2} \hat{U}_e \sin \varphi. \quad (20.24)$$

Возведя в квадрат и сложив их, получим не зависящее от фазы выходное напряжение:

$$U_a = \frac{1}{2} \hat{U}_e \sqrt{\sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi} = \frac{1}{2} \hat{U}_e. \quad (20.25)$$

Таким образом, схема способна служить перестраиваемым селективным вольтметром. Его частотная полоса всегда равна удвоенной граничной частоте фильтра нижних частот. Реализуемая добротность фильтра гораздо выше, чем у традиционных активных фильтров. Он, например, позволяет без особых трудностей отфильтровывать сигнал на частоте 1 МГц с полосой 1 Гц, что отвечает добротности $Q = 10^6$.

При непрерывной перестройке управляющей частоты схема служит спектроанализатором.

Литература

- [20.1] Grandl, P.: Was ist ein Trennverstärker. Elektronikpraxis 17 (1982) Н. 2, S. 29 bis 34.
- [20.2] Morong, B.: Isolator Stretches the Bandwidth of Two-Transformer Design. Electronics 53 (1980) Н. 15, S. 151–158.
- [20.3] Counts, L.; Kitchin, Ch.; Jung, W.: Low-Cost RMS/DC ICs Upgrade AC Measurements. EDN 27 (1982) Н. 2, S. 101–112.
- [20.4] Buchana, R. M.: Match True-RMS Detection to Accuracy, Cost Requirements. EDN 27 (1982) Н. 1, S. 139–142.
- [20.5] Ott, W. E.: A New Technique of Thermal RMS Measurement. IEEE Journal of Solid-State Circuits 9 (1974) Н. 6, S. 374–380.
- [20.6] Williams, J.: Thermal-Tracking IC Converts RMS to DC. EDN, 19.2.1987, Н. 4, S. 137–151.
- [20.7] Koeppel, W.; Peters, E. G.; Schröder, D.: Spitzenwertmessung mit Track & Hold-Verstärkern. Design & Elektronik, 8.7.1986, Н. 14, S. 75–79.

Глава 21

Датчики

Эта глава посвящена схемам, позволяющим измерять неэлектрические величины. Для этого они сначала должны быть восприняты первичным измерительным преобразователем (датчиком), а затем преобразованы в электрическую величину. Рабочая схема подобного датчика преобразует ее в напряжение, которое после обработки выводится на индикатор или используется для управления.

Этапы измерений показаны на рис. 21.1 и конкретизируются на примере датчика влажности (рис. 21.2). В данном случае в датчике имеется емкость, зависящая от влажности. Для ее измерения датчик должен быть встроен в схему измерения емкости, на выходе которой образуется напряжение, пропорциональное емкости, но заведомо непропорциональное влажности. Отсюда вытекает потребность в еще одной схеме для линеаризации и калибровки датчика. Существует множество датчиков для измерения самых различных неэлектрических величин в широком диапазоне измерений. Их краткий обзор представлен в табл. 21.1.

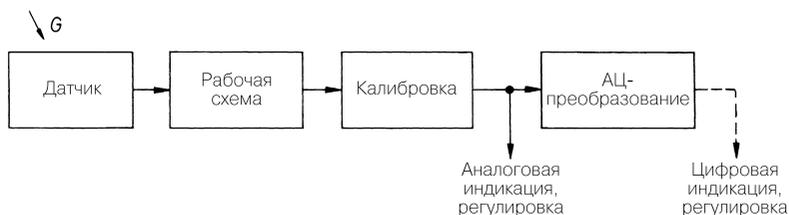


Рис. 21.1. Преобразование физической величины G в калиброванный электрический сигнал

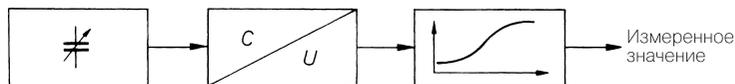


Рис. 21.2. Процесс измерений на примере датчика влажности

Таблица 21.1. Обзор датчиков

Измеряемая величина	Датчик	Диапазон измерений	Принцип действия
Температура	Металл с положительным ТКС	$-200 \dots +800$ °C	Металл с положительным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС), например платина

Таблица 21.1. Обзор датчиков (продолжение)

Измеряемая величина	Датчик	Диапазон измерений	Принцип действия
Температура	Терморезистор с положительным ТКС	-50...+150 °С	Полупроводник с положительным ТКС, например кремний
	Терморезистор с отрицательным ТКС	-50...+150 °С	Металло-оксидная керамика с отрицательным ТКС
	Транзистор	-50...+150 °С	Отрицательный температурный коэффициент напряжения на эмиттерном переходе транзистора
	Термоэлемент	-200...+2800 °С	Термопотенциал на контакте разнородных металлов
	Пьезокварц	-50...+300 °С	Температурный коэффициент резонансной частоты кварцевого резистора
Температура по тепловому излучению	Пирометр	-100...+3000 °С	Температурная зависимость спектрального распределения яркости
	Пироэлемент	-50...+2200 °С	Поляризационное напряжение из-за нагрева тепловым излучением
Освещенность	Фотодиод	$10^{-2} \dots 10^5$ лк	Рост тока с увеличением оптически высвобожденных носителей зарядов
	Фототранзистор	$10^{-2} \dots 10^5$ лк	
	Фоторезистор	$10^{-2} \dots 10^5$ лк	Падение электрического сопротивления с ростом освещенности
	Фотоумножитель	$10^{-6} \dots 10^3$ лк	Свет выбивает электроны из фотокатода, а диоды увеличивают их количество
Звук	Динамический микрофон		Напряжение электромагнитной индукции при движении катушки в магнитном поле
	Конденсаторный микрофон		Изменение напряжения на заряженном конденсаторе при изменении расстояния между пластинами
	Пьезоэлектрический микрофон		Напряжение за счет пьезоэффекта
Магнитная индукция	Катушка индуктивности		Вырабатывает напряжение при изменении магнитного поля или движении катушки в нем

Таблица 21.1. Обзор датчиков (продолжение)

Измеряемая величина	Датчик	Диапазон измерений	Принцип действия
Магнитная индукция	Элемент Холла	0,1 мТл...1 Тл	Благодаря отклонению электронов в магнитном поле полупроводника создается поперечное напряжение
	Резистивный датчик напряженности магнитного поля	0,1 мТл...1 Тл	Рост сопротивления полупроводника при увеличении напряженности поля
Сила	Омический тензометрический датчик	10^{-2} ... 10^7 Н	Сила вызывает упругое растяжение в тонкопленочном резисторе, сопровождающееся ростом сопротивления
Давление	Омический тензометрический датчик	10^2 ... 10^8 Па	Давление нарушает баланс мостовой схемы с тензометрической полоской на мембране
Ускорение	Омический тензометрический датчик	1...5000 g	Нарушается баланс моста с тензометрической полоской из-за силы ускорения на утяжеленной мембране
Длина пути	Потенциометрический датчик длины	мкм...м	Смещение ползунка потенциометра
	Индуктивный датчик длины	мкм...дм	Расстройка моста индуктивности при смещении ферритового сердечника
	Шаговый оптический датчик длины	мкм...м	Считывание штрихового образца, число штрихов служит мерой длины
Угол	Шаговый оптический датчик угла	1...20000/ оборотов	Считывание штрихового образца, число штрихов служит мерой угла
	Шаговый магнитный датчик угла	1...1000/ оборотов	Магнитное считывание зубчатого образца
	Шаговый емкостный датчик угла	1...1000/ оборотов	Емкостное считывание зубчатого образца
Скорость потока	Лопастной винт		С увеличением скорости потока растет число оборотов
	Термоанемометр		С увеличением скорости потока усиливается охлаждение

Таблица 21.1. Обзор датчиков (окончание)

Измеряемая величина	Датчик	Диапазон измерений	Принцип действия
Скорость потока	Ультразвуковой излучатель и приемник		С увеличением скорости потока увеличивается доплеровское смещение
Концентрация газа	Керамическое сопротивление		Адсорбция определяемого вещества изменяет сопротивление
	МОП транзистор		Адсорбция определяемого вещества под затвором изменяет пороговое напряжение
	Спектр поглощения		Линии поглощения, характерные для каждого газа
Влажность	Конденсатор	1...100%	Рост диэлектрической постоянной вследствие гигроскопичности при увеличении относительной влажности
	Сопротивление	5...95%	Уменьшение сопротивления вследствие гигроскопичности при увеличении относительной влажности

21.1

Измерение температуры

Далее описываются различные методы измерения температуры. Как следует из обзора, металлические датчики в виде термоэлементов и термометров сопротивления обеспечивают измерение температуры в весьма широком диапазоне. В то же время приборы на основе полупроводников (терморезисторы с положительным и отрицательным температурным коэффициентами, транзисторы) отличаются высоким уровнем выходного сигнала, и потому применяются главным образом в недорогих изделиях.

21.1.1

Металлы в качестве терморезисторов с положительным ТКС

Сопротивление металлов растет с температурой, а следовательно, они характеризуются положительным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС). Самыми распространенными металлами для измерителей температуры служат платина и железоникелевый сплав. В первом приближении сопротивление линейно растет при увеличении температуры с приращением около 0,4% на градус, так что повышение температуры на 100 К приводит к увеличению сопротивления в 1,4 раза.

Для платиновых датчиков температуры указывается сопротивление R_0 при 0 °С. Чаще других встречаются значения R_0 равные 100 Ом (Pt 100), а также 200 Ом (Pt

200), 500 Ом (Pt 500) и 1000 Ом (Pt 1000). В диапазоне температур $0\text{ }^{\circ}\text{C} \leq \vartheta \leq 850\text{ }^{\circ}\text{C}$ сопротивление описывается уравнением (DIN43760 и IEC571):

$$R_{\vartheta} = R_0 [1 + 3,90802 \cdot 10^{-3} \vartheta / ^{\circ}\text{C} - 0,580195 \cdot 10^{-6} (\vartheta / ^{\circ}\text{C})^2],$$

а в области $-200\text{ }^{\circ}\text{C} \leq \vartheta \leq 0\text{ }^{\circ}\text{C}$ уравнением:

$$R_{\vartheta} = R_0 [1 + 3,90802 \cdot 10^{-3} \vartheta / ^{\circ}\text{C} - 0,580195 \cdot 10^{-6} (\vartheta / ^{\circ}\text{C})^2 + 0,42735 \cdot 10^{-9} (\vartheta / ^{\circ}\text{C})^3 - 4,2735 \cdot 10^{-12} (\vartheta / ^{\circ}\text{C})^4],$$

где ϑ – температура датчика в градусах Цельсия.

Рабочий температурный диапазон от $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+850\text{ }^{\circ}\text{C}$ весьма широк и при высоких температурах уступает только диапазону термоэлементов (см. раздел 21.1.6). Нелинейность уравнения сравнительно невелика, что позволяет отказаться от линеаризации в ограниченном интервале температур. Примеры практических схем приводятся в разделе 21.1.4.

Железоникиелевые датчики температуры характеризуются стандартным сопротивлением R_0 при $20\text{ }^{\circ}\text{C}$. Температурная зависимость в диапазоне $-50\text{ }^{\circ}\text{C} \leq \vartheta \leq 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ описывается уравнением:

$$R_{\vartheta} = R_{20} [1 + 3,83 \cdot 10^{-3} (\vartheta / ^{\circ}\text{C}) + 4,64 \cdot 10^{-6} (\vartheta / ^{\circ}\text{C})^2].$$

Как видно, наряду с линейным имеется квадратичный член, который дает отклонение около $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ при $150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Поэтому почти всегда требуется линеаризация [21.1]. В разделе 21.1.4 описываются действие и выбор параметров практических схем.

21.1.2

Терморезистор на кремниевой основе

Сопротивление однородно легированного кремния растет с температурой. При этом ТКС кремния почти вдвое больше, чем у металлов. Сопротивление терморезистора удваивается с ростом температуры на 100 К и описывается уравнением:

$$R_{\vartheta} = R_{25} [1 + 7,95 \cdot 10^{-3} \Delta\vartheta / ^{\circ}\text{C} + 1,95 \cdot 10^{-5} (\Delta\vartheta / ^{\circ}\text{C})^2].$$

Для датчиков серии TS фирмы Texas Instruments оно выполняется строго и лишь приблизительно для изделий других изготовителей. Здесь R_{25} – номинальное сопротивление при $25\text{ }^{\circ}\text{C}$, величина которого лежит в интервале 1...2 кОм, а $\Delta\vartheta$ – разность между текущей и номинальной температурами: $\Delta\vartheta = \vartheta - 25\text{ }^{\circ}\text{C}$. Подобно железоникиелевому датчику, температурный диапазон простирается от $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $150\text{ }^{\circ}\text{C}$. В разделе 21.1.4 описывается применение кремниевого терморезистора и линеаризация его характеристики.

21.1.3

Терморезистор с отрицательным ТКС

Терморезисторы с отрицательным ТКС изготавливаются из металлооксидной керамики и отличаются весьма высоким значением этого коэффициента. Обычно он составляет от -3% до -5% на градус. Мощные терморезисторы применяются для ограничения пускового тока, когда нужен разогрев за счет тока. Они должны обладать низким

сопротивлением в разогретом состоянии и выдерживать большую токовую нагрузку. Напротив, в случае измерительных терморезисторов с отрицательным ТКС предпочтителен слабый саморазогрев. Здесь требуется как можно более точное знание температурной зависимости сопротивления. Она аппроксимируется выражением [21.2]

$$R_T = R_N \cdot \exp \left[B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_N} \right) \right],$$

если измеряемая температура T не слишком отличается от номинальной T_N . При этом температура выражается в Кельвинах ($T = \vartheta + 273^\circ$). В зависимости от типа изделия константа B лежит в пределах $B = 1500 \dots 7000$. Но если температурную зависимость надо описывать при более существенных разностях температур, лучше воспользоваться выражением

$$\frac{1}{T} = \frac{1}{T_N} + \frac{1}{B} \ln \frac{R}{R_N} + \frac{1}{C} \left(\ln \frac{R}{R_N} \right)^3$$

с дополнительным членом, содержащим коэффициент $1/C$. Такое уравнение обеспечивает точность 0,1 К даже в интервале температур 100 К, разумеется, при условии, что коэффициенты и температурная зависимость сопротивления указаны с достаточной точностью в спецификации изготовителя. Практические схемы для терморезисторов с отрицательным ТКС рассматриваются в разделе 21.1.4.

21.1.4

Применение резисторных датчиков температуры

У рассмотренных резисторных датчиков температуры (РДТ) сопротивление является ее функцией, и эта зависимость описывается уравнением $R = f(\vartheta)$. Температурный коэффициент

$$TK = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{d\vartheta}, \quad (21.1)$$

выражаемый в процентах на градус, показывает, насколько сильно сопротивление датчика изменяется с температурой. Отсюда находим конечный температурный допуск, зная допуск по сопротивлению:

$$\underbrace{\Delta \vartheta}_{\text{Температурный допуск}} = \frac{1}{TK} \cdot \underbrace{\frac{\Delta R}{R}}_{\text{Допуск на сопротивление}}. \quad (21.2)$$

При температурном коэффициенте 0,3% на градус допуск на сопротивление $\pm 1\%$ дает температурный допуск ± 3 К. Чем выше температурный коэффициент, тем меньше температурный допуск при заданном допуске на сопротивление.

Для измерения сопротивления резистивного датчика температуры через него можно пропускать постоянный ток. Он должен быть достаточно малым, чтобы не вызывать заметный разогрев. В качестве ориентира укажем, что мощность потерь не должна быть выше 1 мВт. В этом случае напряжение на датчике пропорционально его температуре. Если между источником тока и датчиком прокладываются длинные линии связи, имеет

смысл воспользоваться четырехпроводной схемой измерения температуры (рис. 21.3). Она предотвращает искажение результата измерений U_{ϕ} за счет сопротивления проводников при высокоомных измерениях.

Несмотря на пропорциональность напряжения U_{ϕ} сопротивлению, оно не является линейной функцией температуры вследствие нелинейности характеристики. Поскольку результаты измерений оцифровываются, для расчета температуры достаточно использовать соответствующие уравнения характеристик, разрешенные относительно ϑ . Аналоговая линейризация осуществляется с помощью функциональной цепочки (см. раздел 11.7.5), подключенной к датчику.

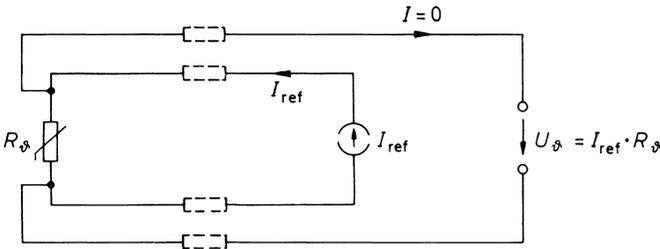


Рис. 21.3. Измерение сопротивления по четырехпроводной схеме

Однако для большинства применений оказывается достаточной линейризация, которая обеспечивается подходящим сопротивлением резистора R_{lin} , который включен параллельно датчику (рис. 21.4а). В этом случае

$$U_g = I_{ref} \cdot R_{lin} \frac{R_g}{R_g + R_{lin}}.$$

Последовательное подключение резистора R_{lin} к датчику показано на рис. 21.4б. Тогда

$$U_g = U_{ref} \frac{R_g}{R_g + R_{lin}}.$$

При $U_{ref} = I_{ref} \times R_{lin}$ выходной сигнал обеих схем одинаков.

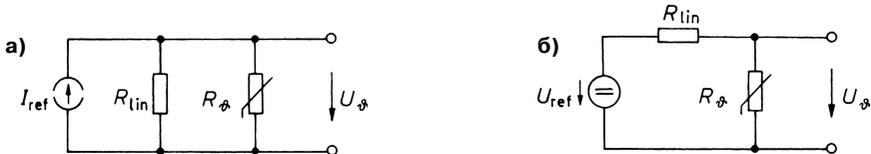


Рис. 21.4. Линейризация характеристики терморезистора с положительным ТКС при помощи R_{lin}

Влияние R_{lin} показано на рис. 21.5 на примере терморезистора с положительным ТКС. С увеличением R_{ϕ} рост сопротивления параллельной цепочки замедляется

благодаря линеаризующему резистору, в результате чего заметно компенсируется влияние квадратичного члена в уравнении характеристики. Качество линеаризации существенно зависит от подбора сопротивления линеаризующего резистора для требуемого диапазона измерений. В простейшем случае его можно найти по спецификации.

Но вопрос в том, как поступить, если нет никаких указаний относительно такого диапазона. Обычно предпочитают иметь дело с минимальной и постоянной предельной погрешностью во всем диапазоне. Линеаризующий резистор позволяет сводить ошибку к нулю при трех значениях температуры ($\vartheta_U, \vartheta_M, \vartheta_O$). Перемещая их по диапазону и подбирая R_{lin} , можно добиться одинаковой максимальной погрешности между этими значениями и по краям диапазона. Процесс иллюстрируется на рис. 21.5.

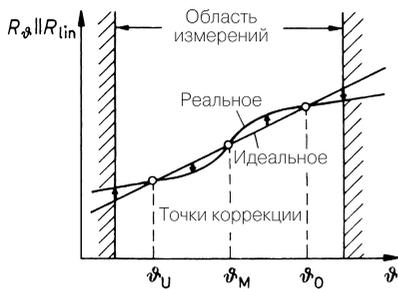


Рис. 21.5. Оптимальное выравнивание погрешности коррекцией в трех точках

Простой способ получить приближенную оценку R_{lin} состоит в том, чтобы привoirать границам диапазона измерений температуры ϑ_U и ϑ_O , а его середине – ϑ_M (рис. 21.6). Тогда условие линеаризации вытекает из требования равенства изменения величины сопротивления параллельной цепочки ($R_\vartheta \parallel R_{lin}$) в нижней и верхней частях диапазона измерений. Отсюда для R_{lin} находим:

$$R_{lin} = \frac{R_{\vartheta M}(R_{\vartheta U} + R_{\vartheta O}) - 2R_{\vartheta U}R_{\vartheta O}}{R_{\vartheta U} + R_{\vartheta O} - 2R_{\vartheta M}}, \tag{21.3}$$

где $R_{\vartheta U}$, $R_{\vartheta M}$ и $R_{\vartheta O}$ – значения сопротивления датчика при нижней (ϑ_U), средней (ϑ_M) и верхней (ϑ_O) температурах. Очевидно, что линеаризующее сопротивление становится бесконечно большим, то есть перестает действовать, когда значение $R_{\vartheta M}$ лежит между $R_{\vartheta U}$ и $R_{\vartheta O}$, так как тогда линеен сам датчик. Если $R_{\vartheta M}$ превышает среднее значение, R_{lin} становится отрицательным. Такая ситуация имеет место при отрицательном квадратном члене в характеристике датчика, как, например, у платиновых датчиков.

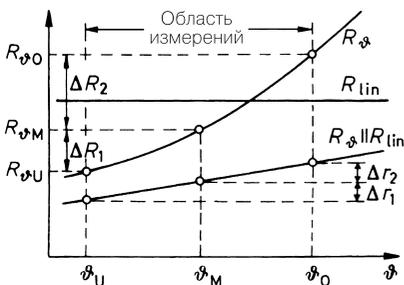


Рис. 21.6. Упрощенный метод расчета линеаризующего резистора при положительном ТКС

Описанная линеаризация получается также при объединении источника тока (см. рис. 21.4а) с линеаризующим резистором и пересчете на эквивалентный источник напряжения (см. рис. 21.4б). Сопротивление линеаризующего резистора R_{lin} в обоих случаях одинаково. В итоге получим схему, показанную на рис. 21.7. Здесь напряжение U_{ϑ} является линеаризованной функцией температуры. Чтобы не исказить ее под нагрузкой, U_j подается на неинвертирующий вход электрометрического усилителя. В сочетании с R_1 , R_2 и R_3 он одновременно обеспечивает необходимое усиление и смещение нуля. Выходное напряжение определяется выражением:

$$U_{me\vartheta} = 20 \text{ мВ} \times \vartheta / ^\circ\text{C} \quad \text{при } 0^\circ \leq \vartheta \leq 100^\circ\text{C}.$$

Судя по рис. 21.7, схема может толковаться как измерительный мост. По этому принципу работает схема AD22100 фирмы Analog Devices.

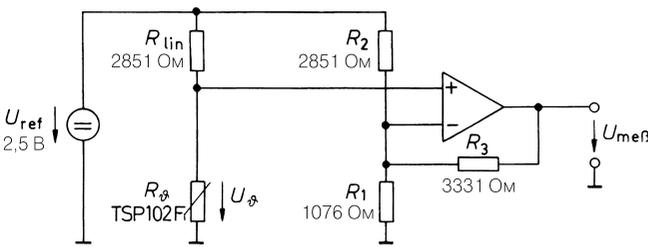


Рис. 21.7. Линеаризация, смещение нуля и усиление в случае кремниевого терморезистора с положительным ТКС

Поясним выбор параметров схемы, приведенной на рис. 21.7, на следующем примере. Пусть при изменении температуры в диапазоне от 0 до 100 °С выходное напряжение должно изменяться от 0 до 2 В. При этом опорное напряжение будет составлять 2,5 В. В качестве датчика возьмем кремниевый терморезистор с положительным ТКС типа TSP102F фирмы Texas Instruments. Требуется рассчитать линеаризацию в указанном диапазоне. Для этого по спецификации находим значения сопротивлений на концах диапазона и в его середине (табл. 21.2). Пользуясь этими данными и уравнением (21.3), находим сопротивление линеаризующего резистора $R_{lin} = 2851 \text{ Ом}$. Погрешность линеаризации достигает максимума посередине между опорными точками, в данном случае при 25 °С и 75 °С, и составляет всего лишь 0,2 К. Тогда на делителе напряжения R_{ϑ} , R_{lin} получим значения U_{ϑ} , также приведенные в табл. 21.2. Как видно, разности относительно середины диапазона оказались фактически одинаковыми.

Таблица 21.2. Расчетные данные схемы

ϑ , °С	R_{ϑ} , Ом	U_{ϑ} , В	$U_{me\vartheta}$, В
$\vartheta_U = 0$	$R_{\vartheta U} = 813$	$U_{\vartheta U} = 0,555$	$U_{me\vartheta U} = 0,00$
$\vartheta_M = 50$	$R_{\vartheta M} = 1211$	$U_{\vartheta M} = 0,745$	$U_{me\vartheta M} = 1,00$
$\vartheta_O = 100$	$R_{\vartheta O} = 1706$	$U_{\vartheta O} = 0,935$	$U_{me\vartheta O} = 2,00$

Для расчета сопротивлений резисторов R_1 , R_2 и R_3 можно задать значение одного из них. Возьмем $R_2 = R_{lin} = 2851$ Ом. Сопротивления R_1 и R_3 задают усиление и смещение нуля. Усиление схемы, с одной стороны, определяется требуемым выходным напряжением

$$A = \frac{U_{me\beta O} - U_{me\beta U}}{U_{gO} - U_{gU}} = \frac{2,00 \text{ В}}{380 \text{ мВ}} = 5,263,$$

а с другой – выражением для коэффициента усиления электрометрического усилителя

$$A = 1 + \frac{R_3}{R_1 \parallel R_2}.$$

В соответствии с рис. 21.7 принимая нулевую точку $U_{me\downarrow U} = 0$, приходим к условию, согласно которому в этом случае на параллельно включенных резисторах R_1 и R_3 падает напряжение

$$U_{gU} = \frac{R_1 \parallel R_3}{(R_1 \parallel R_3) + R_2} U_{ref}.$$

Из этих двух определяющих уравнений следует:

$$R_1 = 1076 \text{ Ом} \quad \text{и} \quad R_3 = 3331 \text{ Ом}.$$

Для реализации схемы выбираем ближайшие стандартные номиналы из ряда Е96 по табл. 29.6. В большинстве случаев для настройки схемы достаточно взять источник опорного напряжения с малым допуском.

При повышенных требованиях к точности возможна подстройка нулевой точки и усиления с помощью резисторов R_1 и R_3 соответственно. Чтобы избавиться от необходимости настройки путем последовательных приближений, сначала регулируют нулевую точку при температуре, когда напряжение на R_3 равно нулю, после чего R_1 может настраиваться независимо от величины R_3 . В нашем примере $U_{me\downarrow} = U_{\vartheta} = 0,685$ В при $R_{\vartheta} = 1076$ Ом и $\vartheta = 34,3$ °С. После этого усиление настраивается при любой другой температуре (например, при 0 °С или 100 °С) посредством R_3 без опасения сбить настройку нулевой точки. Общие приемы настройки схем первичных преобразователей рассматриваются в разделе 21.5.

Выбор операционного усилителя с размахом синфазного и выходного сигнала вплоть до отрицательного напряжения питания позволяет питать схему от единственного источника напряжением 5 В. Чтобы приблизиться к нулю с точностью до нескольких милливольт, к выходу подключают дополнительную нагрузку сопротивлением 1 кОм.

Для линеаризации платиновых температурных датчиков требуется отрицательное линеаризующее сопротивление, поскольку в аналитическом выражении их характеристики содержит отрицательный квадратный член. Согласно формуле (21.3) для линеаризации датчиков с использованием Pt100 в интервале температур от 0 °С до 400 °С требуется сопротивление $R_{lin} = -2,5$ кОм, в силу чего линеаризация в соответствии с рис. 21.7 оказывается невозможной. Здесь следует применить источник тока с отрицательным внутренним сопротивлением, эквивалентная схема которого представлена на рис. 21.8. Для нее особенно удобен источник тока по схеме, приведенной

на рис. 12.9. Выбрав R_3 несколько меньше величины, необходимой для источника постоянного тока, получим отрицательное сопротивление:

$$r_a = -\frac{\Delta U_g}{\Delta I} = \frac{R_1 R_3}{R_3 - R_2} = R_{lin}.$$

Используя это уравнение, определяем R_3 . Установив $R_1 = 250$ Ом, $R_2 = 10$ кОм и $R_{lin} = -2,5$ кОм, находим $R_3 = 9,09$ кОм. Схема с такими параметрами показана на рис. 21.9. Чтобы обеспечить усиление и установку нуля напряжения датчика U_ϕ , целесообразно воспользоваться схемой на рис. 21.7.

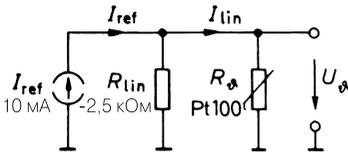


Рис. 21.8. Принцип линейризованного режима датчиков Pt100

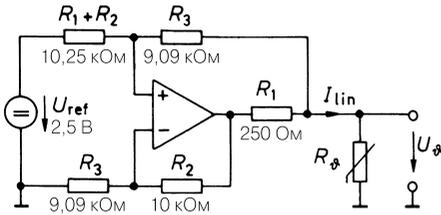


Рис. 21.9. Реализация источника тока с отрицательным выходным сопротивлением

Температурная зависимость терморезистора с отрицательным ТКС также линейризуется с помощью параллельного резистора, если измеряемая температура изменяется в ограниченном диапазоне, а требования к точности измерений не слишком высоки (рис. 21.10). Здесь наилучшая линейризация также достигается в том случае, когда точка перегиба $R_{lin} R_T$ лежит посередине исследуемого температурного интервала T_M . Отсюда для линейризирующего резистора находим [21.2]

$$R_{lin} = \frac{B - T_M}{B + 2T_M} R_{TM} \sim R_{TM},$$

где B является значением соответствующего коэффициента из характеристики терморезистора с отрицательным ТКС. Здесь также допустимо включать тот же самый линейризирующий резистор R_{lin} последовательно с датчиком температуры и получать

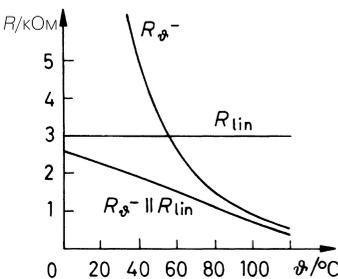


Рис. 21.10. Линейризация терморезистора с отрицательным ТКС с помощью параллельно включенного резистора

линеаризованную зависимость напряжения от температуры. Чтобы напряжение росло вслед за температурой, целесообразно снимать его с линеаризующего резистора (рис. 21.11). В остальном схема полностью соответствует рабочей схеме для терморезистора с положительным ТКС, представленной на рис. 21.7.

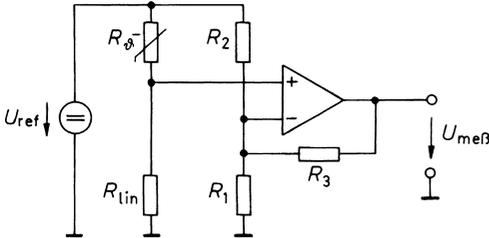


Рис. 21.11. Практическая схема для линеаризации, смещения нуля и усиления применительно к терморезистору с отрицательным ТКС

21.1.5 Транзистор в качестве датчика температуры

Благодаря своему внутреннему строению биполярный транзистор является схемным элементом с сильной температурной зависимостью. При повышении температуры на 10 К его обратный ток увеличивается практически в два раза, а напряжение на эмиттерном переходе убывает со скоростью около 2 мВ/К. Эту зависимость отражает выражение (2.21). Будучи, как правило, нежелательными, эти эффекты успешно используются для измерения температуры. В схеме, приведенной на рис. 21.12, транзистор, включенный как диод, работает при постоянном токе, что в результате дает температурную зависимость напряжения база–эмиттер (рис. 21.13). При комнатной температуре ($T \approx 300$ К) это напряжение обычно составляет около 600 мВ, а с повышением температуры на 100 К убывает до 200 мВ, возрастая аналогичным образом при соответствующем охлаждении. Следовательно, температурный коэффициент составляет:

$$\frac{\Delta U}{U \cdot \Delta T} = 0,3\% / \text{К} .$$

К сожалению, прямое падение напряжения на переходе и температурный коэффициент подвержены довольно сильному разбросу. Поэтому в настоящее время отдельные транзисторы используются для измерений температуры только в случае низких требований к точности. Гораздо лучше калибруются схемы, основанные на измерении разности напряжений база–эмиттер пары биполярных транзисторов, работающих при разных токах (рис. 21.14). Речь идет об источнике опорного напряжения со стабилизацией за счет ширины запрещенной зоны, о чем уже говорилось в разделе 16.4.2. Здесь разность напряжений база–эмиттер составляет:

$$\Delta U_{BE} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C0} A_2} - U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C0} A_1} = U_T \ln \frac{I_{C2} A_1}{I_{C1} A_2} .$$

Поскольку коллекторные токи равны, а отношение площадей транзисторов $A_1/A_2 = 10$, имеем:

$$U_{BE} = \frac{kT}{e} \ln 10 = 200 \frac{\text{мкВ}}{\text{К}} \cdot T .$$

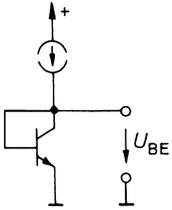


Рис. 21.12. Использование напряжения на эмиттерном переходе для измерения температуры

Для реализации источника опорного напряжения со стабилизацией по ширине запрещенной зоны это напряжение усиливают, снимая его с резистора R_2 , так что получается напряжение $U_{temp} \approx (2 \text{ мВ/К}) \times T$, компенсирующее температурный коэффициент T_2 (см. раздел 16.4.2).

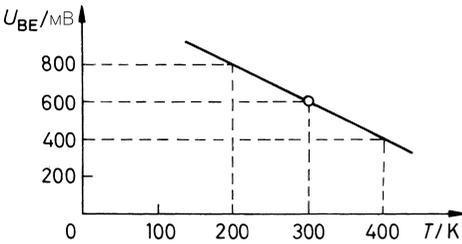


Рис. 21.13. Типичный ход температурной зависимости напряжения на эмиттерном переходе

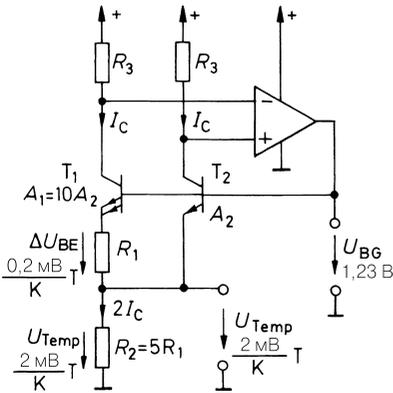


Рис. 21.14. Использование источника опорного напряжения со стабилизацией по ширине запрещенной зоны для измерения температуры

Напряжение U_{temp} можно использовать для температурных измерений, так как оно пропорционально абсолютной температуре. При $\vartheta = 0 \text{ }^\circ\text{C}$ имеем:

$$U_{temp} = 2 \text{ мВ/К} \times 273 \text{ К} = 546 \text{ мВ.}$$

Для работы в шкале Цельсия достаточно вычесть это постоянное напряжение из U_{temp} . Для этого в вычитателе на рис. 21.15 используется соответственно взвешенное напряжение U_{BG} .

Схему, представленную на рис. 21.14, можно модифицировать так, чтобы эмиттеры оказались под одинаковым потенциалом. Выходное напряжение операционного

должен быть неоправданно большим во избежание саморазогрева датчика. Если на рис. 21.17 выбрать сопротивление балластного резистора 7,5 кОм, при температуре 0 °С через датчик потечет ток 1 мА, а при 150 °С он все еще будет выше 0,4 мА. Чтобы нулевую точку совместить с нулем шкалы Цельсия, следует вычесть ток:

$$\frac{2,73 \text{ В}}{10 \text{ кОм}} = \frac{2,5 \text{ В}}{9,16 \text{ кОм}} = 273 \text{ мкА.}$$

Поскольку здесь сигнал инвертируется операционным усилителем, на выходе, как и требуется, получим положительную шкалу Цельсия.

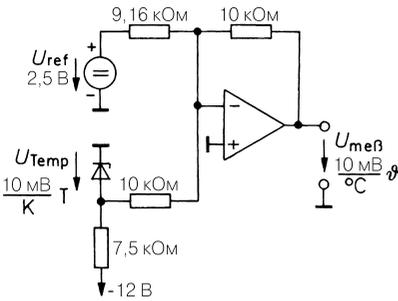


Рис. 21.17. Пример смещения нуля в соответствии со шкалой Цельсия у двухполюсника–датчика температуры

Имеются образцы интегральных датчиков температуры со встроенной установкой нуля по шкале Цельсия. К примеру, LM35 фирмы National выдает напряжение 10 мВ/°С. Он особенно упрощает аппаратную часть там, где требуется измерять только положительные значения температуры.

Пропорциональное температуре напряжение ΔU_{BE} может быть использовано также для генерации тока, пропорционального абсолютной температуре. В схемах на рис. 21.14 и 21.16 коллекторный ток I_C пропорционален температуре T . Следовательно, чтобы получить требуемый ток, достаточно заменить операционный усилитель в схеме на рис. 21.14 на токовое зеркало (рис. 21.18). При этом будет выполняться условие $I_{C1} = I_{C2}$. В этом случае напряжение

$$\Delta U_{BE} = U_T \ln \frac{A_1}{A_2} = \frac{k}{e} \ln \frac{A_1}{A_2} \cdot T = 86 \frac{\text{мкВ}}{\text{К}} \ln \frac{A_1}{A_2} \cdot T$$

вызывает протекание тока

$$I = 2I_C = \frac{2\Delta U_{BE}}{R_1}.$$

При относительной площади $A_1/A_2 = 8$ и сопротивлении $R_1 = 358 \text{ Ом}$ получается ток

$$I = T \times 1 \text{ мкА/К.}$$

По такому принципу работает, например, интегральная схема AD592 фирмы Analog Devices [21.3].

Иногда резистор R_1 не встраивают в интегральную схему, а оставляют возможность подключать его извне, что позволяет свободно выбирать коэффициент пропорциональности

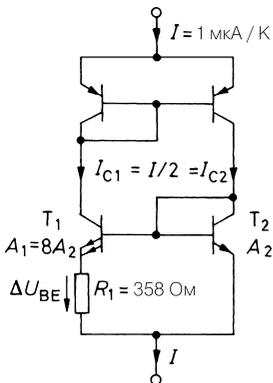


Рис. 21.18. Источник тока, управляемый температурой, со стабилизацией по ширине запрещенной зоны

и устанавливать, например, относительно сильный ток 10 мкА/К. К таким монолитным датчикам относится LM334 фирмы National. Режим его работы иллюстрирует рис. 21.19. Здесь устанавливается ток 10 мкА/К при сопротивлении $R_1 = 22 \text{ Ом}$. Он вызывает падение напряжения 10 мВ/К на резисторе 1 кОм. Поскольку в этих температурных датчиках используются источники постоянного тока, напряжение питания не влияет на ток, пока его падение не окажется ниже минимального (1 В у LM334). Поэтому здесь не требуются источники питания со стабилизированным напряжением.

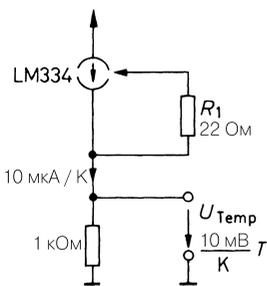


Рис. 21.19. Источник тока, управляемый температурой, с произвольной установкой выходного тока

21.1.6 Термоэлемент

На контакте пары разнородных металлов или сплавов вследствие эффекта Зеебека возникает напряжение милливольтового диапазона, называемое *термонапряжением*. Как нетрудно заметить по принципу измерения температуры, показанному на рис. 21.20, даже когда одним из двух металлов выбрана медь, всегда возникают два термоэлемента противоположной полярности. Поэтому при равных температурах ($\vartheta_M = \vartheta_V$) термонапряжения компенсируются, а измерению доступна только разность температур $\Delta\vartheta = \vartheta_M - \vartheta_V$. Отсюда вытекает потребность в ячейке сравнения с опорной температурой ϑ_V . Соотношения существенно упрощаются, если $\vartheta_V = 0^\circ\text{C}$. Для реализации этого условия достаточно поместить один из спаев термопары в водно-ледяную ванну. Тогда измеренные значения покажут, на сколько градусов ϑ_M превышает 0°C .

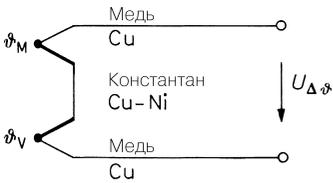


Рис. 21.20. Принцип измерения температуры с помощью термоэлемента на примере медно-константановой термопары

Разумеется, подобная опорная температура холодного спая – это всего лишь теоретическая трудно реализуемая модель. Проще построить нагреватель, поддерживать в нем постоянную температуру около $60\text{ }^{\circ}\text{C}$ и пользоваться ею в качестве опорной. Тогда измеренные значения привязываются к $60\text{ }^{\circ}\text{C}$, а для пересчета их на $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ достаточно прибавлять напряжение, соответствующее опорной температуре $60\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Еще проще вообще не тратить время на температуру точки сравнения [21.4], оставив ее приблизительно равной температуре окружающей среды. Забывая об этом, сталкиваются с погрешностями $20\dots 50\text{ }^{\circ}\text{C}$, что недопустимо во многих приложениях. Измерив температуру среды (что совсем просто сделать, например, посредством интегрального транзисторного термометра), соответствующее напряжение можно ввести в цепь измеряемого тока. Этот способ схематически представлен на рис. 21.21. Одновременно здесь же показан случай, когда ни один из металлов термоэлемента не является медью. В этой ситуации произвольно возникает добавочная термопара при переходе к медному проводнику. Для компенсации обоих термонапряжений необходимо, чтобы оба дополнительных элемента обладали одинаковой температурой.

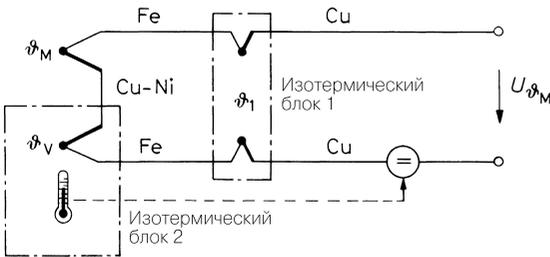


Рис. 21.21. Компенсация температуры холодного спая ϑ_V

Устройство на рис. 21.21 упрощается, если пару изоэтермических блоков свести к одному с температурой ϑ_V , а затем укоротить до нуля длину металлических соединительных проводов (здесь – из стали). Так мы приходим к распространенному устройству (рис. 21.22), которому требуется только один изоэтермический блок.

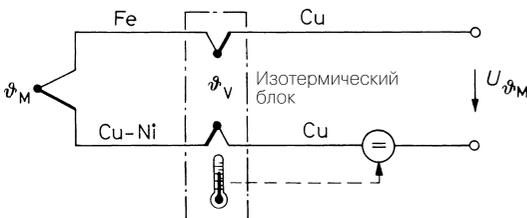


Рис. 21.22. Практическая реализация системы для измерения температуры с помощью термоэлемента

Существует множество комбинаций металлов и сплавов для создания термоэлементов, стандартизованных нормами IEC584 и DIN43710. Как видно из табл. 21.3, эти комбинации существенно различаются по верхнему пределу измеряемых температур, а термоэлементы с использованием благородных металлов характеризуются заметно меньшими температурными коэффициентами. Самыми ходовыми типами являются J и K (в таблице они выделены полужирным шрифтом). Типы В и G настолько нелинейны, что для них не приводится средний температурный коэффициент. Судя по графикам зависимости термонапряжений (рис. 21.23), ни один из термоэлементов не является строго линейным. Однако типы T, J, E и K отличаются достаточной линейностью и выдают относительно высокие напряжения. Поэтому они предпочтительнее при условии, что пользователя устраивает их температурный диапазон. Применение термоэлементов остальных типов требует линеаризации, если не ограничиться узким интервалом температур.

Таблица 21.3. Обзор термоэлементов: константан = медь–никель; хромель = хром–никель; алюмель = алюминий–никель

Тип	Металл 1, положительный полюс	Металл 2, отрицательный полюс	Средний температурный коэффициент, мкВ/°С	Рабочий диапазон температур, °С
T	Медь	Константан	42,8	-200...+400
J	Железо	Константан	51,7	-200...+700
E	Хромель	Константан	60,9	-200...+1000
K	Хромель	Алюмель	40,5	-200...+1300
S	Платина	Платина – 10% родий	6,4	0...+1500
R	Платина	Платина – 13% родий	6,4	0...+1600
B	Платина – 6% родий	Платина – 30% родий		0...+1800
G	Вольфрам	Вольфрам – 26% рений		0...+2800
C	Вольфрам – 5% рений	Вольфрам – 26% рений	15	0...+2800

В соответствии с рис. 21.22 для оценки термонапряжения необходимо прибавлять напряжение, соответствующее опорной температуре ϑ_v , с тем, чтобы показание измерителя пересчитывалось относительно температуры водно-ледяной ванны, то есть 0 °С. Подобная коррекция выполняется на уровне термоэлемента или после усиления сигнала. Второй из этих подходов схематически показан на рис. 21.24 на примере железо-константанового термоэлемента. Ради увеличения его напряжения до 10 мВ/К с учетом таблицы 21.3 требуется усиление

$$A = \frac{10 \text{ мВ/К}}{51,7 \text{ мкВ/К}} = 193.$$

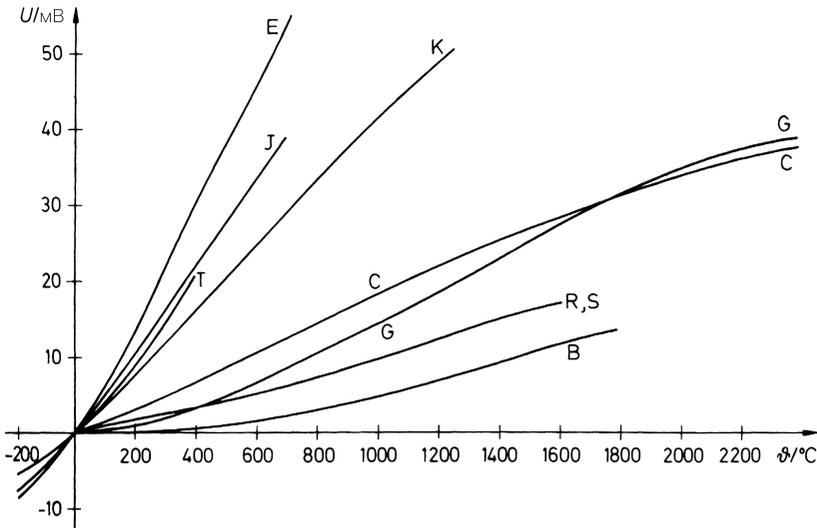


Рис. 21.23. Температурная зависимость термоэлектрического напряжения относительно температуры 0°C

Затем необходимо прибавить опорную температуру холодного спая, найденную с той же чувствительностью 10 мВ/К . Возможная реализация этого принципа представлена на рис. 21.25. Поскольку термоэлектрическое напряжение лежит в микровольтовом диапазоне, необходим операционный усилитель с малым дрейфом. Кроме того, он должен обладать высоким дифференциальным усилением A_D , чтобы при столь значительном усилении по напряжению, как 193, поддерживать достаточное усиление при замкнутой цепи обратной связи. Измерение температуры холодного спая сильно упрощается, если воспользоваться датчиком температуры с предустановленной точкой нуля по Цельсию, например изделиями LM35 фирмы National или LT1025 фирмы Linear

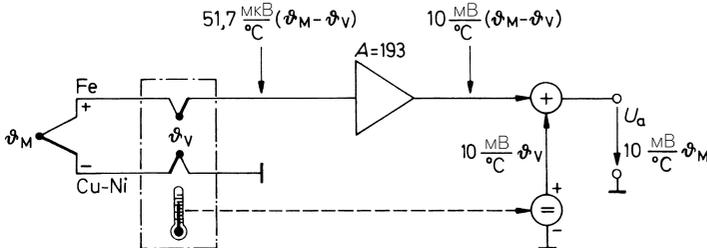


Рис. 21.24. Усиление и компенсация температуры холодного спая для термоэлементов на примере железо-константановой термопары

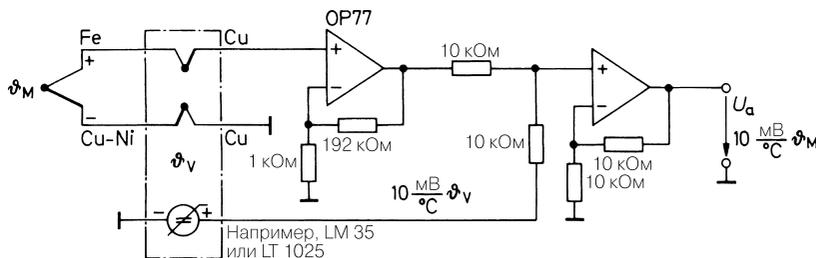


Рис. 21.25. Практическое выполнение схемы с термоэлементом на примере железо-константановой термопары

Technology. Разумеется, для этого пригодны и другие схемы из данной главы, способные выдавать сигнал величиной 10 мВ/К.

В качестве альтернативы на рис. 21.26 демонстрируется принцип, по которому сначала к напряжению термоэлемента вводится поправка на установку нуля по точке таяния льда, и лишь затем скорректированное напряжение усиливается. Для этого в случае железо-константанового элемента значение напряжения суммируется с величиной 51,7 мкВ/К. Схема становится особенно простой, если учесть тот факт, что термоэлемент не заземляется и может подключаться напрямую последовательно с источником корректирующего напряжения (рис. 21.27).

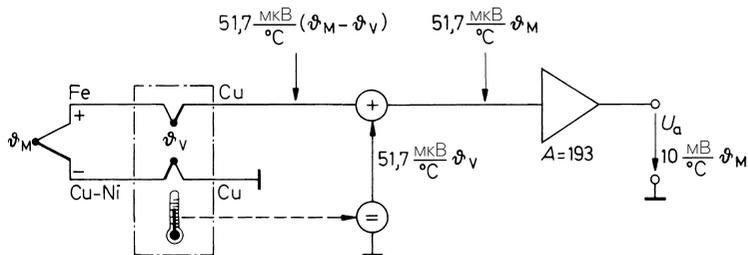


Рис. 21.26. Компенсация температуры холодного спая до усиления сигнала термоэлемента на примере железо-константановой термопары

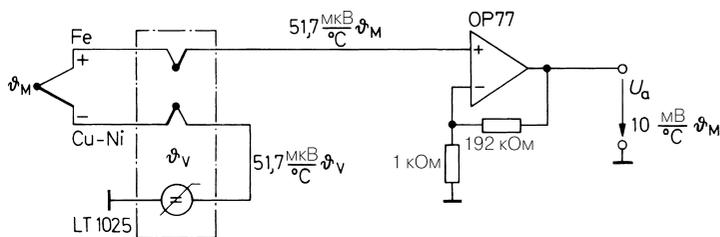


Рис. 21.27. Практическая реализация компенсации температуры холодного спая до усиления сигнала термоэлемента на примере железо-константановой термопары

Схемная реализация температурных измерений предельно упрощается, когда применяются специализированные интегральные микросхемы для работы с термоэлементами, например серии AD594...597 фирмы Analog Devices. Среди них AD594 и AD596 калибруются для работы с железо-константановым элементом (тип J), а AD595 и AD597 – для хромель-алюмелевой термопары (тип K). Провода от термоэлементов подключаются напрямую к интегральной схеме (рис. 21.28). Она представляет собой изотермический блок с опорной температурой ϑ_V . При этом считается, что кремниевый кристалл и вывод микросхемы имеют одинаковую температуру. Поправка на температуру плавления льда привязывается к температуре чипа, суммируется с термонапряжением и усиливается. При этом внутренне доступны нулевая точка и усиление, откалиброванные с точностью до 1°C . Если накоротко замкнуть входы и убрать термоэлемент, на выходе окажется только напряжение поправки на температуру плавления льда:

$$U_\theta = 51,7 \frac{\text{мкВ}}{^\circ\text{C}} \vartheta_V \times 193 = 10 \frac{\text{мВ}}{^\circ\text{C}} \vartheta_V.$$

В этом случае схема работает как транзисторный датчик температуры по шкале Цельсия.

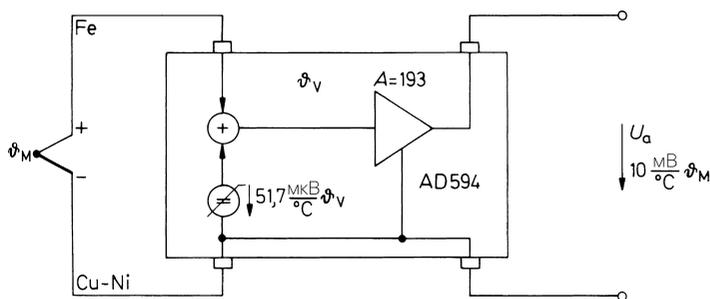


Рис. 21.28. Применение интегральной схемы усилителя для термоэлемента

21.1.7

Типы термоэлементов

В табл. 21.4 приведена сводка основных изготовителей и изделий для измерений температуры. Разброс цен весьма велик, поэтому имеет смысл сопоставлять принципы действия и типы изделий. В целом же можно констатировать, что датчик тем дороже, чем он точнее настроен изготовителем.

Таблица 21.4. Образцы датчиков температуры

Тип	Изготовитель	Номинальный сигнал на выходе	Температурный диапазон, $^\circ\text{C}$
Металлические терморезисторы с положительным ТКС			
Ni 100	Degussa	100 Ом	-60...+180
Pt 100...1000	Degussa	100...1000 Ом	-250...+850
Pt 100...1000	Heraeus	100...1000 Ом	-50...+500

Таблица 21.4. Образцы датчиков температуры (окончание)

Тип	Изготовитель	Номинальный сигнал на выходе	Температурный диапазон, °С
Fk 100...2000	Heraeus	100...2000 Ом	-200...+500
Ni 2000	Honeywell	2000 Ом	-40...+150
Pt 100...1000	Mutata	100...1000 Ом	-50...+600
Pt 100...1000	Sensycon	100...1000 Ом	-50...+600
Кремниевые терморезисторы с положительным ТКС			
AD 22100 ¹	Analog Devices	22,5 мВ/К	-50...+1500
Серия КТУ	Philips	1...2 кОм	-50...+300
Серия КТУ	Infineon	1...2 кОм	-50...+150
Серия TS	Texas Instruments	1...2 кОм	-50...+150
Металло-керамические терморезисторы с отрицательным ТКС			
Серия NTH	Murata	100 Ом...100 кОм	-20...+120
Heißeleiter	Philips	1 кОм...1 МОм	-50...+200
Серия М	Infineon	1 кОм...100 кОм	-50...+200
Датчики по принципу ширины запрещенной зоны			
AD7818 ²	Analog Devices	4 LSB/К	-55...+125
TMP04	Analog Devices	ШИМ выход	-40...+100
TMP17	Analog Devices	1 мкА/К	-40...+105
TMP36	Analog Devices	10 мВ/К	-40...+125
DS1624 ²	Maxim	2 LSB/К	-55...+125
LT1025 ³	Linear Technology	10 мВ/К	0...+60
LM45	National	10 мВ/К	-20...+100
LM60	National	6 мВ/К	-40...+125
LM74 ²	National	16 LSB/К	-55...+150
LM134	National	0,1...10 мкА/К	-40...+125
STP35	Texas Instruments	10 мВ/К	-40...+125
Термоэлементы			
J, K, S, R, B	Heraeus	См. табл. 21.3	См. табл. 21.3
J, K, S, R, B, T, E, C, G	Omega	См. табл. 21.3	См. табл. 21.3
J,K,S	Philips	См. табл. 21.3	См. табл. 21.3
J, K, S, R, B	Sensycon	См. табл. 21.3	См. табл. 21.3
Термоэлементы с усилителем			
AD594	Analog Devices	10 мВ/К, (тип J)	-55...+125
AD595	Analog Devices	10 мВ/К, (тип K)	-55...+125

¹ Интегрирован с усилителем.² Интегрирован с АЦП.³ Дополнительные выходы для компенсации холодного спая у термоэлементов.

21.2

Измерение давления

Давление определяют как отношение силы к площади, на которую она воздействует:

$$p = F/A.$$

Единицей измерения давления согласно международной системе СИ является

$$1 \text{ Паскаль} = \frac{1 \text{ Ньютон}}{1 \text{ квадратный метр}}; \quad 1 \text{ Па} = \frac{1 \text{ Н}}{1 \text{ м}^2}.$$

Единицей измерения давления служит также бар. При этом имеют место соотношения:

$$1 \text{ бар} = 100 \text{ кПа} \text{ или } 1 \text{ мбар} = 100 \text{ Па}.$$

Кроме того, давление может выражаться высотой водяного или ртутного столба, так что

$$1 \text{ см H}_2\text{O} = 98,1 \text{ Па} = 0,981 \text{ мбар},$$

$$1 \text{ мм Hg} = 133 \text{ Па} = 1,33 \text{ мбар}.$$

В английских спецификациях давление обычно выражается в единицах psi (pounds per square inch, то есть в фунтах на квадратный дюйм). Имеет место

$$1 \text{ psi} = 6,89 \text{ кПа} = 68,9 \text{ мбар} \text{ или } 15 \text{ psi} \approx 1 \text{ бар}.$$

В табл. 21.5 приведены примеры давлений из повседневной практики.

Таблица 21.5. Примеры давлений из повседневной практики

Диапазон давлений	Область применения
< 40 мбар	Уровень в стиральных и посудомоечных машинах
100 мбар	Пылесос, фильтрация, измерение расхода жидкости
200 мбар	Измерение кровяного давления
1 бар	Барометр, автотранспорт (коррекция зажигания и впрыска)
2 бара	Автотранспорт (давление в шинах)
10 бар	Автотранспорт (давление масла, сжатый воздух), холодильники
50 бар	Пневматика, промышленные роботы
500 бар	Гидравлика, строительная техника

Датчики давления находят самое разнообразное применение и позволяют по разности давлений определять также скорость и расход потоков.

21.2.1

Устройство датчиков давления

Датчики давления регистрируют изгиб мембраны под воздействием давления. Для этого на мембраны наносят тензометрические полоски. Их сопротивление изменяется

вследствие пьезорезистивного эффекта, вызываемого давлением, изгибанием или растяжением. Ранее они изготавливались путем напыления константанового или платино-иридиевого слоев, а в наши дни чаще всего применяются сопротивления, имплантированные в кремний, служащий при этом мембраной. Их преимуществом является меньшая стоимость изготовления и более высокая чувствительность (в десять раз), а недостатком – повышенный температурный коэффициент.

Устройство датчика давления схематически показано на рис. 21.29. В дифференциальном датчике давления (рис. 21.29а) с одной стороны к мембране приложено давление p_1 , а с другой – p_2 , поэтому ее растяжение определяется только разностью давлений $p_1 - p_2$. В датчике абсолютного давления (рис. 21.29б) с одной стороны мембраны устроена вакуумная камера [21.6].

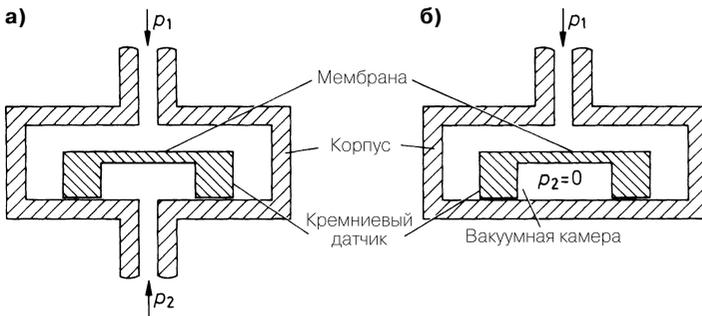


Рис. 21.29. Устройство датчиков давления: а – дифференциальный датчик давления; б – датчик абсолютного давления

Пример расположения тензометрических полосок на мембране представлен на рис. 21.30. Левый рисунок показывает, что при прогибе мембраны образуются зоны растяжения и сжатия. В них размещаются мостиковые резисторы (правый рисунок), которые соединяются так, чтобы сопротивления в плечах моста изменялись в противоположных направлениях. Благодаря такому расположению, как показывает рис. 21.31, обеспечивается особенно большой выходной сигнал, в то время как явления одинаковой направленности, связанные с абсолютной величиной сопротивлений и их температурным коэффициентом, компенсируются:

$$\frac{U_D}{U_{ref}} = \frac{R + \Delta R}{2R} - \frac{R - \Delta R}{2R} = \frac{\Delta R}{R}.$$

Тем не менее из-за малого приращения сопротивлений ΔR выходной сигнал все же невелик. В зависимости от максимального давления датчика он лежит в пределах от 25 до 250 мВ при напряжении питания $U_{ref} = 5$ В. Следовательно, относительное изменение сопротивления составляет от 0,5 до 5%.

Выходной сигнал реального датчика давления складывается из компоненты, пропорциональной давлению, и нежелательной составляющей за счет смещения:

$$U_D = S \cdot p \cdot U_{ref} + O \cdot U_{ref} = U_p + U_O, \tag{21.4}$$

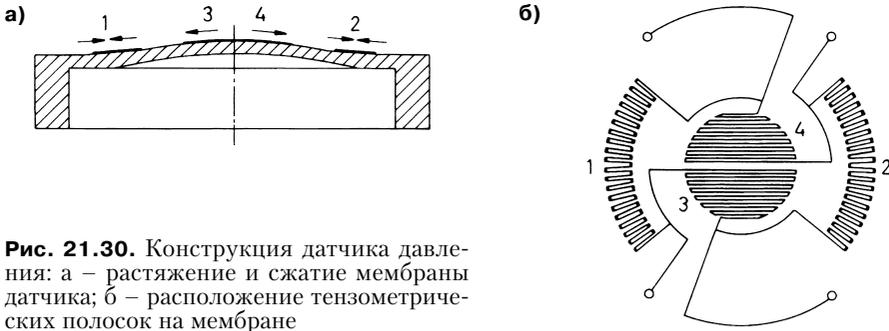


Рис. 21.30. Конструкция датчика давления: а – растяжение и сжатие мембраны датчика; б – расположение тензометрических полосок на мембране

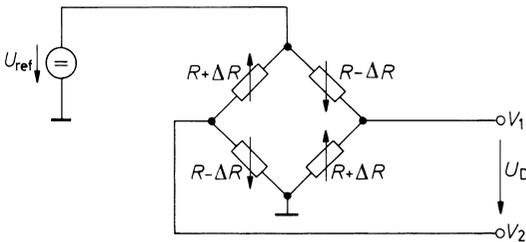


Рис. 21.31. Измерительный мост датчика давления

где $S = \frac{\Delta U_D}{\Delta p U_{ref}} = \frac{\Delta R}{\Delta p \cdot R}$ – чувствительность, а O – смещение. Вклад обеих составляющих

пропорционален опорному напряжению. Чтобы получать не слишком слабый сигнал, применяют как можно более высокое опорное напряжение, однако оно ограничено опасностью саморазогрева датчика, и потому его значения выбираются в пределах от 2 до 12 В.

21.2.2

Датчики давления с температурной компенсацией

Большие температурные коэффициенты датчиков давления на кремниевой основе обычно вынуждают применять температурную компенсацию. Пользователю проще всего иметь дело с такими датчиками давления, у которых изготовителем уже скомпенсированы температурные отклонения. Однако случается, что по соображениям экономии предпочтительнее реализовать температурную компенсацию своими силами. В следующем разделе будет показано, как это делается.

При обработке сигналов датчиков давления важно соблюдать ряд основополагающих правил:

- хотя пары резисторов, входящих в состав моста (см. рис. 21.31), тщательно подбираются, их абсолютные значения подвержены значительному разбросу, и потому лучше не нагружать выходной сигнал, а усиливать его посредством электрометрического вычитателя;
- как правило, нулевая точка датчиков давления задается с некоторой погрешностью, малой по абсолютной величине (например, ± 50 мВ). Однако сравнение с полезным

сигналом показывает, что она бывает одного с ним порядка. По этой причине необходимо располагать устройством установки нуля, способным функционировать во всей области измерений;

- чувствительность датчиков давления также подвержена заметному разбросу (до 30%), что делает необходимой коррекцию усиления;
- коррекция нуля и усиления должна выполняться по возможности без использования итераций;
- низкий уровень полезного сигнала датчиков давления приводит к необходимости его значительного усиления, что влечет за собой рост шумов усилителя. Нельзя пренебрегать и собственными шумами сопротивления датчика, поэтому полосу на выходе усилителя целесообразно ограничивать частотным диапазоном колебаний давления;
- имеет смысл питать схему измерителя давления только от источника положительного напряжения и обходиться без дополнительного отрицательного напряжения питания.

Электрометрический вычитатель (измерительный усилитель) является наиболее распространенной схемой усиления сигналов датчиков давления [21.7]. Примером тому служит несимметричный вычитатель (рис. 21.32), соответствующий схеме на рис. 20.6. Усиление регулируется резистором R_1 . Для установки нуля нижний резистор R_2 делителя напряжения подключается не к земле, а к цепи установки нуля через преобразователь полного сопротивления $OV3$, благодаря чему напряжение V_N складывается с выходным напряжением:

$$U_a = 2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) (V_1 - V_2) + V_N$$

$$U_a = A \cdot U_D - V_0, \text{ где } V_N = -AU_0.$$

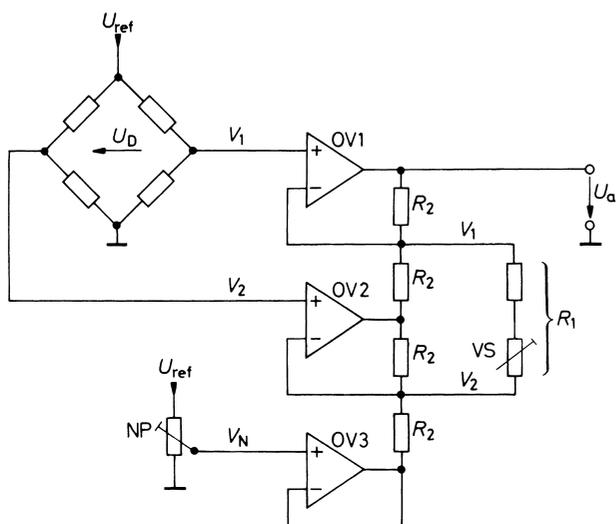


Рис. 21.32. Практическая схема датчика давления

Схему на рис. 21.32 удастся питать единственным положительным напряжением, поскольку установившееся напряжение составляет около $1/2 U_{ref}$, но она несовершенна в том плане, что коррекция нуля и усиления осуществляется только путем итераций, то есть методом последовательных приближений. Если, следуя уравнению (21.4), выходное напряжение датчика давления разложить на составляющие, обусловленные давлением U_p и смещением U_o , станет ясно, что они усиливаются с коэффициентом усиления $A = 2(1 + R_2/R_1)$:

$$U_a = A(V_1 - V_2) + V_N = AU_p + AU_o + V_N$$

тогда как напряжение для коррекции нуля вообще не усиливается, в силу чего коррекция нуля

$$V_N = -AU_o$$

зависит от усиления A . Следовательно, для коррекции без применения итераций требуется увеличивать корректирующее напряжение с тем же усилением A . Поэтому коррекция нуля должна производиться перед той точкой на схеме, где корректируется усиление. Тогда точка коррекции нуля может быть выбрана так, чтобы на резисторе для настройки усиления не было падения напряжения и его величина не влияла бы на выходное напряжение.

Чтобы настройку нуля осуществлять перед вычитателем, в который входит блок коррекции усиления, добавлены операционные усилители OV3 и OV4 (рис. 21.33). Здесь для потенциала V_3 имеет место соотношение

$$V_3 = V_2 + \frac{R_3}{R_3 + R_4} \left(\frac{1}{2} V_{ref} - V_N \right),$$

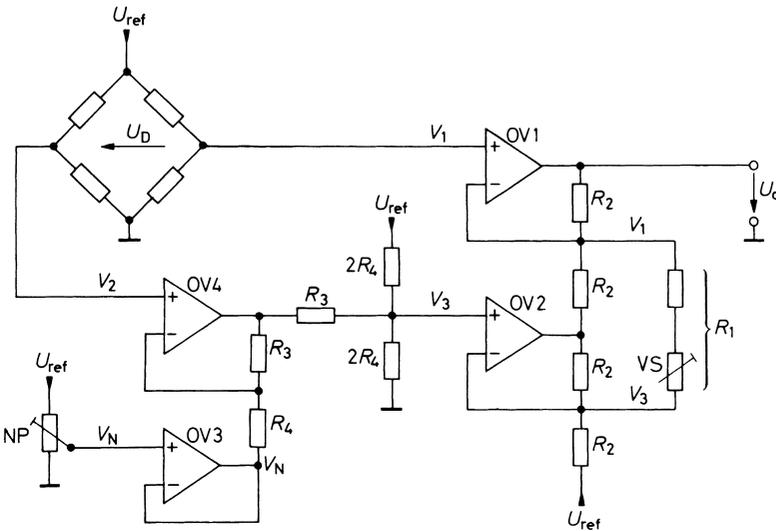


Рис. 21.33. Схема коррекции датчика давления, свободная от необходимости итераций

а выходное напряжение составляет

$$U_a = 2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[(V_1 - V_2) + \frac{R_3}{R_3 + R_4} \left(V_N - \frac{1}{2} U_{ref} \right) \right] + U_{ref}$$

$$U_a = A [U_D - U_O] + U_{ref}$$

Таким образом, в зависимости от значения V_N с потенциалом V_2 может складываться напряжение величиной до $\pm 1/2 V_{ref} \frac{R_3}{R_3 + R_4}$. Нулевая точка вычитателя устанавливалась здесь не на уровне 0 В, а на U_{ref} , так как нижняя точка делителя напряжения на резисторах R_2 подключалась не к земле, а к U_{ref} . Благодаря этому происходит смещение коррекции нуля с нуля давления и нуля выходного напряжения к величине давления, соответствующей $U_a = U_{ref}$ (см. раздел 21.5.1). В этой схеме невозможно добиться полного совпадения выходного напряжения с величиной 0, если она питается только от источника положительного напряжения.

Поясним выбор параметров схемы на примере. Пусть датчик давления воздуха должен выдавать выходной сигнал величиной 50 мВ/кПа. Измерителем давления служит интегральная микросхема КРУ63АК фирмы Siemens. При напряжении питания $U_{ref} = 5$ В она выдает сигнал 500...1500 мкВ/кПа, а погрешность установки нуля достигает ± 25 мВ. Для выбора параметров коррекции нуля возьмем $R_3 = 1$ кОм. Тогда при опорном напряжении 5 В получим требуемый диапазон настройки при $R_4 = 100$ кОм. В зависимости от чувствительности датчика усиление должно регулироваться от 30 до 150. Если взять $R_2 = 10$ кОм, минимальное значение R_1 составит 160 Ом (постоянное сопротивление), а максимальное 660 Ом. Следовательно, номинал настроенного резистора должен быть 500 Ом.

Перед калибровкой схемы требуется скорректировать нулевую точку. Чтобы выполнить это без итераций, выберем сначала давление, при котором отсутствует падение напряжения на регуляторе напряжения, то есть $V_1 - V_2 = 0$. Здесь это условие соблюдается при $U_a = U_{ref} = 5$ В, что соответствует давлению 100 кПа. Поэтому нулевая точка настраивается так, чтобы при 100 кПа действительно имело место $U_a = 5$ В. Поскольку после настройки падение напряжения на R_1 отсутствует, его значение не влияет на настройку. Для калибровки усиления выберем давление, максимально отстоящее от нулевой точки при 100 кПа, то есть верхний или нижний предел требуемого диапазона измерений, и с помощью R_1 настроим выходное напряжение на номинальное значение. Подробное описание калибровки датчиков приводится в разделе 21.5.

Сигналы датчиков лежат в микровольтовом диапазоне, и потому целесообразно применять операционные усилители с пониженным напряжением смещения нуля и малым его дрейфом, однако требования к полосе усилителя невысоки, что позволяет применять операционные усилители с низким токопотреблением. Для пользователя особенно удобны интегральные схемы, которые не только обеспечивают подачу питания на мост и усиление сигнала, но и позволяют настраивать нулевую точку и усиление. К таким микросхемам принадлежат изделия MAX 1450...1458 фирмы Maxim.

Схема для обработки сигналов датчика существенно упрощается при наличии дополнительного источника отрицательного напряжения, или если оно вырабатывается преобразователем напряжения. В схеме, представленной на рис. 21.34, одно из плеч мо-

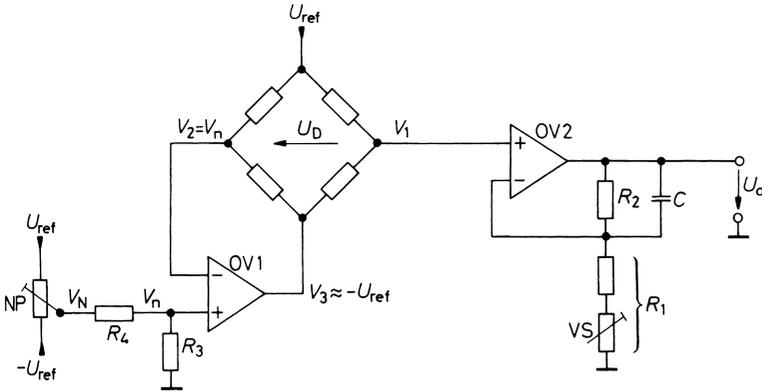


Рис. 21.34. Передача полезного сигнала на правое плечо моста

стового датчика давления входит в цепь отрицательной обратной связи операционного усилителя OV1. При этом

$$U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(U_D + V_n) = A(U_D - U_0).$$

Если представить себе, что $V_n = 0$, то напряжение на выходе OV1 окажется таким, чтобы $V_2 = 0$. Следовательно, весь сигнал моста U_D переносится на его правый выход. При этом отпадает надобность в вычитании, и для усиления сигнала достаточно применить простой электрометрический усилитель OV2. Для коррекции нулевой точки приложим напряжение V_n к OV1. Тогда $V_2 = V_n$ и

$$V_1 = U_D + V_n = U_p + U_0 + V_n.$$

Следовательно, нулевая точка скорректирована для $V_n = -U_0$.

С помощью конденсатора C легко реализуется фильтр нижних частот для ограничения полосы шумов схемы. Здесь даже можно построить фильтр 2-го порядка, включив второй конденсатор непосредственно между выходом моста и землей.

21.2.3

Температурная компенсация датчиков давления

Естественно, сопротивления датчика давления из легированного кремния являются температурнозависимыми и даже используются для измерения температуры (см. раздел 21.1). Типовая температурная характеристика сопротивления представлена на рис. 21.35, а ТКС (температурный коэффициент сопротивления) при комнатной температуре составляет:

$$TKC = \frac{\Delta R}{R \cdot \Delta \vartheta} \approx 1350 \frac{\text{ppm}}{\text{K}} = 0,135 \frac{\%}{\text{K}}.$$

В мостовой схеме, используемой в датчиках давления, изменения сопротивления, обусловленные температурой, не мешают, если они одинаковы во всех плечах моста,

а выходной сигнал не нагружен. Трудность, однако, состоит в том, что чувствительность датчика давления также зависит от температуры и характеризуется температурным коэффициентом

$$TK_S = \frac{\Delta S}{S \cdot \Delta \theta} \approx -2350 \frac{\text{ppm}}{\text{K}} = -0,235 \frac{\%}{\text{K}}.$$

Таким образом, при повышении температуры на 40° чувствительность убывает на 10%, что видно на рис. 21.35. Чтобы не допустить искажения результатов измерений, следует увеличивать усиление соответственно росту температуры. Естественно, при этом надо исходить из температуры датчика давления, а не усилителя, поэтому датчик температуры должен встраиваться именно в датчик давления. Следовательно, целесообразно осуществлять температурную компенсацию в самом датчике. Для этого достаточно увеличивать опорное напряжение вслед за температурой таким образом, чтобы в точности компенсировать потерю чувствительности:

$$U_D = S \cdot P \cdot U_{ref} + O \cdot U_{ref} = U_P + U_O.$$

При этом в большинстве случаев можно пренебречь небольшим уходом нулевой точки $U_0 = O U_{ref}$.

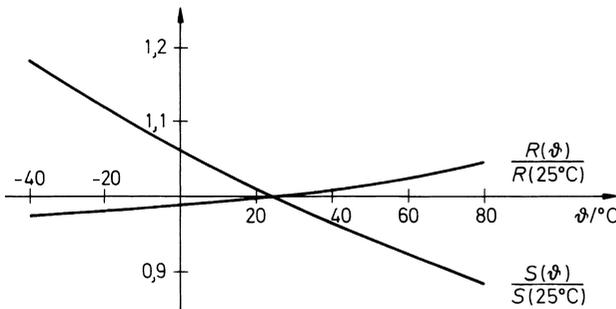


Рис. 21.35. Температурная зависимость сопротивления и чувствительности кремниевого датчика давления

Подобные датчики давления различаются только способами компенсации. Три самых распространенных среди них показаны на рис. 21.36. В схеме на рис. 21.36а применяется терморезистор с отрицательным ТКС для увеличения напряжения, приложенного к мосту, вслед за ростом температуры. Отрицательный температурный коэффициент диода –2 мВ/К используется в схеме на рис. 21.36б. Благодаря используемой схеме транзистор здесь эквивалентен 3 диодам. Можно воспользоваться также температурным датчиком, использующим ширину запрещенной зоны. На рис. 21.36в задействована микросхема типа STP 35. Она работает согласно схеме, приведенной на рис. 21.16, и выдает напряжение 10 мВ/К, что составляет около 3 В при комнатной температуре. Это решение интересно тем, что схему можно использовать для температурной компенсации и одновременно для измерения температуры.

Метод температурной компенсации без применения датчиков температуры заключается в том, чтобы саму температурную зависимость сопротивлений моста использовать для компенсации температурной зависимости чувствительности. Если мост питать не постоянным напряжением U_{ref} , а постоянным током I_{ref} , напряжение на нем

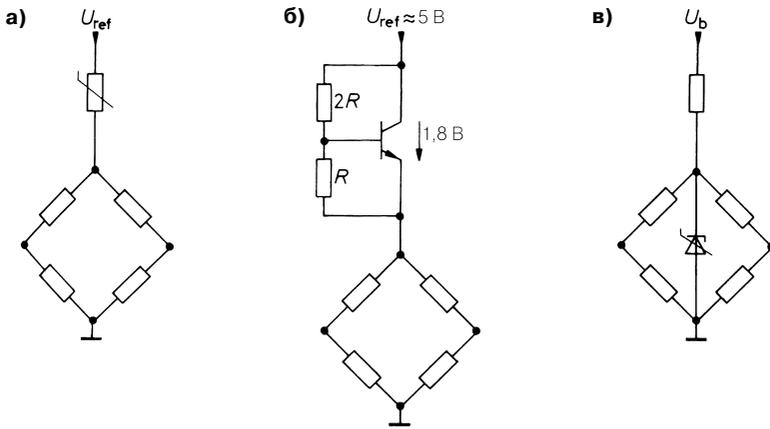


Рис. 21.36. Методы температурной компенсации датчиков давления: а – терморезистор, например, серии SDX фирмы SenSum; б – три диода, например, в микросхеме КР100 А1 фирмы Valvo; в – температурный датчик с использованием запрещенной зоны, например, в микросхеме TSP411A фирмы Texas Instruments

растет с температурой в той же степени, что и его сопротивление. К сожалению, приращение напряжения при $TKC = 1350 \text{ ppm/K}$ недостаточно для компенсации падения чувствительности $TK_s = -2150 \text{ ppm/K}$. Но если сделать источник тока на рис. 21.37 с отрицательным внутренним сопротивлением, то ток I_B станет нарастать с повышением напряжения. Требование, согласно которому напряжение на мосте U_B должно нарастать в $|TK_s/TKC|$ раз быстрее, чем при постоянном токе, следует из условия:

$$U_B = |TK_s/TKC| R_B I_k = (R_i \parallel R_B) I_k$$

Отсюда для выбора R_i имеем:

$$R_i = \frac{|TK_s|}{TKC - |TK_s|} R_B = -2,35 R_B$$

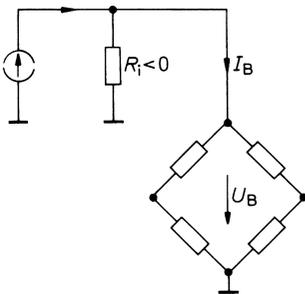


Рис. 21.37. Питание датчика давления от источника тока с отрицательным внутренним сопротивлением

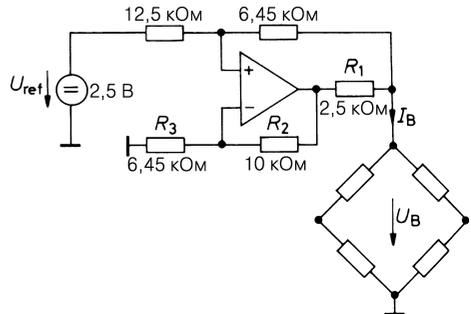


Рис. 21.38. Практическая реализация источника тока

Схема на рис. 12.9 хорошо подходит для реализации соответствующего источника тока. Ее использование для температурной компенсации датчика давления с сопротивлением моста $R_B = 3$ кОм (например, TSP411A фирмы Texas Instruments) показано на рис. 21.38. Выберем ток короткого замыкания $I_k = 1$ мА. В этом случае $R_1 = U_{ref}/I_k = 2,5$ кОм. Тогда расчетное напряжение питания моста составит

$$U_B = |TK_S/TKC|R_B I_k = (2350/1350) \times 3 \text{ кОм} \times 1 \text{ мА} = 5,22 \text{ В}.$$

Для выбора параметров схемы осталось определить требуемое внутреннее сопротивление:

$$R_i = \frac{|TK_S|}{TKC - |TK_S|} R_B = -2,35 \times 3 \text{ кОм} = -7,05 \text{ кОм}.$$

Задав $R_2 = 10$ кОм, получим:

$$R_3 = R_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_i} \right) = 6,45 \text{ кОм}.$$

21.2.4

Стандартные датчики давления

Табл. 21.6 демонстрирует, насколько широк выбор датчиков давления. Дело не только в том, что в ней перечислены не все изготовители. Ведь почти каждая из приведенных в таблице микросхем представляет целое семейство изделий. Судя по этой таблице, наряду с датчиками для диапазона от 1 до 2 бар, изначально предназначенными для барометров, в ней указаны типы датчиков, рассчитанных на гораздо менее и более высокие давления. Датчики относительного давления выпускаются в двух вариантах. В одном из них давление измеряется относительно атмосферного, а в другом вычисляется разность давлений в двух вводах. Датчики давления характеризуются широкими пределами чувствительности, что обусловлено различиями диапазонов измерений. При полном давлении и номинальном напряжении питания средний разностный сигнал составляет от 50 до 250 мВ, исключая датчики со встроенным усилителем. Они выдают усиленный, температурно скомпенсированный и калиброванный выходной сигнал. Погрешность установки нуля у многих типов датчиков одного порядка с диапазоном измерений. По этому параметру гораздо лучше датчики с компенсацией посредством термисторов (см. рис. 21.36а), так как изготовитель настраивает не только чувствительность, но и установку нуля.

Таблица 21.6. Примеры датчиков давления (данные приведены для напряжения питания 5 В)

Тип	Изготовитель	Диапазон давлений	Диапазон измерений	Погрешность нуля, %	Сопротивление мостика	ТК компенсация, № рис
40РС*	Honeywell	1...17 бар	4 В	2	—	Встроенная
170РС	Honeywell	17...34 мбар	30 мВ	10	6 кОм	21.36а
180РС*	Honeywell	0,3...2 бар	5 В	2	—	Встроенная

Таблица 21.6. Примеры датчиков давления (данные приведены для напряжения питания 5 В) (окончание)

Тип	Изготовитель	Диапазон давлений	Диапазон измерений	Погрешность нуля, %	Сопротивление мостика	ТК компенсация, № рж
240РС	Honeywell	1...17 бар	5 В	1	—	Встроенная
КР100*	Infineon	1 бар	50 кГц	10	—	Встроенная
КР120	Infineon	1 бар	4 В	2	—	Встроенная
КР200	Infineon	0,6...10 бар	13 мВ	30	6 кОм	21.36а
NP115	Lucas Nova	33...330 бар	100 мВ	1	4 кОм	Встроенная
NP119	Lucas Nova	0,3...20 бар	100 мВ	1	4 кОм	Встроенная
NPP301	Lucas Nova	1...7 бар	60 мВ	50	5 кОм	21.36а
NPP1210	Lucas Nova	70 мбар	75 мВ	3	4 кОм	Встроенная
MPX2000	Motorola	0,1...2 бар	40 мВ	3	2 кОм	Встроенная
MPX4000*	Motorola	0,7...2,4 бар	4,5 В	1	—	Встроенная
MPX5000*	Motorola	0,04...10 бар	4,5 В	1	—	Встроенная
ASDX	SenSym	0,07...7 бар	4 В	2	—	Встроенная
SX	SenSym	0,07...20 бар	50 мВ	40	5 кОм	21.36а

* Интегрирующий усилитель.

21.3

Измерение влажности

Под влажностью понимают содержание воды. Особенно важно знать содержание воды в воздухе. Под *абсолютной влажностью* F_{abs} понимают количество воды, содержащейся в определенном объеме воздуха:

$$F_{abs} = \frac{\text{Масса воды}}{\text{Объем воздуха}}; \quad [F_{abs}] = \frac{\text{г}}{\text{м}^3}.$$

Максимальное количество водяного пара, которое может находиться в воздухе, называют влажностью насыщения F_{sat} :

$$F_{sat} = F_{abs\ max} = f(\vartheta).$$

Насколько она велика, зависит от температуры (рис. 21.39). Когда влажность достигает или превышает величину F_{sat} , происходит конденсация влаги, что свидетельствует о достижении точки росы. Определив точку росы, по графику на рис. 21.39 можно сразу найти абсолютную влажность.

Большинство реакций на влажность, включая ощущение дискомфорта, зависят от *относительной влажности* F_{rel} :

$$F_{rel} = F_{abs} / F_{sat}.$$

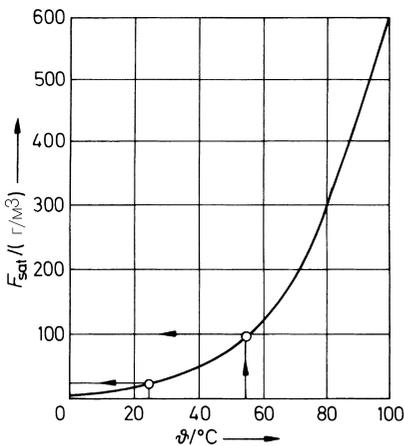


Рис. 21.39. Зависимость влажности насыщения от температуры

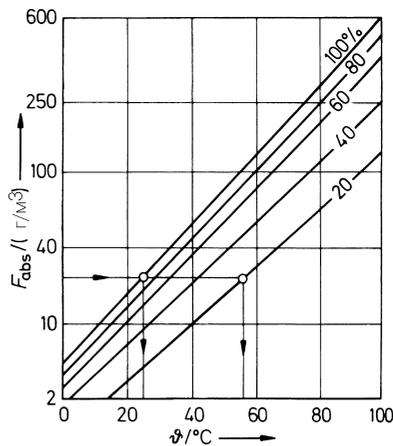


Рис. 21.40. Зависимость абсолютной влажности от температуры. Параметр: относительная влажность F_{rel}

Она показывает, насколько близка абсолютная влажность к влажности насыщения, и выражается в процентах. График на рис. 21.39 позволяет определять относительную влажность. Если точка росы достигается при 25 °C, то абсолютная влажность составит $F_{abs} = 20 \text{ г/м}^3$. При температуре, например, 55 °C воздух способен содержать $F_{sat} = 100 \text{ г/м}^3$. Тогда относительная влажность при 55 °C составит $F_{rel} = F_{abs}/F_{sat} = (20 \text{ г/м}^3)/(100 \text{ г/м}^3) = 20\%$. Зависимость относительной влажности от температуры показана на рис. 21.40. Отметим, что при $F_{rel} = 100\%$ графики на рис. 21.39 и 21.40 тождественны.

21.3.1 Датчики влажности

Как видно из вышеприведенного примера, относительная влажность может быть измерена по температуре окружающей среды и точке росы. Несмотря на то, что измерение точки росы является достаточно точным и не нуждается в калибровке, необходимое при этом охлаждение слишком неудобно [21.8]. Наиболее распространенные датчики для определения влажности упрощают измерения благодаря тому, что выдают отсчеты, непосредственно зависящие от относительной влажности, представляющей наибольший интерес. Они состоят из конденсатора с диэлектриком, диэлектрическая постоянная которого зависит от влажности.

Устройство такого конденсатора показано на рис. 21.41 [21.8]. Диэлектриком служит окись алюминия или специальная синтетическая пленка. Один или оба электрода изготавливаются из металла, проницаемого для водяного пара. Зависимость емкости от влажности показана на рис. 21.42, представляющем собой пример: № 2322691 90001 фирмы Valvo. Как и следовало ожидать, имеется определенная начальная емкость C_0 , а зависимость роста емкости от влажности нелинейна:

$$\frac{C_S}{C_0} = 1 + 0,4 \left(\frac{F_{rel}}{100\%} \right)^{1,4}.$$

Нелинейность существенно уменьшается в ограниченном интервале влажности при наличии добавочного, последовательно включенного конденсатора.

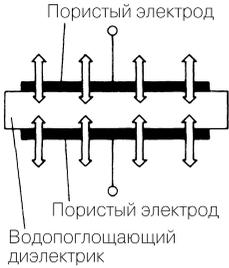


Рис. 21.41. Устройство емкостного датчика влажности

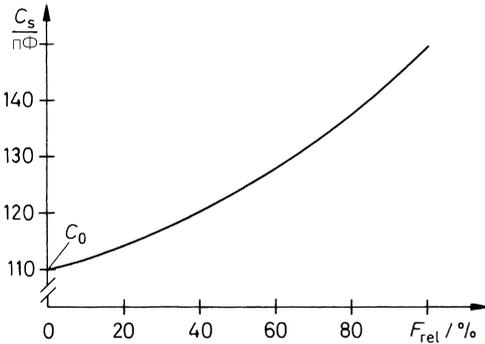


Рис. 21.42. Зависимость емкости датчика от относительной влажности

21.3.2

Практические схемы емкостных датчиков влажности

Для определения влажности важно знать емкость датчика влажности, поэтому основное внимание уделяется схемам для измерения емкости. Можно, например, приложить к датчику переменное напряжение и измерять протекающий ток (рис. 21.43), который составляет

$$I_{eff} = 2pU_{eff}fC_S$$

При кажущейся простоте этот способ все же расточителен, так как требуется не только отградуированный амперметр переменного тока, но и источник переменного высокочастотного напряжения постоянной амплитуды и частоты.

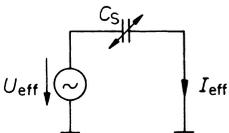


Рис. 21.43. Определение емкости по измерениям полного сопротивления

Проще встроить датчик в схему релаксационного генератора, где он и будет задавать частоту или скважность импульсов. Схема такого типа [21.9] представлена на рис. 21.44 и состоит из двух мультивибраторов (см. рис. 6.26). Мультивибратор М1 генерирует колебания постоянной частоты около 10 кГц при использовании КМОП элементов НЕ. Он синхронизирует мультивибратор М2, длительность генерируемых импульсов которого определяется датчиком влажности C_s . При нулевой влажности длительности импульсов обоих мультивибраторов одинаковы, но с ростом влажности длительность импульсов М2 нарастает (рис. 21.45). Сформировав разность длительностей, получим сигнал U_3 , пропорциональный ΔC и, следовательно, приблизительно пропорциональный влажности. Фильтр нижних частот, включенный на выходе, усредняет U_3 по времени.

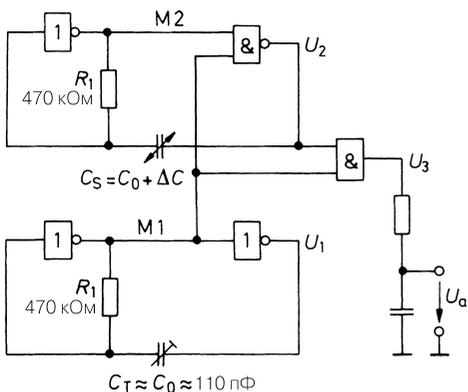


Рис. 21.44. Определение изменения емкости по измерениям длительности импульсов мультивибраторов. Логический элемент: КМОП, например CD4011

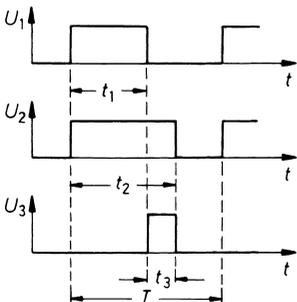


Рис. 21.45. Выходной сигнал в виде разности длительностей импульсов

Гораздо более высокая точность измерений обеспечивается схемой, изображенной на рис. 21.46. Здесь емкость датчика влажности измеряется согласно общему определению емкости $C_s = Q/U$. Сначала датчик C_s заряжается до напряжения U_{ref} , а затем разряжается через точку суммирования. При этом через него протекает средний ток

$$\bar{I}_S = U_{ref} \cdot f \cdot C_s,$$

где f – частота срабатываний ключа. Благодаря сглаживающей емкости C_1 на выходе формируется постоянное напряжение, пропорциональное C_s :

$$U_a = -U_{ref} \cdot R \cdot f \cdot C_s.$$

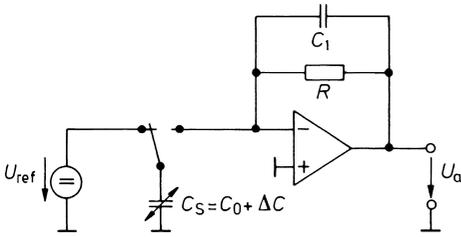


Рис. 21.46. Измерение влажности методом коммутируемой емкости

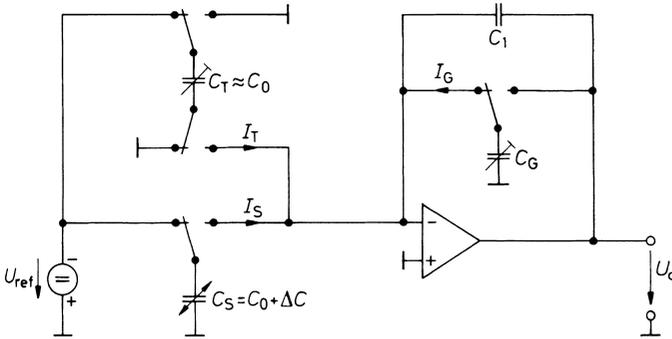


Рис. 21.47. Измерение влажности с регулировкой нулевой точки и чувствительности

Чтобы практически реализовать принцип измерения влажности, заложенный в схеме на рис. 21.46, необходимо дополнить ее устройствами установки нулевой точки и верхнего предела (рис. 21.47). Установка нулевой точки осуществляется конденсатором C_T . Он также заряжается до напряжения U_{ref} , но подключается к точке суммирования после переполюсовки, так что получается ток

$$\bar{I}_T = -U_{ref} \cdot f \cdot C_T$$

Сопротивление в цепи отрицательной обратной связи R заменяется коммутируемым конденсатором, средний ток которого составляет

$$\bar{I}_G = U_a \cdot f \cdot C_G$$

Согласно первому закону Кирхгофа применительно к точке суммирования $\bar{I}_S + \bar{I}_T + \bar{I}_G = 0$, так что выходное напряжение составит:

$$U_a = -U_{ref} \frac{C_S - C_T}{C_G} = -U_{ref} \frac{\Delta C}{C_G}$$

Очевидно, что благодаря применению метода коммутируемого конденсатора для регулировки нулевой точки и усиления все токи пропорциональны частоте f , и потому частота коммутации не входит в результат. Данное преимущество исчезает, если, как это обычно и делается, включать в схему резистор. В этом легко убедиться по рис. 21.46. Для реализации функции переключения особенно удобна интегральная микросхема LTC1043 фирмы Linear Technology, снабженная не только четырьмя ключами на два положения, но и тактовым генератором для управления ими.

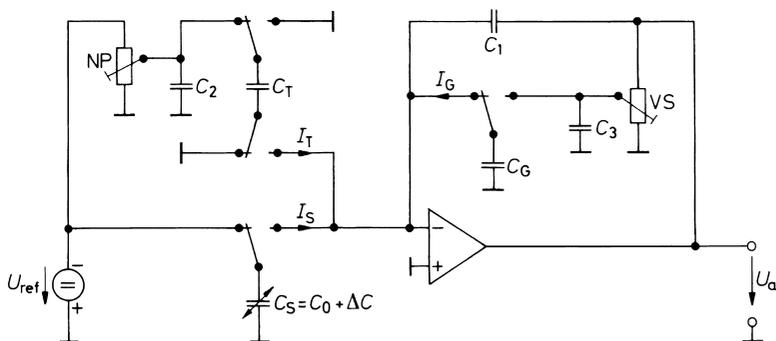


Рис. 21.48. Регулировка нуля и верхнего предела измерений датчика влажности потенциометром

Желательно регулировать нулевую точку и верхний предел измерений не подстроечными конденсаторами, а потенциометрами. Рис. 21.48 показывает, как это осуществить, не утратив преимуществ «чистого» метода коммутируемой емкости. Здесь ток, протекающий через C_T и C_G , изменяется благодаря напряжениям, снимаемым с потенциометров, а чтобы при этом не увеличивать время заряда емкостей, используются дополнительные конденсаторы C_2 и C_3 , емкость которых существенно превышает емкости C_T и C_G [21.10].

21.4

Передача сигналов датчиков

Обычно трасса между датчиком и местом обработки выданного им сигнала имеет значительную протяженность и проходит в среде с высоким уровнем помех, что вынуждает принимать специальные защитные меры во избежание искажений результатов измерений под влиянием внешних воздействий. В зависимости от области применения и требуемого класса защиты используют передачу сигналов посредством гальванической связи, а также более сложные методы с гальванической развязкой.

21.4.1

Передача сигналов посредством гальванической связи

Если длина проводников велика, то необходимо учитывать их сопротивление R_L . В этом случае даже слабые токи, необходимые для питания датчиков, способны вызывать значительные падения напряжения и непоправимо исказить измеренные значения. Проблема решается с помощью пары дополнительных проводников для передачи сигнала, по которым не протекает никакой иной ток. Для измерения исследуемой величины к ним подключают электрометрический вычитатель (рис. 21.49). При этом $U_a = I_0 R_S = U_s$, а падение напряжения на измерительном контуре тока сказывается только на синфазном сигнале $U_{Cl} = I_0 R_L$, который устраняется после вычитания.

При условии, что все проводники характеризуются одинаковым сопротивлением, можно обойтись всего тремя, воспользовавшись трехпроводной схемой, которая приводится на рис. 21.50 [21.11]. Выражение

Тогда

$$V_1 = I_0(R_S + R_L), \quad V_2 = I_0(R_S + 2R_L), \quad U_a = 2V_1 - V_2 = I_0R_S = U_S.$$

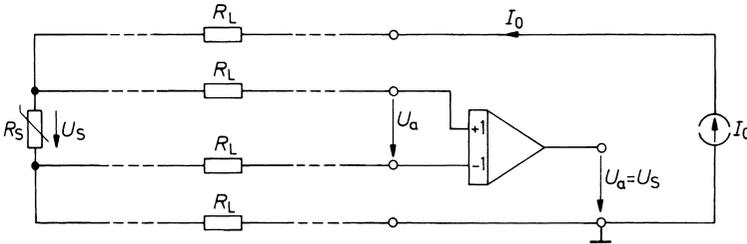


Рис. 21.49. Четырехпроводная схема измерений на примере резистивного датчика температуры

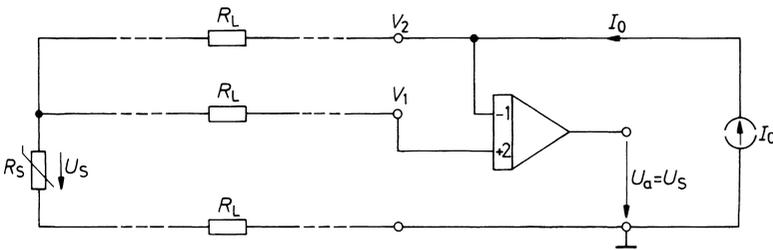


Рис. 21.50. Измерения по трехпроводной схеме на примере резистивного датчика температуры

Слабые сигналы датчика (например, датчиков давления или термоэлементов) должны предварительно усиливаться прямо у датчика перед отправкой в линию связи, как показано на рис. 21.51. Здесь выходной сигнал мог бы быть искажен падением напряжения на R_L , но при достаточном усилении A такая погрешность уже несущественна. Она полностью устраняется, если здесь также применить четырехпроводной метод согласно рис. 21.49, однако тогда понадобится дополнительный вычитатель на приемной стороне.

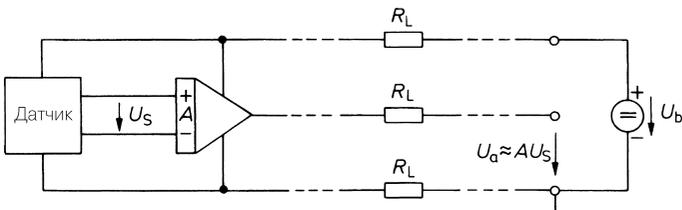


Рис. 21.51. Предусилитель на датчике снижает погрешности передачи данных

В этом случае проще преобразовать сигнал датчика в пропорциональный ему ток. Сопротивление проводника не способно исказить величину тока. Принцип такой передачи иллюстрируется схемой на рис. 21.52. Источник тока, управляемый напряжением, преобразует напряжение датчика U_s в ток $I_s = SU_s$. Он вызывает падение напряжения $U_a = I_s R_1 = SU_s R_1 = AU_s$. Выбрав $R_1 = 1/S$, вновь получим сигнал датчика. В то же время эту схему можно использовать для усиления напряжения датчика, если установить $A = SR_1 \gg 1$. Примером интегрального источника тока с управлением по напряжению может служить схема XTR110 фирмы Burr Brown.

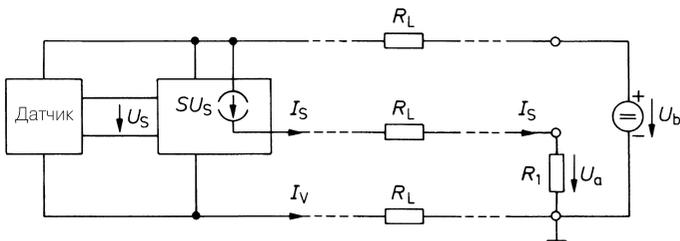


Рис. 21.52. Предусилитель с токовым выходом на датчике исключает погрешности при передаче сигнала

Дальнейшее упрощение передачи сигнала достигается, если обеспечить постоянство потребления тока датчиком и источником тока с управлением по напряжению. В этом случае ток сигнала I_s и ток потребителей I_v могут передаваться по одному и тому же проводнику, так что потребуется только два провода (рис. 21.53), которые служат как для подачи питания датчику и его схеме, так и для передачи измеренного сигнала. Если вычесть ток I_v в измерительном резисторе или вызванное им падение напряжения $R_1 I_v$, останется только сигнал датчика. Тогда:

$$U_a = (I_v + I_s)R_1 = R_1 I_v + R_1 S U_s$$

Как и в случае передачи тока согласно рис. 21.52, сопротивление проводника R_L не сказывается на результатах измерений. Однако важно, чтобы напряжение пита-

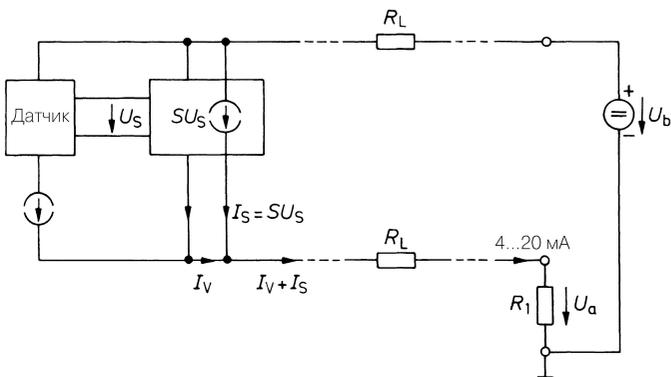


Рис. 21.53. Двухпроводная токовая петля для передачи сигнала датчика

ния U_b было достаточно велико, дабы вопреки возможным падениям напряжения в контуре тока его источник не переходил бы в состояние насыщения. Примером могут служить следующие типы микросхем: XTR105 фирмы Burr Brown и AD693 от Analog Devices.

Токи $I_v + I_s$ в токовой петле стандартизованы и составляют от 4 мА для нижнего предела диапазона до 20 мА – для верхнего. При однополярном сигнале за нулевую точку принят уровень 4 мА. При биполярном сигнале она приравнивается 12 мА, так что диапазон изменения составляет ± 8 мА. Если, как принято, взять $R_1 = 250$ Ом, в обоих случаях на приемной стороне получим напряжения $U_a = 1 \dots 5$ В. Интегральная микросхема RCV420 фирмы Burr Brown представляет собой приемную часть токовой петли, дополненную источником опорного напряжения для восстановления нулевой точки.

На рис. 21.54 представлена архитектура практической схемы датчика с выходом в расчете на токовую петлю. Ядром схемы служит транзисторный прецизионный источник тока, состоящий из транзистора T , операционного усилителя OV1 и измерительного резистора R_1 . Ток I_a устанавливается таким, чтобы разность входных напряжений операционного усилителя OV1 обращалась в нуль. Если для упрощения убрать резистор R_4 , приходим к ситуации, когда имеет место падение напряжения $I_a R_1 = U_1$. Резистор R_4 служит лишь для того, чтобы добавлять $I_N = 4$ мА или 12 мА к нулевой точке тока. Сигнал датчика предварительно обрабатывается электрометрическим вычитателем и управляет источником тока. Особенность схемы рис. 21.54 состоит в том, что токи всех потребителей – то есть четырех операционных усилителей, источника опорного напряжения и подключаемых датчиков – протекают через измерительный резистор R_1 . Следовательно, их сумма учитывается при измерении тока. В таком случае через транзистор T протекает ток, в котором нет составляющей опорного выходного тока. Для функционирования при минимальном токе в петле $I_a = 4$ мА необходимо, чтобы сумма всех потребляемых токов составляла $I_v < 4$ мА. В стандартных микросхемах внутреннее токопотребление не превышает 1 мА, так что для работы датчиков остается еще 3 мА. Для выходного тока справедливо:

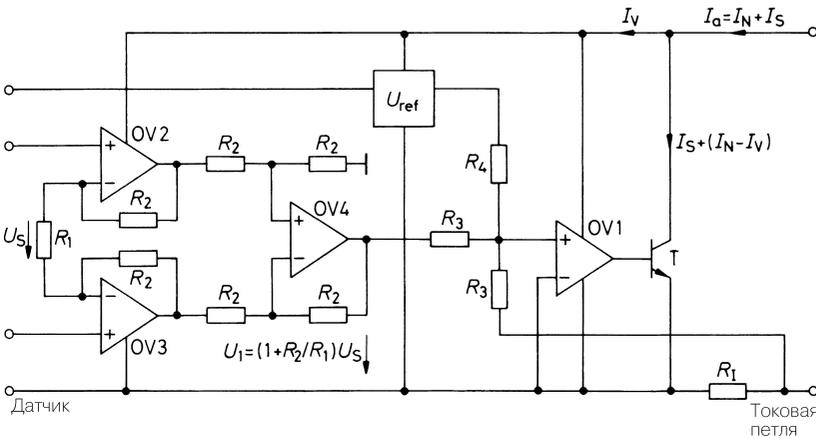


Рис. 21.54. Архитектура передающего устройства с выходом для токовой петли на примере микросхемы AD693 фирмы Analog Devices или XTR103 фирмы Burr Brown

$$I_a = I_N + I_S = \frac{R_3}{R_4} \frac{U_{ref}}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{U_S}{R_1}.$$

Положительный побочный эффект этого способа заключается в простом распознавании неисправности: ток в петле меньше 4 мА указывает на какое-либо нарушение, например на шунтирование или обрыв цепи.

21.4.2

Передача сигналов с гальванической развязкой

На больших расстояниях и в средах с сильным электрическими помехами их уровень оказывается столь высоким, что вышеописанные методы уже не обеспечивают требуемое отношение сигнала к шуму. В такой ситуации спасает только одно практически реализуемое решение: применение световодных линий передачи сигналов. Они не подвержены влиянию электростатических и магнитных полей и способны передавать разности потенциалов почти произвольной величины. Принцип оптической передачи сигналов датчиков иллюстрируется на рис. 21.55.

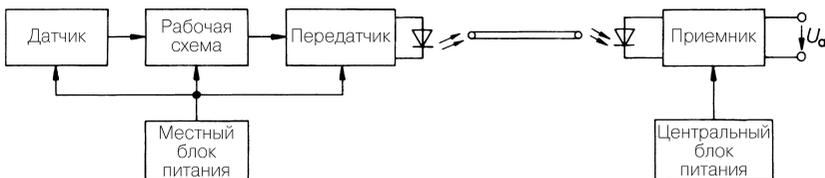


Рис. 21.55. Принцип оптической передачи сигналов датчиков

Передавать аналоговые сигналы по световодам не практично, поскольку затухание в оптических каналах связи определяется с трудом и зависит от колебаний температуры и старения. Поэтому на передающей стороне сигнал датчика различными способами

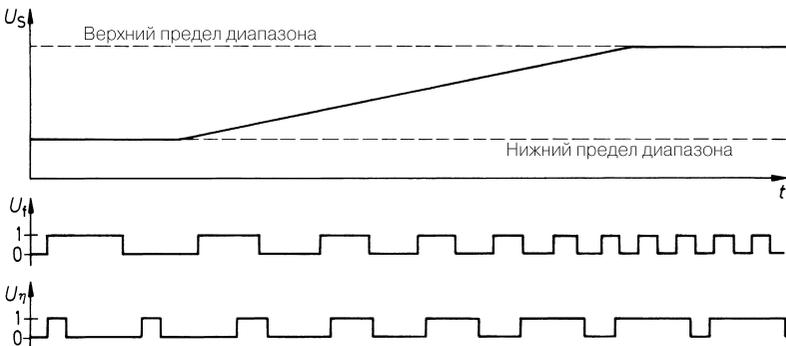


Рис. 21.56. Методы цифровой модуляции. Вверху: аналоговый сигнал датчика; посредине: амплитудно-частотное преобразование; внизу: преобразование напряжение–коэффициент заполнения

преобразуется в последовательный цифровой сигнал. При амплитудно-частотном преобразовании частота является линейной функцией напряжения, тогда как скважность выходного сигнала неизменна и равна 2. При преобразовании напряжения в скважность импульсов частота неизменна, а коэффициент заполнения (величина, обратная скважности) пропорционален напряжению. Принцип обоих подходов представлен на рис. 21.5б. Они особенно удобны, когда на приемной стороне необходимо восстановить сигнал в аналоговой форме.

Измерение частоты и скважности цифровым способом позволяет продолжать обработку сигналов в цифровой форме, но если нужна высокая точность, лучше оцифровывать сигнал на стороне датчика с помощью стандартных АЦП, а результат передавать в виде последовательности информационных слов.

21.5

Калибровка сигналов датчиков

Допуски некоторых датчиков настолько узки, что им не требуется калибровка, если рабочая схема собрана из элементов с достаточно малым разбросом параметров. В этом случае смена датчика производится без последующей калибровки. Однако такая удача сопутствует лишь отдельным датчикам температуры. Как правило, смена датчика должна завершаться его калибровкой, а при повышенных требованиях к точности эта операция должна проводиться регулярно.

21.5.1

Калибровка аналоговых сигналов

Калибровочная схема (рис. 21.57) делается совершенно обособленной от рабочей схемы с тем, чтобы интерпретировать процесс калибровки независимо от специфики датчика. Мы исходим из того, что сигнал датчика линейно зависит от физической величины G или линеаризуется рабочей схемой. Тогда входное напряжение калибровочной схемы может быть представлено в виде

$$U_e = a' + m'G. \quad (21.5)$$

Обычно выходной сигнал должен быть пропорционален измеряемой величине в соответствии с выражением

$$U_a = mG. \quad (21.6)$$

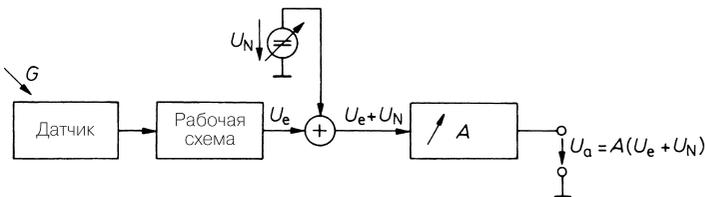


Рис. 21.57. Схема устройства для калибровки сигналов датчиков путем коррекции нулевой точки U_N и усиления A

Рисунок 21.58 показывает ход напряжений на примере температурных измерений. Видно, что в калибровочной схеме необходимо предусмотреть коррекцию нулевой точки и усиления. Важное граничное условие состоит в том, чтобы калибровка выполнялась без обращения к итерациям, то есть при выполнении калибровки установка одного параметра не должна влиять на установки других. Этому требованию удовлетворяет схема на рис. 21.57. Напряжение на ее выходе составляет

$$U_a = A(U_e + U_N). \quad (21.7)$$

Подставив (21.5/6), путем сравнения коэффициентов получим условия калибровки:

- нулевая точка: $U_N = -a'$;
- усиление: $A = m/m'$.

Для настройки нулевой точки на датчик воздействуют физической величиной $G = G_0$, соответствующей измеряемому значению $U_a = 0$, а затем, изменяя U_N , выставляют выходное напряжение $U_a = 0$. Такая настройка не зависит от текущей установки усиления A – надо лишь точно знать, что $A \neq 0$. Благодаря настройке нулевой точки входная характеристика смещается параллельно самой себе до тех пор, пока не пройдет через нулевую точку (начало координат на рис. 21.58).

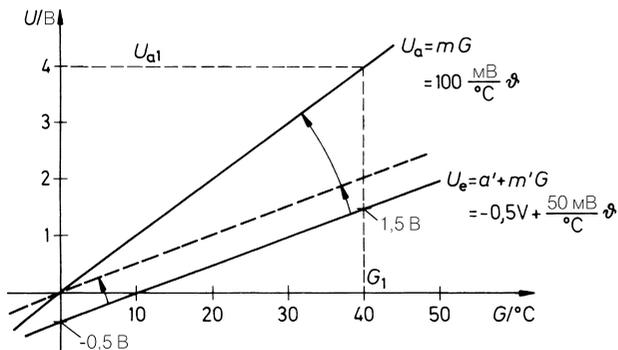


Рис. 21.58. Наглядное представление процесса калибровки на примере медицинского термометра: сначала производится коррекция нуля, затем – настройка усиления

Для настройки усиления на датчик воздействуют физической величиной G_1 и подстраивают усиление A так, чтобы получить номинальное значение выходного напряжения $U_{a1} = mG_1$. На рис. 21.58 этому процессу соответствует вращение смещенной входной характеристики вплоть до совмещения с требуемой функцией. При этом коррекция нулевой точки не затрагивается, так как при настройке усиления изменяется только множитель A в выражении (21.7).

Очевидно, что обратный порядок действий не позволит избавиться от итераций. Поэтому в сигнальном тракте узел коррекции нуля обязательно должен располагаться перед узлом настройки усиления, так что схему на рис. 21.57 нельзя скомпоновать иначе.

Продолжим пояснение калибровки на примере термометра (см. рис. 21.58). Для коррекции нуля датчик помещают в среду с температурой $\vartheta = 0^\circ\text{C}$ и с помощью U_N выставляют выходное напряжение $U_a = 0$, что имеет место при напряжении

$$U_N = -a' = +0,5 \text{ В.}$$

Для калибровки усиления на датчик воздействуют вторым калибровочным значением физической величины, например $G_1 = \vartheta_1 = 40^\circ\text{C}$, и настраивают усиление так, чтобы получить номинальное значение выходного напряжения

$$U_{a1} = mG_1 = 100 \frac{\text{мВ}}{^\circ\text{C}} \times 40^\circ = 4 \text{ В.}$$

Тогда усиление становится равным

$$A = \frac{m}{m'} = \frac{100 \text{ мВ}/^\circ\text{C}}{50 \text{ мВ}/^\circ\text{C}} = 2.$$

Описанная калибровка предполагает, что сначала настраивается нулевая точка $U_a = 0$ при $G = 0$. Однако возможна ситуация, при которой физическая величина $G = 0$ не реализуется или реализуется недостаточно точно. Может также оказаться желательным обе калибровочные точки располагать рядом с интересующим диапазоном измеряемой величины, что в примере с термометром на рис. 21.58 отвечает температурам $G_1 = 40^\circ\text{C}$ и $G_2 = 30^\circ\text{C}$. Такой прием снижает погрешности, обусловленные нелинейностью датчика в выбранной области. Чтобы и в этом случае обойтись без итераций, можно нулевую точку входной характеристики сместить на одно из этих калибровочных значений (рис. 21.59), добавив на выходе соответствующее напряжение. Это делается с помощью добавочного напряжения U_V (рис. 21.60). Обычно его выбирают применительно к меньшему из калибровочных значений:

$$U_V = U_{a2} = mG_2.$$

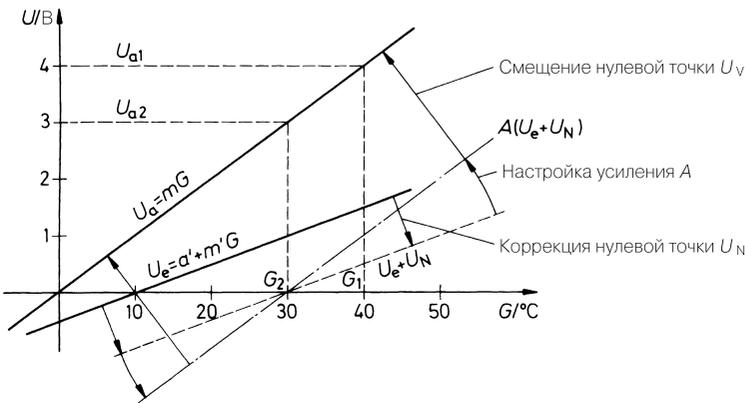


Рис. 21.59. Безытерационная настройка по двум опорным точкам G_1 , G_2 , отличным от нуля

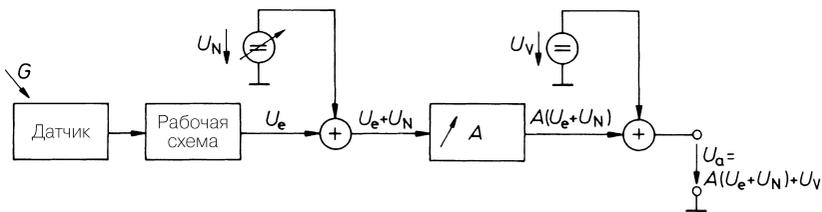


Рис. 21.60. Структурная схема безытерационной калибровки сигналов датчиков по опорным точкам, отличным от нуля

С целью коррекции нуля на датчик воздействуют физической величиной G_2 и с помощью U_N напряжение $U_e + U_N$ или $A(U_e + U_N)$ настраивают на нуль. Для этого нет нужды вмешиваться в работу схемы, а достаточно вести настройку по показаниям на выходе. В результате получаем калибровочное значение $U_{a2} = U_V$. Поскольку выходное напряжение усилителя после коррекции равно нулю, оно не зависит от величины A .

В заключение на датчик воздействуют вторым калибровочным значением измеряемой величины и настраивают усиление прежним способом. При этом смещенная входная характеристика испытывает вращение до тех пор, пока ее наклон не примет требуемого значения. Сложив на выходе добавочное напряжение с выходным, получают калиброванный выходной сигнал.

Пример практической реализации калибровочной схемы приведен на рис. 21.61.

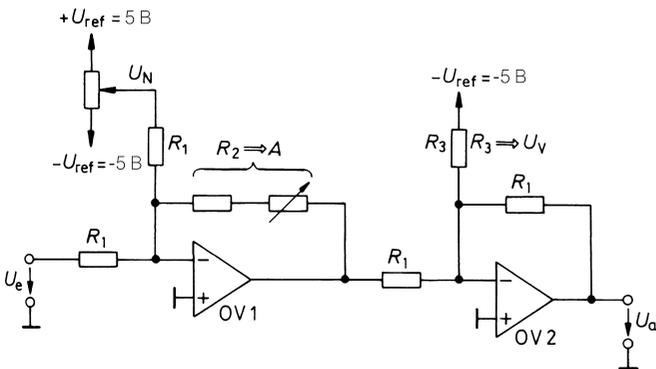


Рис. 21.61. Практическое исполнение калибровочной схемы

Входное напряжение и напряжение корректора нуля складываются в точке суммирования OV1. Усиление задается сопротивлением резистора отрицательной обратной связи. Постоянное напряжение ограничивает диапазон настройки и одновременно не позволяет выставлять усиление равным нулю. Усилитель OV2 служит для смещения нуля со стороны выхода применительно к первой калибровочной точке. Поскольку величина смещения заранее известна, она может быть задана подбором сопротивления резистора R_3 . В этом случае коррекции не требуется. Выходное напряжение оказывается равным:

$$U_a = \underbrace{\frac{R_1}{R_3} U_{ref}}_{U_V} + \underbrace{\frac{R_2}{R_1}}_A (U_e + U_N).$$

Вновь поясним процедуру настройки на примере термометра. Пусть заданы входная и выходная характеристики

$$U_e = -0,5\text{В} + 50 \frac{\text{мВ}}{^\circ\text{С}} \vartheta, \quad U_a = 100 \frac{\text{мВ}}{^\circ\text{С}} \vartheta$$

и калибровочные точки

$$(\vartheta_2 = 30^\circ\text{С}, U_{a2} = 3\text{В}), (\vartheta_1 = 40^\circ\text{С}, U_{a1} = 4\text{В}).$$

Отсюда следует смещение нулевой точки со стороны выхода $U_V = U_{a2} = 3\text{В}$. При $R_1 = 10\text{кОм}$ сопротивление резистора $R_3 = 16,7\text{кОм}$, если опорное напряжение равно -5В . Для коррекции нулевой точки воздействуем на термометр температурой $\vartheta_2 = 30^\circ\text{С}$ и настроим выходное напряжение на $U_{a2} = 3\text{В}$. Необходимое для этого напряжение составляет

$$U_N = -U_{e1} = +0,5\text{В} - 50 \frac{\text{мкВ}}{^\circ\text{С}} \times 30^\circ\text{С} = -1\text{В}.$$

Тогда выходное напряжение $OV1$ обратится в нуль, а случайно установленное значение A не повлияет на коррекцию нуля. Для настройки усиления задается другая калибровочная точка $\vartheta_1 = 40^\circ\text{С}$, и выходное напряжение настраивается на $U_{a1} = 4\text{В}$, что имеет место при усилении

$$A = \frac{m}{m'} = \frac{100\text{мВ}/^\circ\text{С}}{50\text{мВ}/^\circ\text{С}} = 2.$$

При $R_1 = 10\text{кОм}$ находим $R_2 = 20\text{кОм}$ в настроенном состоянии.

21.5.2

Компьютерная калибровка

Если предусматривается дальнейшая обработка сигнала с помощью компьютера, целесообразно автоматизировать процесс калибровки. Как показано на рис. 21.62, это не только избавит от применения аналоговой калибровочной схемы, но и упростит проведение калибровки и повысит ее точность и воспроизводимость. При калибровке будем исходить из того, что число Z на выходе аналого-цифрового преобразователя (рис. 21.63) является линейной функцией измеряемой величины G :

$$Z = a + bG. \quad (21.8)$$

Калибровочные коэффициенты a и b определяются по двум калибровочным точкам:

$$(G_1, Z_1) \quad \text{и} \quad (G_2, Z_2),$$

для чего определяющие уравнения

$$Z_1 = a + bG_1 \quad \text{и} \quad Z_2 = a + bG_2$$

решаются относительно a и b :

$$b = \frac{Z_2 - Z_1}{G_2 - G_1}, \quad (21.9)$$

$$a = Z_1 - bG_1. \quad (21.10)$$

Для расчета физической величины по измеренному значению Z достаточно решить уравнение (21.8) относительно G :

$$G = \frac{Z - a}{b}. \quad (21.11)$$

Перед калибровкой выбранные калибровочные значения $G_1 = 30^\circ\text{C}$ и $G_2 = 40^\circ\text{C}$ запоминаются в таблице, затем ими последовательно воздействуют на датчик, и каждый раз в микрокомпьютер вводится команда «запомнить и ввести в ту же таблицу соответствующие отсчеты», например $Z_1 = 1000$ и $Z_2 = 3000$. По данным этой таблицы программа в микрокомпьютере рассчитывает и вводит в нее калибровочные параметры согласно выражениям (21.9) и (21.10)

$$b = 200 \quad \text{и} \quad a = -5000,$$

чем и заканчивается процедура калибровки. Теперь, используя выражение (21.11), можно рассчитать величины G_i . Отсчету $Z = 2360$ в вышеуказанном примере соответствует температура

$$G = \frac{Z - a}{b} = \frac{2360 + 5000}{200} = 36,8^\circ\text{C}.$$

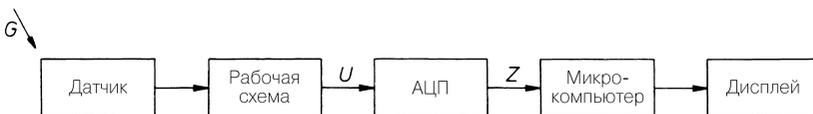


Рис. 21.62. Структурная схема калибровки датчика сигналов с помощью компьютера

Таким образом, при проведении калибровки с помощью компьютера характеристика аппаратуры (рис. 21.63) принимается как нечто заранее заданное, и составляется ее уравнение, которое используется для перевода отсчетов Z_i в физические величины G_i . В отличие от аналоговой калибровки, здесь не приходится смещать или вращать характеристику. Опорные точки выбираются произвольно, и настройка происходит без итераций, так как калибровочные параметры находят путем решения системы уравнений.

Особенно сложно калибровать датчики, сигнал которых зависит не только от искомой, но и от какой-либо другой величины. Самой распространенной нежелательной двойной зависимостью является температурная характеристика датчиков, например датчиков давления. Отсчет Z складывается здесь из четырех составляющих:

$$Z = a + bp + c\vartheta + d\delta p, \quad (21.12)$$

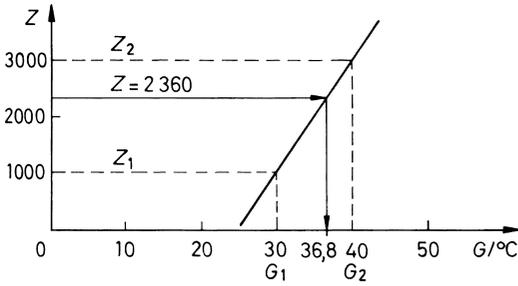


Рис. 21.63. Численная калибровка датчика по опорным точкам (G_1, Z_1) и (G_2, Z_2)

где

- p – давление;
- ϑ – температура;
- a – отклонение от нулевой точки;
- b – чувствительность по давлению;
- c – температурный коэффициент нулевой точки;
- d – температурный коэффициент чувствительности.

Для определения четырех коэффициентов a , b , c и d составляются четыре калибровочных уравнения для разных уровней измеряемой величины:

$$Z_{11} = a + bp_1 + c\vartheta_1 + dp_1\vartheta_1, \quad Z_{21} = a + bp_2 + c\vartheta_1 + dp_2\vartheta_1,$$

$$Z_{12} = a + bp_1 + c\vartheta_2 + dp_1\vartheta_2, \quad Z_{22} = a + bp_2 + c\vartheta_2 + dp_2\vartheta_2.$$

Откуда получают:

$$d = \frac{Z_{22} + Z_{11} - Z_{12} - Z_{21}}{(p_2 - p_1)(\vartheta_2 - \vartheta_1)}, \quad b = \frac{Z_{22} - Z_{12} - d\vartheta_2}{(p_2 - p_1)},$$

$$c = \frac{Z_{22} - Z_{21} - dp_2}{(\vartheta_2 - \vartheta_1)}, \quad a = Z_{22} - bp_2 - c\vartheta_2 - dp_2\vartheta_2. \quad (21.13)$$

На этом калибровка заканчивается, и давление можно рассчитать по уравнению (21.12):

$$p = \frac{Z - a - c\vartheta}{b + d\vartheta}. \quad (21.14)$$

Процедуру калибровки следует пояснить еще одним примером. Пусть четверка опорных отсчетов должна быть получена при давлениях $p_1 = 900$ мбар и $p_2 = 1035$ мбар и соответствующих температурах $\vartheta_1 = 25$ °C и $\vartheta_2 = 50$ °C. Такие отсчеты приведены в табл. 21.7. Отсюда, пользуясь выражением (21.13), находим калибровочные коэффициенты:

$$a = -1375 \quad b = 5,18 \frac{1}{\text{мбар}},$$

$$c = 1,71 \frac{1}{^{\circ}\text{C}} \quad d = -0,0119 \frac{1}{\text{мбар} \times ^{\circ}\text{C}} .$$

Такая калибровка отличается высокой точностью, так как здесь определяются нулевая точка и усиление, а по ним находятся температурные коэффициенты чувствительности и нулевой точки. Подобный способ позволяет применять недорогие некалиброванные датчики давления для прецизионных измерений.

Таблица 21.7. Пример калибровки датчика давления

	$\vartheta_1 = 25^{\circ}\text{C}$	$\vartheta_1 = 50^{\circ}\text{C}$
$p_1 = 900$ мбар	$Z_{11} = 3061$	$Z_{12} = 2837$
$p_2 = 1035$ мбар	$Z_{21} = 3720$	$Z_{22} = 3456$

Уравнение (21.14) служит для оценки давления по данным измерений. Если, к примеру, при температуре $\vartheta = 15^{\circ}\text{C}$ получен отсчет $Z = 3351$, получим давление

$$p = \frac{Z - a - c\vartheta}{b + d\vartheta} = \frac{3351 + 1375 - 1,71 \times 15}{5,18 - 0,0119 \times 15} \text{ мбар} = 940 \text{ мбар} .$$

Разумеется, для правильного учета температуры также необходима расчетная калибровка термометра описанным выше способом. Все это приводит к структурной схеме, приведенной на рис. 21.64. Сигналы, подготовленные рабочими схемами датчиков температуры и давления, поступают на аналого-цифровой преобразователь со встроенным мультиплексором. Микрокомпьютер получает отсчеты и по ним рассчитывает калибровочные коэффициенты, а затем в обычном режиме вычисляет значения измеряемых величин. Для обеспечения достаточной точности разрядность АЦП должна быть не ниже 12 бит. Однако однокристальных микрокомпьютеров со встроенными АЦП такой точности не существует. Поэтому обычно приходится применять отдельный аналого-цифровой преобразователь, например AD7582 фирмы Analog Devices, со встроенным входным мультиплексором.

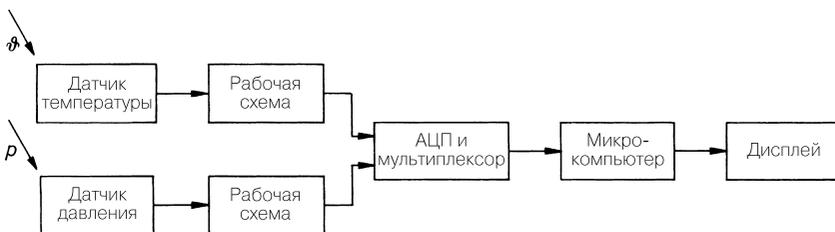


Рис. 21.64. Структурная схема компьютерного измерения температуры и давления

Корпорация Texas Instruments выпускает процессор MSP430, специально предназначенный для обработки сигналов датчиков. Наряду с 14-разрядным АЦП

с мультиплексором в нем имеется также драйвер для 10-разрядного жидкокристаллического дисплея. Такой процессор делает возможными особенно простые решения там, где можно ограничиться визуализацией отсчетов.

Литература

[21.1] Hencke, H.: Lasergetrimmte Temperatursensoren für Messungen von -40 bis $+150$ °C. Design & Elektronik, 20.1.1987, H. 2, S. 69–73.

[21.2] Wetzel, K.: Der Heißeleiter als Temperatursensor. Design & Elektronik, 15.4.1986, H. 8, S. 83–85.

[21.3] Timko, M.; Suttler, G.: Temperature-to-Current Transducer. Analog Dialogue 12 (1978) Nr. 1, S. 3–5.

[21.4] Williams, J.: Clever Techniques Improve Thermocouple Measurements. EDN, 26.5.1988, H. 11, S. 145–160.

[21.5] Burrer, Ch., Shankland, E.: Hochempfindliche Si-Drucksensoren für industrielle Low-Cost Anwendungen. Elektronik Informationen (1996), H. 9, S. 42–44.

[21.6] Werner, F.: Absolutdrucksensoren. Industrieelektrik und Elektronik (1986) H. 7, S. 24, 25.

[21.7] Ashauer, M., Konrad, B.: Entzaubert. Teil 1: Physikalische Grundlagen. Teil 2: Kompensationsbausteine. Elektronik Industrie (1998) H. 8, S. 26–26, H. 9, S. 36–42.

[21.8] Sherman, L. H.: Sensors and Conditioning Circuits Simplify Humidity Measurement. EDN, 30, 16.5.1985, H. 12, S. 179–88.

[21.9] N.N.: Sensor zur Messung der relativen Luftfeuchte. Valvo: Technische Information TI 790423.

[21.10] Williams, J.: Monolithic CMOS-Switch IC Suits Diverse Applications. EDN 29 (1984) H. 21, S. 183–94.

[21.11] Schlitz, J. M.; Weiß, W. D.: Intelligenz im Meßwandler. Elektronik 18 (1985) H. 18, S. 69–73.

[21.12] Bierl, L.: 16-Bit-Mikrocontroller für kleine Systeme. Elektronik Informationen (1998) H. 2, S. 52–54.

Глава 22

Электронные регуляторы

Назначение регулятора состоит в том, чтобы вывести определенную физическую величину (регулируемую величину X) на заранее заданное номинальное значение (входной параметр W) и сохранять ее равной этому значению. Для этого регулятор должен правильно противодействовать влиянию возмущающих факторов [22.1, 22.2].

22.1

Основы

Принципиальная схема простого контура регулирования представлена на рис. 22.1. Регулятор воздействует на регулируемую величину X посредством регулирующей переменной Y так, чтобы ее отклонение от заданного значения (рассогласование) $W - X$ оставалось минимальным. Возмущения, действующие на линии передачи, формально представляются величиной помех Z , суммарно накладываемой на регулирующую переменную. В дальнейшем мы будем исходить из того, что регулируемая величина представлена в виде электрического напряжения и что линия передачи управляется электрически, благодаря чему возможно применение электронных регуляторов.

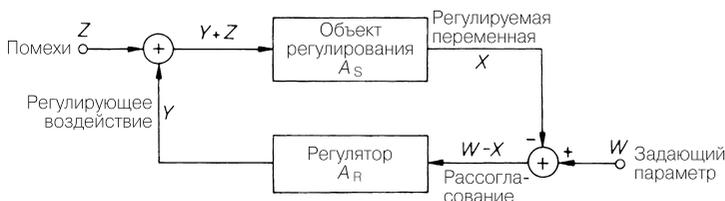


Рис. 22.1. Структурная схема контура регулирования

В простейшем случае подобный регулятор состоит из усилителя для усиления рассогласования $W - X$. Когда регулируемая величина X становится больше номинального значения W , рассогласование $W - X$ оказывается отрицательным, и регулирующая переменная Y благодаря усилению уменьшается в значительной степени. Следовательно, здесь действует отрицательная обратная связь. Остаточное рассогласование, сохраняющееся в стационарном режиме, тем меньше, чем больше коэффициент усиления A_R регулятора. Согласно рис. 22.1 в линейных системах при усилении объекта регулирования A_S имеют место соотношения:

$$Y = A_R(W - X) \text{ и } X = A_S(Y + Z). \quad (22.1)$$

Отсюда находим регулируемую величину X :

$$X = \frac{A_R A_S}{1 + A_R A_S} W + \frac{A_S}{1 + A_R A_S} Z. \quad (22.2)$$

Очевидно, что регулирующий параметр $\partial X / \partial W$ тем ближе к 1, чем выше коэффициент усиления контура регулирования (коэффициент петлевого усиления)

$$g = A_R A_S = \frac{\partial X}{\partial(W - X)}. \quad (22.3)$$

Параметр помех $\partial X / \partial Z$ тем ближе к нулю, чем выше коэффициент усиления регулятора A_R . Трудность, однако, состоит в том, что усиление контура регулирования не может быть сделано сколь угодно большим, иначе неизбежные фазовые сдвиги в контуре управления приведут к самопроизвольным колебаниям. С этой проблемой мы уже сталкивались в связи с корректировкой частотной характеристики операционных усилителей. Задача техники регулирования заключается теперь в том, чтобы несмотря на это ограничение добиваться минимального рассогласования при надлежащей переходной характеристике. С этой целью к пропорциональному усилителю добавляют интегратор и дифференциатор, получая вместо пропорционального регулятора соответственно пропорционально-интегральные (ПИ) или пропорционально-интегрально-дифференциальные (ПИД) регуляторы. Далее мы рассмотрим их реализацию.

22.2

Типы регуляторов

22.2.1

Пропорциональный регулятор

Пропорциональный регулятор представляет собой линейный усилитель с пренебрежимо малым сдвигом фаз в рабочем частотном диапазоне и усилением в контуре регулирования g больше единицы. Таким регулятором способен служить, например, операционный усилитель с омической обратной связью.

Чтобы определить максимальное возможное пропорциональное усиление A_p , рассмотрим диаграмму Боде типичного объекта регулирования (рис. 22.2). На частоте 3,3 кГц отставание фазы достигает 180° , и потому обратная связь становится положительной. Иными словами, выполняется условие баланса фаз (14.3) генератора. Будет ли при этом соблюдаться также и условие баланса амплитуд (14.2), зависит от величины пропорционального усиления A_p . В примере на рис. 22.2 усиление объекта регулирования $|A_S|$ на частоте 3,3 кГц приблизительно равно 0,01, что соответствует -40 дБ. Выбрав $A_p = 100$, что соответствует 40 дБ, найдем, что усиление контура регулирования $|g| = |A_S| \times A_p$ на этой частоте равно 1. Таким образом, условие баланса амплитуд генератора тоже выполняется. При этом вероятно возникновение незатухающих колебаний на частоте 3,3 кГц. При $A_p > 100$ амплитуда колебаний будет нарастать, а при $A_p < 100$ получим затухающие колебания.

Спрашивается, насколько нужно понизить A_p , чтобы обеспечить оптимальный переходный режим. В качестве ориентировочной меры затухания переходного процесса можно сразу воспользоваться запасом по фазе α из диаграммы Боде: это отставание по

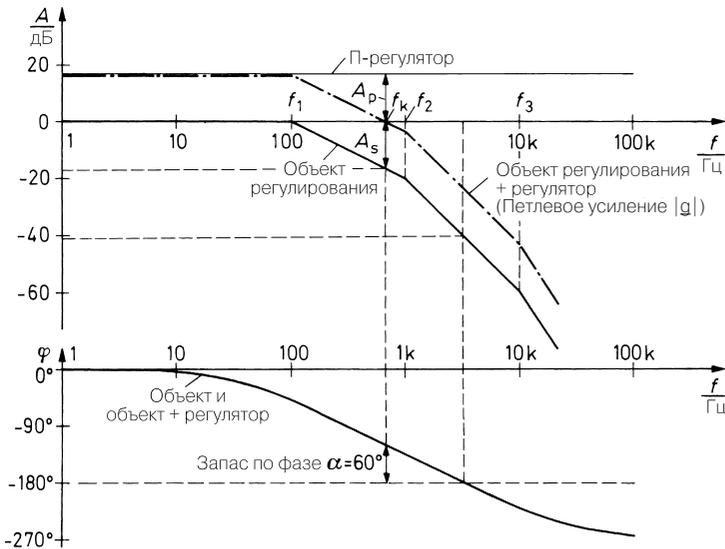


Рис. 22.2. Пример диаграммы Бode для объекта регулирования с пропорциональным регулятором

фазе, которое при критической частоте f_k еще не достигло 180° . При этом критической считается та частота, на которой усиление контура регулирования $|g| = 1$. Тогда запас по фазе выражается как

$$\alpha = 180^\circ - |\varphi_g(f_k)| = 180^\circ - |\varphi_S(f_k) + \varphi_R(f_k)|. \tag{22.4}$$

По определению пропорционального регулятора $\varphi_R(f_k) = 0$, и тогда

$$\alpha = 180^\circ - |\varphi_S(f_k)|. \tag{22.5}$$

Запас по фазе $\alpha = 0^\circ$ означает самовозбуждение незатухающих колебаний, так как в этой ситуации соблюдаются условия баланса амплитуд и фаз генератора. Пределом аperiodического режима служит $\alpha = 90^\circ$. При $\alpha \approx 60^\circ$ на переходной характеристике замкнутого контура регулирования остается лишь выброс амплитудой около 4%, и время установления достигает минимума. Поэтому в большинстве случаев этот за-

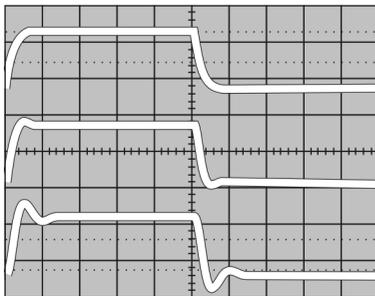


Рис. 22.3. Зависимость переходной характеристики от запаса по фазе при постоянной критической частоте f_k . Сверху вниз: $\alpha = 90^\circ$, $\alpha = 60^\circ$, $\alpha = 45^\circ$

пас по фазе является оптимальным. Переходные процессы сравниваются на осциллограммах, приведенных на рис. 22.3.

Для определения оптимального пропорционального усиления на диаграмме Боде находят частоту, на которой объект регулирования характеризуется фазовым смещением 120° . В примере на рис. 22.2 получается частота 700 Гц. Она принимается в качестве критической частоты, если усиление пропорционального регулятора выбрать так, чтобы $|g| = 1$. Тогда из выражения (22.3) следует

$$A_p = \frac{1}{A_s} = \frac{1}{0,14} = 7 \text{ и } A_p^* = -A_s^* = -(-17 \text{ дБ}) = 17 \text{ дБ}.$$

Этот случай отмечен на рис. 22.2. Поэтому низкочастотное граничное значение усиления контура регулирования составляет

$$g = A_s A_p = 1 \times 7 = 7.$$

Отсюда с учетом (22.2) следует выражение для относительного рассогласования в установившемся режиме:

$$\frac{W-X}{W} = \frac{1}{1+g} = \frac{1}{1+7} = 12,5\%.$$

Если повысить усиление регулятора с целью уменьшения рассогласования, ухудшится переходная характеристика. Произвольно высокое пропорциональное усиление оправдано только для объектов регулирования, которые ведут себя подобно фильтру нижних частот 1-го порядка, так как у них на любой частоте запас фазы больше 90° .

22.2.2

ПИ регуляторы

Как мы уже видели в предыдущем разделе, усиление пропорционального регулятора, как правило, не может быть выбрано сколь угодно большим по соображениям стабильности. Возможность улучшить точность настройки связана с увеличением коэффициента усиления контура регулирования на низких частотах, как показано на рис. 22.4. Ясно, что это не изменяет частотный ход усиления контура регулирования в окрестностях критической частоты f_p , и следовательно, переходная характеристика остается неизменной. Однако остаточное рассогласование обращается в нуль, так как

$$\lim_{f \rightarrow 0} |g| = \infty.$$

Для реализации подобной частотной характеристики параллельно пропорциональному регулятору подключают интегратор (рис. 22.5) и получают диаграмму Боде ПИ регулятора (рис. 22.6). Нетрудно заметить, что на низких частотах ПИ регулятор ведет себя как интегратор, а на высоких – как пропорциональный усилитель. Переход между ними характеризуется граничной частотой f_I ПИ регулятора. На этой частоте фазовый сдвиг составляет -45° , а усиление в контуре регулирования $|A_R|$ на 3 дБ превышает A_p .

Для расчета граничной частоты найдем комплексный коэффициент усиления в контуре регулирования (рис. 22.5):

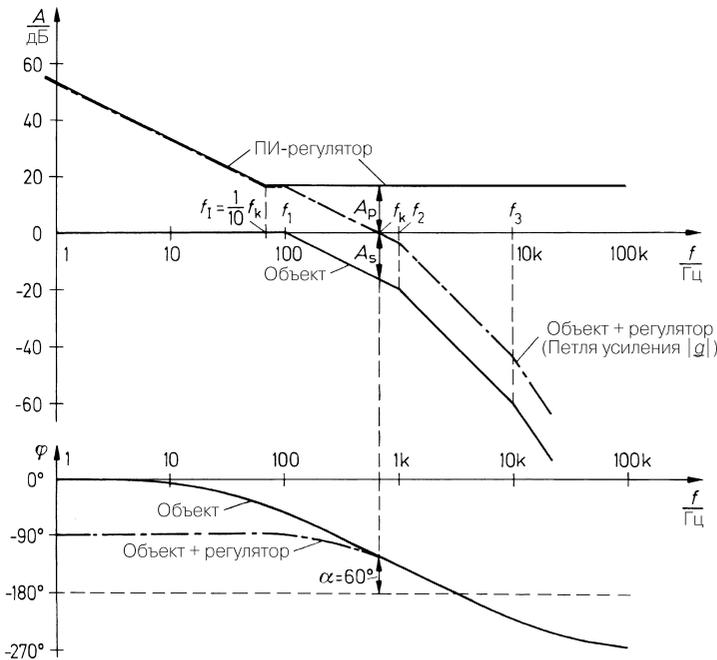


Рис. 22.4. Пример диаграммы Бode для объекта с ПИ регулированием



Рис. 22.5. Структурная схема ПИ регулятора

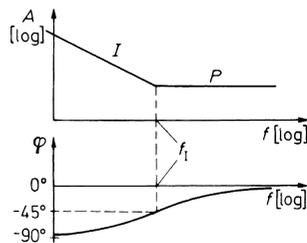


Рис. 22.6. Диаграмма Бode ПИ регулятора

$$\underline{A}_R = A_P + \frac{1}{j\omega\tau_I} = A_P \left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_I A_P} \right),$$

откуда следует

$$\underline{A}_R = A_P \left(1 + \frac{\omega_I}{j\omega} \right) \text{ при } \omega_I = 2\pi f_I = \frac{1}{\tau_I A_P}. \tag{22.6}$$

ПИ регулятор также реализуется с помощью единственного операционного усилителя (рис. 22.7). Комплексное усиление его схемы описывается выражением

$$A_R = -\frac{R_2 + 1/j\omega C_1}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_2} \right). \quad (22.7)$$

Сравнивая коэффициенты с выражением (22.6), находим параметры регулятора:

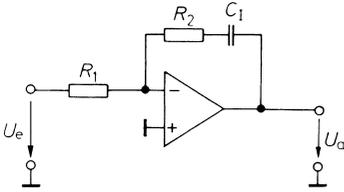


Рис. 22.7. ПИ регулятор

$$A_p = -\frac{R_2}{R_1} \quad \text{и} \quad f_i = \frac{1}{2\pi C_1 R_2}. \quad (22.8)$$

Определить параметры ПИ регулятора несложно, если воспользоваться тем фактом, что интегральная составляющая не изменяет запаса фазы. Остается лишь найти параметры пропорциональной составляющей. Таким образом, в рассмотренном примере $f_k = 700$ Гц, и $A_p = 7$.

Чтобы интегральная составляющая не снижала запас фазы, необходимо соблюдать условие $f_i \ll f_k$. С другой стороны, не имеет смысла выбирать неоправданно низкую f_i , иначе интегратор будет слишком долго сводить к нулю величину рассогласования. Верхняя граница f_i соответствует примерно $0,1 f_k$. Тогда интегральная составляющая снижает запас фазы менее чем на 6° . Выбранные параметры указаны на рис. 22.4. Осциллограммы на рис. 22.8 дают представление о соответствующих переходных характеристиках рассогласования. По нижней осциллограмме видно, что ПИ регулятор с такими оптимально выбранными номиналами сводит рассогласование к нулю за то же время, которое требуется простому пропорциональному регулятору для снижения рассогласования до $1/(1+g) = 1/8 = 12,5\%$.

Осциллограммы на рис. 22.9 иллюстрируют влияние не вполне оптимального выбора f_i . Для верхней кривой f_i слишком мала, на что указывает затягивание перехода

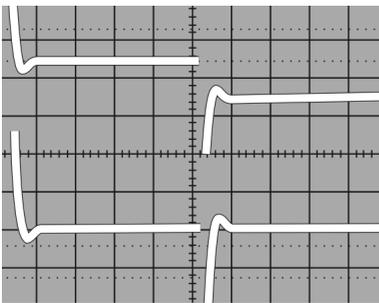


Рис. 22.8. Рассогласование. Вверху: пропорциональный регулятор. Внизу: ПИ регулятор при оптимальной установке f_i

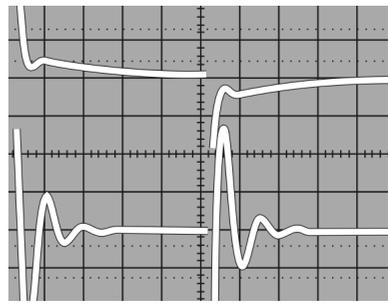


Рис. 22.9. Рассогласование ПИ регулятора. Вверху: f_i слишком мала. Внизу: f_i слишком велика

к стационарному состоянию. У нижней кривой она слишком велика, и это приводит к снижению запаса фазы.

22.2.3 ПИД регулятор

При включении дифференциатора параллельно ПИ регулятору он расширяется до ПИД регулятора (рис. 22.10). Такая схема ведет себя как дифференциатор на частотах выше граничной частоты дифференцирования f_D . Согласно диаграмме Боде (рис. 22.11) фазовый сдвиг возрастает до $+90^\circ$. Таким опережением по фазе можно воспользоваться на высоких частотах для частичной компенсации фазового отставания объекта регулирования в окрестностях f_k . Для этого надо установить более высокое пропорциональное усиление и получить повышенную критическую частоту f_k , что приведет к ускорению переходного процесса.

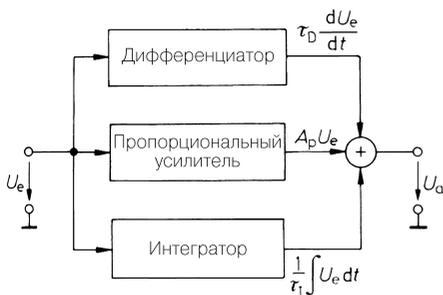


Рис. 22.10. Структурная схема ПИД регулятора

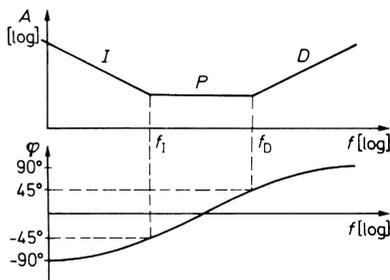


Рис. 22.11. Диаграмма Боде ПИД регулятора

Выбор параметров опять поясним на нашем примере. Сначала увеличим пропорциональное усиление A_p настолько, чтобы запас по фазе оставался равным лишь 15° . По рис. 22.12 для этого случая найдем $A_p = 50$, что соответствует 34 дБ, и $f_k \approx 2,2$ кГц по сравнению с $f_k \approx 700$ Гц для ПИ регулятора. Если выбрать граничную частоту дифференцирования $f_D \approx f_k$, фазовый сдвиг регулятора на частоте f_k составит около 45° , так что запас по фазе возрастет с 15° до 60° , в результате чего мы получим требуемую переходную характеристику.

Для выбора граничной частоты интегрирования f_I можно воспользоваться тем же подходом, что и в случае ПИ регулятора, так что $f_I \approx 0,1 f_k$. В результате приходим к коэффициенту усиления контура регулирования, выраженному в виде частотной характеристики, приведенной на рис. 22.12.

Осциллограммы на рис. 22.13 наглядно показывают, насколько заметно сокращается время выхода на стационарный режим по сравнению с ПИ регулированием.

При схемотехнической реализации ПИД регулятора будем исходить из структурной схемы, показанной на рис. 22.10. Комплексное усиление описывается выражением

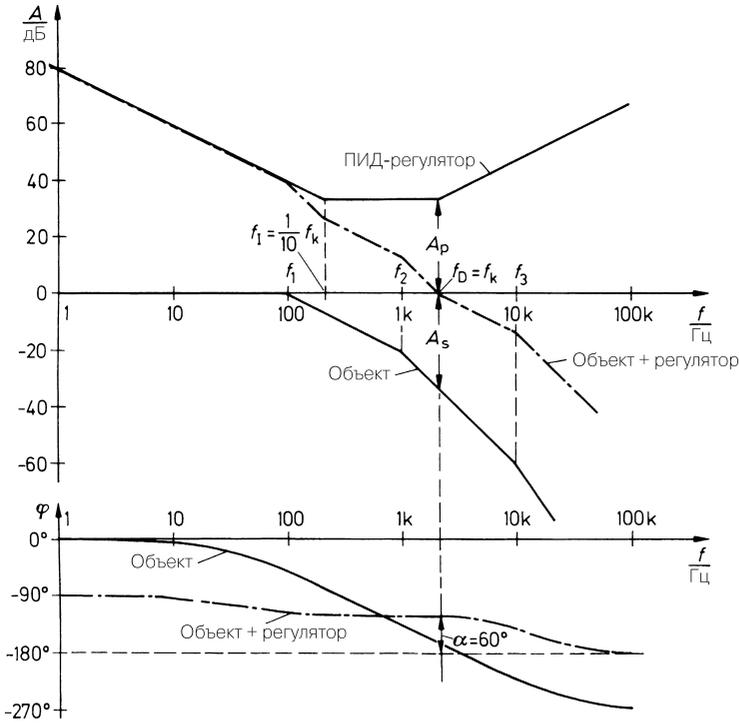


Рис. 22.12. Пример диаграммы Бode объекта регулирования с ПИД регулятором

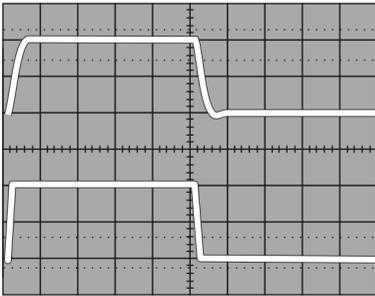


Рис. 22.13. Сравнение переходных процессов объекта регулирования из рассмотренного примера при ПИ регулировании (вверху) и ПИД регулировании (внизу)

$$\underline{A}_R = A_P + j\omega\tau_D + \frac{1}{j\omega\tau_I} = A_P \left[1 + j \left(\frac{\omega}{\omega_D} - \frac{\omega_I}{\omega} \right) \right], \quad (22.9)$$

где

$$f_D = \frac{A_P}{2\pi\tau_D} \quad \text{и} \quad f_I = \frac{1}{2\pi A_P \tau_I}. \quad (22.10)$$

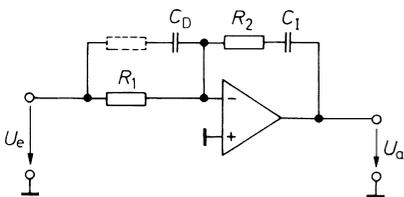


Рис. 22.14. ПИД регулятор

Схема с частотной характеристикой, соответствующей выражению (22.9), также реализуется на одном операционном усилителе (рис. 22.14). Ее комплексный коэффициент усиления имеет вид

$$\underline{A}_R = - \left[\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_D}{C_I} = j\omega C_D R_2 + \frac{1}{j\omega C_I R_1} \right],$$

откуда при $\frac{C_D}{C_I} \ll \frac{R_2}{R_1}$ следует

$$\underline{A}_R = - \frac{R_2}{R_1} \left[1 + j \left(\omega C_D R_1 + \frac{1}{\omega C_I R_2} \right) \right]. \tag{22.11}$$

Сравнивая коэффициенты с выражением (22.9), находим параметры регулятора:

$$A_p = - \frac{R_2}{R_1}, \quad f_D = \frac{1}{2\pi C_D R_1}, \quad f_I = \frac{1}{2\pi C_I R_2}. \tag{22.12}$$

22.2.4 Настраиваемый ПИД регулятор

При выборе параметров регуляторов разных типов характеристики объектов регулирования предполагались известными. Однако эти характеристики измеряются с трудом, особенно – у медленных объектов. Поэтому экспериментальное определение оптимальной настройки регулятора, как правило, позволяет быстрее добиться искомого результата. Для этого требуется схема с независимой настройкой параметров регулирования A_p , f_I и f_D . Судя по выражениям (22.12) и (22.10), это условие не выполняется для схем, приведенных как на рис. 22.14, так и на рис. 22.10, поскольку при изменении A_p происходит изменение граничных частот f_I и f_D .

Независимая настройка всех параметров становится возможной для схемы, представленной на рис. 22.15. Ее комплексное усиление имеет вид:

$$\underline{A}_R = \frac{R_p}{R_1} \left[1 + j \left(\omega C_D R_D - \frac{1}{\omega C_I R_1} \right) \right]. \tag{22.13}$$

Сравнивая с коэффициентами в уравнении (22.9), находим параметры регулятора:

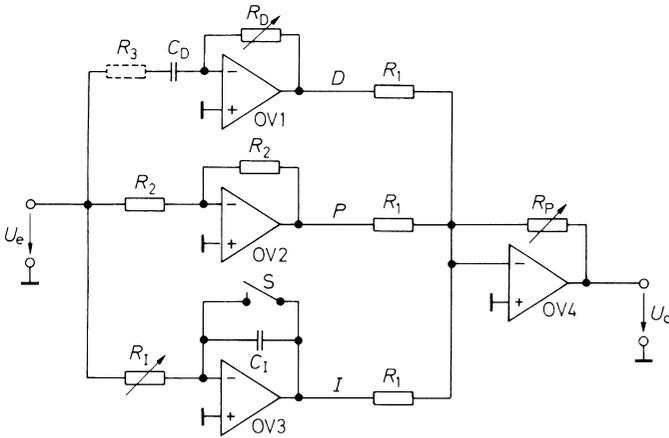


Рис. 22.15. ПИД регулятор с независимой установкой коэффициентов

$$A_p = -\frac{R_p}{R_1}, \quad f_D = \frac{1}{2\pi C_D R_D}, \quad f_I = \frac{1}{2\pi C_I R_I}. \quad (22.14)$$

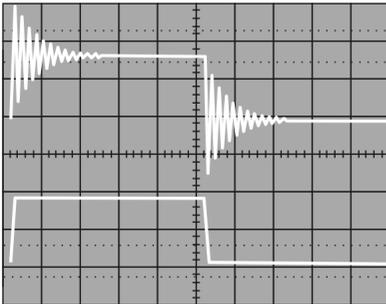


Рис. 22.16. Экспериментальная настройка пропорциональной и дифференциальной составляющих. Вверху: пропорциональный регулятор с запасом по фазе 15° . Внизу: демпфирование колебаний благодаря наличию дифференциальной составляющей

Настройку регулятора вновь поясним на примере нашего объекта регулирования. Сначала замкнем ключ S , чтобы отключить интегратор. Сопротивление резистора R_D установим на нуль. Тогда дифференциатор также не действует, и схема функционирует строго как пропорциональный регулятор.

Подадим теперь прямоугольный сигнал на вход управления и рассмотрим переходную характеристику регулируемой величины X . При этом увеличим A_p от нуля настолько, чтобы переходный процесс оказался слабозатухающим (верхняя кривая на рис. 22.16), что соответствует запасу по фазе 15° без дифференциальной составляющей, положенному в основу схемы на рис. 22.12.

На втором этапе, увеличивая сопротивление резистора R_D , понизим граничную частоту дифференцирования f_D от бесконечно большой до значения, при котором достигается требуемое демпфирование (нижняя кривая на рис. 22.16).

На третьем этапе рассматривается переходная характеристика рассогласования $W - X$. После размыкания ключа S граничную частоту интегрирования f_I повышают настолько, чтобы время переходного процесса оказалось минимальным. Соответствующие осциллограммы уже демонстрировались на рис. 22.8 и 22.9.

Существенное преимущество такой настройки состоит в том, что оптимальные параметры регулирования, представленные на рис. 22.12, получаются безытерационным способом. Найденные таким образом параметры настройки можно использовать как параметры простого ПИД регулятора, показанного на рис. 24.14.

Динамические испытания с использованием слабозатухающих колебаний позволяют также рассчитывать все данные, необходимые для выбора параметров ПИД регулятора. Частота колебаний равна критической частоте: $f_S = 1/T_S = f_k$. Коэффициент усиления колебаний соответствует пропорциональному усилению: $A_{RS} = A_p$, где A_{RS} – пропорциональное усиление пропорционального регулятора на границе стабильности. Граничную частоту дифференцирования выбирают равной частоте колебаний $f_D = f_S$, а граничную частоту интегрирования – равной десятой части частоты колебаний $f_I = 0,1f_S$. В результате получаем следующие исходные данные для выбора параметров ПИД регулятора:

$$A_p \approx A_{RS}, \tau_D \approx T_S, \tau_I \approx 10T_S.$$

22.3

Регулирование нелинейных объектов

До сих пор мы полагали, что уравнение объекта регулирования записывается в виде

$$X = A_s Y,$$

то есть объект регулирования линеен. Однако существует немало объектов, у которых это условие не соблюдается, так что, вообще говоря,

$$X = f(Y).$$

22.3.1

Статическая нелинейность

При слабой регулировке близ заданной рабочей точки X_0 любой объект можно считать линейным, если его характеристика в окрестностях этой точки непрерывна и дифференцируема. В этом случае используется дифференциальная величина:

$$a_s = \frac{dX}{dY}.$$

Тогда в малосигнальном режиме имеет место

$$x \approx a_s y,$$

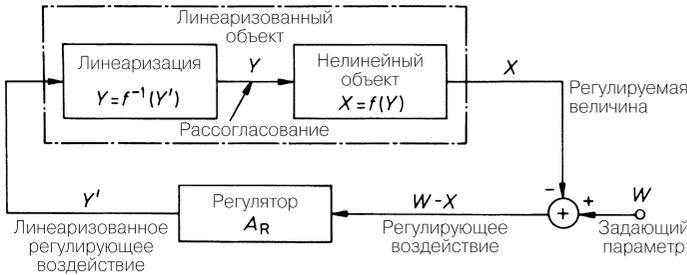


Рис. 22.17. Линеаризация статически нелинейного объекта регулирования

где $x = (X - X_0)$ и $y = (Y - Y_0)$. Теперь для фиксированной рабочей точки регулятор поддается оптимизации вышеописанными способами. Но при более значительных изменениях управляющей величины W возникают трудности: поскольку дифференциальное усиление объекта регулирования a_3 зависит от рабочей точки, переходная характеристика изменяется ввиду за изменениями W .

Эта проблема устраняется, если линейность объекта поддерживается с помощью включенной перед ним функциональной цепочки (см. раздел 11.7.5). Соответствующая структурная схема приведена на рис. 22.17. Построив с помощью функциональной цепочки функцию $Y = f^{-1}(Y')$, получим, как и требуется, уравнение линейного объекта регулирования:

$$X = f(Y) = f[f^{-1}(Y')] = Y'.$$

Если характеристика объекта, например, экспоненциальна $X = Ae^Y$, функциональная цепочка должна представлять собой логарифматор, формирующий выражение

$$Y = f^{-1}(Y') = \ln \frac{Y'}{A}.$$

22.3.2

Динамическая нелинейность

Нелинейности объектов регулирования другого типа выражаются в том, что свойственная им скорость нарастания ограничена максимальным значением, которое не поддается увеличению за счет усиления управляющего воздействия. Нам уже знаком этот эффект у операционных усилителей в форме ограничения скорости нарастания выходного напряжения. Если используется регулятор с интегрирующей частью, то при больших скачках такой эффект порождает сильные медленно затухающие выбросы (перерегулирование).

Перерегулирование происходит следующим образом. При оптимальной настройке интегрирующей части и слабом скачке напряжения интегратор быстро выдает стационарное выходное напряжение с нулевым рассогласованием. В линейном случае с удвоением высоты скачка как объект регулирования, так и интегратор удваивают скорость нарастания, так что номинальное значение достигается за тот же промежуток времени.

Однако в случае объекта с ограниченной скоростью нарастания удваивается только скорость нарастания у интегратора, но не у объекта. Поэтому объект выходит на номинальное значение с запаздыванием, а интегратор его «проскакивает». По этой причине регулируемая величина совершает «скачок» намного выше номинального значения, а спад после скачка тянется тем дольше, чем дальше интегратор отошел от стационарного значения. Таким образом, в подобном нестационарном режиме длительность спада растет с высотой скачка.

Для противодействия постоянно времени интегрирования увеличивают (частоту f_i уменьшают) настолько, чтобы перерегулирование не наступало даже при большом скачке. Однако тогда в малосигнальном режиме существенно возрастает длительность перехода в стационарное состояние (см. нижнюю кривую на рис. 22.9).

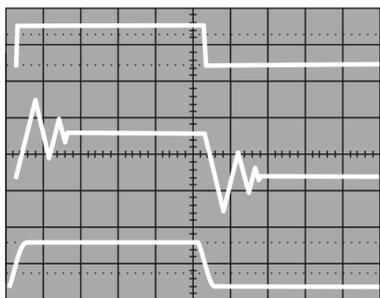


Рис. 22.18. Переходная характеристика регулируемой переменной объекта регулирования с ограниченной скоростью нарастания

Гораздо более эффективная мера противодействия заключается в том, чтобы ограничить скорость нарастания управляющей величины максимальной скоростью нарастания объекта управления. Она позволяет не допускать перерегулирования, оставаясь в линейной области. При этом не будет увеличено время установления в режиме большого сигнала, так как регулируемая переменная в любом случае не способна изменяться с большей скоростью. Этот эффект четко прослеживается на осциллограммах рис. 22.18:

- верхняя кривая: малосигнальная характеристика;
- средняя кривая: характеристика режима больших сигналов;
- нижняя кривая: та же характеристика при ограничении скорости нарастания управляющей переменной.

В принципе, скорость нарастания может быть ограничена с помощью фильтра нижних частот, однако тогда сужается малосигнальная частотная полоса. На рис. 22.19 представлен более приемлемый способ. С появлением скачка напряжения на входе

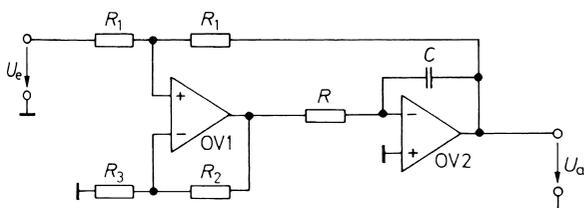


Рис. 22.19. Схема для ограничения скорости нарастания управляющей переменной

усилитель OV1 достигает предела выходного напряжения U_{\max} . При этом выходное напряжение OV2 нарастает с максимальной скоростью

$$\frac{dU_a}{dt} = \frac{U_{\max}}{RC} ,$$

пока не достигнет значения $-U_e$, определяемого результирующей обратной связью. Следовательно, прямоугольное напряжение преобразуется в необходимое нам напряжение трапецеидальной формы. Резисторы R_2, R_3 ограничивают усиление OV1 и служат для частотной коррекции схемы. Если скорость нарастания входного напряжения меньше предустановленного предельного значения, сигнал передается без изменений, так что, в отличие от применения фильтра нижних частот, этот способ не вызывает сужения малосигнальной частотной полосы.

22.4

Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)

Среди применений техники регулирования в аппаратуре связи фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ) занимает особенно важное место. Она необходима для поддержания частоты генератора f_2 равной частоте опорного генератора f_1 с точностью до фазы. Принципиальная схема ФАПЧ приведена на рис. 22.20.

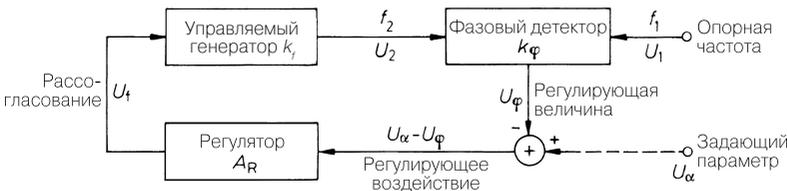


Рис. 22.20. Принципиальная схема ФАПЧ

Частота управляемого генератора изменяется с помощью управляющего напряжения U_f согласно выражению

$$f_2 = f_0 + k_f U_f \tag{22.15}$$

В главе 14 мы уже познакомились с такими генераторами, управляемыми напряжением (ГУН). На низких частотах могут применяться генераторы с аналоговым решающим устройством (см. раздел 14.4) или функциональные генераторы (см. раздел 14.5). На высоких частотах пригодны мультивибраторы с эмиттерной связью (см. рис. 6.19) или любой LC-генератор, к колебательному контуру которого параллельно подключен варикап. В этом случае линейное соотношение (20.15) соблюдается только при малых отклонениях от рабочей точки f_0 , что означает зависимость дифференциальной константы управления $k_f = df_2/dU_f$ от рабочей точки.

Фазовый детектор выдает выходное напряжение, которое определяется фазовым сдвигом φ между переменным напряжением управляемого генератора U_2 и опорным переменным напряжением U_1 :

$$U_\varphi = k_\varphi \varphi.$$

Особенность ситуации состоит в интегрирующем действии объекта управления: при отклонении частоты f_2 от опорной частоты f_1 фазовый сдвиг увеличивается пропорционально времени и растет неограниченно («несбалансированный объект управления»). Благодаря этому рассогласование в замкнутом контуре увеличивается даже при конечном усилении до тех пор, пока обе частоты не окажутся в точности равны друг другу. Следовательно, остаточное рассогласование частоты равно нулю.

Однако остаточное рассогласование фазы, как правило, не обращается в нуль. Согласно рис. 22.20 имеет место $U_\alpha - U_\varphi = U_f / A_R$, откуда следует

$$\alpha - \varphi = \frac{f_1 - f_0}{A_R k_f k_\varphi}, \tag{22.16}$$

где f_0 – частота ГУН при $U_f = 0$. В случае, когда фазовый сдвиг принимает точное значение

$$\alpha = U_\alpha / k_\varphi = -\varphi,$$

задаваемой управляющей переменной, следует применять ПИ регулятор, у которого $A_R(f=0) = \infty$. Однако во многих устройствах важно обеспечить лишь равенство частот ($f_1 = f_2$), а стационарный фазовый сдвиг безразличен. В этом случае регулятор упрощается, U_α может быть опущено, а U_φ характеризует остаточное рассогласование.

Для выбора параметров регулятора необходимо знать частотную характеристику объекта регулирования. Как уже было сказано, фазовый объект управления обладает свойствами интегратора. Для фазового сдвига можно записать:

$$\varphi = \int_0^t \omega_2 d\tilde{t} - \int_0^t \omega_1 d\tilde{t} = \int_0^t \Delta\omega d\tilde{t}. \tag{22.17}$$

Для определения частотной характеристики объекта регулирования промодулируем частоту ω_2 синусоидальным сигналом с частотой модуляции ω_m . Тогда

$$\Delta\omega(t) = \widehat{\Delta\omega} \cos\omega_m t.$$

Отсюда при подстановке в выражение (22.17) находим

$$\varphi(t) = \frac{\widehat{\Delta\omega}}{\omega_m} \cdot \sin\omega_m t.$$

С учетом отставания по фазе на 90° получим в комплексной форме

$$\frac{\varphi}{\Delta\omega} = \frac{1}{j\omega_m}, \tag{22.18}$$

то есть уравнение интегратора. Отсюда с помощью констант преобразования k_f и k_φ найдем комплексный коэффициент усиления объекта регулирования:

$$\underline{A}_S = \frac{U_\varphi}{U_f} = \frac{2\pi k_f k_\varphi}{j\omega_m} = \frac{k_f k_\varphi}{j f_m}. \tag{22.19}$$

Как мы еще убедимся, фазовый сдвиг может измеряться только с более или менее значительным запаздыванием. В силу этого k_φ является комплексной характеристикой, что повышает порядок объекта регулирования.

Свойства фазового контура регулирования существенно зависят от применяемого фазового детектора. Основные типы таких детекторов рассматриваются в следующих разделах.

22.4.1

Устройство выборки и хранения в качестве фазового детектора

Фазовый сдвиг между двумя напряжениями U_1 и U_2 можно определять, например, с помощью устройства выборки и хранения (УВХ) путем оценки мгновенного значения U_1 в тот момент, когда U_2 совершает положительный переход через нуль. С этой целью используется одновибратор, запускаемый передним фронтом импульса и управляемый напряжением U_2 (рис. 22.21), который выдает импульс считывания для УВХ.

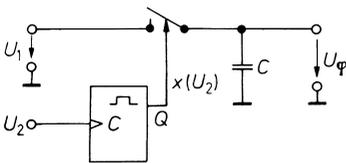


Рис. 22.21. Устройство выборки и хранения в качестве фазового детектора

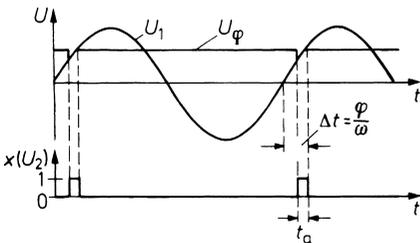


Рис. 22.22. Изменение напряжения в фазовом детекторе

Как видно из рис. 22.22, выходное напряжение УВХ подчиняется выражению

$$U_\varphi = \hat{U}_1 \sin \varphi. \tag{22.20}$$

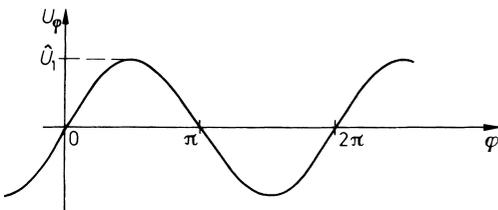


Рис. 22.23. Передаточная характеристика УВХ в качестве фазового детектора

Отметим, что помехи от включения, накладывающиеся на U_φ существенно ослабляются, если t_a выбирать одного порядка с постоянной времени УВХ.

В окрестностях рабочей точки $\varphi = 0$ характеристика детектора почти линейна:

$$U_\varphi \approx \hat{U}_1 \varphi.$$

Отсюда находим константу преобразования фазового детектора

$$k_\varphi = \hat{U}_1. \tag{22.21}$$

Из рис. 22.23 видно, что к равенству $\varphi = \pi$ приурочена еще одна возможная рабочая точка, где $k_\varphi = -\hat{U}_1$. Какая из рабочих точек окажется задействованной, зависит от знака усиления объекта регулирования. Другие стабильные рабочие точки встречаются через каждые 2π . Это значит, что фазовый детектор не способен распознавать смещение на величину одного периода колебаний.

Если вместо синусоидального напряжения U_1 подать на вход напряжение треугольной формы, характеристика детектора окажется также треугольной. В случае входных напряжений U_1 прямоугольной формы схема неприменима.

Динамическая характеристика

Рассмотренный фазовый детектор определяет новое значение сдвига фазы только один раз за период, так что он ведет себя как звено с запаздыванием, которое составляет от 0 до $T_2 = 1/f_2$ в зависимости от величины фазового сдвига. Среднее запаздывание составляет $1/2 T_2$. Чтобы учесть это обстоятельство, при высокой частоте фазовой модуляции f_m необходимо задавать константу преобразования в комплексной форме:

$$\underline{k}_\varphi = k_\varphi e^{-j\omega_m \cdot \frac{1}{2} T_2} = \hat{U}_1 e^{-j\pi f_m / f_2}. \tag{22.22}$$

В результате, воспользовавшись выражением (22.19), для комплексного коэффициента усиления объекта регулирования в целом получим

$$\underline{A}_S = \frac{k_f \underline{k}_\varphi}{j f_m} = \frac{k_f \hat{U}_1}{j f_m e^{j\pi f_m / f_2}},$$

так что

$$|\underline{A}_S| = \frac{|U_\varphi|}{|U_f|} = \frac{k_f \hat{U}_1}{f_m} \text{ и } \varphi_m = -\frac{\pi}{2} - \frac{\pi f_m}{f_2}. \tag{22.23}$$

Выбор параметров регулятора

В качестве регулятора целесообразно выбирать схему без дифференцирующей части, так как выходное напряжение устройства выборки и хранения изменяется только скачками. Согласно (22.23) сдвиг фазы φ_m между \underline{U}_φ и \underline{U}_f составляет -135° на частоте $f_m = 1/4 f_2$. По определению при $f_m = f_k$ имеет место:

$$|g| = |\underline{A}_S| \times |\underline{A}_R| = 1,$$

откуда при $\underline{A}_R = A_p$ и (22.23) получаем:

$$A_p = \frac{f_k}{k_f k_\phi} = \frac{f_2}{4k_f \hat{U}_1}.$$

Типичный численный пример дает $f_2 = 10$ кГц, $k_f = 5$ кГц/В и $k_\phi = \hat{U}_1 = 10$ В. Отсюда $A_p = 0,05$. В этом случае регулятор может быть выполнен в виде пассивного делителя напряжения.

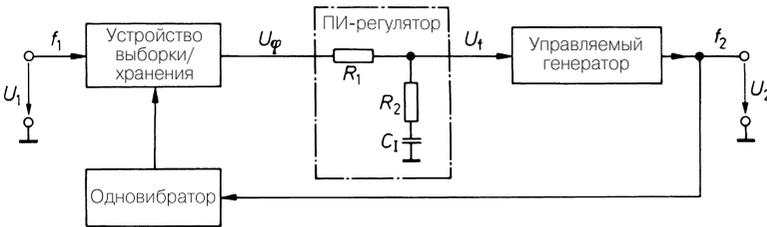


Рис. 22.24. ФАПЧ с устройством выборки и хранения в качестве фазового детектора

Чтобы снизить остаточную погрешность фазы [см. уравнение (22.16)], усиление на низких частотах увеличивают с помощью интегрирующей составляющей ($f_1 = 0,1f_k = 0,025f_2$). Однако разумнее ограничивать низкочастотный предел усиления конечным значением A_p . В противном случае интегратор при значительном отклонении от нормального состояния объекта управления дрейфует к границе области регулирования. Из-за этого расстройка ГУН может оказаться настолько серьезной, что возврат фазового контура управления в полосу захвата оказывается невозможным.

Пассивный делитель напряжения несложным образом расширяется до ПИ регулятора с ограниченным усилением A_p , если последовательно с резистором R_2 включить конденсатор (рис. 22.24). Тогда параметры регулятора описываются выражениями:

$$A_p = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}; \quad A_I = 1.$$

Вхождение в полосу захвата

Как правило, при включении питания имеет место некоторое смещение частоты $\Delta f = f_1 - f_0$, в силу чего фазовый сдвиг растет пропорционально времени. Согласно рис. 22.23 это приводит к появлению на выходе фазового детектора переменного напряжения с частотой Δf и амплитудой $\hat{U}_\phi = \hat{U}_1$. Поэтому частота управляемого генератора изменяется пропорционально напряжению

$$U_f = A_p \hat{U}_1 \sin \Delta \omega t.$$

Следовательно, в какой-то момент частоты совпадают, и контур регулирования входит в полосу захвата. Предпосылкой тому служит условие малого частотного смещения $\Delta f = f_1 - f_0$ по сравнению с отклонением частоты

$$\Delta f_{2\max} = \pm k_f A_p \hat{U}_1. \tag{22.24}$$

Такое максимально допустимое смещение называют *полосой захвата*. Она является нормальной рабочей областью и в нашем численном примере составляет $\pm 2,5$ кГц, то есть $\pm 25\%$ от f_0 .

22.4.2

Синхронный детектор в качестве фазового детектора

В разделе 20.3.4 мы познакомились с множителем в качестве фазочувствительного детектора. Если подать на него сигнал в виде двух синусоидальных напряжений $U_1 = E \cos \omega_1 t$ и $U_2 = E \cos(\omega_2 t + \varphi)$, получим:

$$U_a = \frac{U_1 U_2}{E} = \frac{1}{2} E \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi] + \frac{1}{2} E \cos[(\omega_1 - \omega_2)t - \varphi] \tag{22.25}$$

При $\omega_1 = \omega_2$ получится колебание с удвоенной частотой, на которое наложено постоянное напряжение величиной

$$U_\varphi = \bar{U}_a = \frac{1}{2} E \cos \varphi \tag{22.26}$$

в соответствии с выражением (20.22).

Форма этого напряжения представлена на рис. 22.25. Сразу ясно, что в окрестностях $\varphi = 0$ это напряжение нельзя использовать в качестве регулирующей переменной, так как там не распознается знак рассогласования. Для этого хорошо подходят точки $\pm \pi/2$, так как в них напряжение переходит через нуль. Какая из этих точек окажется задействованной, зависит от знака усиления. Другие стабильные рабочие точки встречаются через каждые 2π , а это означает, что данный фазовый детектор также не распознает смещение на целый период.

В пределах порядка $\pm \pi/4$ вокруг стабильной рабочей точки φ_0 характеристика фазового детектора почти линейна, и при $\varphi = \varphi_0 + \vartheta$ имеет место:

$$U_\varphi = \frac{E}{2} \cos(\varphi_0 + \vartheta) = \pm \frac{E}{2} \sin \vartheta \approx \pm \frac{E}{2} \vartheta. \tag{22.27}$$

Тогда его чувствительность составит

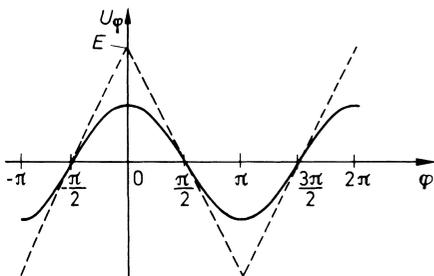


Рис. 22.25. Среднее арифметическое напряжения на выходе умножителя при синусоидальных входных сигналах с амплитудой E

$$k_{\varphi} = \frac{U_{\varphi}}{g} = \pm \frac{E}{2}. \quad (22.28)$$

Если вместо обоих синусоидальных колебаний воспользоваться парой прямоугольных с пиковым значением $\pm E$, получим треугольную характеристику детектора, показанную пунктиром на рис. 22.25. Стабильные рабочие точки также привязаны к $\varphi_0 = \pm(\pi/2) \pm 2\pi n$. В этом случае чувствительность равна

$$k_{\varphi} = \pm \frac{2E}{\pi}. \quad (22.29)$$

Разумеется, при треугольном входном сигнале аналоговый умножитель вообще не нужен. В этом случае транзисторный модулятор (см. рис. 17.20) позволяет достигать гораздо более высоких частот.

При необходимости снизить уровень пульсаций U_{φ} после умножителя приходится включать фильтр нижних частот, граничная частота которого мала по сравнению с $2f_1$. В этом заключается основной недостаток по сравнению с ранее описанной схемой, поскольку пропорциональное усиление регулятора должно быть выбрано настолько низким, чтобы для критической частоты выполнялось условие $f_k \approx f_g$. При такой частоте суммарный фазовый сдвиг объекта регулирования и фильтра нижних частот составляет уже -135° . Однако при $f_k \approx f_g \ll f_1$ контур регулирования становится практически неприменимым из-за недостаточного быстродействия. В принципе, его можно сделать более быстрым, воспользовавшись дифференцирующим компонентом, но тогда упадет эффективность ФНЧ, то есть возрастут пульсации.

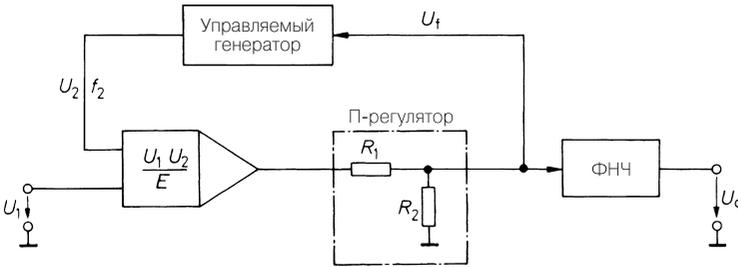


Рис. 22.26. ФАПЧ с умножителем в качестве фазового детектора для ФМ-демодуляции

Расширение частотной полосы регулирования за счет увеличения пульсаций U_{φ} достигается без затруднений, если воспользоваться пропорциональным регулятором, отказавшись от фильтра нижних частот. В этом случае обеспечивается запас по фазе 90° при любом пропорциональном усилении. Иными словами, контур регулирования характеризуется аperiодическим затуханием.

Благодаря обратной связи через наложенные пульсации U_{φ} управляемый генератор подвергается частотной модуляции удвоенной частотой сигнала, что проявляется в некотором искажении синусоидальной кривой, а в случае прямоугольных колебаний изменяет

скважность. Чтобы удержать искажения в допустимых пределах, следует выбирать не слишком большое пропорциональное усиление, ориентируясь на условие $f_k \leq 1/3 f_1$.

В результате приходим к схеме, изображенной на рис. 22.26. Она выпускается в виде интегральной микросхемы ФАПЧ. При этом, как правило, умножитель заменяется модулятором (см. рис. 17.20). Примером служат микросхемы типа NE560...566 фирмы Philips и 74НС4046 фирмы National.

В режиме без ФНЧ схема может быть использована для устройств, где требуется лишь подстраивать частоту f_2 под значение f_1 , не обращая внимания на форму сигнала и точное соотношение фаз. Примером служит ЧМ модуляция, при которой опорное колебание используется как входной сигнал. Если частота ГУН f_2 линейно зависит от U_p , то это напряжение пропорционально изменению частоты Δf_1 . Накладывающиеся пульсации в дальнейшем могут быть отфильтрованы из контура управления с помощью фильтра нижних частот с крутым срезом.

22.4.3 Частотнозависимый фазовый детектор

Недостаток описанных фазовых детекторов заключается в ограниченности полосы захвата. Иными словами, они не срабатывают, если начальное смещение частоты выше определенного значения. Это происходит потому, что при неодинаковых частотах сигнал измерения фазы представляет собой переменное напряжение, симметричное относительно нуля. Поэтому управляющее напряжение U_f вызывает только периодическую частотную модуляцию управляемого генератора, а не систематическую расстройку в должном направлении.

Фазовый детектор на рис. 22.27 выдает сигнал соответствующего знака при любом смещении частоты. Его основная часть образована парой D-триггеров, запускаемых положительным фронтом импульса. Для работы этого детектора из входных напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$ генерируются сигналы прямоугольной формы x_1 и x_2 [22.3].

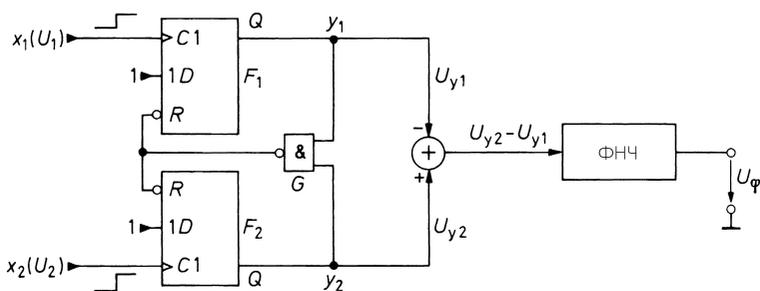


Рис. 22.27. Фазовый детектор с запоминанием знака

Теперь представим, что оба триггера находятся в состоянии «0». Если напряжение U_2 опережает напряжение U_1 ($\varphi > 0$), сначала получим положительный фронт x_2 , который переведет триггер F_2 в состояние «1». Он сохраняет его, пока триггер F_1 не будет переведен положительным фронтом x_1 в состояние «1». Положение, когда состояния

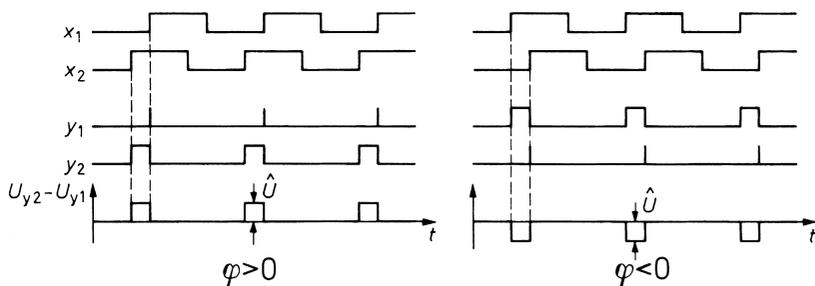


Рис. 22.28. Входные и выходные сигналы фазового детектора

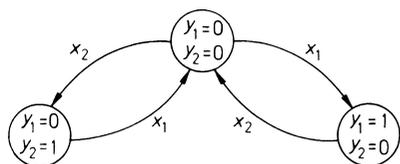


Рис. 22.29. Диаграмма состояния фазового детектора

обоих триггеров характеризуется значением «1», сохраняется только на время задержки, так как в конечном счете оба триггера вместе устанавливаются в состояние «0» логическим элементом G. В результате на выходе вычитателя формируется последовательность положительных прямоугольных импульсов (рис. 22.28). Аналогично формируется последовательность отрицательных импульсов, когда положительный фронт

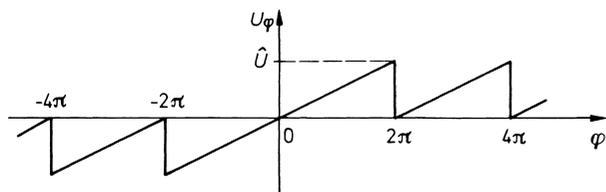


Рис. 22.30. Характеристика фазового детектора

x_2 появляется после фронта x_1 , то есть при $\varphi < 0$. Этот процесс в упрощенном варианте можно представить в виде диаграммы состояния на рис. 22.29.

Длительность выходных импульсов равна разности временных интервалов между положительными переходами напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$ через нуль. Отсюда находим среднее значение выходного напряжения:

$$U_\varphi = \hat{U} \frac{\Delta t}{T} = \hat{U} \frac{\varphi}{2\pi}. \quad (22.30)$$

Поскольку модуль разности временных интервалов растет пропорционально φ вплоть до предельного значения $\pm 360^\circ$, получаем область линейной зависимости фазы в пределах $\pm 360^\circ$. По достижении этих пределов выходное напряжение падает до нуля и вновь нарастает с прежним знаком. Так формируется пилообразная характеристика, представленная на рис. 22.30.

Эта характеристика отличается от ранее представленных в первую очередь тем, что U_j при $\varphi > 0$ всегда положительно, а при $\varphi < 0$ – всегда отрицательно. Отсюда следует особая чувствительность этого детектора к частоте: если, к примеру, частота f_2 выше частоты f_1 , фазовый сдвиг растет пропорционально времени к все более высокому положительному значению, благодаря чему в соответствии с рис. 22.30 U_φ имеет пилообразную форму и характеризуется положительным средним значением. Если включить такой детектор в контур управления фазой, усилитель регулировки фазы непременно выдаст сигнал опережения. Поэтому в случае регулятора с интегратором частота слежения f_2 будет снижаться до тех пор, пока она не совпадет с f_1 . Таким образом, полоса захвата оказывается теоретически бесконечно широкой, но на практике она ограничена глубиной модуляции ГУН.

Таблица 22.1. Микросхемы ФАПЧ и компоненты ФАПЧ

Тип	Изготовитель	Технология	Частотный диапазон, МГц	Принцип действия
Фазовые детекторы				
AD9901	Analog Devices	ТТЛ/ЭСЛ	200	Частотное/фазовое детектирование
MC4044	Motorola	ТТЛ	20	Частотное/фазовое детектирование
MC12040	Motorola	ЭСЛ	80	Частотное/фазовое детектирование
MCH12140	Motorola	ЭСЛ	800	Частотное/фазовое детектирование
AD8343	Analog Devices	Биполярная	2500	Аналоговое умножение
EL4084	Elantec	Биполярная	250	Аналоговое умножение
XR2228	Exar	Биполярная	50	Аналоговое умножение
AD783	Analog Devices	Биполярная	15	Устройство выборки/хранения
AD9100	Analog Devices	Биполярная	200	Устройство выборки/хранения
LF398	National	Биполярно-полевая	0,3	Устройство выборки/хранения
Генераторы, управляемые напряжением (ГУН)				
XR2209	Exar	ТТЛ	1	Мультивибратор
MC4024	Motorola	ТТЛ	20	Мультивибратор

Таблица 22.1. Микросхемы ФАПЧ и компоненты ФАПЧ (окончание)

Тип	Изготовитель	Технология	Частотный диапазон, МГц	Принцип действия
MC12100	Motorola	ЭСЛ	200	Мультивибратор
74LS624	Texas Instruments	ТТЛ	20	Мультивибратор
VFC110	Burr Brown	Биполярная	4	Компенсация зарядов
MC12061	Motorola	ЭСЛ	20	Кварцевый генератор
F150	Fujitsu	ТТЛ	30	Пьезогенератор
VC50	Fujitsu	Биполярная	230	
MC 12148	Motorola	ЭСЛ	1100	LC-генератор
Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)				
74HC4046	Много	КМОП	20	Фазовый детектор + ГУН
AD800	Analog Devices	ЭСЛ	155	Фазовый детектор + ГУН
XR2212	Exar	ТТЛ	0,3	Фазовый детектор + ГУН
SY87721	Mixrel	ЭСЛ	2700	Фазовый детектор + ГУН + Делитель
MC12429	Motorola	ЭСЛ	400	Фазовый детектор + ГУН + Делитель
DP8512	National	ЭСЛ	225	Фазовый детектор + ГУН + Делитель
NE568	Philips	Биполярная	150	Фазовый детектор + ГУН
TLC2932	Texas Instruments	ТТЛ	32	Фазовый детектор + ГУН
TQ8105	Triquint	ПЭСЛ	700	Фазовый детектор + ГУН + Делитель
TQ8214	Triquint	ПЭСЛ	2500	Фазовый детектор + ГУН + Делитель

Из раздела 22.4.2 уже известно, что применение фильтра нижних частот для формирования среднего значения весьма неблагоприятно сказывается на выборе параметров регулятора. Поэтому в данной схеме предпочитают вообще отказаться от ФНЧ. После настройки на $\varphi = 0$ (с помощью И-части) фазовые искажения не возникают, так как тогда $U_\varphi = 0$ без всякой фильтрации, а импульсы на выходах обоих триггеров отсутствуют.

Известный недостаток схемы состоит в том, что она не распознает малые рассогласования фаз. Ведь в этом случае триггеры выдают очень короткие выходные импульсы, но они теряются из-за ограниченного времени нарастания. Возникающий при этом фазовый шум несколько превышает величину, присущую детектору на основе УВХ [22.4].

Если требуется ФАПЧ с широкой областью захвата и слабым фазовым шумом, целесообразно сочетать это схему с устройством выборки и хранения с тем, чтобы переключаться на другой детектор сразу после захвата.

Интегральные фазовые детекторы, основанные на этом принципе, представлены в табл. 22.1.

22.4.4

Фазовый детектор с произвольно расширяемым диапазоном измерений

Описанные выше фазовые детекторы не позволяют определять смещение более одного периода колебаний, поскольку диапазон измерений фазы ограничен значениями менее 2π . Однако существует ряд задач, где одно смещение должно охватывать несколько периодов. Это делается с помощью схемы фазового детектора, показанной на рис. 22.31. Он основан на реверсивном счетчике, чувствительном к совпадению событий (см. рис. 9.30). Диапазон измерений в примере простирается от +7 до -8 периодов колебаний.

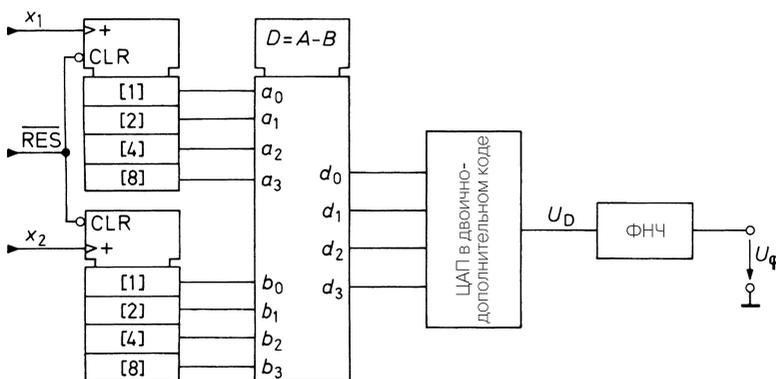


Рис. 22.31. Фазовый детектор с произвольно расширяемым диапазоном измерений

Вблизи нулевой точки детектор ведет себя точно так же, как и предыдущая схема: при опережении x_2 относительно x_1 возникают положительные импульсы с амплитудой U_{LSB} и длительностью, равной временному интервалу между прохождением сигналов через нуль. При запаздывании возникают отрицательные импульсы. Их среднее значение составляет

$$U_\varphi = \bar{U}_D = U_{LSB} \frac{\Delta t}{T} = U_{LSB} \cdot \frac{\varphi}{2\pi}.$$

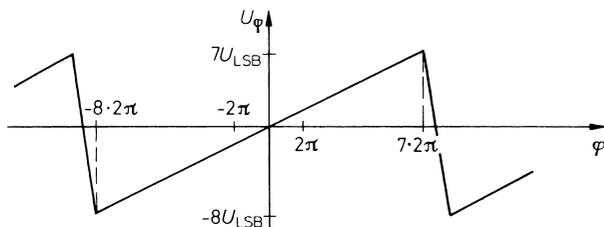


Рис. 22.32. Характеристика фазового детектора

Как только фазовый сдвиг принимает значение 2π , время Δt скачкообразно изменяет свое значение с T на 0. В отличие от предыдущей схемы выходное напряжение при этом не обращается в нуль, а остается равным U_{LSB} , так как разность D одновременно повышается на 1. Поэтому в общем случае выражение для выходного напряжения записывается в следующем виде:

$$U_{\varphi} = U_{LSB} \left(D + \frac{\Delta t}{T} \right) = U_{LSB} \cdot \frac{\varphi}{2\pi}.$$

Здесь член $D + \Delta t/T$ показывает, на сколько периодов взаимно смещены сигналы. Соответствующая характеристика детектора для 4-разрядного устройства показана на рис. 22.32. Диапазон измерений произвольно расширяется с расширением диапазона представления чисел.

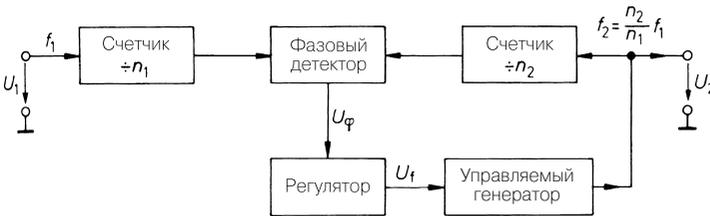


Рис. 22.33. Умножение частоты с помощью ФАПЧ

22.4.5
ФАПЧ в качестве умножителя частоты

Умножение частоты относится к важнейшим применениям ФАПЧ. Для этого достаточно включить делители частоты перед входами детектора (рис. 22.33). В этом случае частота управляемого генератора устанавливается так, чтобы выполнялась пропорция

$$\frac{f_1}{n_1} = \frac{f_2}{n_2}.$$

Таким способом в соответствии с выражением

$$f_2 = \frac{n_2}{n_1} f_1$$

частота управляемого генератора может устанавливаться пропорциональной опорной частоте f_1 с произвольным рациональным коэффициентом пропорциональности.

При таком использовании фазового детектора случается, что ему приходится работать на частоте гораздо более низкой, чем частота управляемого генератора. Поэтому необходимо обеспечить отсутствие пульсаций управляющего напряжения U_{φ} . В противном случае вместо искажений формы кривой, описанных в разделе 22.4.2, возникает нежелательная частотная модуляция.

Схемы умножения частоты позволяют генерировать частоты с точностью кварцевых генераторов в области выше 100 МГц, для которых практически нет подходящих кварцевых резонаторов. С этой целью подключают кварцевый генератор с частотой, например, $f_1 = 10$ МГц и выбирают $n_2 > n_1$. Если требуется генерировать только частоту, равную произведению частоты кварца на целое число, достаточно выбрать $n_1 = 1$, то есть отказаться от входного делителя. Но если необходимо проходить диапазон частот, например, от 90 до 100 МГц с шагом по 100 кГц, сначала надо поделить частоту кварцевого резонатора до 100 кГц, пользуясь $n_1 = 100$. Далее становится возможным генерировать любые требуемые частоты с помощью коэффициента деления $n_2 = 900 \dots 1000$. По этому принципу действуют синтезаторы частоты цифровых тюнеров, широко применяемых ныне в радио- и телевизионных приемниках [22.7].

Литература

[22.1] Oppelt, W.: Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge. Weinheim, Bergstrasse: Verlag Chemie.

[22.2] Schlitt, H.: Regelungstechnik in Verfahrenstechnik und Chemie. Würzburg: Vogel.

[22.3] Warnkross, V.: Schneller Phasen- und Frequenzdetektor. Elektronik 28 (1979) Н. 21, S. 85, 86.

[22.4] Lunze, J.: Regelungstechnik. Springer 1996.

[22.5] Best, R.: Theorie und Anwendung des Phase-locked Loops. Stuttgart: AT-Fachverlag 1982.

[22.6] Gardner, F. M.: Phaselock Techniques. New York, London, Sydney: J. Wiley 1966.

[22.7] Greenshields, D.: Einsatz eines Video-Taktgenerators. Design & Elektronik, 22.5.1988, Н. 11, S. 91–98.

Глава 23

Оптоэлектронные схемные элементы

23.1

Основные понятия фотометрии

Глаз человека воспринимает электромагнитные волны в диапазоне от 400 до 700 нм как свет. Длина волны соответствует ощущению цвета, а интенсивность (амплитуда) – ощущению яркости. Для количественной оценки яркости необходимо ввести определения фотометрических величин. Световой поток F является мерой количества световых квантов (фотонов), которые пронизывают площадь F за единицу времени. Единицей измерения потока служит люмен (лм). Световой поток непригоден для описания яркости источника света, так как в общем случае зависит от площади F и расстояния до источника света r . В случае точечного центрально-симметричного источника света световой поток пропорционален телесному углу Ω , который определяется как отношение площади сферы к квадрату ее радиуса и, строго говоря, не имеет размерности. Однако обычно телесный угол измеряют в стерadianах (ср). Вся поверхность сферы наблюдается из ее центра под пространственным углом

$$\Omega_0 = \frac{4\pi r^2}{r^2} \text{ ср} = 4\pi \text{ ср}.$$

Круговой конус с углом раскрыва $\pm \varphi$ охватывает телесный угол

$$\Omega = 2\pi (1 - \cos\varphi) \text{ ср}. \quad (23.1)$$

При $\varphi = \pm 33^\circ$ телесный угол составляет около 1 ср. Площадь поверхности сферы, соответствующую малому телесному углу, можно заменять площадью плоской площадки, и тогда

$$\Omega = \frac{F_n}{r^2} \text{ ср}, \quad (23.2)$$

где r – расстояние от центра сферы до площадки.

Поскольку световой поток точечного источника света пропорционален телесному углу Ω , яркость источника может быть охарактеризована силой света $I = d\Phi/d\Omega$. Единицей силы света является кандела (от лат. «candela» – «свеча»). Она обозначается как кд. Следовательно, 1 кд = лм/ср, так что источник света обладает силой света 1 кд, когда в телесный угол 1 ср излучается световой поток 1 лм. Тогда в случае сферической симметрии весь испускаемый световой поток составит $\Phi_{ges} = I\Omega_0 = 1 \text{ кд} \cdot 4\pi \text{ ср} = 4\pi \text{ лм}$.

Согласно определению 1 кандела – это сила света, которую излучает черное тело с площадью $1/60 \text{ см}^2$ при температуре плавления платины (2042 К). Приблизительно такой силой света в 1 кд обладает пламя разгоревшейся свечи. Сила света ламп накаливания подчиняется приближенному соотношению

$$I = 1 \frac{\text{кд}}{\text{Вт}} P,$$

где P – номинальная мощность лампы накаливания.

Протяженные источники, вообще говоря, характеризуются яркостью $L = dI/dF_n$, где F_n – проекция светящейся поверхности источника света на плоскость, перпендикулярную направлению на этот источник. Если перпендикуляр к поверхности источника и направление на источник образуют угол ϵ , имеет место $dF_n = dF \cdot \cos \epsilon$. Яркость измеряется в канделах на квадратный метр ($\text{кд}/\text{м}^2$) или (устар.) стильбах (сб): $1 \text{ сб} = 1 \text{ кд}/\text{см}^2 = 10^4 \text{ кд}/\text{м}^2$.

Мерой того, насколько яркой наблюдатель видит освещенную площадь F , служит освещенность $E = d\Phi/dF_n$. Она измеряется в люксах (лк): $1 \text{ лк} = 1 \text{ лм}/\text{м}^2$. Полная луна создает освещенность от 0,1 до 0,2 лк. Для чтения газеты нужна освещенность как минимум от 0,5 до 2 лк. Освещенность рабочего места должна составлять 500 – 1000 лк. Дневной свет способен создавать освещенность до 50000 лк.

Теперь определим, какую освещенность создает точечный источник света с заданной силой света на расстоянии r (рис. 23.1).

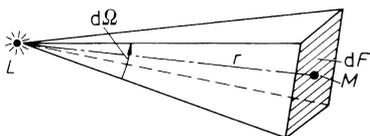


Рис. 23.1. Связь между силой света и освещенностью

Принимается, что элементарная площадь dF мала по сравнению с r^2 и перпендикулярна оси LM, связывающей источник и площадь. Тогда в соответствии с выражением (23.2) для телесного угла $d\Omega$, под которым площадь dF видна из точки L, имеет место соотношение:

$$d\Omega = \frac{dF}{r^2} \text{ ср.}$$

Согласно определению световой поток от лампы L выражается как

$$d\Phi = Id\Omega = I \frac{dF}{r^2} \text{ лм,}$$

и для освещенности получаем

$$E = \frac{d\Phi}{dF} = \frac{I}{r^2} \text{ лк.} \tag{23.3}$$

Таким образом, освещенность обратно пропорциональна квадрату расстояния между освещаемой поверхностью и источником.

Квант света характеризуется энергией hf^1 , что позволяет записать соотношение между мощностью излучения P_L и световым потоком Φ для определенной частоты. На длине волны 555 нм он равен:

$$P_L = 1,47 \frac{\text{мВт}}{\text{лм}} \Phi,$$

откуда для освещенности получаем

$$1\text{лк} = 1 \frac{\text{лм}}{\text{м}^2} \hat{=} 1,47 \frac{\text{мВт}}{\text{м}^2}.$$

Называя типичные значения силы света, мы уже указывали, что лампа накаливания номинальной мощностью $P = 10$ Вт характеризуется силой света 10 кд. Следовательно, в полный телесный угол она испускает световой поток $\Phi_{ges} = 4\pi \text{ср} \cdot 10 \text{кд} = 126 \text{лм}$. На длине волны $\lambda = 555 \text{нм}$ это соответствует лучистой мощности $P_L = 0,185 \text{Вт}$. Следовательно, КПД лампы накаливания составляет $\eta = P_L/P \approx 2\%$.

Кроме вышеназванных в литературе используются и другие фотометрические единицы (особенно, в американских источниках). Они отражены в табл. 23.1.

Таблица 23.1. Фотометрические величины

Физическая величина	Зависимость	Размерность
Световой поток	Φ	1 лм = 1 св ср соотв. 1,47 мВт ($\lambda = 555 \text{нм}$)
Сила света	$I = d\Phi/d\Omega$	1 св = 1 (лм/ср) соотв. 1,47 (мВт/ср)
Яркость	$L = dI/dF_n$	1 сб = 1 (кд/см ²) = π lambert = = $\pi \cdot 10^4$ апостильб = 2919 футламберт
Освещенность	$E = d\Phi/dF_n$	1 лк = 1 (лм/м ²) = 0,0929 фут-свечей соотв. 0,147 мкВт/см ²

23.2

Фоторезисторы

Фоторезистор представляет собой полупроводник без запирающего слоя, сопротивление которого зависит от освещенности. Его условное обозначение показано на рис. 23.2, а характеристика – на рис. 23.3.

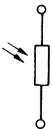


Рис. 23.2 Условное обозначение фоторезистора

¹ h – Постоянная Планка, равная $6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж/с – Прим. ред.

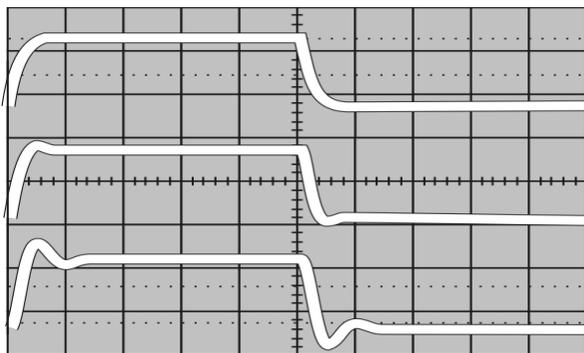


Рис. 23.3. Характеристика фоторезистора

Фоторезистор ведет себя аналогично омическому резистору, то есть его сопротивление не зависит от величины и знака приложенного напряжения. При средней освещенности имеет место зависимость $R \sim E^{-\gamma}$, где γ – константа от 0,5 до 1. С ростом освещенности сопротивление стремится к некоему минимальному значению. С уменьшением освещенности повышается значение γ , а при предельно низких освещенностях величина сопротивления стремится к своему темновому значению. Отношение сопротивлений при полной и нулевой освещенностях может по величине превышать шесть порядков.

При малых освещенностях сопротивление сильно зависит от температуры, о чем свидетельствует рис. 23.4.

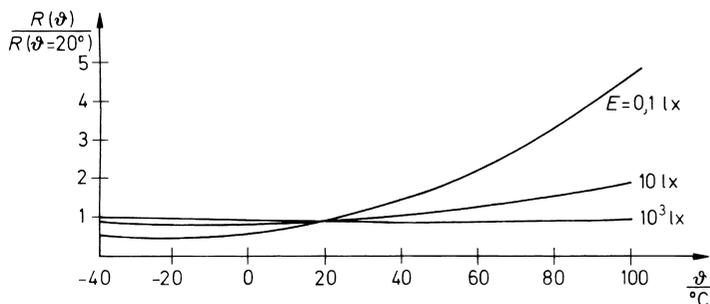


Рис. 23.4. Температурная зависимость сопротивления фоторезистора

Стационарное значение сопротивления фоторезистора после засветки достигается не сразу. Для этого требуется определенное время установления сопротивления. При освещенностях около тысячи люкс оно лежит в миллисекундном диапазоне, но доходит до нескольких секунд при освещенности ниже 1 лк. На каком стационарном значении сопротивления установится фоторезистор, зависит не только от освещенности, но и от световой предыстории. После длительной засветки при большой освещенности он стабилизируется на более высоких значениях сопротивления, нежели после пребывания в темноте.

Фоторезисторы изготавливают преимущественно из сульфида кадмия, к которому и относятся вышеприведенные численные значения параметров. Такие фоторезисторы отличаются малым временем установления и большим отношением сопротивления в темновом и освещенном состоянии. Однако их недостатком являются повышенный температурный коэффициент и сильная зависимость от световой предстории. Область чувствительности фоторезисторов на кадмиевой основе находится в диапазоне длин волн от 400 до 800 нм. Существуют и другие типы фоторезисторов с весьма специфической цветовой чувствительностью. Повышенной чувствительностью в инфракрасной области обладают фоторезисторы на основе сульфида свинца или антимида индия. Они применимы вплоть до длин волн 3 и 7 мкм соответственно, но существенно уступают кадмиевым по чувствительности.

Фоторезисторы сравнимы по чувствительности с фотоумножителями, и потому пригодны для измерения малых освещенностей. Их применяют также в качестве управляемых сопротивлений. Будучи способными выдерживать нагрузку в несколько ватт, фоторезисторы позволяют управлять включением реле без дополнительного усиления.

23.3

Фотодиоды

Обратный ток диода возрастает при освещении кристалла, чем можно воспользоваться для световых измерений. С этой целью корпус фотодиодов снабжается стеклянным окошком. Условное обозначение фотодиода, его эквивалентная схема и семейство характеристик представлены на рис. 23.5, 23.6 и 23.7 соответственно. Знаменательно, что ток короткого замыкания пропорционален освещенности. Следовательно, в отличие от фоторезистора фотодиод не нуждается во внешнем источнике напряжения питания. Типовые значения чувствительности имеют порядок 0,1 мкА/лк. Наличие обратного напряжения практически не меняет фототока. Такой режим выгоден там, где требуется быстрый отклик, так как с ростом обратного напряжения падает емкость запорного слоя.

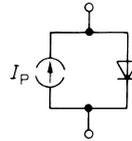
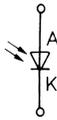


Рис. 23.5. Условное обозначение фотодиода

Рис. 23.6. Эквивалентная схема фотодиода

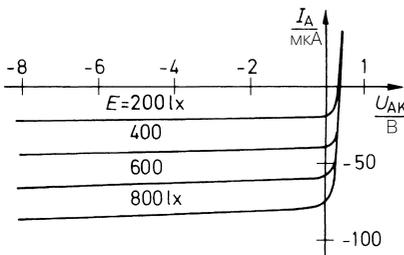


Рис. 23.7. Семейство характеристик фотодиода

У кремниевых фотодиодов напряжение холостого хода увеличивается с ростом освещенности, достигая приблизительно 0,5 В. Согласно рис. 23.7 напряжение на диоде под нагрузкой убывает слабо, если ток меньше тока короткого замыкания I_p , обусловленного освещенностью. Таким образом, фотодиоды пригодны не только для световых измерений, но и для выработки электрической энергии. С этой целью изготавливаются специальные фотодиоды с большой поверхностью, известные под названием *солнечных батарей*.

Спектральная область кремниевых фотодиодов простирается от 0,6 до 1 мкм, а германиевых – от 0,5 до 1,7 мкм. Их относительная спектральная чувствительность приведена на рис. 23.8.

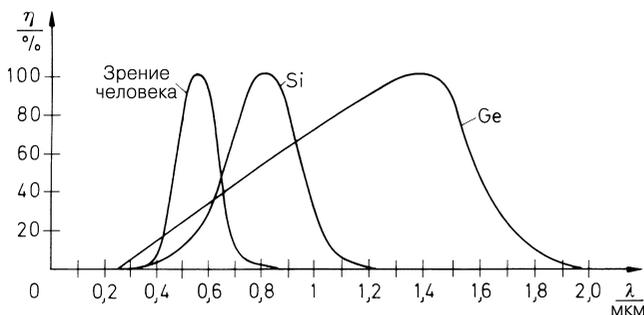


Рис. 23.8. Относительная чувствительность η германиевых и кремниевых фотодиодов

Фотодиоды отличаются гораздо более высоким быстродействием по сравнению с фоторезисторами и характеризуются граничной частотой около 10 МГц. Граничная частота *pin*-фотодиодов достигает 1 ГГц.

Небольшой фототок фотодиодов требует, как правило, усиления. Ради максимальной широкой частотной полосы напряжение на фотодиоде поддерживается постоянным, так как в этом случае не происходит перезарядка емкости запорного слоя. Соответствующие схемы усиления тока на операционных усилителях представлены на рис. 23.9 и 23.10. В данном случае речь идет о преобразователе тока в напряжение (см. рис. 12.5). В схеме на рис. 23.9 напряжение на фотодиоде отсутствует, исключая небольшое напряжение смещения нуля операционного усилителя. Поэтому она отличается особенно слабым темновым током. В схеме на рис. 23.10 фотодиод работает при отрицательном напряжении смещения, в силу чего емкость запорного слоя остается небольшой и достигается более широкая частотная полоса. Для обеих схем выходное напряжение составляет $U_a = IR_N$.

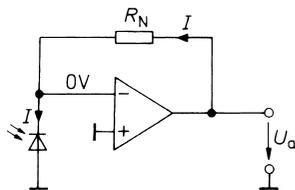


Рис. 23.9. Преобразователь тока в напряжение для работы при особо слабых темновых токах

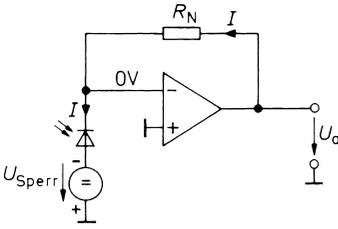


Рис. 23.10. Преобразователь тока в напряжение для обеспечения широкой частотной полосы

Входной ток покоя операционного усилителя всегда должен быть меньше фототока. Резистор обратной связи R_N должен обладать малой емкостью, иначе она ограничит полосу рабочих частот схемы. При сопротивлении резистора $R_N = 1$ ГОм с параллельной емкостью $C_N = 1$ пФ граничная частота оказывается равной всего лишь

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_N C_N} = 160 \text{ Гц}.$$

С другой стороны, небольшая параллельная емкость необходима для компенсации емкости запорного слоя фотодиода.

23.4

Фототранзисторы

У фототранзистора переход коллектор–база образует фотодиод. Его условное обозначение и эквивалентная схема показаны на рис. 23.11 и 23.12 соответственно.

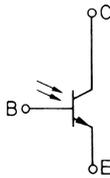


Рис. 23.11. Условное обозначение фототранзистора

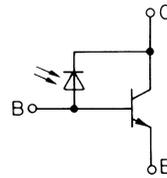


Рис. 23.12. Эквивалентная схема фототранзистора

Принцип действия фототранзистора нетрудно понять по эквивалентной схеме рис. 23.12: ток фотодиода является током базы, следовательно, образуется усиленный коллекторный ток. Насколько выгоднее подключить что-либо к базе или оставить ее свободной, зависит от конкретной схемы. Фототранзисторы без вывода базы называют двойным фотодиодом.

Особенно высокое усиление по току обеспечивается при использовании фототранзистора Дарлингтона. Его эквивалентная схема показана на рис. 23.13.

Из эквивалентных схем следует, что спектральная чувствительность фототранзисторов ведет себя аналогично спектральной чувствительности соответствующих фо-

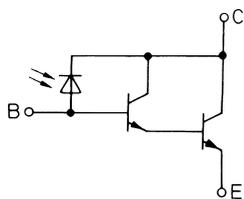


Рис. 23.13. Эквивалентная схема фототранзистора Дарлингтона

диодов, однако граничная частота фототранзисторов существенно ниже. У обычных фототранзисторов она приходится приблизительно на 300 кГц, а у фототранзисторов Дарлингтона – на 30 кГц.

Применение фототранзистора в качестве фотоприемника показано на рис. 23.14. Обозначив фототок через переход коллектор–база как I_p , для выходного напряжения получим:

$$U_a = V^+ - BR_1 I_p$$

а для схемы на рис. 23.15 соответственно имеем:

$$U_a = BR_1 I_p$$

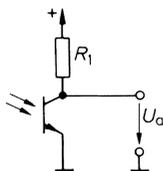


Рис. 23.14. Простой фотоприемник с общим эмиттером

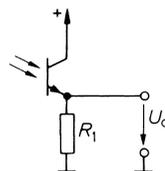


Рис. 23.15. Простой фотоприемник с общим коллектором

23.5

Светодиоды

Светодиоды изготавливают не из кремния или германия, а из арсенида–фосфида галлия (соединение элементов III и V групп периодической системы Д. И. Менделеева). Такие диоды при протекании прямого тока излучают свет. Спектр светового потока сравнительно узок и зависит от материала подложки. Условное обозначение светодиода показано на рис. 23.16. Сводка важнейших параметров приведена в табл. 23.2.



Рис. 23.16. Условное обозначение светодиода

У стандартных типов светодиодов КПД составляет только 0,05%. Новейшие образцы с повышенной отдачей характеризуются его значением 2%, то есть он столь же низок, как и у ламп накаливания. Гораздо эффективнее люминесцентные лампы, обладающие КПД около 10%. Яркость пропорциональна прямому току в широком диапазоне его изменения. Ток в несколько миллиампер достаточен для отчетливой индикации. Поэтому

Таблица 23.2. Основные параметры светодиодов

Цвет	Длина волны максимальной интенсивности, нм	Основа	Прямое напряжение при 10 мА, В	Сила света при 10 мА и угле раскрыва 45°С, мкд	Световая мощность при 10 мА, мкВт
ИК	900	Арсенид галлия	1,3...1,5		50...200
Красный	655	Арсенид–фосфид галлия	1,6...1,8	1...5	2...10
Оранжевый	635	Арсенид–фосфид галлия	2,0...2,2	5...25	12...60
Желтый	583	Арсенид–фосфид галлия	2,0...2,2	5...25	13...65
Зеленый	565	Фосфид галлия	2,2...2,4	5...25	14...70
Синий	490	Нитрид галлия	3...5	1...4	3...12

светодиоды особенно хорошо подходят для применения в качестве элементов индикации в полупроводниковых схемах и в этом случае изготавливаются в виде семисегментных или матричных блоков.

23.6 Оптроны

Сочетание светодиода с фотоприемником (например, с фототранзистором) позволяет преобразовывать входной ток в выходной, находящийся под произвольным потенциалом. Такие оптроны выпускаются в виде схемных элементов с корпусами обычных интегральных схем. Для обеспечения высокого КПД оптроны строят в расчете на инфракрасную область спектра. Важнейшим параметром оптрона служит его коэффициент передачи $\alpha = I_a/I_e$, зависящий, в основном, от свойств приемника. Судя по типовым значениям коэффициента передачи в табл. 23.3, его максимальную величину обеспечивают фототранзисторы Дарлингтона. Впрочем, им свойственна минимальная граничная частота.

Таблица 23.3. Сравнение оптронов

Приемник	Коэффициент передачи $\alpha = I_a/I_e$, %	Граничная частота
Фотодиод	Около 0,1	10 МГц
Фототранзистор	10...300	300 кГц
Фототранзистор Дарлингтона	100...1000	30 кГц

Оптроны пригодны для передачи как цифровых, так и аналоговых сигналов. Пример соответствующей схемы показан на рис. 21.55.

Для применений в качестве датчиков оптроны выполняются в виде отражательных или разветвительных ячеек.

23.7

Оптические индикаторы

Оптические индикаторы для отображения цифровой информации реализуются в различных вариантах: на лампах накаливания, лампах тлеющего разряда, светодиодах, жидких кристаллах. Наибольшее распространение получили светодиодные и жидкокристаллические индикаторы благодаря низким напряжениям и слабым токам в рабочем режиме. Применение подобных индикаторных элементов облегчается благодаря наличию множества интегральных драйверов.

Жидкокристаллические индикаторы не относятся к полупроводниковым элементам. Оптический эффект достигается здесь благодаря тому, что жидкокристаллический элемент без приложенного к нему напряжения прозрачен, но теряет свою прозрачность при наличии напряжения, и потому кажется темным [23.4].

Жидкокристаллический элемент состоит из пары прозрачных электродов, между которыми помещено органическое вещество. В нем вкраплены кристаллы, ориентация которых меняется в электрическом поле, так что состояние элемента зависит от напряженности поля, и он ведет себя подобно конденсатору.

Элемент управляется переменным напряжением, частота которого достаточно высока, чтобы не наблюдались мерцания. Вместе с тем ее выбирают не слишком высокой для того, чтобы ток, протекающий через конденсатор, оставался слабым. На практике частота составляет от 30 до 100 Гц. Управляющее переменное напряжение не должно иметь постоянной составляющей, так как электролитические процессы возникают уже при 50 мВ, что сокращает ресурс элемента.

Зависимость контраста от эффективного значения приложенного переменного напряжения показана на рис. 23.17. При переменном напряжении $U_{aus\,eff} \approx 1,5$ В изображение на индикаторе практически незаметно, а максимальный контраст имеет место при напряжении $U_{ein\,eff} \approx 2,5$ В и выше.

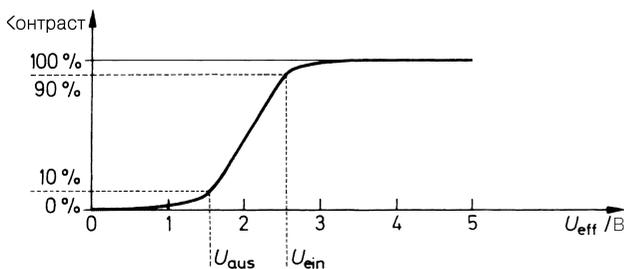


Рис. 23.17. Зависимость контраста от эффективного значения приложенного переменного напряжения

Поскольку емкость жидкокристаллического элемента составляет около 1 нФ/см^2 , необходимые для управления токи характеризуются величиной, заметно меньшей 1 мкА . Такое крайне низкое потребление тока является существенным преимуществом перед светодиодами.

23.7.1

Двоичные индикаторы

Светодиодные индикаторы обеспечивают нормальную читаемость при дневном свете, если через них течет прямой ток 5...20 мА. Такие токи проще всего получить с помощью логических элементов по образцу схем, показанных на рис. 23.18, 23.19. На рис. 23.18 светодиод излучает свет, когда на выходе логического элемента имеет место высокий уровень, а на входе – низкий. На схеме рис. 23.19 все обстоит противоположным образом. В обеих схемах ток ограничивается внутренними сопротивлениями логических элементов, однако в случае ТТЛ элемента на рис. 23.19 требуется внешний резистор для ограничения тока. В силу довольно значительной нагрузки, обусловленной светодиодами, на выходах логических элементов не поддерживается нормальный уровень напряжения. Он не требуется и в остальной части схемы. Это обстоятельство отмечено крестиком на выходе логического элемента.

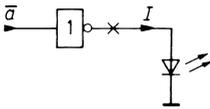


Рис. 23.18. Управление заземленным светодиодом посредством логического элемента

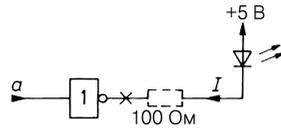


Рис. 23.19. Управление светодиодом, подключенным к шине питания, посредством логического элемента

Значение тока определяется типами логических элементов:

$$I \approx \left\{ \begin{array}{ll} 20 \text{ мА} & 74\text{LS} \\ 4 \text{ мА} & \text{при } 74\text{C} \\ 25 \text{ мА} & 74\text{НС} \end{array} \right\} .$$

Для управления интенсивностью свечения применяют второй вход логического элемента, на который подают переменное напряжение прямоугольной формы. При соответствующей скважности этого напряжения средний ток диода нетрудно свести к нулю. Во избежание мерцаний частота напряжения должна быть не ниже 100 Гц.

Несколько сложнее сформировать сигнал для управления жидкокристаллическим индикатором, если использовать стандартные логические элементы с напряжением питания 5 В. Необходимо получить переменное напряжение с достаточно большим эффективным значением и средним значением, равным нулю. Проще всего это реализуется при включении индикатора между двумя ключами (рис. 23.20), которые синфазно или противофазно попеременно переключаются то к земле, то к источнику напряже-

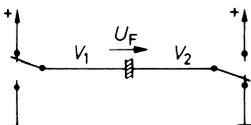


Рис. 23.20. Принцип управления жидкокристаллическим индикатором

ния питания V^+ . Практическая реализация представлена на рис. 23.21. В синфазном режиме $U_F = 0$, а в противофазном $U_{F\text{eff}} = V^+$, что иллюстрируется временной диаграммой, представленной на рис. 23.22.

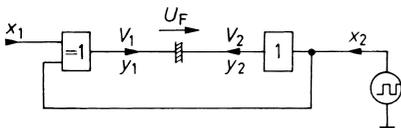


Рис. 23.21. Практическая реализация управления жидкокристаллическим индикатором

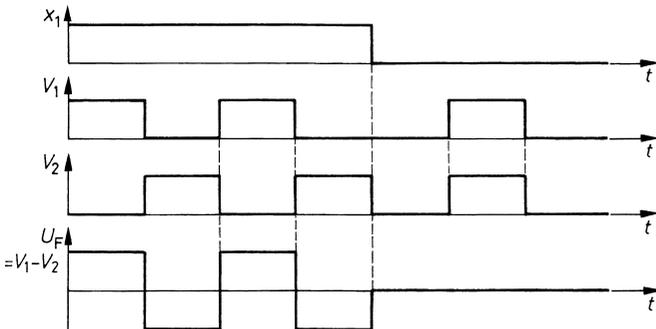


Рис. 23.22. Временная диаграмма напряжения при включении и выключении жидкокристаллического индикатора

При $x_1 = 0$ имеет место $y_1 = y_2 = x_2$. Оба вывода индикатора переключаются синфазно в такт с сигналом прямоугольной формы x_2 . При $x_1 = 1$ имеет место $y_1 = \bar{x}_2$, и на индикатор поступают противофазные сигналы. Здесь КМОП элементы подходят лучше других, так как при чисто емкостной нагрузке уровень выходного сигнала отклоняется от V^+ или нулевого потенциала всего на несколько милливольт. К тому же экономичность жидкокристаллических индикаторов по току полностью реализуется только при использовании КМОП элементов.

23.7.2 Аналоговые индикаторы

Квазианалоговый индикатор можно построить, применив линейку из нескольких индикаторных элементов. Тогда получают индикатор либо со световой точкой, когда в каждый момент светится только один элемент, соответствующий индицируемому значению, либо со светящейся строкой, когда светится не только такой элемент, но и все прочие, отвечающие более низким значениям (рис. 23.23).

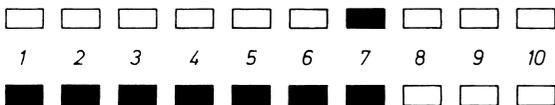


Рис. 23.23. Светящаяся точка (вверху) и светящаяся строка (внизу)

Для цифрового управления индикатором со светящейся точкой используется схема, приведенная на рис. 23.24 с дешифратором «1-из- n » (см. раздел 8.2.1). При этом включается тот светодиод, который подключен к выбранному выходу. При индикации светящейся строкой (рис. 23.25) имеющиеся после дешифратора логические элементы подключают нижестоящие светодиоды к выбранному выходу.

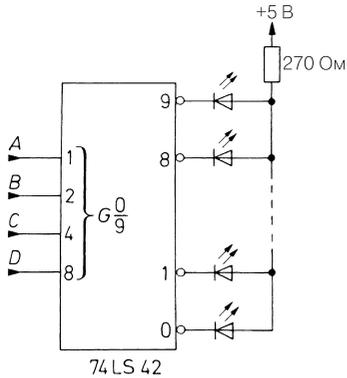


Рис. 23.24. Цифровое управление индикатором со светящейся точкой

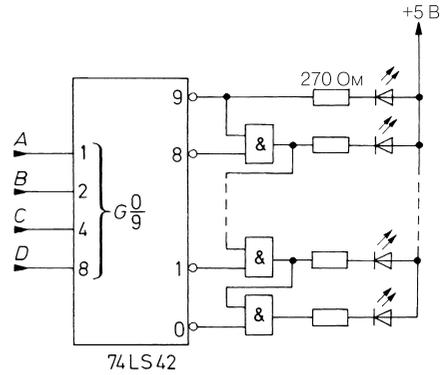


Рис. 23.25. Цифровое управление индикатором со светящейся строкой

Для аналогового управления индикаторной строкой удобно воспользоваться параллельным аналого-цифровым преобразователем, так как у него имеются все сигналы, необходимые для непосредственного управления такой строкой. Входное напряжение с помощью компаратора сравнивается с цепочкой опорных напряжений (рис. 23.26). При этом активизируются все выходы компаратора, соответствующие опорным напряжениям, меньшим входного. Чтобы построить индикацию светящейся точ-

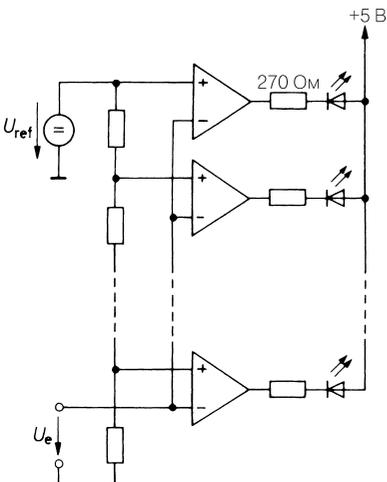


Рис. 23.26. Аналоговое управление светящейся строкой

кой, используя этот принцип, потребуются дополнительные логические элементы (рис. 23.27).

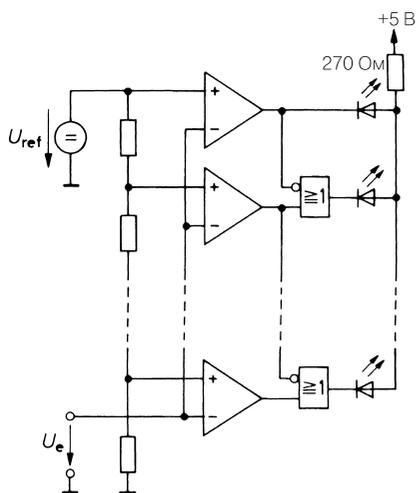


Рис. 23.27. Аналоговое управление индикатором со светящейся точкой

Драйверы аналоговых индикаторов со светящейся точкой и строкой выпускаются в виде интегральных схем. Их образцы приведены в табл. 23.4.

Таблица 23.4. Драйверы индикаторов со светящейся точкой и строкой, оснащенные аналоговым входом

Тип	Изготовитель	Всего элементов	Точка	Строка	Внутреннее ограничение тока
LM3914	National	10	×	×	×
HEF4754V	Philips	18	×	×	ЖКИ
TC826	Microchip	41	×	×	ЖКИ
ICL7182	Intersil	101		×	ЖКИ

23.7.3

Цифровые индикаторы

Простейшая возможность отображать цифры от 0 до 9 состоит в том, чтобы построить семисегментные индикаторы по образцу, показанному на рис. 23.28. В зависимости от сочетания включенных сегментов от *a* до *g* получаем любую цифру при достаточной четкости их распознавания.

Для управления семисегментным индикатором необходимо каждой цифре, обычно представляемой в двоично-десятичном коде, сопоставить соответствующую комбинацию сегментов. Схему, выполняющую эту операцию, называют двоично-десятичным семисегментным дешифратором. Его значения истинности представлены в табл. 23.5.

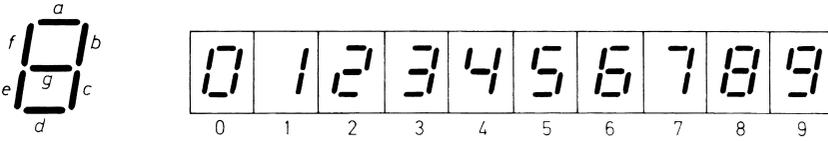


Рис. 23.28. Семисегментный индикатор

Подключение светодиодов или жидкокристаллических индикаторов реализуют по принципу, показанному на рис. 23.19 или 23.21, и получают схемы, представленные на рис. 23.29 и 23.30.

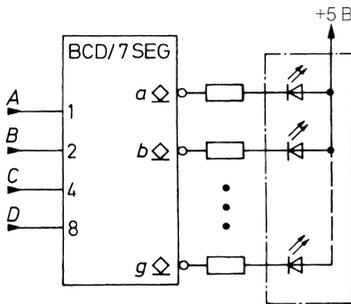


Рис. 23.29. Подключение светодиодных индикаторов к семисегментному дешифратору

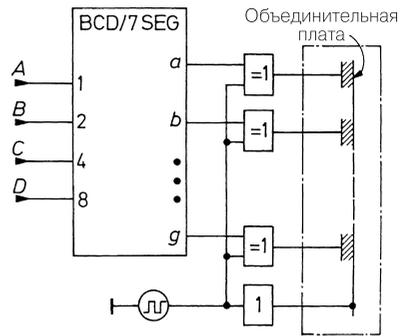


Рис. 23.30. Подключение жидкокристаллических индикаторов к семисегментному дешифратору

Таблица 23.5. Таблица истинности двоично-десятичного семисегментного дешифратора

Цифра	Двоично-десятичный вход				Семисегментный выход							
	2^3	2^2	2^1	2^0	a	b	c	d	e	f	g	
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	
2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	
3	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	
4	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	
5	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	
6	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1	
7	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	
9	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	

Двоично-десятичные семисегментные дешифраторы выпускаются в интегральном исполнении (табл. 23.6). У некоторых образцов для управления светодиодами имеются выходы источников тока, что избавляет от применения резисторов, ограничивающих ток. Дешифраторы для работы с индикаторами изготавливаются как с общими анодами, так и с общими катодами. В дешифраторы для жидкокристаллических индикаторов встраиваются элементы «исключающее ИЛИ», и тогда требуется только внешний тактовый генератор.

Таблица 23.6. Дешифраторы для семисегментных индикаторов

Тип	Изготовитель	Технология	Встроенное ЗУ данных	16-ричный код	Общий	Максимальный выходной ток, мА	Внутренний ограничитель тока	
Для светодиодных индикаторов								
74LS47	Texas Instruments		ТТЛ	Нет	Нет	Анод	24	Нет
74LS247	Texas Instruments		ТТЛ	Нет	Нет	Анод	24	Нет
NE587	Philips	ТТЛ	Да	Нет	Анод	5j50	Да	
NE589	Philips	ТТЛ	Да	Да	Катод	5j50	Да	
CA3161	Intersil	ТТЛ	Да	Нет	Анод	25	Да	
CD4511	Многие	КМОП	Да	Нет	Катод	25	Нет	
Для жидкокристаллических индикаторов								
CD4055	Texas Instruments		КМОП	Нет	Нет			
CD4056	Texas Instruments		КМОП	Да	Нет			
CD4543	Texas Instruments		КМОП	Да	Нет			

Некоторые семисегментные дешифраторы позволяют отображать числа от 10 до 15 с помощью букв от А до F, однако в этом случае числа 11 и 13 должны представляться буквами b и d, иначе они окажутся неотличимыми от 8 и 0. Такие дешифраторы являются 16-ричными. Дешифраторы для многоразрядных индикаторов перечислены в табл. 23.8.

23.7.4

Динамическая индикация

Чтобы уменьшить число используемых формирователей и межсоединений у многоразрядных индикаторов, имеет смысл строить их в виде матрицы и эксплуатировать в режиме динамической индикации. Пример такого решения приведен на рис. 23.31 для 8-разрядного 7-сегментного светодиодного индикатора. Соответствующие сегменты всех индикаторов включены параллельно. Во избежание одновременного свечения одинаковых сегментов всех разрядов дешифратор «1 из 8» включает только один сегмент в каждый момент времени.

Таким образом, для работы 8-разрядного 7-сегментного индикатора требуется всего 15 межсоединений. В качестве интерфейса микропроцессора вполне достаточно распо-

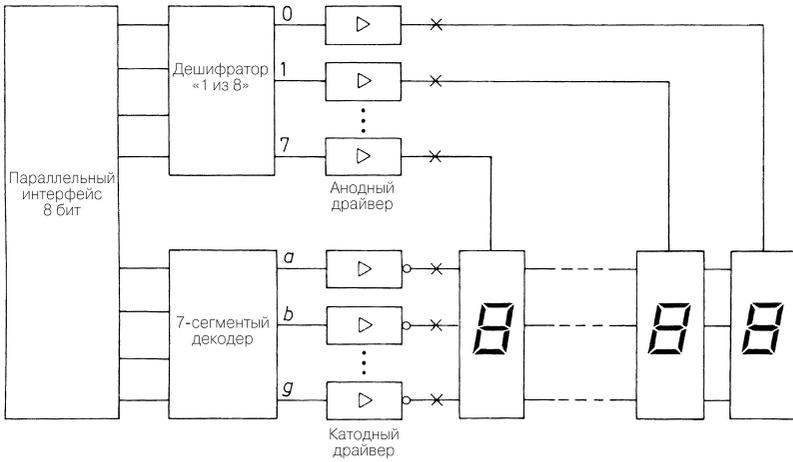


Рис. 23.31. Параллельное подключение 8-разрядного 7-сегментного индикатора к выходу дешифратора

лагать единственным 8-разрядным параллельным портом. Можно даже напрямую подключить дешифратор «1 из 8» и семисегментный дешифратор к шине микрокомпьютера, если у них имеется встроенный буфер памяти. Ряд 7-сегментных дешифраторов представлен в табл. 23.6, а в табл. 23.7 приведены анодные и катодные драйверы для управления светодиодными индикаторами или для других схем, нуждающихся в большом выходном токе.

Динамический режим реализуется с помощью микропроцессора и соответствующей программы. С этой целью четыре бита отводятся номеру позиции, а оставшиеся четыре

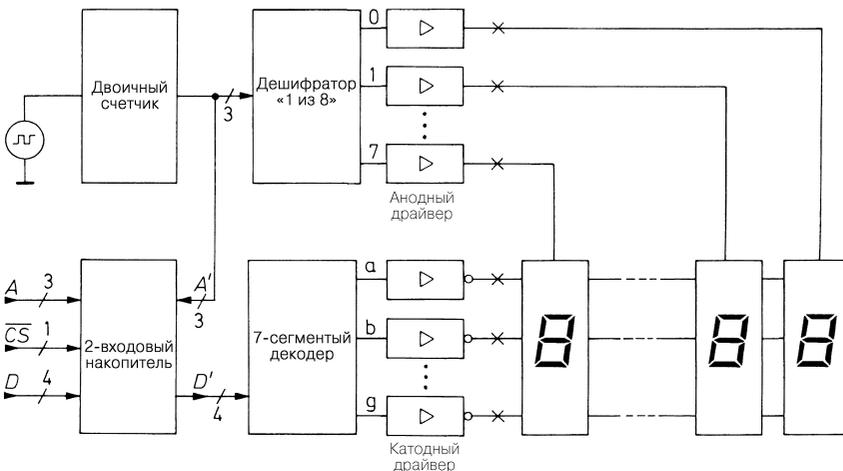


Рис. 23.32. Динамический индикатор с накопителем данных

Таблица 23.7. Драйверы для управления светодиодными индикаторами

Тип	Изготовитель	Количество разрядов	Максимальный ток, мА	Падение напряжения при I_{max} , В
Анодные драйверы (источники тока)				
IRF7304 ¹	Intern. Rect.	2	1000	0,4
DS8867	National	8	14	Постоянный ток
UDN2985	Allegro	8	250	1,3
TD62785	Toshiba	8	500	1,5
TLC5920 ²	Texas Instruments	16	30	Постоянный ток
Катодные драйверы (токовый выход)				
IRF7301 ¹	Intern. Rect.	2	2000	0,3
CA3262	Harris	4	600	0,6
SN75492	Texas Instruments	6	250	1,3
DS8859	National	6	40	Постоянный ток
TPIC2701 ¹	Texas Instruments	7	500	0,4
TB62004	Toshiba	8	200	0,8
NE590	Philips	8	250	1,1
TPIC6273	Texas Instruments	8	250	0,8
UDN2597A	Allegro	8	500	1,0
TD62381	Toshiba	8	500	0,8
TLC5920 ²	Texas Instruments	8	640	0,6
TPC12801	Texas Instruments	8	1000	0,8
SN75498	Texas Instruments	9	125	0,4
TLC5921	Texas Instruments	16	80	Постоянный ток

бита представляют отображаемый символ в двоично-десятичном коде. Затем эта процедура повторяется для следующей позиции. Во избежание мерцаний индикатора весь цикл должен повторяться не реже 100 раз в секунду. Имеется много способов реализации (особенно в простых приборах), когда вычислительная мощность вполне достаточна для управления индикацией. Тем не менее мерцание индикатора все же возникает, как только микропроцессору потребуются время на выполнение других операций.

Если индикация должна работать без поддержки микропроцессора, к схеме на рис. 23.31 следует добавить ЗУ и встроенный блок динамического индикатора. В результате приходим к схеме, представленной на рис. 23.32. Отображаемые данные с помощью микропроцессора заносятся в двухпортовое ЗУ (см. раздел 10.2.1), подключенное как обычное ОЗУ к шине микрокомпьютера. Считывание отображаемой информации из двухпортового ЗУ происходит независимо от записи. При этом двоичный счетчик циклически выставляет адреса и активизирует соответствующие позиции посредством дешифратора «1 из 8».

¹ Логические схемы МОП с питанием 5 В.

² Содержат анодные и катодные драйверы.

Таблица 23.8. Интегральные динамические индикаторы с накоплением данных

Тип	Изготовитель	Количество разрядов	Количество сегментов в разряде	Общие	Данные входа, бит
Драйверы для светодиодных индикаторов					
ICM7212	Maxim	4	7	Аноды	4
MM74C911	National	4	7	Катоды	8
MC14499	Motorola	4	7	Катоды	1
MM74C912	National	6	7	Катоды	5
MAX7219	Maxim	8	7	Катоды	1
ICM7243	Intersil	8	16	Катоды	6
Светодиодные индикаторы с встроенным драйвером (интеллектуальные дисплеи)				Размер,	мм
DLO7135	Infineon	1	5 7	17	7
DLO3416	Infineon	4	5 7	7	7
HDLO3416	Agilent	4	5 7	7	7
PDSP2112	Infineon	8	5 7	5	8
HCMS2975	Agilent	8	5 7	5	1
Драйверы для светодиодных индикаторов				Статич./уплотн.	
ICM7211	Maxim	4	7	Статич.	4
ICM7231	Intersil	8	7	Уплотн.	6
ICM7232	Intersil	10	7	Уплотн.	1
HD61104	Hitachi		80	Уплотн.	4

Формирователи индикации, работающие по этому принципу, предлагаются в виде множества разнообразных интегральных схем. Несколько типов таких микросхем перечислено в табл. 23.8. Наряду с приборами с параллельным вводом данных имеются микросхемы, где отображаемая информация хранится в регистре сдвига. Для управления ими достаточно иметь линию последовательной передачи данных без указания каких-либо адресов. Оба типа приборов поддаются дальнейшему расширению. В варианте с ОЗУ добавление дешифратора «1 из 8» позволяет выбирать тот или иной модуль. Вариант с регистром сдвига позволяет поочередно направлять отображаемые данные на несколько последовательно включенных модулей.

Некоторые светодиодные индикаторы снабжаются встроенными формирователями динамической индикации. Эти «интеллектуальные» дисплеи также представлены в табл. 23.8.

Для работы жидкокристаллических индикаторов требуется переменное напряжение определенной амплитуды. В случае формирователей, рассчитанных на небольшое число сегментов, оно генерируется двухтактным способом (см. рис. 23.21). Если число сегментов велико, жидкокристаллические индикаторы также строятся в виде матриц с тем, чтобы сэкономить на межсоединениях. Однако для управления такими

ЖК матрицами требуется три уровня напряжения (кроме земли) для того, чтобы на выбранные сегменты подавалось достаточно высокое, а на остальные – относительно низкое переменное напряжение. Эту особую технику уплотнения называют триплексированием.

23.7.5 Буквенно-цифровые индикаторы

Семисегментные индикаторы позволяют отображать лишь несколько букв. Показ всего алфавита требует повышенного разрешения. Оно обеспечивается 16-сегментными индикаторами или 35-точечными матрицами.

16-сегментные индикаторы

Устройство 16-сегментного индикатора показано на рис. 23.33. По сравнению с семи-сегментным прибором, изображенным на рис. 23.28, в нем сегменты a, d и g поделены пополам, и добавлены сегменты h – m, что позволяет отображать символы из набора, приведенного на рис. 23.34. Чаще всего ограничиваются 64 символами, куда входят строчные буквы, цифры и основные специальные символы.

Имеется два типа 16-сегментных индикаторов: светодиодные и жидкокристаллические. Первые из них изготавливаются фирмами Siemens, Hewlett-Packard и Monsanto. Отметим, что индикаторы Siemens снабжены встроенными дешифраторами.

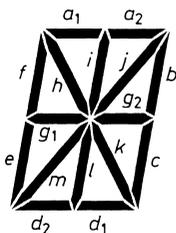


Рис. 23.33. 16-сегментный индикатор (две дополнительные точки не показаны)

	!	"	#	\$	%	&	'	(<)	*	+	,	--	.	/
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	-	/	<	=	>	?
a	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O
P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	[\]	^	_

Рис. 23.34. Типичный набор символов, отображаемых 16-сегментным индикатором

Микросхема AC5947 корпорации Texas Instruments служит, например, подходящим дешифратором для остальных индикаторов. Он подключается точно так же, как и семи-

сегментный дешифратор, на рис. 23.29. Дешифраторы для многоразрядной индикации перечислены в табл. 23.8.

35-точечный матричный индикатор

Матрица, состоящая из 5×7 точек (рис. 23.35), отличается гораздо более высоким разрешением по сравнению с 16-сегментным индикатором и позволяет приблизительно отображать практически любые мыслимые символы. Так, например, в сочетании со стандартным знакогенератором она способна представлять 96 символов ASCII плюс еще 32 символа (рис. 23.37).

Вследствие большого числа необходимых соединений в матричном индикаторе элементы подключаются не отдельно друг от друга, а образуют свою матричную схему со-

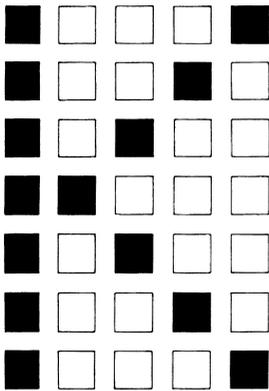


Рис. 23.35. Расположение точек 35-точечной матрицы в виде 7 строк и 5 столбцов

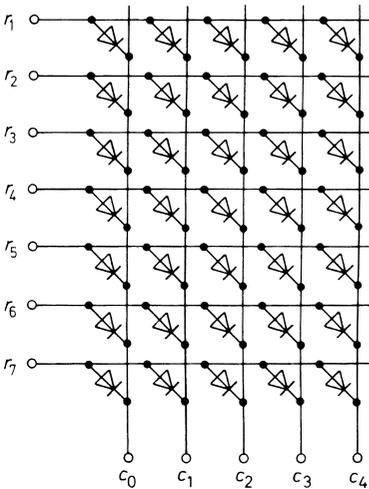


Рис. 23.36. Матричное соединение индикаторных элементов на примере светодиодов

единений. Иллюстрацией этому служит светодиодная матрица, показанная на рис. 23.36. Ей требуется всего 12 выводов на 35 элементов. Впрочем, такое устройство не

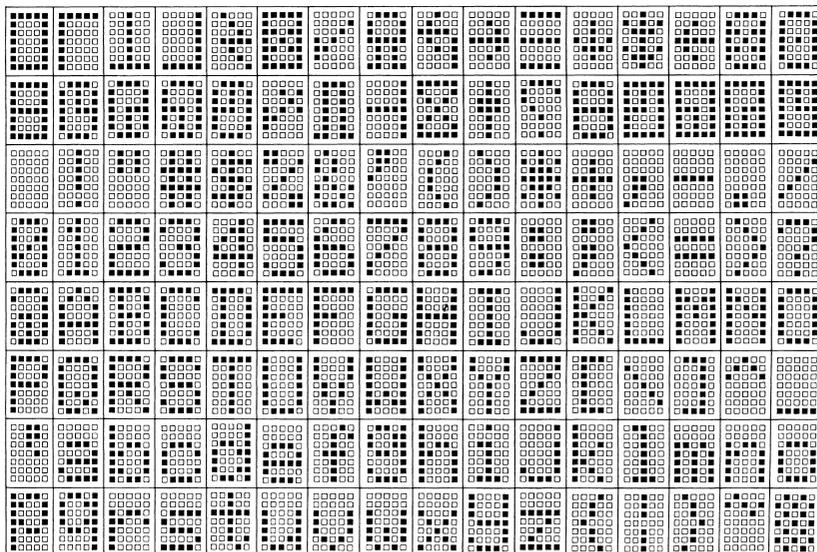


Рис. 23.37. Пример с генератором символов ASCII

позволяет одновременно включать все требуемые элементы. Поэтому его применяют в режиме динамической индикации, выбирая строку за строкой и одновременно включая требуемые элементы. При достаточно быстрой коммутации у наблюдателя складывается впечатление одновременной активности всех задействованных точек матрицы. При частоте циклов не ниже 100 Гц глаз человека не замечает мерцаний.

Структурная схема управления светодиодной матрицей представлена на рис. 23.38. Выбор строк осуществляется с помощью двоичного счетчика и дешифратора «1 из 8».

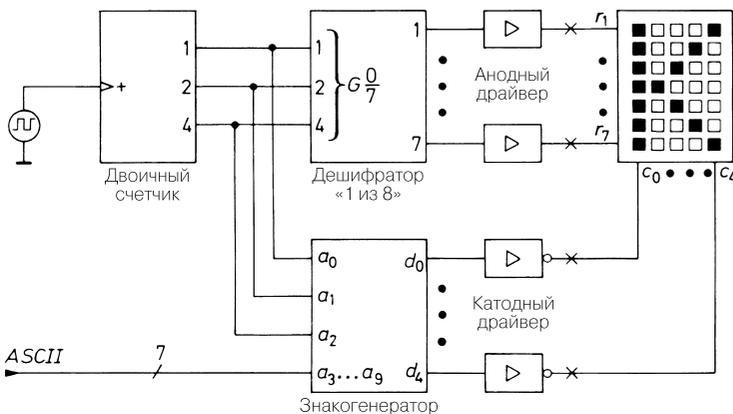


Рис. 23.38. Схема управления светодиодными матрицами с 5×7 элементами

Номер строки вместе с ASCII-кодом нужного символа передается знакогенератору. В соответствии со схемой, показанной на рис. 23.36, он определяет, какие точки должны включаться в той или иной строке. Знакогенераторы выступают в роли ПЗУ с программируемой маской и обеспечивают индикацию символов, показанных на рис. 23.37. Если понадобятся другие символы, имеет смысл запрограммировать их в EPROM. В табл. 23.9 на примере символа «К» демонстрируется, как должно выглядеть содержимое знакогенератора. Примером матричного индикатора со встроенным блоком управления служит микросхема DLR7136 фирмы Siemens.

Таблица 23.9. Содержимое знакогенератора при отображении символа «К»

Номер строки	Адрес ПЗУ ASCII «К»										Содержимое ПЗУ Код столбца				
	a_9	a_8	a_7	a_6	a_5	a_4	a_3	a_2	a_1	a_0	c_0	c_1	c_2	c_3	c_4
1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1
2	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0
3	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	0
4	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0
5	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	0	0
6	1	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	0	0	1	0
7	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1

Управление с динамической индикацией несколько усложняется в случае жидкокристаллических индикаторов, так как здесь невозможно исключить переменное напряжение в невыбранных точках. По этой причине оно осуществляется с помощью трехуровневого сигнала, благодаря чему амплитуда на невыбранных элементах остается ниже порога включения (см. рис. 23.17). Подобные тройные дешифраторы также выпускаются в интегральном исполнении [23.5]. Некоторые из них указаны в табл. 23.8.

Литература

- [23.1] Härtel, V.: Das Opto-Kochbuch. Freising: Texas Instruments.
- [23.2] Bludau, W.: Halbleiter-Optoelektronik. Carl Hanser, Wien.
- [23.3] Photoconductive Cell Application Design Handbook. Datenbuch der Firma Clairrex, Mount Vernon, N. Y.
- [23.4] Camatini, E.: Progress in Electro-Optics. New York, London: Plenum Press 1975.
- [23.5] Walter, K. H.: Ein universeller Ansteuerbaustein für Flüssigkristallanzeigen. Siemens Components 19 (1981) H. 5, S. 160–165.

Глава 24

ОСНОВЫ ТЕХНИКИ СВЯЗИ

24.1

Системы связи

В наши дни системы техники связи столь же обыденны, как и электрическое энерго-снабжение. Наряду с аналоговой телефонией как классической проводной системой и аналоговыми радиовещанием и телевидением как классическими беспроводными системами все более широкое применение находят такие современные системы, как ISDN-телефония, беспроводные и мобильные телефоны, прием радио- и телевизионных программ через широкополосные кабельные сети или спутники, модемы для персональных компьютеров, беспроводные мыши и клавиатура к компьютерам, дистанционное управление гаражными воротами, а также автомобильные ключи со встроенной разблокирующей схемой и т.д. Благодаря соединению различных систем и внедрению специальных методов связи все это приводит к появлению неоднородных систем наподобие Интернета.

Мы называем систему передачи системой связи, если для согласования с каналом передачи применяется некая модуляция. В этом смысле техника связи – это дисциплина, изучающая способы модуляции. Тем самым подчеркивается отличие от систем передачи без модуляции, например от каналов связи между компьютерами (V.24, SCSI и др.), где для прямой передачи сигналов на большие расстояния применяются специальные линии и драйверы. Следовательно, отличительным признаком связанной системы передачи служит использование модулятора в передатчике и демодулятора – в приемнике.

Компоненты аналоговой и цифровой систем передачи сообщений показаны на рис. 24.1. Последовательность компонентов сверху вниз образует передатчик, а снизу вверх – приемник. Между передатчиком и приемником имеется канал связи, как среда передачи сообщений, причем это может быть как проводная линия, так и беспроводная трасса обмена сообщениями с передающей и приемной антеннами на концах.

В аналоговых системах пересылаемый полезный сигнал $s(t)$ подается непосредственно на аналоговый модулятор. Выходной сигнал модулятора усиливается передающим усилителем и поступает в канал связи. Большинство аналоговых модуляторов выдают сигнал на требуемой частоте передачи. В этом случае передающий усилитель состоит из единственного или нескольких последовательно включенных усилителей. В некоторых случаях модулятор выдает сигнал на промежуточной частоте, которая преобразуется в частоту передачи с помощью смесителя в передающем усилителе. В канале связи происходит ослабление сигнала, которое может достигать 150 дБ на беспроводных трассах (например, передаваемая мощность $1 \text{ кВт} = 10^3 \text{ Вт}$ ©

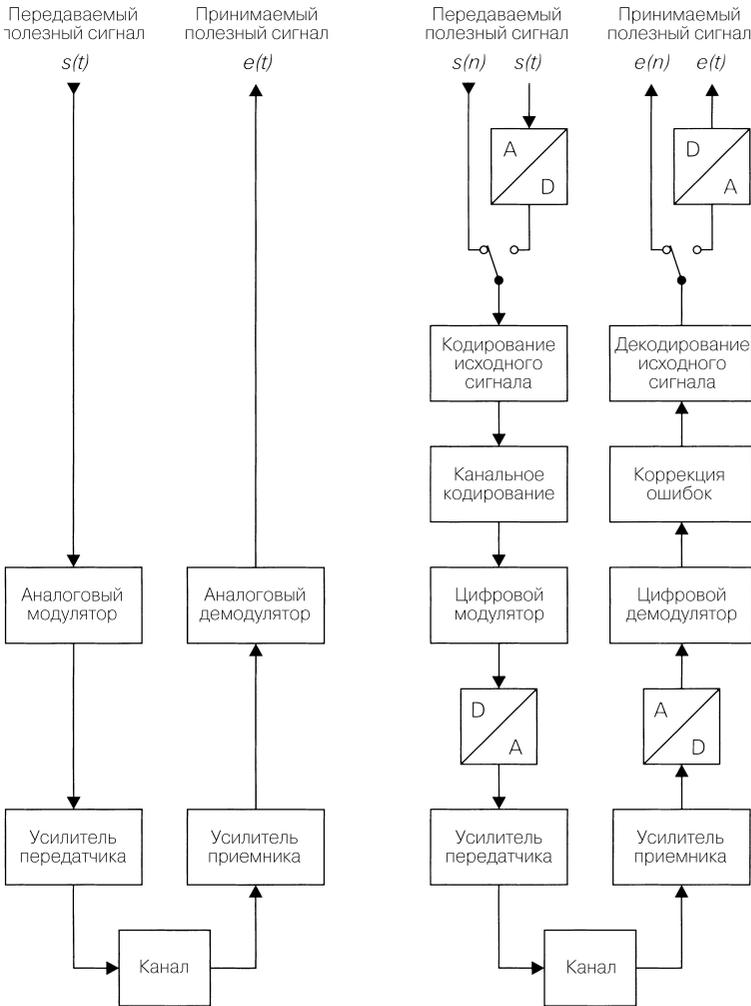


Рис. 24.1. Компоненты системы передачи сообщений

принимаемая мощность $1 \text{ пВт} = 10^{-12} \text{ Вт}$). В предельных ситуациях мощность сигнала лишь незначительно превышает мощность неизбежных тепловых шумов. В приемнике сигнал усиливается приемным усилителем настолько, чтобы его можно было подать на демодулятор. При этом необходимо предусмотреть автоматическую регулировку усиления с тем, чтобы поддерживать стабильным уровень сигнала на входе демодулятора независимо от расстояния между передатчиком и приемником. Кроме того, в беспроводных и многоканальных проводных системах приемный усилитель должен быть частотно-селективным для выделения требуемого сигнала среди сигналов на соседних частотах. С этой целью применяют несколько фильтров и один или два смесителя для преобразования частоты. Из выделенного сигнала, усиленного до нужного уровня, аналоговый демодулятор выделяет принятый полезный сигнал $e(t)$.

Цифровые системы содержат все компоненты аналоговых, но модулятор и демодулятор реализуются цифровыми средствами и связываются с усилителями через ЦАП или АЦП. Последние обычно встраиваются соответственно в модулятор или демодулятор и не показываются на иллюстрациях по отдельности. В этом случае у цифрового модулятора имеется цифровой вход и аналоговый выход, а цифровой демодулятор снабжается аналоговым входом и цифровым выходом. Эти компоненты, соответствующие аналоговой системе, сами образуют законченную систему. Она дополняется канальным кодированием в передатчике, придающим избыточность в виде контрольных разрядов, контрольных сумм или специального кода. Такая избыточность используется для коррекции ошибок в приемнике. Кроме того, для снижения объема передаваемой информации в некоторых системах применяется кодирование и декодирование источника. Вообще говоря, кодирование источника не обходится без потерь, то есть декодирование не способно восстанавливать сигнал в точности. Кодирование источника в значительной степени опирается на знания физиологии, согласно которым определенные составляющие речи и изображений не воспринимаются человеком. На этом уровне происходит пересылка цифрового сигнала $s(n)$ и прием $e(n)$. Для передачи аналоговых сигналов требуются дополнительные преобразователи в передатчике и приемнике. Так, например, обстоит дело с цифровой телефонией, где передаваемый полезный сигнал $s(t)$ формируется микрофоном, а принимаемый полезный сигнал $e(t)$ – громкоговорителем.

В аналоговую систему входит меньшее количество компонентов, причем, как правило, они проще, чем соответствующие компоненты цифровой системы. Однако недостаток аналоговой системы состоит в том, что шумы и прочие помехи, добавляемые к полезному сигналу в процессе передачи, не могут быть от него отделены, и потому отношение сигнал–шум убывает особенно быстро при прохождении нескольких трасс. К тому же аналоговые методы модуляции плохо используют доступную полосу частот, и им требуется сравнительно высокое отношение сигнал–шум на входе приемника, чтобы обеспечить приемлемое качество передачи.

В цифровых системах применяются сложные методы модуляции с существенно более эффективным использованием полосы частот. Шумы и другие помехи полностью удаляются демодулятором путем определения пороговых значений, если их амплитуда не превосходит определенной величины. В противном случае возможны ложные сигналы, но они исправляются методами коррекции ошибок, если темп появления ложных сигналов остается ниже определенного предела. Поэтому цифровые системы позволяют добиваться почти идеального качества передачи даже при низком отношении сигнал–шум на входе приемника. Не менее важно более эффективное использование полосы частот благодаря применению сложных методов модуляции, так как из-за внедрения все новых систем происходит постоянное сужение полосы частот передачи информации.

Важнейшие свойства аналоговых и цифровых систем сравниваются в табл. 24.1. Здесь также указаны очевидные преимущества цифровых систем, например отсутствие дрейфа и малые затраты на настройку. Указанные параметры отчасти избыточны: более эффективное использование полосы частот в цифровых системах является следствием большей сложности методов модуляции, а нестрогие требования к отношению сигнал–шум позволяют снижать мощность несущей.

Таблица 24.1. Свойства аналоговых и цифровых систем передачи информации

Свойство	Аналоговая	Цифровая
Сложность схемного решения	Низкая	Высокая
Эффективность использования полосы частот	Низкая	Высокая и высшая
Сложность системы модуляции	Низкая	Высокая
Требование к отношению сигнал–шум приемника	Высокое	Низкое
Требуемая мощность несущей	Высокая	Низкая
Качество передачи:		
– при низком отношении сигнал–шум	Плохое	Очень хорошее
– при высоком отношении сигнал–шум	Хорошее	Идеальное
Точность арифметических операций	Низкая	Высокая, идеальная
Температурный дрейф	Большой	Низкий
Условный дрейф старения	Большой	Низкий
Затраты на настройку при изготовлении	Высокие	Низкие

24.2

Каналы передачи информации

Каналы передачи информации рассматриваются здесь в последовательности их общетехнической применимости: проводная линия, беспроводная система и оптоволоконная связь.

24.2.1

Проводная линия

Для передачи информации чаще всего применяются коаксиальные и двухпроводные линии. Их сечения показаны на рис. 24.2 вместе с силовыми линиями электрического и магнитного полей и типовыми размерами. Теоретически коаксиальная линия представляет собой экранированный проводник, поэтому поля не выходят из пространства между внутренним и внешним проводниками, что исключает влияние соседних компонентов системы. На практике у многих коаксиальных линий внешний проводник не является идеально сплошным, так что слабые поля оказываются заметны и вне коаксиала. Напротив, сигнал неэкранированной двухпроводной линии может оказаться связанным емкостной (Е-поле) или индуктивной (Н-поле) связью с соседними компонентами системы или параллельно проложенной другой неэкранированной линией. Такую связь называют перекрестным искажением (перекрестной модуляцией).

У многих коаксиальных линий пространство между внешним и внутренним проводниками заполнено диэлектриком для их центрирования. Обычно оно заполняется тефлоном ($\epsilon_r = 2,05$) или полистиролом ($\epsilon_r = 2,5$). Двухпроводная линия иногда защищается полиэтиленовой оболочкой, а ее проводники скручены или соединены перемычкой.

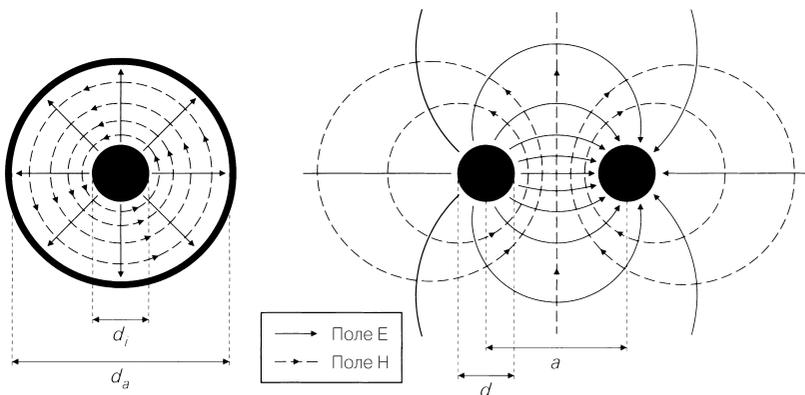


Рис. 24.2. Сечение и силовые линии проводников для передачи информации

Волновое сопротивление и скорость распространения

Отношение электрической E и магнитной H составляющих напряженности распространяющегося поля определяется волновым сопротивлением Z_F . Из уравнений Максвелла следует [24.1]:

$$Z_F = \frac{|E|}{|H|} = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\epsilon_0 \epsilon_r}} = 120\pi \Omega \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \stackrel{\mu_r=1}{=} \frac{120\pi \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{377\Omega}{\sqrt{\epsilon_r}}.$$

Можно выбрать $\mu = 1$, так как магнитные материалы в линиях связи не применяются. Тогда для скорости распространения волны имеет место соотношение:

$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \stackrel{\mu_r=1}{=} \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}, \tag{24.1}$$

где скорость света в вакууме $c_0 = 3 \cdot 10^8$ м/с. Для обычных диэлектриков при $\epsilon_r \approx 2 \dots 2,5$ скорость распространения волн составляет около $2 \cdot 10^8$ м/с, то есть $2/3$ от скорости света в вакууме.

Волновое сопротивление линии

Отношение напряжения к току бегущей волны определяется волновым сопротивлением линии Z_W . Его рассчитывают, определяя напряжение путем интегрирования вдоль силовой линии электрической составляющей от проводника 1 до проводника 2 и ток путем интегрирования вдоль силовой линии магнитной составляющей [24.1]:

$$U = \int_1^2 E dr, \quad I = \sqrt{\oint H dr}.$$

Отсюда следует:

$$Z_W = \frac{U}{I} = Z_F k_g = Z_F \cdot \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \ln \frac{d_a}{d_i} & \text{коаксиальная линия,} \\ \frac{1}{\pi} \ln \left(\frac{a}{d} \sqrt{\left(\frac{a}{d}\right)^2 - 1} \right) & \text{двухпроводная линия.} \end{cases}$$

Следовательно, волновое сопротивление линии состоит из волнового сопротивления и геометрического коэффициента k_g , свойственного данной линии. Подставляя Z_r , находим:

$$Z_w = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{d_a}{d_i} \text{ Ом} & \text{коаксиальная линия,} \\ \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{a}{d} + \sqrt{\left(\frac{a}{d}\right)^2 - 1} \right) \text{ Ом} & \text{двухпроводная линия.} \end{cases} \quad (24.2)$$

На практике применяют коаксиальные кабели с $Z_w = 50$ Ом (например, $\epsilon_r = 2,05$, $d_i = 2,6$ мм, $d_a = 8,6$ мм) и $Z_w = 75$ Ом, а также витые пары проводников с $Z_w = 110$ Ом. Расчет Z_w для витой пары затруднен тем, что поле распространяется также в ее оболочке ($\epsilon_r > 1$) и во внешнем пространстве ($\epsilon_r = 1$). Поэтому в выражение (24.2) надо подставлять эффективное значение ϵ_r , которое определяется только по измерениям или по результатам моделирования поля.

Волновое сопротивление линии вовсе не является омическим, поэтому оно не поддается измерению с помощью омметра или измерителя полных сопротивлений. Оно лишь описывает соотношение между напряжением и током некоей волны. Далее мы увидим, что, вообще говоря, в проводнике имеется две волны: прямая с $U_f = Z_w I_f$ и обратная с $U_r = Z_w I_r$. При $U = U_f + U_r$ и $I = I_f - I_r$ находим измеряемое напряжение между проводниками U и протекающий по ним ток I .

На практике часто опускают слово «линии» и говорят просто о волновом сопротивлении. Кроме того, широко применяются обозначения Z_L и Z_0 . Волновое сопротивление может быть комплексной величиной, и по аналогии с импедансом его обозначают буквой Z , но иногда в формулах фигурируют и такие обозначения, как R_w , R_L или R_0 .

Уравнение электрической линии

Короткий отрезок электрической линии может быть описан четырьмя дискретными элементами (рис. 24.3). При этом используются четыре погонные характеристики линии [24.1]:

- *погонная индуктивность* L' , представляющая энергию, запасенную магнитным полем на отрезке единичной длины, и выражаемая в генри на метр: $[L'] = \text{Гн/м}$;
- *погонная емкость* C' , представляющая энергию, запасенную электрическим полем на отрезке единичной длины, и выражаемая в фарадах на метр: $[C'] = \text{Ф/м}$;
- *погонное сопротивление* R' , учитывающее омические потери в линии и выражаемое в омах на метр: $[R'] = \text{Ом/м}$. На низких частотах эта компонента равна сопротивлению проводника постоянному току. На частотах выше 10 кГц она растет пропорционально квадратному корню из частоты ($R' \sim f^{1/2}$) вследствие скин-эффекта, что вызывает рост затухания с частотой;
- *погонная утечка* G' , учитывающая проводимость изоляции и потери на поляризацию диэлектрика. Эта характеристика выражается в сименсах на метр: $[G'] = \text{См/м}$. Проводимость изоляции обычно пренебрежимо мала. Потери на поляризацию растут с частотой ($G' \sim f$), однако в диапазоне частот для технических приложений они намного ниже омических потерь.

Согласно схеме, приведенной на рис. 24.3, справедливы следующие соотношения для напряжений и токов:

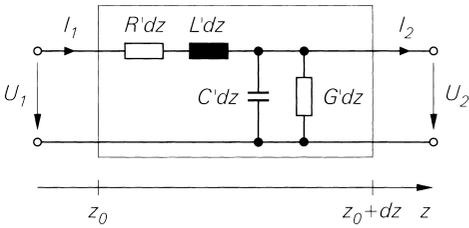


Рис. 24.3. Эквивалентная схема короткого отрезка линии связи длиной dz

$$U_2 = U_1 - (R'dz + j\omega L'dz)I_1,$$

$$I_2 = I_1 - (G'dz + j\omega C'dz)U_2.$$

Подставив

$$U_2 = U_1 + dU \text{ и } I_2 = I_1 + dI$$

и поделив на dz с последующим предельным переходом $dz \rightarrow 0$

$$U_1 \rightarrow U_2 = U, I_1 \rightarrow I_2 = I,$$

получим:

$$\frac{dU}{dz} = -(R' + j\omega L')I, \tag{24.3}$$

$$\frac{dI}{dz} = -(G' + j\omega C')U. \tag{24.4}$$

Дифференцируя (24.3) по z и подставляя (24.4), находим уравнение электрической линии (телеграфное уравнение):

$$\frac{d^2U}{dz^2} = (R' + j\omega L')(G' + j\omega C')U = \gamma_L^2 U. \tag{24.5}$$

У этого уравнения имеется общее решение

$$U(z) = U_f e^{-\gamma_L z} + U_r e^{\gamma_L z} \tag{24.6}$$

с постоянной распространения волн:

$$\gamma_L = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')}. \tag{24.7}$$

Для линий с малыми потерями уже в нижней части килогерцевого диапазона частот справедливо $j\omega L' \gg R'$ и $j\omega C' \gg G'$. Отсюда для постоянной распространения волн находим:

$$\gamma_L \approx \underbrace{\frac{R'}{2} \sqrt{\frac{C'}{L'}} + \frac{G'}{2} \sqrt{\frac{L'}{C'}}}_{\alpha_L} + j \underbrace{\omega \sqrt{L'C'}}_{\beta_L} \tag{24.8}$$

с постоянной затухания α_L и фазовой постоянной β_L . Если потери в линии отсутствуют ($R' = G' = 0$), постоянная затухания обращается в нуль.

Для наглядности построим функцию времени:

$$u(t, z) = \text{Re}\{U(z)e^{j\omega t}\} \stackrel{(24.6)}{=} \text{Re}\{U_f e^{j\omega t - \gamma_L z} + U_r e^{j\omega t + \gamma_L z}\} =$$

$$= \underbrace{|U_f| e^{-\alpha_L z} \cos(\omega t - \beta_L z + \varphi_f)}_{\text{прямая волна}} + \underbrace{|U_r| e^{\alpha_L z} \cos(\omega t + \beta_L z + \varphi_r)}_{\text{обратная волна}} = u_f(t, z) + u_r(t, z).$$

Ее образуют прямая волна $u_f(t, z)$ и обратная волна $u_r(t, z)$. На рис. 24.4 они показаны в момент времени t_0 и спустя четверть периода. Как видно, эти волны распространяются в противоположных направлениях и затухают в направлении распространения. Скорость распространения v оценим по положению максимума косинус-функции. Для прямой волны имеет место

$$\omega t - \beta_L z + \varphi_f = 0 \Rightarrow v = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta_L} = \frac{1}{\sqrt{L'C'}}. \quad (24.9)$$

Для обратной волны получим равную по модулю, но отрицательную скорость распространения, в чем проявляется противоположность распространения обеих волн. Длина волны λ равна расстоянию между соседними максимумами, так что составляющая аргумента косинус-функции, зависящая от расстояния, должна пробегать интервал 2π :

$$\beta_L \lambda = 2\pi \Rightarrow \lambda = \frac{2\pi}{\beta_L} = \frac{1}{f\sqrt{L'C'}} = \frac{v}{f}. \quad (24.10)$$

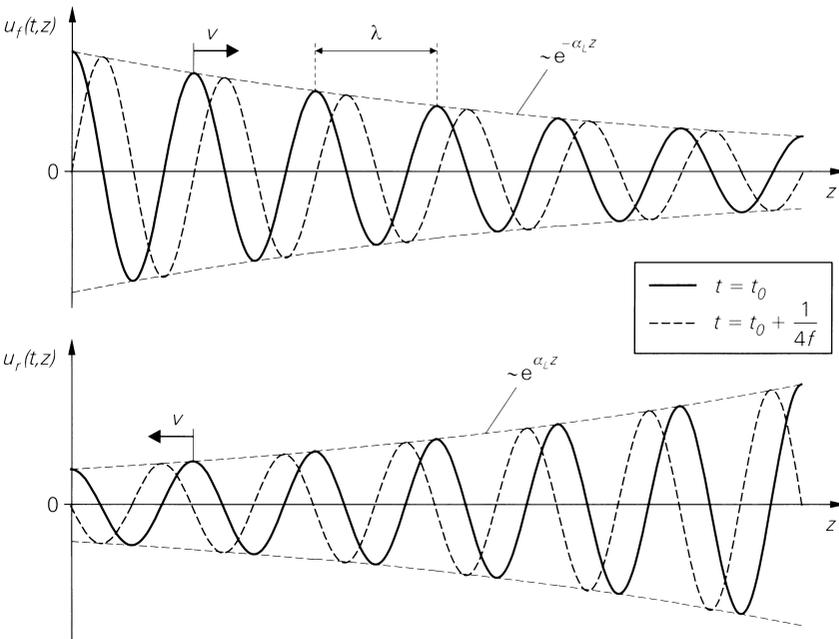


Рис. 24.4. Прямая (вверху) и обратная (внизу) волны в электрической линии в момент времени t_0 и спустя четверть периода

Для расчета тока I в линии решим (24.3) относительно I и подставим U из (24.6):

$$I = -\frac{1}{R' + j\omega L'} \frac{dU}{dz} = -\frac{1}{R' + j\omega L'} (-\gamma_L U_f e^{-\gamma_L z} + \gamma_L U_r e^{\gamma_L z}) = \sqrt{\frac{G' + j\omega C'}{R' + j\omega L'}} (U_f e^{-\gamma_L z} - U_r e^{\gamma_L z}).$$

При волновом сопротивлении линии

$$Z_W = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (24.11)$$

справедливы соотношения:

$$I = \frac{U_f}{Z_W} e^{-\gamma l^2} - \frac{U_r}{Z_W} e^{\gamma l^2} = I_f e^{-\gamma l^2} - I_r e^{\gamma l^2}. \quad (24.12)$$

Здесь мы также имеем дело с прямой и обратной волнами, однако в этом случае они вычитаются. Волны тока связаны с соответствующими волнами напряжения через волновое сопротивление линии. Эту связь мы уже рассматривали в предыдущем разделе.

Напряжения U_f и U_r , равно как и токи I_f и I_r прямой и обратной волн, не поддаются непосредственному измерению, так как в проводнике они всегда наложены друг на друга. Измеримы лишь U и I . Для измерения волн требуется направленный ответвитель [24.1].

Если потери в линии малы, влиянием R' и G' можно пренебречь, и тогда

$$Z_W \approx \sqrt{\frac{L'}{C'}}. \quad (24.13)$$

Это соотношение соблюдается строго, если линия свободна от потерь.

В предыдущем разделе волновое сопротивление линий особого типа рассчитывалось по волновому сопротивлению для напряженностей с использованием геометрического коэффициента k_G . Эти вычисления идентичны расчетам через погонные характеристики линии, так как у L' и C' также имеется геометрическая составляющая.

Затухание

Электрические линии обычно характеризуются погонным затуханием a' в децибелах на метр. Для 50-омного стандартного коаксиального кабеля имеет место [24.1]:

$$\frac{a'}{\text{дБ/м}} \approx 2,35 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{f}{\text{МГц}}},$$

где a' – погонное затухание в дБ/м, а f – частота в МГц.

Отсюда для затухания a в линии длиной l получим:

$$a = a'l.$$

Затухание как функция длины и частоты показано на рис. 24.5. Затухание двухпроводной линии в 2...5 раз больше в зависимости от исполнения.

Погонное затухание позволяет рассчитывать постоянную затухания α_L :

$$\alpha_L = 0,115 \text{ м}^{-1} \cdot \frac{a'}{\text{дБ/м}} = 0,115 \text{ м}^{-1} \cdot \left(\frac{a'}{\text{дБ/м}} \Big|_{f_0} \right) \sqrt{\frac{f}{f_0}}.$$

Отсюда для 50-омного стандартного коаксиального кабеля находим:

$$\alpha_L \approx 2,7 \cdot 10^{-7} \text{ м}^{-1} \cdot \sqrt{\frac{f}{\text{Гц}}} = \begin{cases} 2,7 \cdot 10^{-4} \text{ м}^{-1} & \text{при } f = 1 \text{ МГц,} \\ 2,7 \cdot 10^{-2} \text{ м}^{-1} & \text{при } f = 10 \text{ ГГц.} \end{cases}$$

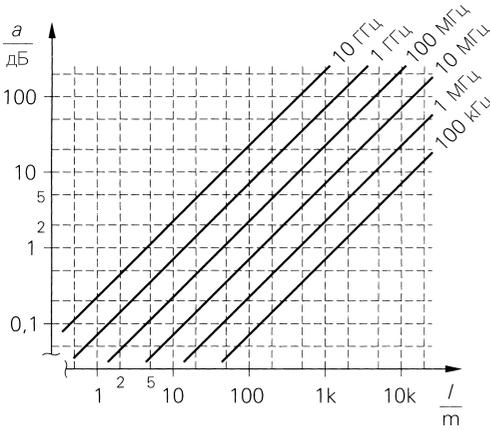


Рис. 24.5. Затухание 50-омного стандартного коаксиального кабеля длиной l на различных частотах

Параметры линии связи

Электрическая линия обычно характеризуется своим волновым сопротивлением Z_w , скоростью распространения волны v и погонным затуханием a' . Вместо скорости распространения также указывают диэлектрическую постоянную ϵ_r . Тогда эту скорость находят по формуле (24.1). Вместо Z_w и v или ϵ_r иногда приводят погонную индуктивность L' и погонную емкость C' , но на практике это не принято. Сводка параметров линии связи и зависимостей между ними приведена в табл. 24.2.

Таблица 24.2. Параметры линии связи

Волновое сопротивление линии	$Z_w = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$
Скорость распространения	$v = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$
Погонная индуктивность	$L' = \frac{Z_w}{v}$
Погонная емкость	$C' = \frac{1}{Z_w v}$
Постоянная затухания	$\alpha_L = 0,115 \frac{1}{\text{м}} \times \frac{a'}{\text{дБ/м}}$
Фазовая постоянная	$\beta_L = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi f}{v} = \frac{2\pi}{\lambda}$ при $\lambda = \frac{v}{f}$
Постоянная распространения	$\gamma_L = \alpha_L + j\beta_L$

Представление линии связи в виде четырехполюсника

Линия связи длиной l вместе с соответствующими токами и напряжениями представлена на рис. 24.6 в виде четырехполюсника. Исходя из выражения (24.6), представим напряжения U_1 с координатой места $z = 0$ и U_2 с координатой места $z = l$ в виде сумм прямой и обратной волн:

$$U_1 = U_f + U_r, \tag{24.14}$$

$$U_2 = U_f e^{-\gamma l} + U_r e^{\gamma l}. \tag{24.15}$$

Для токов соответственно справедливо:

$$I_1 = I_f - I_r = \frac{U_f}{Z_w} - \frac{U_r}{Z_w}, \tag{24.16}$$

$$I_2 = I_f e^{-\gamma l} - I_r e^{\gamma l} = \frac{U_f}{Z_w} e^{-\gamma l} - \frac{U_r}{Z_w} e^{\gamma l}. \tag{24.17}$$

С помощью выражений (24.15) и (24.17) находим:

$$U_2 + Z_w I_2 = 2U_f e^{-\gamma l}, \quad U_2 - Z_w I_2 = 2U_r e^{\gamma l}. \tag{24.18}$$

Отсюда следует, что обратная волна определяется цепью, подключенной к выводам 2. Обратная волна исчезает при $U_2 - Z_w I_2 = 0$, то есть при подключении к выводам 2 сопротивления $R = Z_w = U_2/I_2$. В такой ситуации говорят о нагрузке волновым сопротивлением. Решая (24.18) относительно U_f и U_r и подставляя их в (24.14) и (24.16), получим:

$$U_1 = \frac{U_2}{2}(e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}) + \frac{Z_w I_2}{2}(e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}),$$

$$I_1 = \frac{U_2}{2Z_w}(e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}) + \frac{I_2}{2}(e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}).$$

При $\text{ch}(\gamma_L l) = \frac{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}}{2}$, $\text{sh}(\gamma_L l) = \frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{2}$ приходим к уравнению четырехполюсника для проводной линии связи:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{ch}(\gamma_L l) & Z_w \text{sh}(\gamma_L l) \\ \frac{1}{Z_w} \text{sh}(\gamma_L l) & \text{ch}(\gamma_L l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}. \tag{24.19}$$

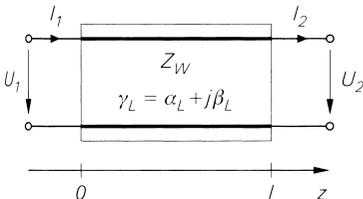


Рис. 24.6. Проводная линия, представленная как четырехполюсник

Проводная линия с нагрузкой

Обратимся теперь к линии с полным сопротивлением нагрузки Z_2 и рассчитаем полное входное сопротивление Z_1 (рис. 24.7). При $U_2 = Z_2 I_2$ из (24.19) следует:

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{Z_2 \operatorname{ch}(\gamma_L l) + Z_W \operatorname{sh}(\gamma_L l)}{\frac{Z_2}{Z_W} \operatorname{sh}(\gamma_L l) + \operatorname{ch}(\gamma_L l)} = \frac{Z_2 + Z_W \operatorname{th}(\gamma_L l)}{\frac{Z_2}{Z_W} \operatorname{th}(\gamma_L l) + 1}. \quad (24.20)$$

Если потери в линии отсутствуют ($\alpha_L = 0$), при

$$\gamma_L = j\beta_L = j \frac{2\pi}{\lambda} \text{ и } \operatorname{th}(j\beta_L l) = j \operatorname{tg}(\beta_L l)$$

получаем:

$$Z_1 = \frac{Z_2 + jZ_W \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)}{1 + j \frac{Z_2}{Z_W} \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)}. \quad (24.21)$$

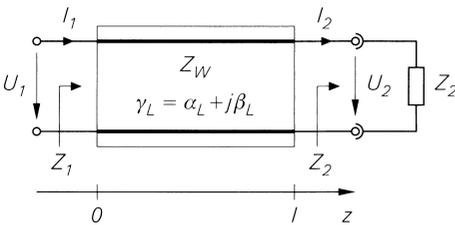


Рис. 24.7. Проводная линия с нагрузкой

Уравнения (24.20) и (24.21) показывают: в проводной линии происходит преобразование полного внутреннего сопротивления $Z_2 \rightarrow Z_1$. Для наглядности рассмотрим ряд особых ситуаций.

- *сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению.* При $Z_2 = Z_W$ справедливо $Z_1 = Z_2 = Z_W$ независимо от длины линии. Как уже говорилось в предыдущем разделе, в этом случае отсутствует обратная волна. Режим работы с нагрузкой, равной волновому сопротивлению, предпочтителен для линий связи, так как в этом случае реализуется оптимальная передача мощности от источника сигнала к нагрузке. Подробнее об этом будет сказано в разделе 24.3;
- *электрически короткая линия.* Если линия намного короче длины волны λ , можно пренебречь членами с th и tg . Тогда $Z_1 = Z_2$. Эта ситуация соответствует стандартной проводной линии связи в низкочастотных схемах, которую можно считать идеальной. С ростом частоты происходит укорочение допустимой длины электрической линии, следовательно, оно обратно пропорционально частоте. В гигагерцевом диапазоне заметное преобразование полного внутреннего сопротивления происходит уже при длине линии всего в несколько миллиметров;
- *четвертьволновая линия.* Для линии без потерь, длина которой равна четверти длины волны λ , справедливо соотношение $\operatorname{tg}(2\pi l/\lambda) = \operatorname{tg}(\pi/2) \rightarrow \infty$. Тогда из (24.21) следует:

$$Z_1 = \frac{Z_W^2}{Z_2}. \quad (24.22)$$

Эта зависимость выполняется с достаточной точностью в линиях с малыми потерями. Четвертьволновая линия часто служит трансформатором для преобразования сопротивлений. С ее помощью сопротивление $Z_2 = R_2$ при $Z_W = \sqrt{R_1 R_2}$ пре-

образуется в $Z_1 = R_1$. Такую линию также называют четвертьволновым трансформатором;

- *разомкнутая линия.* Линию с $Z_2 \rightarrow \infty$ называют разомкнутой линией. Если в ней нет потерь, из (24.21) следует:

$$Z_1 = \frac{Z_W}{j \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)} \stackrel{l < \lambda/8}{\approx} \frac{Z_W}{j \frac{2\pi l}{\lambda}} = \frac{1}{j\omega C l} = \frac{1}{j\omega C}. \quad (24.23)$$

Следовательно, разомкнутая линия, свободная от потерь, действует как реактивность, причем в зависимости от длины она ведет себя как емкость, если $\operatorname{tg}(2\pi l/\lambda) > 0$, либо как индуктивность, когда $\operatorname{tg}(2\pi l/\lambda) < 0$. При $l < \lambda/8$ линия действует как емкость с $C = C'l$;

- *короткозамкнутая линия.* Из уравнения (24.21) находим выражение для короткозамкнутой ($Z_2 = 0$) линии без потерь:

$$Z_1 = jZ_W \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right) \stackrel{l < \lambda/8}{\approx} jZ_W \frac{2\pi l}{\lambda} = j\omega L l = j\omega L. \quad (24.24)$$

Следовательно, короткозамкнутая линия без потерь тоже ведет себя как реактивность, но с иной зависимостью от длины: если $\operatorname{tg}(2\pi l/\lambda) > 0$, преобладает индуктивная составляющая, а при $\operatorname{tg}(2\pi l/\lambda) < 0$ – емкостная. При $l < \lambda/8$ линия действует как индуктивность с $L = L'l$.

Последние три случая играют важную роль в реализации схем согласования в верхней части мегагерцевого и в гигагерцевом диапазонах. При этом используются не коаксиальные кабели или двухпроводные линии, а полосковые линии, о чем будет сказано далее. На рис. 24.8 приведена сводка возможных преобразований с помощью линии связи.

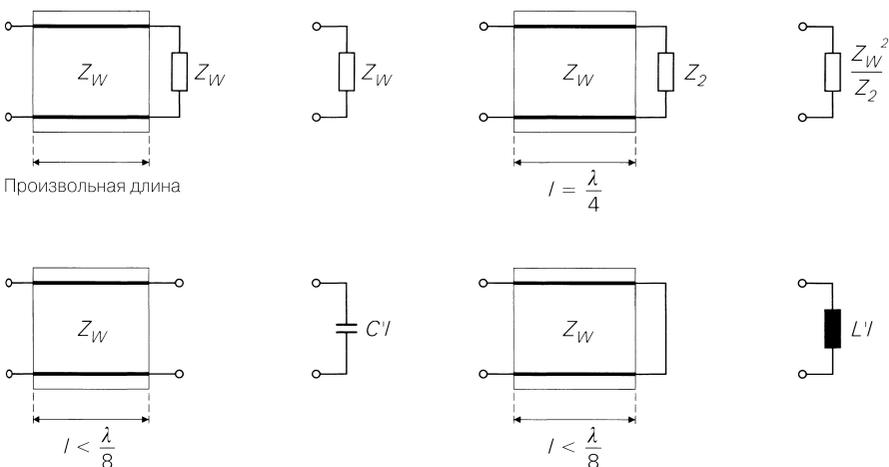


Рис. 24.8. Возможности преобразования полного сопротивления с помощью электрической линии

Пример. Сигнал частотой 10 МГц надо измерить с помощью осциллографа. Для этого соответствующая точка соединяется со входом осциллографа 50-омным коаксиальным кабелем длиной 1 м. Поскольку полное входное сопротивление осциллографа – 1 МОм с параллельной емкостью 20 пФ $\Rightarrow Z_2 \approx -j1,6$ кОм, то есть существенно больше волнового сопротивления линии ($Z_w = 50$ Ом), линия фактически разомкнута. При $v \approx 2 \cdot 10^8$ м/с получаем $\lambda = v/f = 20$ м, то есть выполняется $l < \lambda/8 = 2,5$ м. Поэтому согласно (24.23) имеет место $Z_1 = 1/j\omega C$ при $C = C'l = l/Z_w v \approx 100$ пФ. К этой емкости фактически разомкнутой линии добавляется входная емкость осциллографа: $C = 100$ пФ + 20 пФ = 120 пФ. Строгий расчет по (24.21) дает:

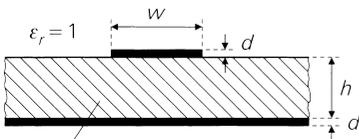
$$Z_1 = \frac{-j1,6 \text{ кОм} + j50 \text{ Ом} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{10}\right)}{1 + j \frac{-j1,6 \text{ кОм}}{50 \text{ Ом}} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{10}\right)} = -j139 \text{ Ом} \stackrel{!}{=} \frac{1}{j\omega C}.$$

Отсюда $C = 114$ пФ. Поэтому измеряемый сигнал оказывается нагружен емкостью, существенно превышающей входную емкость осциллографа, а линию длиной 1 м ни при каких условиях нельзя считать электрически короткой.

Полосковая линия

С ростом частоты даже межсоединения на платах приходится выполнять в виде линий с определенным волновым сопротивлением, чтобы обеспечить передачу сигналов без искажений в высокочастотных аналоговых и быстрых цифровых устройствах. Для этого применяются различные варианты полосковых линий [24.1].

Проще всего реализуется микрополосковая линия, показанная на рис. 24.9. Она почти неотличима от проводника печатной платы, поэтому может выполняться путем обычного травления. Чтобы обеспечить сплошную поверхность заземления на нижней стороне платы, ее выполняют из диэлектрика с двусторонним фольгированием. Из-за высоких диэлектрических потерь в пертинаксе (Pertinax) здесь не подходят платы, выполненные на его основе. Платы на базе эпоксидных смол ($\epsilon_r \approx 4,8$) дают приемлемые результаты при низких требованиях к потерям и на частотах до 1 ГГц, причем особую трудность представляет разброс ϵ_r . В основном же применяются платы на тефлоновой основе ($\epsilon_r = 2,05$) или на алюмо-оксидной керамике (Al_2O_3 , $\epsilon_r = 9,7$), причем в гигагерцевом диапазоне последние предпочтительнее.



Тефлон: $\epsilon_r = 2,05$
 Эпоксидная смола: $\epsilon_r = 4,8$
 Al_2O_3 : $\epsilon_r = 9,7$

Рис. 24.9. Сечение микрополосковой линии

Вычисления волнового сопротивления полосковой электрической линии и ее погонных характеристик возможны лишь при использовании громоздких математических методов. На практике они обычно определяются по результатам имитационного моделирования. Однако имеются полуэмпирические формулы для расчета волнового сопротивления микрополосковой линии, соответствующей эскизу, показанному на

рис. 24.9. Они обеспечивают расчетную точность около 2 % при дополнительном легко выполнимом условии $w/d \gg 10$ [24.1]. При $w > h$ справедливо

$$\frac{Z_W}{\hat{h}} \approx \frac{188,5\sqrt{\epsilon_r}}{\frac{w}{2h} + 0,441 + \frac{\epsilon_r + 1}{2\pi\epsilon_r} \left[\ln\left(\frac{w}{2h} + 0,94\right) + 1,451 \right] + \frac{0,082(\epsilon_r - 1)}{\epsilon_r^2}},$$

а при $w < h$ имеет место

$$\frac{Z_W}{\hat{h}} \approx \frac{60}{\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \left[\ln\left(\frac{8h}{w}\right) + \frac{1}{32}\left(\frac{w}{h}\right)^2 - \frac{1}{2} \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,4516 + \frac{0,2416}{\epsilon_r} \right) \right].$$

Зависимости для тефлона, эпоксидной смолы и Al_2O_3 показаны на рис. 24.10.

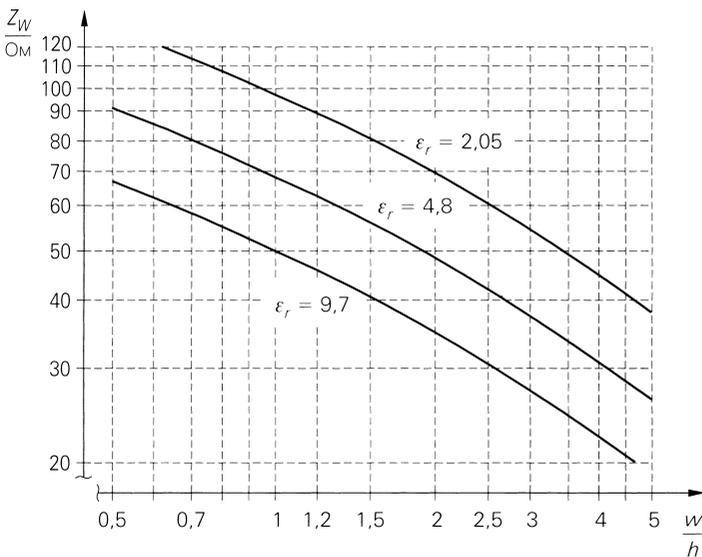


Рис. 24.10. Волновое сопротивление микрополосковой линии для тефлона, эпоксидной смолы и Al_2O_3

24.2.2 Беспроводное соединение

На рис. 24.11 представлены компоненты беспроводной системы передачи информации. Выходной сигнал усилителя передатчика через проводную линию подается на передающую антенну. Как правило, полное входное сопротивление антенны не равно волновому сопротивлению линии, и потому для оптимальной передачи мощности требуется согласующее устройство. Электромагнитные волны, излученные передающей антенной, принимаются настроенной приемной антенной, удаленной от нее на расстояние r . Принятый сигнал поступает на приемный усилитель через другое согласующее устройство и проводную линию.

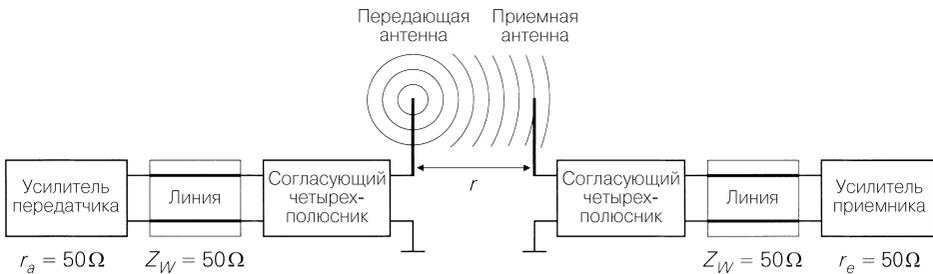


Рис. 24.11. Компоненты беспроводной системы передачи информации

Антенны

Конструкции антенн весьма разнообразны (соответствующий обзорный материал приводится в [24.1]). Они различаются частотным диапазоном, шириной полосы частот и диаграммой направленности. Последняя показывает распределение излучаемой мощности в пространстве. Передающие антенны для радио- и телевизионного вещания, как правило, излучают в горизонтальной плоскости по всем направлениям так, чтобы сигнал мог быть принят всеми приемниками, расположенными вокруг передатчика. Широкая диаграмма направленности характерна и для приемных радио- и телевизионных антенн портативных приемников, что избавляет от необходимости точной направленности на передатчик, но позволяет вести прием лишь достаточно мощных сигналов. В стационарных приемниках применяются направленные антенны, позволяющие принимать слабые сигналы при точной направленности на передатчик. Однако при неверном выборе направления такая антенна его вообще «не слышит». Примером тому служат параболические антенны спутниковых приемных устройств. В условиях мобильной связи обеспечение направленности подвижной антенны невозможно, так как положение базовой станции обычно неизвестно и меняется с перемещением этой антенны и условий распространения радиоволн в каждый момент времени. Поэтому здесь используются антенны с широкой диаграммой направленности. Базовые станции сами работают по секторам, то есть пространство вокруг них разбивают на секторы, каждый из которых обслуживается одной антенной с соответствующей диаграммой направленности. При радиорелейной связи применяются остронаправленные передающие и приемные антенны, что обеспечивает возможность приема сравнительно слабых сигналов при больших дальностях, затрудняет нежелательное подслушивание и позволяет осуществлять связь в разных направлениях на одной частоте. В принципе, любая антенна может использоваться в качестве передающей или приемной, причем ее диаграмма направленности остается неизменной.

На трассах двунаправленной связи с общей приемо-передающей антенной необходимо предотвратить попадание выходного сигнала передающего усилителя на чувствительный вход приемного усилителя во избежание выхода его из строя. Поочередная работа передатчика и приемника реализуется с помощью антенного переключателя (рис. 24.12а). Также возможны одновременные передача и прием с помощью единственной антенны, если они ведутся на разных частотах. В этом случае разделение частот осуществляется специальным фильтром (дуплексером). Простой дуплексер с параллельным контуром показан на рис. 24.12б.

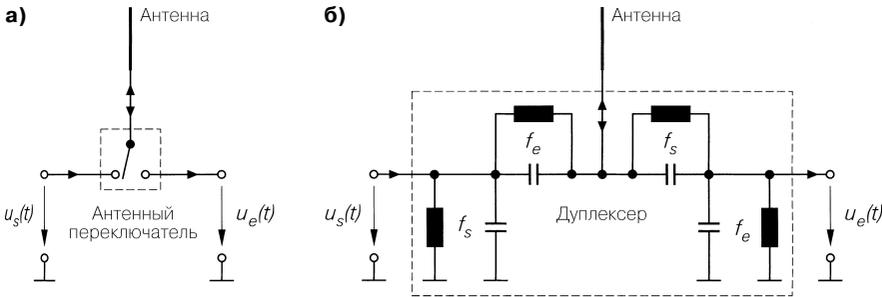


Рис. 24.12. Рабочие режимы совмещенной приемо-передающей антенны: **а** – поочередно; **б** – одновременно (с дуплексером)

Коэффициент направленного действия (КНД) D (directivity) служит параметром диаграммы направленности. Он показывает, во сколько раз мощность, излучаемая в основном направлении, больше мощности, излучаемой гипотетической антенной с круговой диаграммой направленности. Антенна сравнения считается гипотетической, так как не существует антенн с равномерным распределением мощности по всем направлениям, поэтому коэффициент направленного действия всегда больше единицы.

Коэффициент направленного действия характеризует излучение, однако на практике важно знать подводимую к антенне мощность (мощность питания), которая всегда превышает излучаемую мощность из-за неизбежных потерь.

Эквивалентная схема. На рис. 24.13 представлена эквивалентная схема электрически короткой штыревой антенны (длиной менее $\lambda/4$), подключенная к усилителю передатчика. Здесь L_A и C_A – реактивные элементы антенны, R_S – сопротивление излучения и R_V – омическое сопротивление потерь [24.1]. Рабочая частота ниже резонансной частоты, то есть полное внутреннее сопротивление антенны имеет емкостную составляющую. Сумма сопротивлений излучения и потерь меньше 50 Ом. Согласующая схема преобразует полное внутреннее сопротивление антенны, делая его равным 50 Ом.

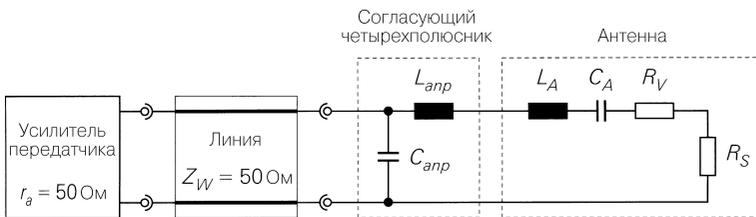


Рис. 24.13. Эквивалентная схема электрически короткой штыревой антенны, подключенной к усилителю передатчика

Зависимость сопротивления излучения R_S штыревой антенны от ее относительной длины l/λ представлена на рис. 24.14 [24.1]. Оно очень мало при $l < \lambda/8$, поэтому согласование на 50 Ом возможно только посредством сильного сужения полосы частот. Штыревые антенны особенно эффективны при $l/\lambda \approx 0,26...0,27$. Вместе с сопротивлением потерь их суммарное сопротивление составляет 50 Ом, так что такие антенны

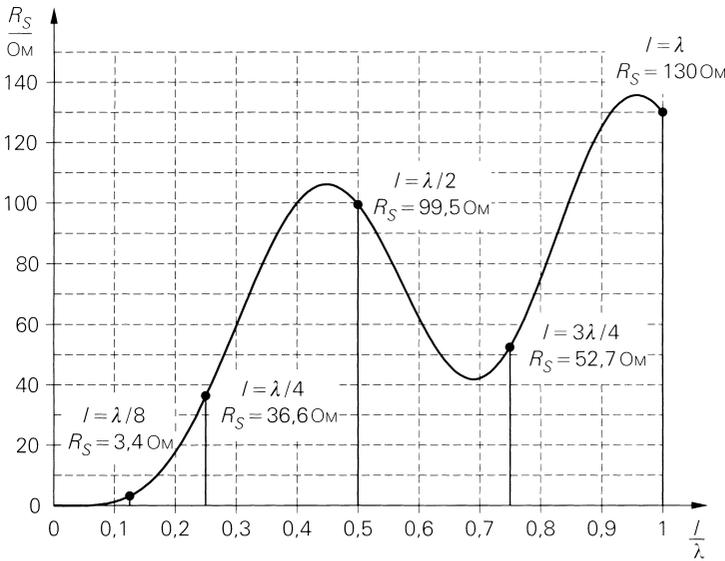


Рис. 24.14. Зависимость сопротивления излучения штыревой антенны от ее относительной длины l/λ

работают на частоте, несколько превышающей резонансную. В этом случае для согласования достаточна одна последовательная емкость.

КПД антенны. Рисунок 24.14 позволяет непосредственно определять КПД антенны η :

$$\eta = \frac{R_S}{R_S + R_V} < 1.$$

Он равен отношению излучаемой мощности к подводимой. Несмотря на то, что функционирование антенны в режиме приема описывается формально той же эквивалентной схемой, сопротивление потерь имеет другое значение, так как распределение тока становится несколько иным. Поэтому необходимо различать КПД передачи η_S и КПД приема η_E .

Усиление антенны. Усилением антенны называют произведение ее КНД на КПД:

$$G = D\eta.$$

Следовательно, в усилении антенны сравниваются передаваемые мощности реальной, имеющей потери антенны в главном направлении и гипотетической антенны без потерь с круговой диаграммой направленности при равных подводимых мощностях. Вследствие несовпадения КПД передачи и приема надо бы выделять различия КПД при передаче и приеме сигнала, однако они настолько малы, что данная операция становится ненужной.

Передача мощности по беспроводному каналу связи

Усиление антенны при приеме G_S и передаче G_E позволяет определить соотношение между передаваемой мощностью P_S и принимаемой мощностью P_E для беспроводной связи [24.1]:

$$P_E = P_S G_S G_E \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2. \tag{24.25}$$

При этом

$$\lambda = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ м/с}}{f}$$

представляет собой длину волны в вакууме, а r – расстояние между передатчиком и приемником. Множитель

$$\left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 = \frac{\lambda^2 / (4\pi)^2}{4\pi r^2} = \frac{\text{Действующая поверхность приемной антенны}}{\text{Поверхность сферы радиуса } r}$$

учитывает тот факт, что приемная антенна покрывает лишь часть равномерно облучаемой поверхности сферы. Напомним, что передающую и приемную антенны следует рассматривать лишь как антенны без потерь с равномерным излучением, так как отклонения от этих свойств уже учитываются коэффициентами усиления G_S и G_E .

На практике на отрезке линии задается затухание

$$a = 10 \lg \frac{P_S}{P_E} = 20 \lg \frac{4\pi r}{\lambda} - G_S - G_E \text{ дБ}, \tag{24.26}$$

причем

$$a_0 = 20 \lg \frac{4\pi r}{\lambda} = 20 \lg \frac{4\pi r f}{c_0} \text{ дБ} \tag{24.27}$$

называют собственным затуханием. Следовательно, затухание увеличивается с расстоянием и частотой по 20 дБ на декаду. Подставляя постоянные, находим:

$$a_0 = 32,4 + 20 \lg r + 20 \lg f - G_S - G_E$$

где a_0 , G_S и G_E – измеряются в дБ, r – в км, f – в МГц.

Зависимость собственного затухания a_0 от расстояния и частоты показана на рис. 24.15.

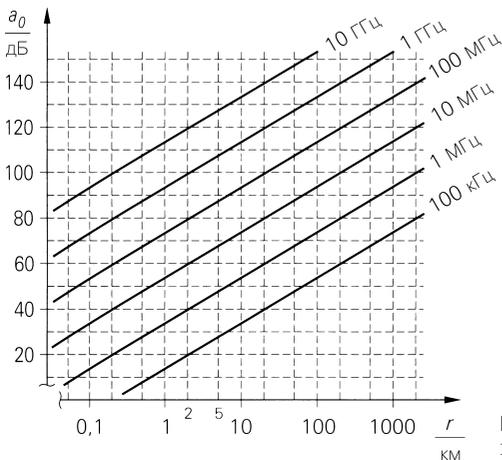


Рис. 24.15. Собственное затухание беспроводного канала связи

Уравнения (24.25) и (24.26) справедливы только при идеальном распространении радиоволн в пространстве. Реальным каналам связи свойственно дополнительное затухание, зависящее от частоты и обусловленное состоянием атмосферного воздуха, наличием тумана или дождя. Сюда же входят поглощение вблизи грунта и локальные возмущения вследствие многопутевого распространения радиоволн. Исчерпывающее описание условий распространения волн различных частотных диапазонов приводится в [24.1].

Частотные диапазоны

Радиоволны подразделяются на частотные диапазоны. Вместе с соответствующими обозначениями они представлены в табл. 24.3 для области от 30 кГц до 300 ГГц. Интервал 200 МГц – 220 ГГц называют микроволнами. Его составляют 12 полос (табл. 24.4). Названия диапазонов и полос часто фигурируют в наименованиях дискретных элементов, например УВЧ транзистор или МОП транзистор для полосы S.

Таблица 24.3. Диапазоны частот и длин волн для беспроводных каналов связи

Частота	Длина волн	Обозначение		Немецкое	Русское	Со- кра- щен- ное
		Английское	Полное			
30...300 кГц	10...1 км	Low	LF	Langwellen	Километровые	НЧ
0,3...3,0 МГц	1...0,1 км	Medium	MF	Mittelwellen	Гектометровые	СЧ
3,0...30 МГц	100...10 м	High	HF	Kurzwellen	Декаметровые	ВЧ
30...300 МГц	10...1,0 м	Very High	VHF	Ultrakurzwellen	Метровые	ОВЧ
0,3...3,0 ГГц	100...10 см	Ultra High	UHF	Dezimeterwellen	Дециметровые	УВЧ
3,0...30 ГГц	10...1,0 см	Super High	SHF	Zentimeterwellen	Сантиметровые	СЧВ
30...300 ГГц	0,1...1 мм	Extremely	EHF	Millimeterwellen	Миллиметровые	КВЧ
		High	High	High	High	High

Таблица 24.4. Микроволновые диапазоны частот

Обозначение	P	L	S	C	X	Ku	K	Ka	Q	E	F	G
От, МГц	0.2	1	2	4	8	12	18	27	40	60	90	140
До, МГц	1	2	4	8	12	18	27	40	60	90	140	220

Наряду с общим подразделением на диапазоны или полосы в каждой конкретной области применения выделяется свой частотный диапазон. Диапазоны радио- и телевизионного вещания представлены в табл. 24.5, а в табл. 24.6 перечислены частотные интервалы для мобильной связи и беспроводной телефонии согласно общеевропейскому стандарту «Усовершенствованная цифровая беспроводная связь» (DECT).

Таблица 24.5. Диапазоны радио- и телевизионного вещания

Обозначение	Частота	Длина волны
Длинные волны, радиовещание	148,5...283,5 кГц	2020...1060 м
Средние волны, радиовещание	526,5...1606,5 кГц	572...187 м
Короткие волны, радиовещание	3,95...26,1 МГц	76...11,5 м
Диапазон I телевидение	47...68 МГц	6,38...4,41 м
УКВ, радиовещание	88...108 МГц	3,41...2,78 м
Диапазон III телевидение	174...223 МГц	1,72...1,34 м
Диапазоны IV + V телевидение	470...790 МГц	63,8...38 см

Таблица 24.6. Частотные диапазоны для мобильной связи и беспроводной телефонии (U – от мобильной части к базовой станции, D – от базовой станции к мобильной части)

Система	Сеть	Диапазон частот, МГц	
FM (аналоговый)	C	U: 451...455,74	D: 461...465,74
GSM900	D	U: 890...915	D: 935...960
GSM1800	E	U: 1710...1785	D: 1805...1880
DECT		U: 1880...1900	D = U
UMTS		U: 1920...1980	D: 2110...2170

24.2.3

Оптоволоконный канал

Наряду с коаксиальной и двухпроводной линиями или беспроводными системами все большее распространение получает связь по волоконно-оптическому кабелю (световоду). При этом используется несущий сигнал в инфракрасной области ($f = 190...360$ ТГц, $\lambda = 1,55...0,85$ мкм), который может модулироваться сигналами с частотой до 100 ГГц. Теоретически это обеспечивает скорость передачи до 200 Гбит/с. К настоящему времени введены в строй системы с 10 Гбит/с и уже испытываются с 40 Гбит/с. Благодаря чрезвычайно узкой относительной частотной полосе (отношение частот сигнала и несущей $\ll 10^{-3}$) затухание в полосе передачи постоянно, и потому затраты на борьбу с искажениями в приемнике ниже, чем у проводных линий, несмотря на существенно более высокую скорость передачи.

Еще одно преимущество волоконно-оптического канала заключается в отсутствии чувствительности к внешним электромагнитным помехам (оптимальная пассивная электромагнитная совместимость) и неспособности служить источником помех (оптимальная активная электромагнитная совместимость), что позволяет прокладывать

пучки световодов в пространстве с сильными электромагнитными помехами, не опасаясь взаимных наводок между световодами.

Компоненты простой волоконно-оптической системы передачи информации представлены на рис. 24.16. В передатчике интенсивность излучения передающего диода модулируется электрическим сигналом, а в приемнике интенсивность приходящего излучения вновь преобразуется в электрический сигнал приемным диодом. В более совершенных системах используются также дополнительные специальные электронно-оптические устройства, такие как электронно-оптические усилители, уплотнители каналов и генераторы. В данном разделе мы ограничимся описанием свойств различных световодов и укажем соответствующую литературу [24.2], [24.3].



Рис. 24.16. Компоненты простой волоконно-оптической системы передачи информации

Световоды

Высококачественный световод представляет собой очень тонкую нить из силикатного стекла, сечения которой показаны на рис. 24.17. Излучение распространяется по сердцевине оптического волокна диаметром d_K и показателем преломления n_K , тогда как оболочка с несколько меньшим показателем преломления n_M и диаметром d_M работает как направляющая. Внешняя оболочка служит только для защиты световода от повреждений. Типовой световод со ступенчатым профилем показателя преломления характеризуется значениями $n_K \approx 1,4$ и $n_M/n_K \approx 0,99$, то есть показатель преломления оболочки всего на 1% меньше показателя сердцевины. Световод из стекла называют *стекловолокном*.

С некоторых пор получили распространение световоды из искусственных материалов – так называемые полимерные волокна. Они дешевле, к тому же по сравнению со стеклянными световодами их легче прокладывать благодаря механической гибкости. Однако характеристики пластиковых световодов, определяющие условия распространения в них света, гораздо ниже, и потому они применяются только для коротких линий с невысокой скоростью передачи информации. Диаметр пластиковых световодов существенно больше, чем у стеклянных, и обычно $d_K = 0,98$ мм и $d_M = 1$ мм.

Угол полного внутреннего отражения и входная угловая апертура. Распространение волн в световоде наглядно представляют средствами геометрической оптики. Соответственно, идущий по сердцевине луч испытывает полное внутреннее отражение на границе, разделяющей сердцевину и оболочку, и возвращается в сердцевину, если угол между лучом и граничной поверхностью меньше угла полного внутреннего отражения β_g . Тогда имеет место

$$\cos \beta_g = \frac{n_M}{n_K} < 1.$$

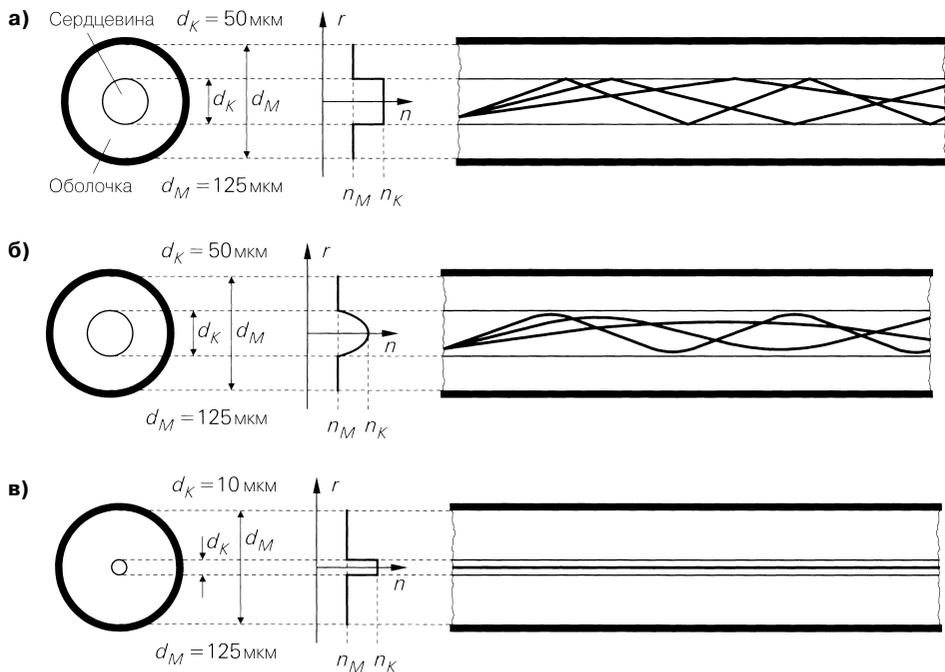


Рис. 24.17. Сечение, профиль показателя преломления и характер распространения света в стеклянном световоде: **а** – ступенчатый световод; **б** – градиентный световод; **в** – одномодовый световод

В геометрической оптике используется угол между лучом и перпендикуляром к границе раздела сред. Мы же отсчитываем угол от оси сердцевины световода. Типовые значения параметров для световода со ступенчатым профилем дают $\beta_g \approx 8^\circ$. Чтобы угол падения луча оставался меньше угла полного внутреннего отражения, угол падения луча на торец световода должен быть меньше входной угловой апертуры α_A . Эти соотношения показаны на рис. 24.18. Из закона преломления следует:

$$\frac{\sin \alpha_A}{\sin \beta_g} = n_K.$$

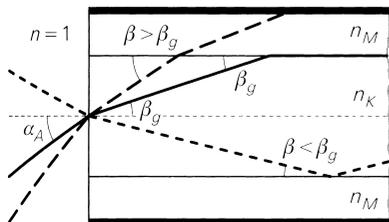


Рис. 24.18. Угол полного внутреннего отражения β_g и входная угловая апертура α_A

Числовая апертура. На практике вместо входной угловой апертуры применяется числовая

$$A_N = \sin \alpha_A = n_K \sin \beta_g = n_K \sqrt{1 - \cos^2 \beta_g} = \sqrt{n_K^2 - n_M^2}.$$

Ее типовое значение составляет $A_N = 0,2$. Задание β_g и A_N равносильно заданию n_K и n_M . Числовая апертура важна для стыковки передающего диода со световодом. Выгодно ее высокое значение в сочетании с большой входной угловой апертурой. Для скорости распространения имеет место:

$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{r,K}}} = \frac{c_0}{n_K}.$$

Здесь $\epsilon_{r,K} = n_K^2$ – диэлектрическая постоянная материала сердцевины световода.

Моды. Из уравнений Максвелла следует, что в силу граничных условий в распространении волн присутствуют не все лучи с углами в интервале $0 \leq \beta \leq \beta_g$, а лишь набор дискретных углов β_m , отвечающих условию [24.2]:

$$\sin \beta_m = \frac{\sqrt{2\lambda_m}}{\pi d_K} \text{ при } m = 0, 1, 2, \dots \text{ и } m \leq \frac{\pi d_K}{\sqrt{2\lambda}}.$$

Лучи, соответствующие этим углам, называют модами, или собственными волнами. Их количество убывает с уменьшением диаметра сердцевины световода.

У световода со ступенчатым профилем диаметр настолько велик, что становится возможным распространение множества мод (см. рис. 24.17а). Поскольку моды различаются своими траекториями в световоде, длительность импульса от передающего диода растет вместе с длиной световода. Такая дисперсия мод существенно ограничивает ширину полосы прежде всего у длинных световодов. Поэтому световоды со ступенчатым профилем уже не применяются в каналах большой дальности. Такие световоды из пластика используются в простейших системах для дальностей до 100 м со скоростью передачи до 40 Мбит/с.

Градиентный световод характеризуется плавным ходом показателя преломления по диаметру, вследствие чего моды плавно отклоняются в сторону оси из-за непрерывного изменения показателя преломления (см. рис. 24.17б). Благодаря меньшей величине показателя преломления на периферии сердцевины скорость распространения света здесь повышена относительно приосевого пространства, что существенно снижает дисперсию собственных волн и расширяет полосу частот. Хотя градиентное волокно не обеспечивает ширину полосы как у одномодового волокна (см. ниже), его преимущество связано с достаточно большим диаметром сердцевины и менее жесткими требованиями к точности юстировок соединений.

У одномодового световода диаметр сердцевины настолько мал, что в нем может распространяться только основная мода (см. рис. 24.17в) и отсутствует дисперсия собственных волн. Ранее такое волокно называли одномодовым. Соответствующий диаметр сердцевины находим из условия, что уже мода с $m = 1$ должна характеризоваться углом, большим угла полного внутреннего отражения:

$$\beta_1 > \beta_g \Rightarrow d_K < \frac{\sqrt{2\lambda}}{\pi \sqrt{1 - \left(\frac{n_M}{n_K}\right)^2}} \stackrel{n_K/n_M \approx 0,999}{\approx} 10\lambda.$$

В этом случае угол полного внутреннего отражения у оболочки должен быть лишь на 0,1% меньше угла у сердцевины, иначе ее диаметр становится слишком малым. Это волокно обеспечивает максимальную ширину полосы, но создает большие трудности при сочленении с другими компонентами системы.

Спектральные окна

Для передачи информации по световодам из силикатного стекла (стекловолокна) используются три спектральных участка с особо низким затуханием (рис. 24.19). Их называют окнами. Параметры окон приведены в табл. 24.7. Во избежание зависимости от показателя преломления световода в подобных случаях принято указывать длины волн в вакууме.

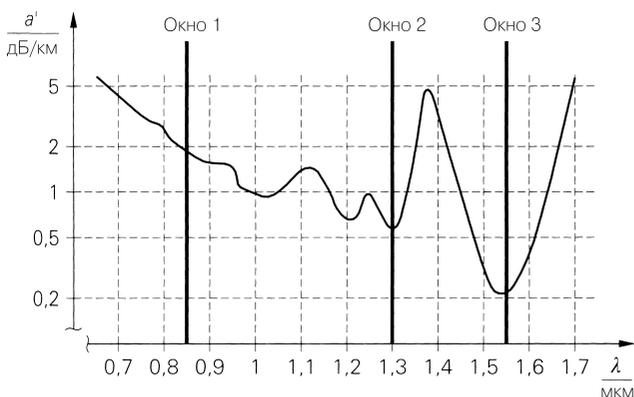


Рис. 24.19. Коэффициенты затухания типовых световодов из силикатного стекла в зависимости от длины волны

Таблица 24.7. Спектральные окна световодов

Обозначение	Длина волны, нм	Частота, ТГц	Затухание, дБ/км	Световод
	660	455	230 (!)	Полимерный
Окно 1	850	353	2	Градиентный
Окно 2	1300	231	0,6	Градиентный и одномодовый
Окно 3	1550	194	0,2	Одномодовый

Несмотря на сравнительно сильное затухание, окно 1 используется достаточно часто, ибо позволяет применять широко распространенные инфракрасные светодиоды в передатчиках и инфракрасные фотодиоды – в приемниках. Длина межсоединений не превышает 5 км, а скорость передачи информации не достигает 200 Мбит/с. При этом используется градиентное волокно с $d_K = 50$ мкм. Каналы дальней связи с высокой скоростью передачи работают исключительно в окнах 2 и 3, причем градиентное волокно все чаще заменяют на одномодовое с $d_K = 10$ мкм. Скорости более 1 Гбит/с достижимы лишь с помощью этого вида волокон. Со стороны передатчика применяются лазерные диоды, а со стороны приемника – лавинные фотодиоды.

Передача информации по световодам из искусственных материалов (полимерные волокна) обычно ведется в видимой области на длине волны $\lambda = 660$ нм. Из-за крайне сильного затухания длина межсоединений не превышает 100 м. В передатчике используются красные светодиоды, а в приемнике – фотодиоды для видимой области спектра.

24.2.4

Сравнение каналов передачи данных

В данном разделе мы проведем только сопоставление затуханий, так как сравнение скоростей передачи информации возможно лишь с учетом методов модуляции. Кроме того, скорость беспроводной передачи ограничивается выделяемой полосой частот, а не несущей частотой.

Преимущество световода перед коаксиальным кабелем демонстрирует рис. 24.20. Поскольку для передачи по световоду характерна крайняя узкополосность модуляции, затухание зависит только от его длины. При допустимом затухании сигнала между передатчиком и приемником на 40 дБ возможно осуществлять связь на расстоянии до 100 км без промежуточного усиления.

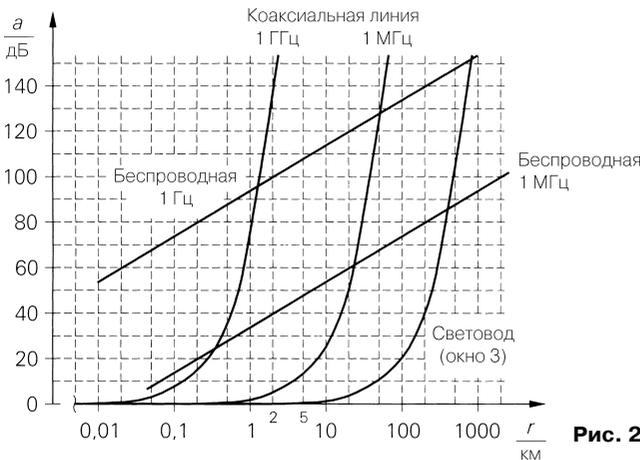


Рис. 24.20. Затухание в канале связи

Затухание в коаксиальной линии зависит также от частоты, и потому возможная дальность связи определяется затуханием на верхней граничной частоте.

При беспроводной связи на затухание влияет логарифм дальности, в силу чего эта зависимость отображается на графике с полулогарифмическими координатами прямыми линиями (см. рис. 24.20). Беспроводной канал связи превосходит остальные каналы в предельном случае максимальной дальности. Однако технически доступную полосу частот приходится делить между многочисленными системами. Благодаря высокой чувствительности узкополосных приемников становится допустимым затухание вплоть до 150 дБ. Но на рис. 24.20 показано лишь собственное затухание на несущей частоте. Здесь не учитывается выигрыш в затухании за счет усиления передающей и приемной антенн (обычно 10...20 дБ, а у крупных параболических – до 40 дБ), равно как и дополнительное затухание, связанное с состоянием атмосферного воздуха, осадками, туманом или поглощением в приземном слое. Разумеется, главное преимущество беспроводной связи заключается в отсутствии проводов.

В наши дни телефонная связь и передача данных осуществляются почти исключительно по волоконно-оптическим каналам из множества параллельно проложенных линий. Именно это обстоятельство лежит в основе высокой эффективности передачи информации по государственным и частным глобальным информационным сетям, включая Интернет.

24.3

Коэффициент отражения и S-параметры

В разделе 24.2.1 уже было сказано, что напряжения и токи в проводнике описываются прямой и обратной волнами, что связь между этими волнами зависит от выбора схемных решений и что обычно имеет место преобразование полного внутреннего сопротивления. Только электрически короткие проводники можно считать идеальным соединением. Теперь мы распространим это описание на произвольные двух- и четырехполюсники. Иными словами, все напряжения и токи в схеме будут разлагаться на прямую и обратную волны, что позволит применить единое описание к схемным элементам и линиям связи. В этом случае схемные элементы будут характеризоваться не полным сопротивлением или полной проводимостью, а прямой и обратной волнами. Соответствующие величины – это коэффициент отражения и S-параметры.

24.3.1

Волновые характеристики

Напряжения прямой (индекс f) и обратной (индекс r) волн в проводнике связаны с соответствующими токами через волновое сопротивление линии Z_w :

$$U_f = Z_w I_f, \quad U_r = Z_w I_r.$$

Поэтому для описания обеих волн достаточно одной из характеристик:

$$a = \frac{U_f}{\sqrt{Z_w}} = I_f \sqrt{Z_w} \quad \text{прямая волна,} \quad (24.28)$$

$$b = \frac{U_r}{\sqrt{Z_w}} = I_r \sqrt{Z_w} \quad \text{обратная волна.}$$

Они служат мерой переносимой волнами мощности. Их размерность – квадратный корень из ватта:

$$[a] = [b] = \sqrt{\text{ВА}} = \sqrt{\text{Вт}}.$$

Для переносимой мощности имеет место:

$$P_f = \text{Re} \{ U_f I_f^* \} \stackrel{Z_w \text{ действит.}}{=} |a|^2, \quad (24.29)$$

$$P_r = \text{Re} \{ U_r I_r^* \} \stackrel{Z_w \text{ действит.}}{=} |b|^2.$$

Мы пользуемся эффективными значениями, следовательно, в обозначениях действительных величин $P = UI$, а комплексных – $P = \{U\Gamma\}$, где $\Gamma = \text{Re}\{\Gamma\} - j\text{Im}\{\Gamma\}$.

Волновое сопротивление линии Z_w является действительной величиной, и потому U_f и I_f равно как и U_r и I_r , всегда в фазе, и обе волны переносят только активную мощность.

Представление с помощью напряжения и тока

Напряжение U и ток I получают при наложении прямой и обратной волн:

$$U = U_f + U_r, \quad I = I_f + I_r.$$

Эти соотношения следуют из (24.6) и (24.12), если принять $z = 0$. При подстановке волновых характеристик из (24.28) отсюда следует:

$$U = \sqrt{Z_w} (a + b), \quad (24.30)$$

$$I = \frac{1}{\sqrt{Z_w}} (a - b), \quad (24.31)$$

и после обращения

$$a = \frac{1}{2} \left(\frac{U}{\sqrt{Z_w}} + I \sqrt{Z_w} \right), \quad (24.32)$$

$$b = \frac{1}{2} \left(\frac{U}{\sqrt{Z_w}} - I \sqrt{Z_w} \right). \quad (24.33)$$

В результате приходим к эквивалентным представлениям величин в схеме, показанным на рис. 24.21.

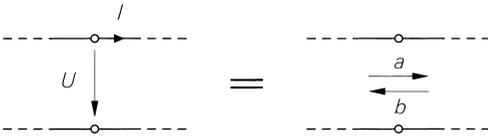


Рис. 24.21. Эквивалентные представления величин в схеме

Уравнения (24.30)–(24.33) сами по себе не отличаются наглядностью, так как они основаны на неявном принципе подмены напряжений и токов прямой и обратной волн волновыми характеристиками. Поэтому их следует рассматривать в связи с соотношениями (24.28).

24.3.2

Коэффициент отражения

После перехода на волновые характеристики двухполюсник описывается не полным сопротивлением Z_w , а отношением прямой и обратной волн (рис. 24.22). В этом случае прямая волна называется *падающей*, а обратная – *отраженной*. Отношение отраженной волны к падающей называется *коэффициентом отражения* r .

$$\text{Коэффициент отражения } r = \frac{\text{Отраженная волна}}{\text{Падающая волна}} = \frac{U_r}{U_f} = \frac{b}{a}.$$

Пользуясь $Z = U/I$, из (24.32) и (24.33) находим:

$$r = \frac{U_r}{U_f} = \frac{b}{a} = \frac{Z - Z_w}{Z + Z_w}. \quad (24.34)$$

И наоборот:

$$Z = Z_w \frac{1+r}{1-r}. \quad (24.35)$$

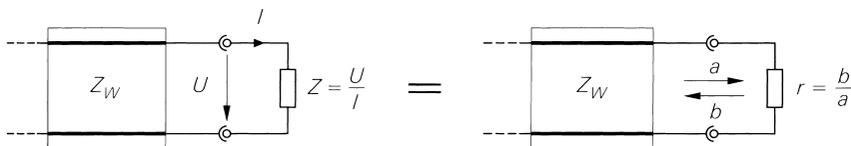


Рис. 24.22. Полное сопротивление и коэффициент отражения двухполюсника

Плоскость коэффициента отражения (r-плоскость)

Уравнение (24.34) описывает отображение плоскости полного сопротивления (Z-плоскости) на плоскость коэффициента отражения (r-плоскость). Область пассивного двухполюсника с $Re\{Z\} \geq 0$ (правая Z-полуплоскость) приходится на окружность единичного радиуса r-плоскости, то есть для пассивного двухполюсника справедливо $|r| \leq 1$ (рис. 24.23). Пассивность проявляется в том, что поглощенная двухполюсником эффективная мощность, равная разности между падающей и отраженной эффективными мощностями, всегда положительна или равна нулю:

$$P = P_f - P_r \stackrel{(24.29)}{=} |a|^2 - |b|^2 \stackrel{(24.34)}{=} |a|^2 (1 - |r|^2) \stackrel{|r| \leq 1}{\geq} 0.$$

Множитель

$$k_p = 1 - |r|^2 \tag{24.36}$$

называют коэффициентом передачи мощности. Для активного двухполюсника получим $Re\{Z\} < 0, |r| > 1$ и $P < 0$, из чего следует, что активные двухполюсники отдают эффективную мощность.

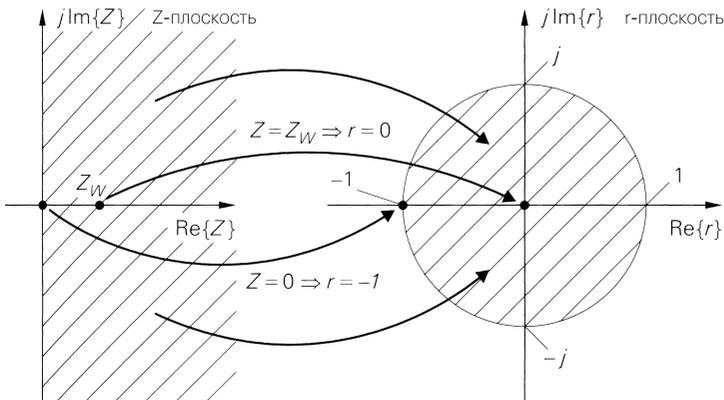


Рис. 24.23. Отображение плоскости полного сопротивления (Z-плоскости) на плоскость коэффициента отражения (r-плоскость) в случае пассивного двухполюсника ($Re\{Z\} \geq 0$)

У отображения Z-плоскости на r-плоскость есть три особых точки:

- *точка согласования.* При $Z = Z_W$ имеет место согласование по волновому сопротивлению. В разделе 24.2 мы уже видели, что в этом случае исчезает обратная (или отраженная) волна ($b = 0$). Следовательно, из (24.34) следует $r = 0$. При этом подводимая активная мощность P_f полностью поглощается двухполюсником;

- *точка короткого замыкания.* При $Z = 0$ получим $r = -1$, то есть падающая и отраженная волны равны по модулю, но противоположны по фазе: $b = -a$. В этом случае двухполюсник не воспринимает активную мощность, и подводимая активная мощность полностью отражается: $P_r = P_f$;
- *точка холостого хода.* При $Z \rightarrow \infty$ получим $r = 1$. Следовательно, падающая и отраженные волны равновелики и синфазны: $b = a$. В этом случае подводимая активная мощность также полностью отражается: $P_r = P_f$.

Кроме того, имеются следующие области:

- *область омических сопротивлений.* Для омических сопротивлений ($Z = R$) получаем действительный коэффициент отражения в области $-1 < r < 1$, в которую входят подобласть с $0 < R < Z_w$ и $-1 < r < 0$, точка согласования с $R = Z_w$ и $r = 0$ и подобласть с $Z_w < R < \infty$ и $0 < r < 1$;
 - *область индуктивностей.* Для индуктивностей ($\text{Re}\{Z\} = 0, \text{Im}\{Z\} > 0$) получим $|r| = 1$ и $0 < \arg\{r\} < \pi$, то есть верхнюю половину единичной окружности в r -плоскости;
 - *область емкостей.* Для емкостей ($\text{Re}\{Z\} = 0, \text{Im}\{Z\} < 0$) также получим $|r| = 1$, но при $-\pi < \arg\{r\} < 0$, то есть нижнюю половину единичной окружности в r -плоскости.
- Особые точки и области на r -плоскости представлены на рис. 24.24.

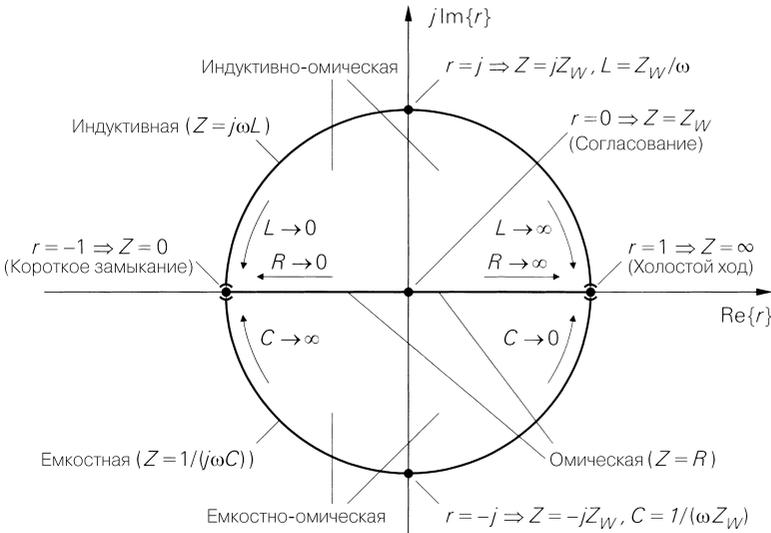


Рис. 24.24. Особые точки и области на плоскости коэффициента отражения (r -плоскости)

Модуль коэффициента отражения и коэффициент передачи мощности для случая омических сопротивлений и $Z_w = 50$ Ом представлены на рис. 24.25. Модуль коэффициента отражения с удалением от точки согласования $Z = 50$ Ом быстро растет, асимптотически приближаясь к единице. Коэффициент передачи мощности в окрестностях той же точки меняется слабо, поэтому слабая расстройка линии не критична для передачи мощности. В области $20 \text{ Ом} < Z = R < 130 \text{ Ом}$ из (24.34) следует $|r| < 0,45$, а из (24.36) вытекает $k_p = 1 - |r|^2 > 0,8$. В этом случае потери передаваемой мощности не превышают 1 дБ ($10 \log k_p = -0,97$ дБ).

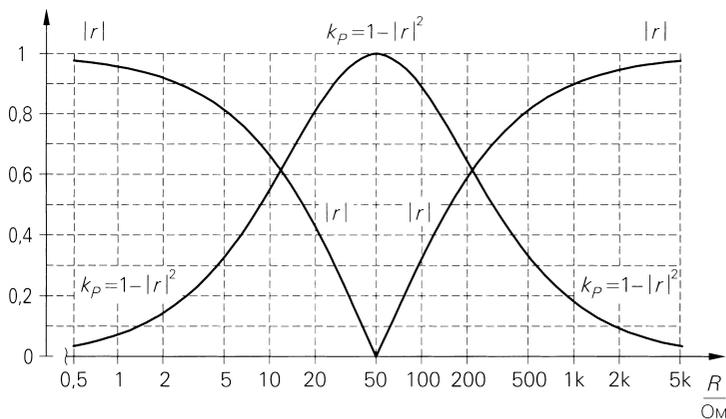


Рис. 24.25. Модуль коэффициента отражения и коэффициент передачи мощности для случая омических нагрузок при $Z_w = 50$ Ом

Влияние линии на коэффициент отражения

Как показано в разделе 24.2.1, проводящая линия действует как преобразователь полного сопротивления. Теперь мы можем представить такое преобразование с помощью коэффициента отражения. Для этого возьмем линию длиной l с полным сопротивлением нагрузки Z_2 и соответствующим коэффициентом отражения r_2 и рассчитаем коэффициент отражения r_1 на входе (рис. 24.26).

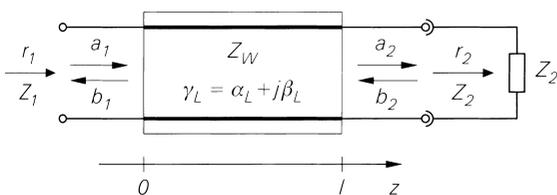


Рис. 24.26. Влияние линии на коэффициент отражения

Для напряжения вдоль линии справедливо выражение:

$$U(z) = U_f(z) + U_r(z) \stackrel{(24.6)}{=} U_f(0)e^{-\gamma_L z} + U_r(0)e^{\gamma_L z},$$

где $U_f(0)$ и $U_r(0)$ – напряжения прямой и обратной волн в точке $z = 0$. Отсюда с помощью (24.28) получим волны $a(z)$ и $b(z)$ вдоль линии:

$$a(z) = \frac{U_f(z)}{\sqrt{Z_w}} = \frac{U_f(0)}{\sqrt{Z_w}} e^{-\gamma_L z}, \quad b(z) = \frac{U_r(z)}{\sqrt{Z_w}} = \frac{U_r(0)}{\sqrt{Z_w}} e^{\gamma_L z},$$

что позволяет рассчитать коэффициенты отражения r_1 и r_2 :

$$r_1 = \frac{b_1}{a_1} = \frac{b(0)}{a(0)} = \frac{U_r(0)}{U_f(0)}, \quad r_2 = \frac{b_2}{a_2} = \frac{b(l)}{a(l)} = \frac{U_r(0)}{U_f(0)} e^{2\gamma_L l}.$$

При $\gamma_L = \alpha_L + j\beta L$ отсюда следует:

$$r_1 = r_2 e^{-2\gamma_L l} = r_2 e^{-2\alpha_L l} e^{-2j\beta l l}. \quad (24.37)$$

Следовательно, под воздействием проводящей линии умеренной длины происходит уменьшение коэффициента отражения с удвоенной постоянной затухания α_L и его поворот с удвоенной фазовой постоянной β_L .

Особенно важен случай электрической линии без потерь, рассмотренный ниже. При $\alpha_L = 0$ из (24.37) следует:

$$r_1 = r_2 e^{-2j\beta l l} \stackrel{\beta l = 2\pi/\lambda}{=} r_2 e^{-j\frac{4\pi l}{\lambda} \varphi = 4\pi/\lambda} = r_2 e^{j\varphi}. \quad (24.38)$$

В данной ситуации происходит лишь поворот коэффициента отражения, причем на отрезке линии, равном длине волны, наблюдаются два оборота по часовой стрелке: $l = \lambda \Rightarrow \varphi = -4\pi$. На рис. 24.27 приведен пример сопротивления $Z_2 = R_2 = Z_W/3$ при $r_2 = -1/2$, когда длина линии увеличивается ступенчато с приращением $\Delta l = \lambda/16$. Сначала коэффициент отражения испытывает вращение в омическо-индуктивной области. Если $l = \lambda/4$ ($\varphi = -\pi$), то достигается $r_1 = -r_2 = 1/2$ при $Z_1 = Z_W^2/R_2 = 3Z_W$. Мы уже описывали это свойство четвертьволновой линии в выражении (24.22) и на рис. 24.8. С дальнейшим удлинением линии переходим в омически-емкостную область, пока при $l = \lambda/2$ ($\varphi = -2\pi$) не будет вновь достигнута исходная точка. Следовательно, коэффициент отражения изменяется периодически при $\Delta l = \lambda/2$.

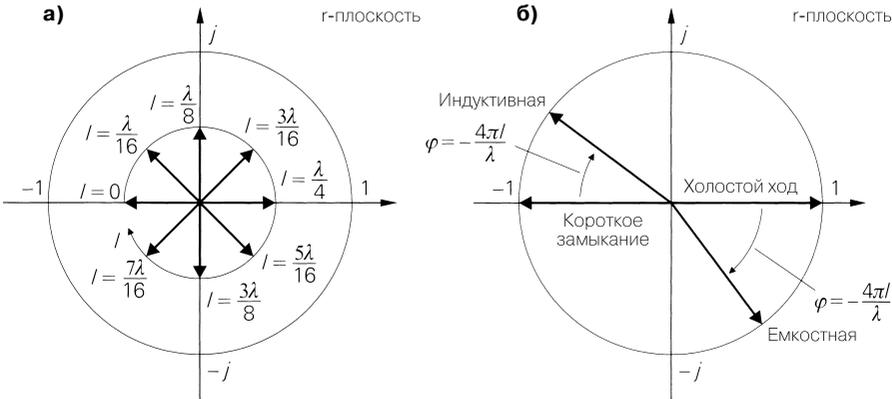


Рис. 24.27. Поворот коэффициента отражения в линии без потерь: **а** – сопротивление $Z_2 = R_2 = Z_W/3$, $r_2 = -1/2$; **б** – короткое замыкание ($r_2 = -1$) и холостой ход ($r_2 = 1$)

Как видно из рис. 24.27б, короткая короткозамкнутая линия ($r_2 = -1$) ведет себя как индуктивность, а короткая разомкнутая линия – как емкость ($r_2 = 1$): это также уже описывалось в выражениях (24.23) и (24.24) и на рис. 24.8. При $l = \lambda/4$ совершается переход от состояния короткого замыкания к холостому ходу и наоборот.

При нагрузке волновым сопротивлением ($Z_2 = Z_W$) имеем $r_2 = 0$. В этом случае вращение не происходит и выполняется $r_1 = 0$ и $Z_1 = Z_2 = Z_W$ независимо от длины линии.

Соотношения для стоячих волн

Теперь рассмотрим ход вектора напряжения $U(z)$ вдоль электрической линии без потерь. Применяя выражения (24.34) и (24.28) и пользуясь (24.39), находим:

$$U(z) = \sqrt{Z_W} (a(z) + b(z)) = \sqrt{Z_W} a(z)(1 + r(z)) = U_f(z)(1 + r(z)), \quad (24.39)$$

где $U_f(z)$ – вектор напряжения падающей волны и $r(z)$ – коэффициент отражения. В линии без потерь волны не затухают, поэтому модуль вектора напряжения $U_f(z)$ вдоль нее не изменяется:

$$|U_f(z)| = |U_f| = \text{const.}$$

Тогда из (24.39) для модуля вектора напряжения $U_f(z)$ получим:

$$|U(z)| = |U_f| |1 + r(z)|. \quad (24.40)$$

Модуль коэффициента отражения также постоянен:

$$|r(z)| = |r| = \text{const.}$$

Вследствие вращения коэффициента отражения при движении вдоль линии множитель $|1 + r(z)|$ в выражении (24.40) пробегает значения в области

$$1 - |r| \leq |1 + r(z)| \leq 1 + |r|,$$

поэтому вдоль линии попеременно появляются точки с максимальным и минимальным модулем вектора напряжения $U(z)$:

$$U_{\max} = |U_f|(1 + |r|), \quad U_{\min} = |U_f|(1 - |r|). \quad (24.41)$$

В случае образования стоячей волны соблюдается соотношение

$$s = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{1 + |r|}{1 - |r|}, \quad (24.42)$$

называемое коэффициентом стоячей волны (КСВ). Если линия согласована ($r = 0$), КСВ равен единице и стоячие волны не возникают, а модуль вектора напряжения $U(z)$ постоянен вдоль всей линии: $|U(z)| = |U_f|$. При наличии реактивностей ($|r| = 1$) КСВ становится бесконечно большим, и тогда $U_{\max} = 2|U_f|$ и $U_{\min} = 0$. Расстояние между минимумами и максимумами составляет $\lambda/4$ в соответствии с поворотом коэффициента отражения на угол π (180°).

На рис. 24.28 изображена стоячая волна в линии без потерь длиной $l = \lambda/2$, когда $r_2 = 0,5e^{j30^\circ}$. Для модулей коэффициентов отражения справедливо $|r(z)| = |r| = |r_1| = |r_2| = 0,5$. Согласно (24.40) модуль вектора напряжения $U(z)$ пропорционален модулю множителя $1 + r(z)$, поэтому на рис. 24.28 он строится геометрическим способом в пяти точках с шагом $\lambda/8$. Поскольку коэффициент отражения линии длиной $l = \lambda/2$ испытывает поворот на угол 2π (360°), здесь образуется по одному максимуму и минимуму. При $|r| = 0,5$ из (24.42) находим КСВ $s = 3$.

КСВ также важен для оценки передаваемой активной мощности P . Если в линии нет потерь, модули волновых характеристик и коэффициента отражения не меняются вдоль линии, и тогда

$$P = P_f - P_r = |a|^2 - |b|^2 = |a|^2 (1 - |r|^2) = \frac{|U_f|^2}{Z_W} (1 - |r|^2).$$

Подставляя (24.41), отсюда находим:

$$P = \frac{U_{\max}^2}{Z_W} \frac{1 - |r|^2}{(1 + |r|^2)^2} = \frac{U_{\max}^2}{Z_W} \frac{1 - |r|}{1 + |r|} = \frac{1}{s} \frac{U_{\max}^2}{Z_W} = \frac{P_{\max}}{s}.$$

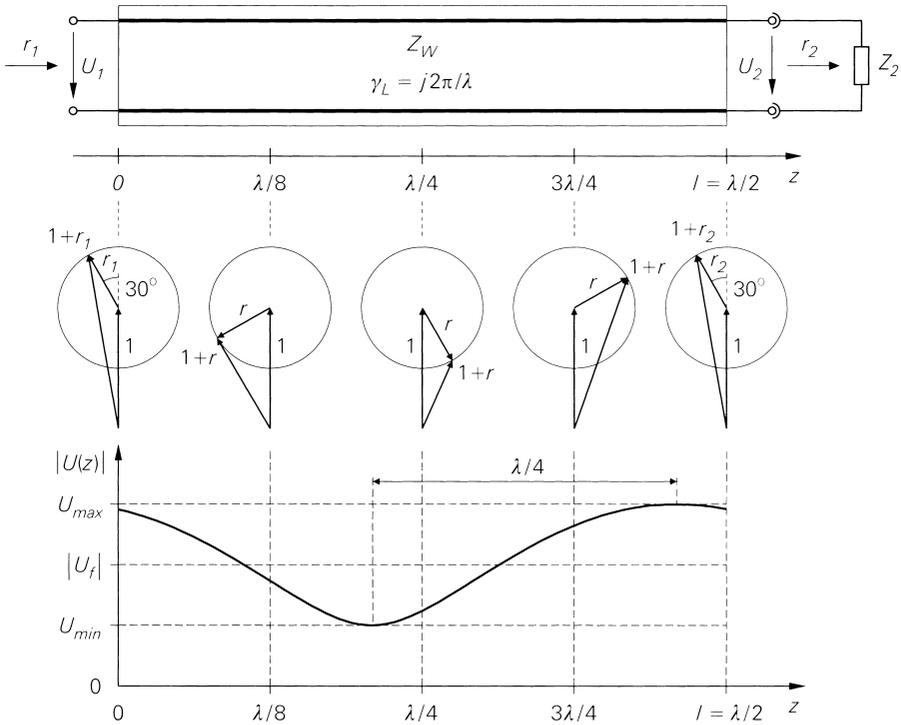


Рис. 24.28. Стоячая волна в линии без потерь длиной $\lambda/2$ в случае $r_2 = 0,5e^{j30^\circ}$

Следовательно, P в КСВ раз меньше активной мощности P_{max} , которая передавалась бы по согласованной линии при равных максимальных напряжениях.

На практике КСВ играет важную роль, так как он поддается прямому измерению с помощью щупа напряжения или напряженности электрического поля путем смещения вдоль электрической линии. При этом можно определять и длину волны. Пользуясь (24.42), по измеренному КСВ рассчитывают модуль коэффициента отражения:

$$|r| = \frac{s-1}{s+1}. \tag{24.43}$$

Однако при таком подходе фаза не поддается измерению.

24.3.3 Источник волн

Источником волн называют источник сигнала с внутренним сопротивлением. Такой источник испускает независимые волны, тогда как рассмотренный выше пассивный двухполюсник лишь отражает падающие волны. Источник волн вместе с соответствующими параметрами представлен на рис. 24.29.

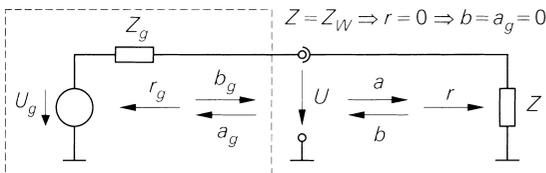


Рис. 24.29. Источник волн

Независимая волна источника волн

Испускаемая источником волна b_g включает в себя генерируемую им компоненту $b_{g,0}$ и отраженную составляющую $r_g a_g$:

$$b_g = b_{g,0} + r_g a_g, \text{ где } r_g = \frac{Z_g - Z_W}{Z_g + Z_W}. \tag{24.44}$$

Генерируемую источником компоненту называют *независимой волной*, так как на нее оказывает влияния падающая волна a_g . Если линия нагружена волновым сопротивлением $Z = Z_W$, справедливы равенства $r = 0$ и $a_g = 0$ (рис. 24.29), и тогда $a = b_g = b_{g,0}$. Следовательно, для определения независимой волны $b_{g,0}$ достаточно вычислить напряжение U для случая $Z = Z_W$ и пересчитать его в волну. При

$$U = \frac{U_g Z}{Z_g + Z} \stackrel{Z=Z_W}{=} \frac{U_g Z_W}{Z_g + Z_W} = \frac{U_g}{2} \left(1 - \frac{Z_g - Z_W}{Z_g + Z_W} \right) = \frac{U_g}{2} (1 - r_g),$$

а также $a = b_g = b_{g,0}$ и $b = a_g = 0$.

Из (24.30) следует:

$$b_{g,0} = \frac{U}{\sqrt{Z_W}} = \frac{U_g}{2\sqrt{Z_W}} (1 - r_g). \tag{24.45}$$

Для согласованного источника волн при $Z_g = Z_W$ и $r_g = 0$ имеет место:

$$b_{g,0} = \frac{U_g}{2\sqrt{Z_W}}. \tag{24.46}$$

Мощность при согласованной нагрузке

Обычно высокочастотные усилители характеризуются *максимальной мощностью при согласованной нагрузке*. При этом мощность на выходе усилителя относится к мощности при согласованной нагрузке $P_{A,g}$, а не к той, которая потребляется от источника. Максимальной мощностью при согласованной нагрузке называют максимальную активную мощность, которая может быть отобрана от источника, согласованного по мощности. Справедливо:

$$P_{A,g} = \frac{|U_g|^2}{4\text{Re}\{Z_g\}} \stackrel{Z_g=R_g}{=} \frac{|U_g|^2}{4R_g}. \tag{24.47}$$

Отметим, что мы используем эффективные значения. Запись выглядит иначе, если применить амплитудные значения:

$$P_{A,g} = \frac{|\hat{U}_g|^2}{8\text{Re}\{Z_g\}}.$$

Для вычислений через волновые характеристики необходимо перейти к представлению посредством величин $b_{g,0}$ и r_g . Из (24.45) следует:

$$|U_g|^2 = \frac{4Z_W |b_{g,0}|^2}{|1-r_g|^2}.$$

Учитывая

$$\operatorname{Re}\{Z_g\} = \operatorname{Re}\left\{Z_W \frac{1+r_g}{1-r_g}\right\} = \operatorname{Re}\left\{Z_W \frac{(1+r_g)(1+r_g^*)}{|1-r_g|^2}\right\} = Z_W \frac{1-|r_g|^2}{|1-r_g|^2},$$

путем подстановки в (24.47) находим:

$$P_{A,g} = \frac{|b_{g,0}|^2}{1-|r_g|^2}. \tag{24.48}$$

При этом надо учесть, что $b_{g,0}$ зависит также от r_g , так как из $|r_g| \rightarrow \infty$ вовсе не следует $P_{A,g} \rightarrow \infty$. Напротив, при $r_g = 1$ имеет место $P_{A,g} = 0$ (источник с $Z_g = \infty$ не отдает мощность), а при $r_g = -1$ выполняется $P_{A,g} = \infty$ (у источника с $Z_g = 0$ отсутствует ограничение мощности).

24.3.4 S-параметр

Теперь мы обратимся к описанию четырехполюсника с использованием волновых характеристик, для чего пересчитаем напряжения и токи в соответствующие волны с помощью (24.32) и (24.33) (рис. 24.30):

$$a_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{\sqrt{Z_W}} + I_1 \sqrt{Z_W} \right), \quad b_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{\sqrt{Z_W}} - I_1 \sqrt{Z_W} \right),$$

$$a_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_2}{\sqrt{Z_W}} + I_2 \sqrt{Z_W} \right), \quad b_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_2}{\sqrt{Z_W}} - I_2 \sqrt{Z_W} \right),$$

где a_1 и a_2 – падающие волны, а b_1 и b_2 – отраженные или исчезающие волны.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

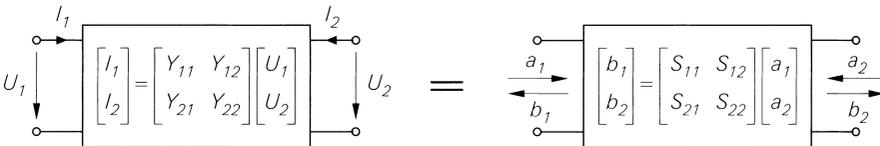


Рис. 24.30. Эквивалентное описание четырехполюсника

S-матрица

Зависимости между волнами выражаются матричными уравнениями:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}. \tag{24.49}$$

Параметры $S_{11} \dots S_{22}$ называют параметрами матрицы рассеяния (scattering parameters), или S-параметрами. Они образуют матрицу рассеяния (S-матрицу). Описание четырехполюсника с помощью S-параметров эквивалентно описанию другими параметрами четырехполюсника, например Y-параметрами, представленными на рис. 24.30, Z- или H-параметрами. Однако S-параметры нормируются на волновое сопротивление Z_W , поэтому оно всегда должно указываться вместе с ними. На рис. 24.31 показана схема четырехполюсника для определения S-параметров. Далее мы называем левую пару параметров входом, а правую – выходом, оставляя индексы 1 и 2.

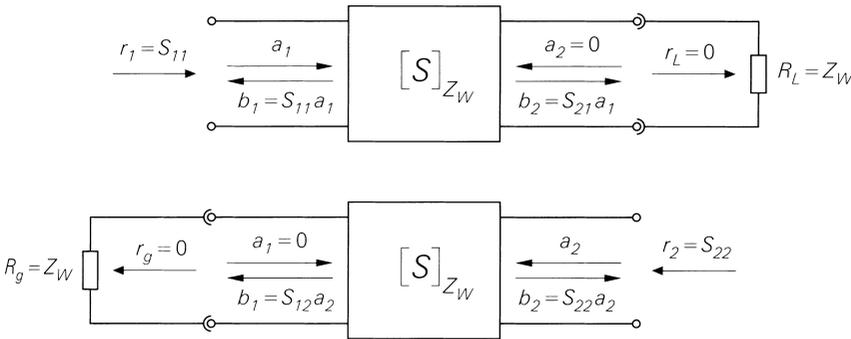


Рис. 24.31. Схема для определения S-параметров S_{11} и S_{21} (вверху) и S_{12} и S_{22} (внизу)

Входной коэффициент отражения S_{11} . Параметр S_{11} соответствует входному коэффициенту отражения при подключении волнового сопротивления к выходу:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \stackrel{(24.34)}{=} r_1 \Big|_{r_L=0} = r_1 \Big|_{R_L=Z_W}. \tag{24.50}$$

Он служит мерой полного входного сопротивления Z_e в режиме с нагрузкой $R_L = Z_W$:

$$Z_e \Big|_{R_L=Z_W} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{R_L=Z_W} \stackrel{(24.35)}{=} Z_W \frac{1+r_1}{1-r_1} \Big|_{R_L=Z_W} = Z_W \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}}.$$

При $S_{11} = 0$ имеет место согласование по волновому сопротивлению: $Z_e = Z_W$.

Выходной коэффициент отражения S_{22} . Параметр S_{22} соответствует выходному коэффициенту отражения при подключении волнового сопротивления к входу:

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \stackrel{(24.34)}{=} r_2 \Big|_{r_g=0} = r_2 \Big|_{R_g=Z_W}. \tag{24.51}$$

Он служит мерой полного выходного сопротивления Z_a в режиме с источником $R_g = Z_W$:

$$Z_a \Big|_{R_g=Z_W} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{R_g=Z_W} \stackrel{(24.35)}{=} Z_W \frac{1+r_2}{1-r_2} \Big|_{R_g=Z_W} = Z_W \frac{1+S_{22}}{1-S_{22}}.$$

При $S_{22} = 0$ имеет место согласование по волновому сопротивлению: $Z_a = Z_W$.

Прямой коэффициент прохождения S_{21} . Параметр S_{21} называется прямым коэффициентом прохождения при замыкании выхода волновым сопротивлением. Он описывает процесс передачи от входа к выходу:

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}. \quad (24.52)$$

Пример. Поясним сказанное на примере схемы, представленной на рис. 24.32, где к входу подключен источник с $R_g = Z_W$, а нагрузка выхода составляет $R_L = Z_W$, и определим зависимость между S_{21} и коэффициентом усиления $A_B = U_2/U_g$. Для выходного напряжения можно записать:

$$U_2 \stackrel{(24.30)}{=} \sqrt{Z_W} (a_2 + b_2) \stackrel{a_2=0}{=} \sqrt{Z_W} b_2 = \sqrt{Z_W} S_{21} a_1. \quad (24.53)$$

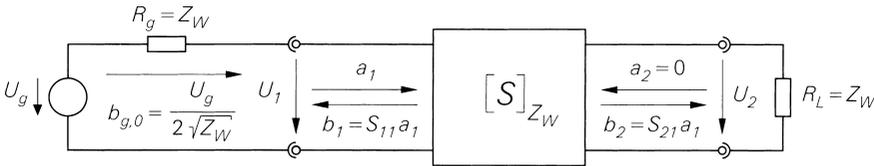


Рис. 24.32. Структурная схема для пояснения коэффициента S_{21}

Падающая волна a_1 соответствует независимой волне источника $b_{g,0}$, поэтому, в силу $R_g = Z_W$, отраженная составляющая отсутствует:

$$a_1 = b_{g,0} \stackrel{(24.46)}{=} \frac{U_g}{2\sqrt{Z_W}}.$$

Подставляя результаты в (24.53) и решая относительно S_{21} , находим:

$$S_{21} = \frac{2U_2}{U_g} = 2A_B \Big|_{R_g=R_L=Z_W}. \quad (24.54)$$

Следовательно, S_{21} равен удвоенному коэффициенту усиления в случае, когда линия с обоих концов замкнута волновым сопротивлением.

Обратный коэффициент прохождения S_{12} . Параметр S_{12} называется обратным коэффициентом прохождения при замыкании входа волновым сопротивлением и описывает процесс передачи от выхода к входу:

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}. \quad (24.55)$$

Он равен удвоенному обратному коэффициенту усиления.

Обозначения. S-параметры на практике обозначаются теми же символами $S_{11} \dots S_{22}$, которые фигурируют в формулах. Такое обозначение является общепринятым. Иногда S_{11} и S_{22} рассматриваются только как входной и выходной коэффициенты отражения, а S_{21} и S_{12} – как прямой и обратный коэффициенты прохождения. Однако такое толкование вводит читателей в заблуждение, так как указанные обозначения имеют общий характер и могут применяться безотносительно к нагрузке линии. Эти названия используются нами только совместно с соответствующими формульными обозначениями: например, (входной) коэффициент отражения S_{11} .

Измерение S-параметров

Главное преимущество S-параметров проявляется при измерениях. Все прочие параметры (Y , Z , H ...) должны измеряться по входу или выходу в режимах короткого замыкания или холостого хода. При этом возникает вопрос, где же именно находятся вход и выход, так как даже очень короткие отводы вызывают заметное изменение полного сопротивления. На рис. 24.27б показано, как закорачивающая перемычка на расстоянии l приобретает свойства индуктивности с ростом частоты (l/λ нарастает). При $l = \lambda/4$ происходит переход через режим холостого хода, а в области $\lambda/4 < l < \lambda/2$ она действует как емкость. В отличие от этого S-параметры измеряются при нагрузочных резисторах $R_g = R_L = Z_w$, подключаемых посредством линий с волновым сопротивлением Z_w . В такой ситуации не происходит преобразования полного сопротивления, так как требования к нагрузке соблюдаются независимо от длины отводов.

Еще одно преимущество S-параметров заключается в том, что они измеряются при тех же нагрузочных резисторах, которые присутствуют в нормальном режиме. На этот случай конкретный четырехполюсник, например усилитель, конструируется так, чтобы сами измерения не привели к появлению недопустимых нагрузок. В противоположность этому при замыкании накоротко возникает значительная нагрузка по току, а на холостом ходу появляется слишком высокая нагрузка по напряжению из-за недостаточного ослабления резонансов в схеме согласования.

Связь с Y-параметрами

Наряду с S-параметрами в высокочастотной технике используют Y-параметры (см. рис. 24.30):

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}. \quad (24.56)$$

Интерес к ним объясняется существованием прямой связи между Y-параметрами и малосигнальными параметрами усилителя, указанными в разделе 4.2.2: (4.146)–(4.150) и (4.155)–(4.157):

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \frac{1}{r_e}, & Y_{21} &= S = -\frac{A}{r_e}, \\ Y_{22} &= \frac{1}{r_a}, & Y_{12} &= S_r = -\frac{A_r}{r_a}. \end{aligned} \quad (24.57)$$

Формулы пересчета между S- и Y-параметрами приведены в табл. 24.8.

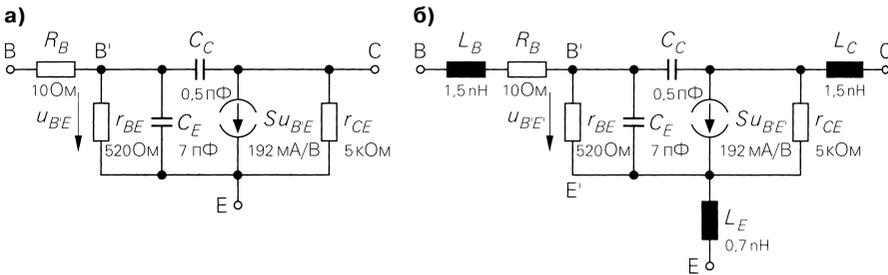
S-параметры транзистора

Для определенности рассмотрим S-параметры биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером, перенесенным из рис. 2.38, используя при этом малосигнальную модель (рис. 24.33а). Приблизительно те же результаты получились бы и для МОП транзистора благодаря незначительным различиям малосигнальных моделей (см. рис. 3.42). На практике S-параметры всегда измеряются при $Z_w = 50$ Ом.

Значения параметров S_{11} и S_{22} на низких частотах определяются просто, так как транзистор в этом случае не обладает реактивностью, и соответствуют коэффициентам от-

Таблица 24.8. Пересчет между S- и Y-параметрами

$S_{11} = \frac{1 + (Y_{22} - Y_{11})Z_W - \Delta_Y Z_W^2}{1 + (Y_{11} + Y_{22})Z_W + \Delta_Y Z_W^2}$	$Y_{11} = \frac{1}{Z_W} \frac{1 - S_{11} + S_{22} - \Delta_S}{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta_S}$
$S_{12} = \frac{-2Y_{12}Z_W}{1 + (Y_{11} + Y_{22})Z_W + \Delta_Y Z_W^2}$	$Y_{12} = \frac{1}{Z_W} \frac{-2S_{12}}{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta_S}$
$S_{21} = \frac{-2Y_{21}Z_W}{1 + (Y_{11} + Y_{22})Z_W + \Delta_Y Z_W^2}$	$Y_{21} = \frac{1}{Z_W} \frac{-2S_{21}}{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta_S}$
$S_{22} = \frac{1 + (Y_{11} + Y_{22})Z_W - \Delta_Y Z_W^2}{1 + (Y_{11} + Y_{22})Z_W + \Delta_Y Z_W^2}$	$Y_{22} = \frac{1}{Z_W} \frac{1 + S_{11} - S_{22} - \Delta_S}{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta_S}$
$\Delta_Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$	$\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$


Рис. 24.33. Малосигнальная модель биполярного транзистора: **а** – без корпуса; **б** – в корпусе (упрощенно)

ражения r_1 на входе и r_2 на выходе. В отсутствие реактивности последние рассчитываются по входному r_e и выходному r_a сопротивлениям транзистора в режиме НЧ:

$$S_{11} = r_1 = \frac{r_e - Z_W}{r_e + Z_W}, \quad (24.50) \quad (24.34)$$

$$S_{22} = r_2 = \frac{r_a - Z_W}{r_a + Z_W}. \quad (24.51) \quad (24.34)$$

Согласно рис. 24.33а на низких частотах имеем $r_e = R_B + r_{BE}$ и $r_a = r_{CE}$, откуда следует:

$$S_{11} = \frac{R_B + r_{BE} - Z_W}{R_B + r_{BE} + Z_W} \approx 1 - \frac{2Z_W}{r_{BE}}, \quad (24.58)$$

$$S_{22} = \frac{r_{CE} - Z_W}{r_{CE} + Z_W} \approx 1 - \frac{2Z_W}{r_{CE}}. \quad (24.59)$$

Ради приближений примем $R_B < Z_W \ll r_{BE}, r_{CE}$. Для определения S_{21} сначала рассчитаем коэффициент усиления при $R_g = R_L = Z_W$:

$$A_B = -\frac{r_{BE}}{Z_W + R_B + r_{BE}} S(Z_W \parallel r_{CE}) \approx -\frac{S r_{BE} Z_W}{Z_W + r_{BE}} = -\frac{\beta Z_W}{Z_W + r_{BE}}.$$

При этом также принимается $R_B < Z_W \ll r_{BE} r_{CE}$. Воспользовавшись (24.54), найдем:

$$S_{21} = 2A_B \approx -\frac{2\beta Z_W}{Z_W + r_{BE}}. \quad (24.60)$$

Благодаря отсутствию реактивности имеет место $S_{12} = 0$. Теперь мы можем указать положение низкочастотных S-параметров на r -плоскости: S_{11} и S_{22} располагаются вблизи точки холостого хода $r = 1$, S_{12} находится в начальной точке $r = 0$, а S_{21} лежит на отрицательной действительной оси вне окружности единичного радиуса.

Кривые геометрического места точек (годографы). Частотный ход S-параметров представляют в виде годографов на r -плоскости, что и показано на рис. 24.34 для биполярного транзистора без корпуса, описываемого малосигнальной моделью (см. рис. 24.33а), и для транзистора в корпусе, который описывается малосигнальной схемой (рис. 24.33б) для упрощенной модели корпуса с тремя индуктивностями отводов. Малосигнальные параметры транзистора определялись по табл. 2.4 при $I_C = 5$ мА, $\beta = 100$, $U_A = 25$ В, $f_T = 4$ ГГц и $C_C = 0,5$ пФ. Значения этих параметров типичны для высокочастотных одиночных транзисторов серии BFR. Подставляя

$$S = 192 \text{ мА/В}, \quad r_{BE} = 250 \text{ Ом}, \quad r_{CE} = 5 \text{ кОм} \quad \text{и} \quad Z_W = 50 \text{ Ом}$$

в (24.58)–(24.60), находим низкочастотные значения S-параметров:

$$S_{11} = 0,83, \quad S_{12} = 0, \quad S_{21} = -16,9, \quad S_{22} = 0,98.$$

При этих значениях годографы, построенные на рис. 24.34, начинаются при $f = 0$ и показаны вплоть до $f = 6$ ГГц. В отсутствие корпуса S_{11} и S_{22} изменяются в омически-емкостной области ($\text{Im}\{r\} < 0$). При его наличии на входе и выходе появляется последовательный резонанс из-за индуктивностей отводов, при котором омические составляющие полных сопротивлений становятся равными нулю ($\text{Im}\{r\} = 0$). Выше резонансной частоты S_{11} и S_{22} индуктивны ($\text{Im}\{r\} > 0$).

Корпус почти не влияет на S_{21} : с ростом частоты модуль убывает, а фаза меняется почти на 180° . Без корпуса модуль S_{12} не превышает 0,07 даже на весьма высоких частотах, и, следовательно, реактивность остается сравнительно низкой. Она заметно растет при наличии корпуса вследствие индуктивностей выводов транзистора. Поскольку реактивность служит мерой стабильности (реактивность \rightarrow обратная связь \rightarrow самовозбуждение), паразитным колебаниям подвержены прежде всего высокочастотные одиночные транзисторы с относительно длинными выводами. Поэтому в гигагерцевом диапазоне необходимо применять приборы с малой индуктивностью выводов, предназначенные для поверхностного монтажа на печатной плате. В интегральных микросхемах эта проблема возникает только в тех частях, которые связаны с внешними клеммами. Внутри микросхемы индуктивность проводников, как правило, пренебрежимо мала.

Пример. На рис. 24.35 и 24.36 представлены S- и Y-параметры высокочастотного одиночного транзистора BFR93 с $I_C = 5$ мА и $U_{CE} = 5$ В. Годографы S-параметров определяются при $Z_W = 50$ Ом и, за исключением S_{12} , хорошо согласуются с графиками, показанными на рис. 24.34. Несовпадение в случае S_{12} объясняется упрощенностью модели корпуса на рис. 24.33б.

Согласно рис. 24.35 последовательный резонанс на входе реализуется примерно на частоте 1 ГГц, а на выходе – на 5,5 ГГц. Сравнение годографов для S_{11} и Y_{11} дает представление о влиянии реактивности: в случае параметра S_{11} , измеренного при нагрузке выхода Z_W , последовательный резонанс приходится на частоту 1 ГГц, тогда как в случае Y_{11} , измеренного при наличии закорачивающей перемычки на выходе, резонансная частота составляет 2 ГГц ($\text{Im}\{Y_{11}\} = 0$). При этом условия функционирования (нагрузка сопротивлением, равным Z_W , и закорачивающая перемычка) долж-

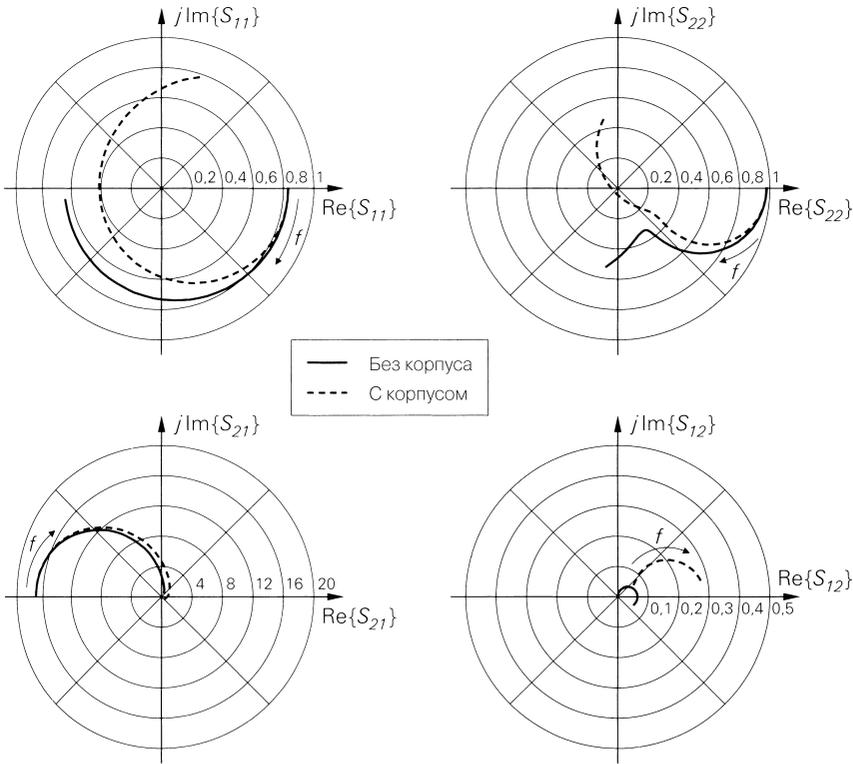


Рис. 24.34. S-параметры биполярного транзистора ($Z_w = 50 \text{ Ом}$)

ны отвечать требованию малосигнальности, а это значит, что выход должен соединяться через достаточно большую емкость с резистором Z_w или землей.

Между 230 МГц и 1,09 ГГц у годографа для Y_{22} имеется отрицательная действительная часть. В этой области транзистор потенциально нестабилен. Это происходит именно тогда, когда входная или выходная полная проводимость транзистора вместе с полной проводимостью внешней схемы образуют отрицательную проводимость. Для этого должно иметь место $\text{Re}\{Y\} < 0$ и $\text{Im}\{Y\} = 0$. Точно так же обстоит дело с полными сопротивлениями: здесь требуется $\text{Re}\{Z\} < 0$ и $\text{Im}\{Z\} = 0$. Эти условия могут быть сведены к привычным условиям колебаний по усилению при замкнутой цепи обратной связи и фазе, соответствующей генерации. При этом условие для действительной части соответствует условию баланса амплитуд, а условие для мнимой части – баланса фаз.

Если к выходу подключить нагрузку Y_L с $\text{Re}\{Y_{22} + Y_L\} < 0$ и $\text{Im}\{Y_{22} + Y_L\} = 0$, возникнет паразитное колебание. Такая ситуация реализуется при индуктивностях между 16 нГн ($Y_L = 1/(j\omega L) = -j9 \text{ мСм}$ при $f = 1,09 \text{ ГГц}$) и 550 нГн ($Y_L = 1/(j\omega L) = -j1,25 \text{ мСм}$ при $f = 230 \text{ МГц}$). Если же вход замкнут сопротивлением $Z_w = 50 \text{ Ом}$, то потенциальная нестабильность вообще отсутствует, так как годограф S_{22} проходит целиком в пределах окружности единичного радиуса на r -плоскости. Отсюда следует, что полное выходное сопротивление $\text{Re}\{Z_a\} > 0$ и выходная полная проводимость $\text{Re}\{Y_a\} > 0$. Такое поведение характерно для высокочастотных транзисторов, поэтому измерение S-параметров реализуется без трудностей со стабилизацией, тогда как при измерении Y-, Z- или H-параметров могут возникнуть паразитные колебания, которые не позволяют выполнить корректные измерения.

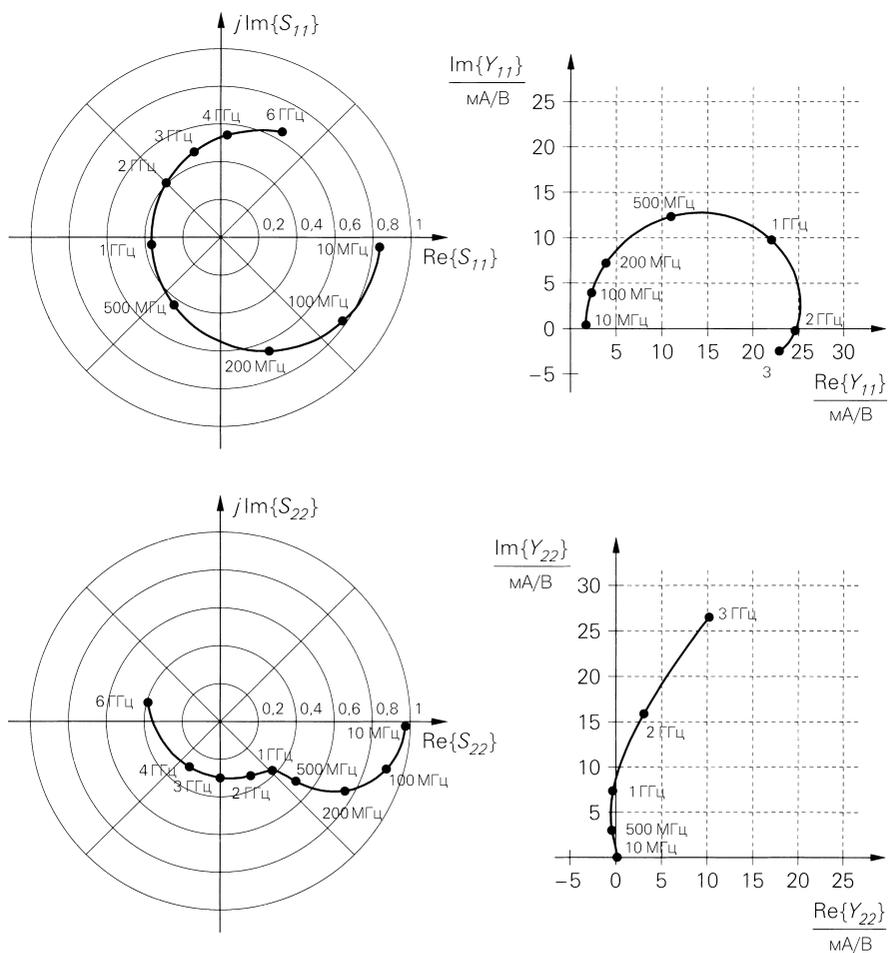


Рис. 24.35. Параметры высокочастотного транзистора BFR93 (часть 1)

24.4 Методы модуляции

Как правило, полезному сигналу требуется придать форму, необходимую для передачи сообщения. Этот процесс называют модуляцией, а соответствующие процедуры определяются ее методами. При этом различают передачу в основной полосе частот и передачу на несущей частоте, когда полезный сигнал преобразуется в более высокие передаваемые частоты. Передача в основной полосе типична для систем с использованием электрических линий связи, таких, например, как телефон. В простейшем случае аналоговой телефонии вообще обходятся без модуляции. Вместе с тем существуют проводные системы связи с использованием несущей частоты, примером чему служит передача сигналов радио- и телевизионного вещания по широкополосным

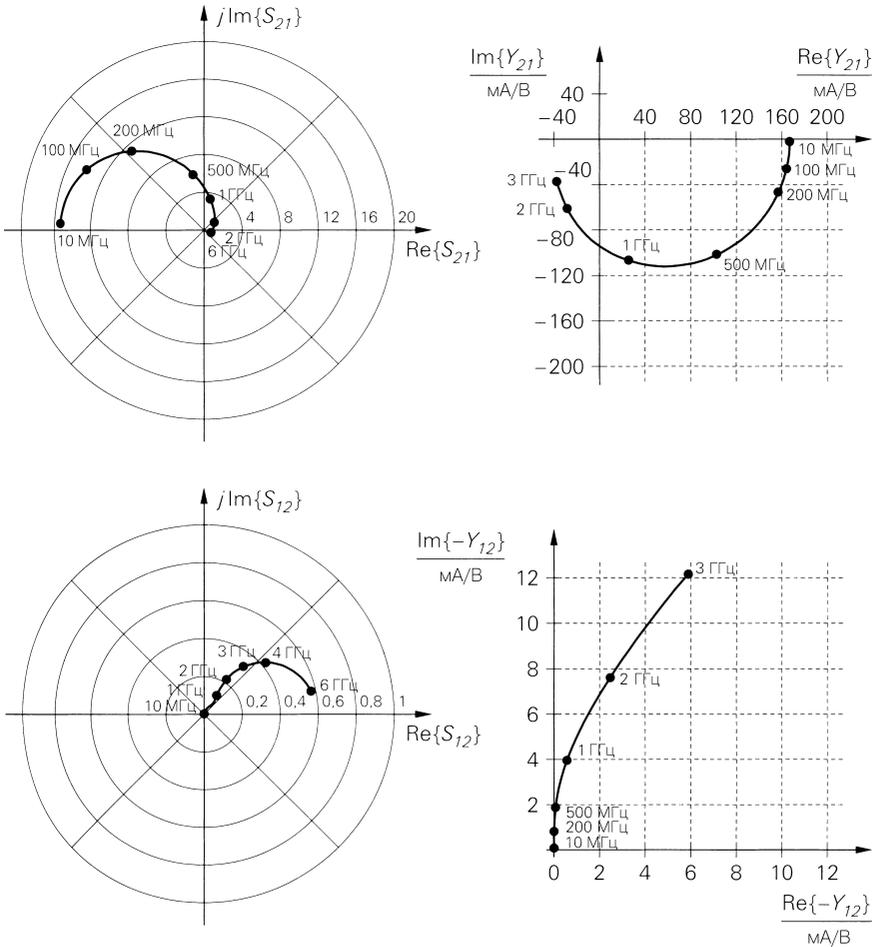


Рис. 24.36. Параметры высокочастотного транзистора BFR93 (часть 2)

кабельным сетям. Передача по световодам также привязана к линии связи и реализуется обоими способами. Беспроводные системы нуждаются в использовании несущей для осуществления передачи, так как габариты требуемых антенн обратно пропорциональны частоте, и для прямой передачи низкочастотных сигналов потребовались бы очень громоздкие и реально невыполнимые антенны. К тому же при беспроводной связи доступен единственный канал передачи, и потому различные системы вынуждены использовать неодинаковые частотные диапазоны.

Далее мы ограничимся обсуждением связи с использованием несущей частоты, когда такие параметры высокочастотного несущего сигнала, как амплитуда, частота или фаза колебания

$$s_T(t) = a_T \cos \omega_T t \tag{24.61}$$

изменяются под влиянием полезного сигнала $s(t)$. В случае аналоговых методов модуляции эти изменения происходят вследствие прямого воздействия полезного сигнала:

- амплитудная модуляция (АМ): $s_T(t) = [a_T + k_{AM}s(t)]\cos\omega_T t$;
- частотная модуляция (ЧМ): $s_T(t) = a_T \cos[\omega_T t + k_{FM} \int s(\tau)d\tau]$;
- фазовая модуляция (ФМ): $s_T(t) = a_T \cos[\omega_T t + k_{PM}s(t)]$.

Параметры k_{AM} , k_{FM} и k_{PM} служат мерой глубины модуляции. Форма несущей, модулированной этими способами, показана на рис. 25.37. Поскольку частота есть производная фазы по времени ($\omega = d\phi/dt$), эти параметры взаимозависимы, поэтому частотную и фазовую модуляции объединяют общим названием – угловая модуляция. Амплитудная и частотная модуляции являются классическими методами техники радиовещания: первая применяется для передач на длинных, средних и коротких волнах, а вторая – в диапазоне УКВ. Оба способа подробно рассматриваются в двух следующих разделах.

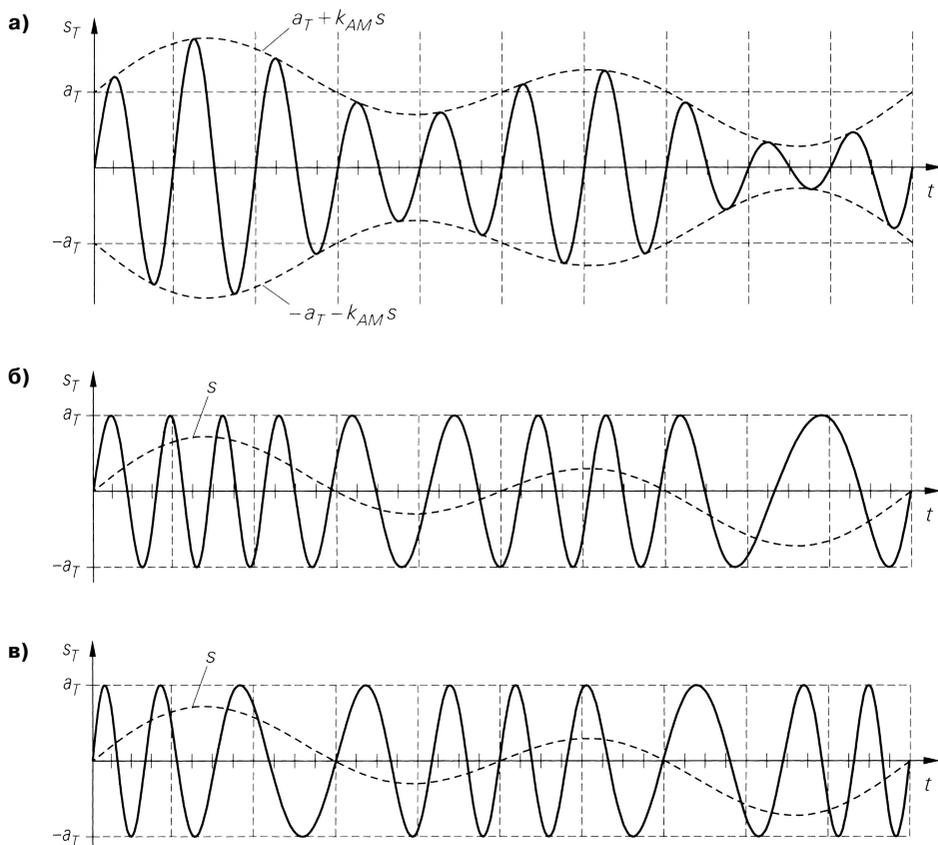


Рис. 24.37. Виды аналоговой модуляции

Передача двоичных цифровых сигналов в простейшем случае реализуется в виде прямоугольного сигнала $s(t)$ из двух уровней, например $s(t) = 0$ представляет нуль, а $s(t) = 1$ – единицу. В этом случае происходит переключение между двумя амплитудами, двумя частотами или двумя фазами, а способы модуляции называются соответ-

ственно амплитудной, частотной и фазовой манипуляцией. Структура модулированной несущей для них показана на рис. 24.38. Вполне реально применить более двух уровней, и тогда соответствующие способы называются n -кратной амплитудной, n -кратной частотной или n -кратной фазовой манипуляцией, где n – количество уровней. Поэтому двухуровневый способ называют также бинарной амплитудной, частотной и фазовой манипуляцией. Строго говоря, такой подход трудно назвать методом, так как здесь мы имеем дело с обычными АМ, ЧМ и ФМ с особой формой полезного сигнала.

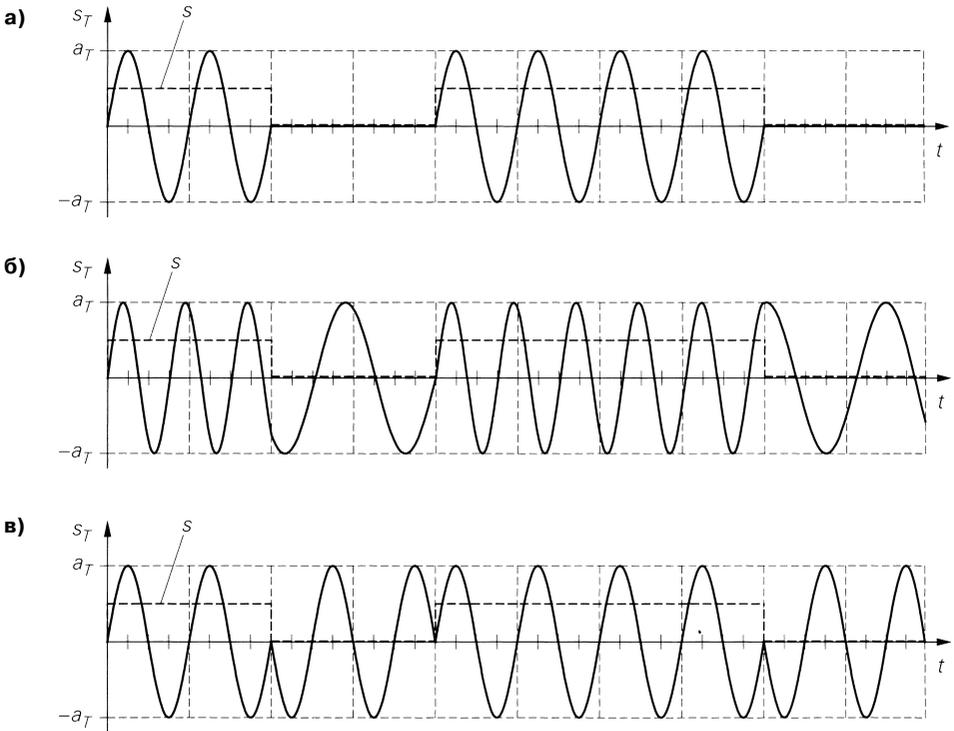


Рис. 24.38. Простые цифровые методы модуляции

Кроме того, существует множество иных методов модуляции, при которых модулируются и амплитуда, и фаза. В этих методах нет простых соотношений между полезным сигналом $s(t)$ и модулированной несущей $s_T(t)$. Можно лишь воспользоваться представлением типа

$$s_T(t) = a(t)\cos[\omega_r t + \varphi(t)], \tag{24.62}$$

где моделирующие сигналы амплитудной $a(t)$ и фазовой $\varphi(t)$ модуляции представлены в общем виде. Зависимость между ними и полезным сигналом $s(t)$ служит отличительным признаком того или иного способа модуляции. Однако чаще всего используется другое представление, основанное на тригонометрическом преобразовании выражения (24.62):

$$s_T(t) = a(t)\cos[\omega_r t + \varphi(t)] = a(t)\cos\varphi(t)\cos\omega_r t - a(t)\sin\varphi(t)\sin\omega_r t = i(t)\cos\omega_r t - q(t)\sin\omega_r t. \tag{24.63}$$

Сигналы

$$i(t) = a(t)\cos\varphi(t), q(t) = a(t)\sin\varphi(t) \tag{24.64}$$

называют квадратурными составляющими, причем $i(t)$ считается синфазным сигналом, а $q(t)$ – квадратурным. Это позволяет толковать сигнал, модулированный по амплитуде и фазе, как разность между косинус-сигналом несущей, модулированным по амплитуде функцией $i(t)$, и синус-сигналом несущей, модулированным по амплитуде функцией $q(t)$. Соответствующий метод аналоговой модуляции называют квадратурной амплитудной модуляцией. Преобразование

$$a(t) = \sqrt{i^2(t) + q^2(t)}, \varphi(t) = \arctg \frac{q(t)}{i(t)} + \frac{\pi}{2}(1 - \text{sign } i(t)) \tag{24.65}$$

позволяет перейти от представления через квадратурные составляющие к представлению в терминах амплитудной и фазовой модуляции. Для знаковой функции справедливо: $\text{sign } x = 1$ при $x > 0$, $\text{sign } x = 0$ при $x = 0$ и $\text{sign } x = -1$ при $x < 0$.

Сводка основных методов модуляции представлена на рис. 24.39. Во всех современных методах с использованием несущей частоты модулятор сначала преобразует полезный сигнал в квадратурные составляющие $i(t)$ и $q(t)$, а затем из них I/Q-смеситель формирует модулированный сигнал несущей согласно выражению (24.63). Подробнее об этом будет сказано в разделе 24.4.3. Передача на основной частоте осуществляется либо непосредственно, то есть без модуляции, либо с импульсной модуляцией, когда передаваемое сообщение оцифровывается и перекодируется в надлежащую последовательность импульсов [24.5]. Мы пока воздержимся от дальнейших подробностей.



Рис. 24.39. Сводка основных методов модуляции

24.4.1

Амплитудная модуляция

При амплитудной модуляции (АМ) передаваемый полезный сигнал $s(t)$ изменяет амплитуду несущего сигнала $s_T(t)$, однако его фаза остается неизменной. Различают амплитудную модуляцию с несущей и без несущей:

$$s_T(t) = \begin{cases} [a_T + k_{AM}s(t)]\cos\omega_T t & \text{АМ с несущей,} \\ k_{AM}s(t)\cos\omega_T t & \text{АМ без несущей (балансная модуляция).} \end{cases} \quad (24.66)$$

Представление во временной области

Для синусоидального полезного сигнала

$$s(t) = a_s \cos\omega_s t.$$

в случае амплитудной модуляции (АМ) с несущей получим

$$s_T(t) = [a_T + k_{AM}a_s \cos\omega_s t]\cos\omega_T t =$$

$$\underbrace{a_T \cos\omega_T t}_{\substack{\text{немодулированный} \\ \text{сигнал несущей} \\ s_{T,u}(t)}} + \underbrace{\frac{k_{AM}a_s}{2} \cos(\omega_T - \omega_s)t}_{\substack{\text{полезный сигнал} \\ \text{в нижней боковой} \\ \text{полосе } s_{USB}(t)}} + \underbrace{\frac{k_{AM}a_s}{2} \cos(\omega_T + \omega_s)t}_{\substack{\text{полезный сигнал} \\ \text{в верхней боковой} \\ \text{полосе } s_{OSB}(t)}}. \quad (24.67)$$

Следовательно, модулированный сигнал несущей состоит из немодулированного сигнала несущей, полезного сигнала на частоте $f_T - f_s$ в нижней боковой полосе и полезного сигнала на частоте $f_T + f_s$ в верхней боковой полосе. В случае АМ без несущей отпадает первая составляющая. Поскольку полезный сигнал дважды фигурирует в боковых полосах, АМ называют также двухполосной модуляцией. Составляющие АМ сигнала, включая модулированную несущую, показаны на рис. 24.40.

Модуль амплитуды модулированного сигнала несущей называют *огibaющей* $s_{T,H}$:

$$s_{T,H} = \begin{cases} |a_T + k_{AM}s(t)| & \text{АМ с несущей,} \\ |k_{AM}s(t)| & \text{АМ без несущей.} \end{cases}$$

Для АМ с несущей огibaющая складывается из полезного сигнала и амплитуды несущей, если глубина модуляции

$$m = \frac{k_{AM}a_s}{a_T} \quad (24.68)$$

меньше единицы. Тогда

$$a_T + k_{AM}s(t) > 0.$$

Такой сигнал показан на рис. 24.40 для $m = 0,8$. В этом случае полезный сигнал можно выделить из сигнала модулированной несущей с помощью пикового детектора, после чего устранить постоянную составляющую. Такой способ демодуляции называют детектированием огibaющей. Его простота настолько привлекательна, что в АМ вещании применяется только амплитудная модуляция с несущей.

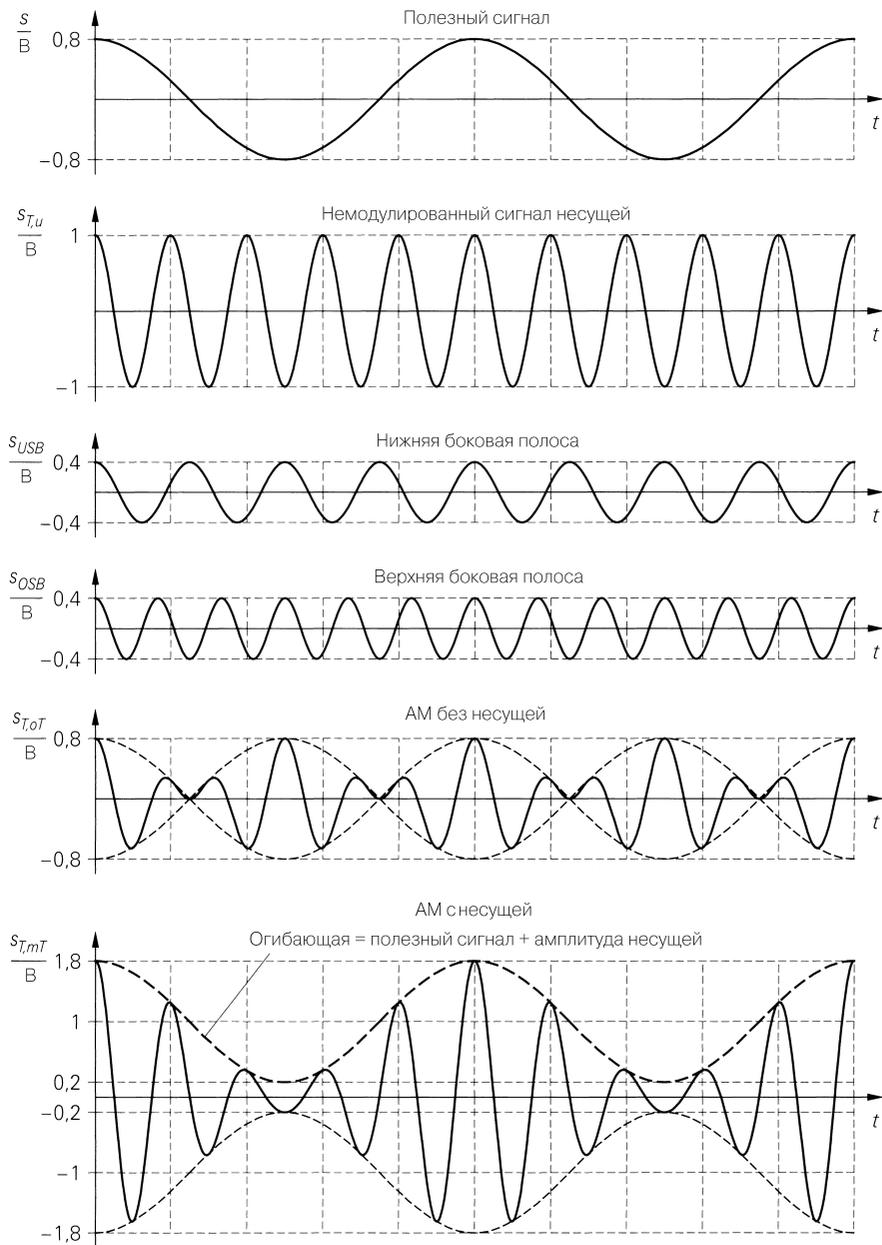


Рис. 24.40. Сигналы при амплитудной модуляции

Представление в частотной области

Спектр АМ колебания с несущей представлен выражением (24.67) для синусоидальной модуляции. При (24.68) получим:

$$s_T(t) = a_T \cos \omega_T t + \frac{ma_T}{2} \cos(\omega_T - \omega_s)t + \frac{ma_T}{2} \cos(\omega_T + \omega_s)t.$$

На рис. 24.41 показаны модули спектров полезного сигнала, немодулированной и модулированной несущей. Поскольку АМ основана на линейном методе модуляции, боковые полосы могут быть построены для любой комбинации полезных сигналов путем наложения боковых полос отдельных полезных сигналов, образующих такую комбинацию. Поэтому боковые полосы, возникающие при модуляции несущей суммарным полезным сигналом, соответствуют полосе полезного сигнала, причем верхняя боковая полоса отвечает прямой последовательности частот, а нижняя – обратной (рис. 24.41б). Таким образом, ширина полосы модулированной несущей равна удвоенной граничной частоте полезного сигнала:

$$B_{AM} = 2f_g. \tag{24.69}$$

В случае АМ без несущей ее составляющая в модулированном сигнале отсутствует.

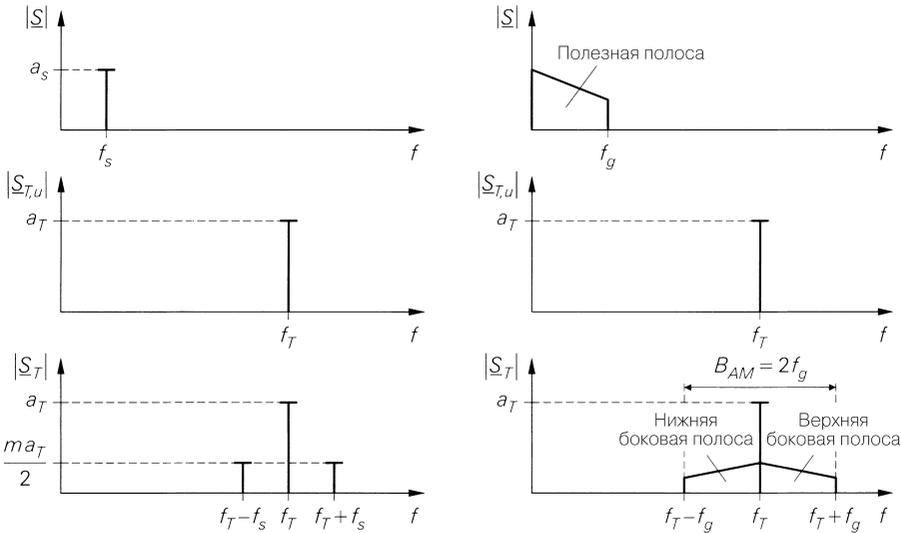


Рис. 24.41. Представление амплитудной модуляции с несущей в полосе частот. В случае АМ без несущей в модулированном сигнале нет ее составляющей

Модуляция

Согласно (24.66) для образования модулированного сигнала требуются умножающее устройство и синусоидальный сигнал несущей $\cos \omega_T t$, что и показано на рис. 24.42 для АМ с несущей.

Вместо синусоидального сигнала $\cos \omega_T t$ можно применить прямоугольный с амплитудными значениями 0 и 1 и длительностью периода $T_T = 1/f_T$. В этом случае требуется умножить только на 0 и 1, поэтому множительным устройством может служить простой ключ. Разложение прямоугольного сигнала в ряд Фурье

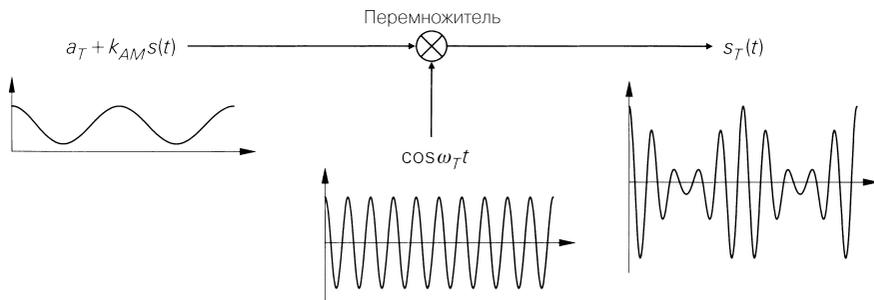


Рис. 24.42. Амплитудный модулятор на основе перемножителя

$$s_{T,u}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } nT_T \leq t < (n+1/2)T_T \\ 0 & \text{при } (n+1/2) \leq t < (n+1)T_T \end{cases} \quad n - \text{целое число,}$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_T t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_T t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_T t + \dots = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n+1} \cos(2n+1)\omega_T t$$

показывает, что наряду с требуемой несущей с частотой f_T в сигнале присутствуют составляющие с частотами, кратными нечетным гармоникам f_T , а также постоянная составляющая. Каждая из них модулируется полезным сигналом и занимает соответствующую боковую частотную полосу. Полосовой фильтр выделяет из этой смеси требуемую несущую с ее боковыми полосами. На рис. 24.43 показан амплитудный модулятор вместе с ключом и сигналом во временном и частотном представлении. Если прямоугольный сигнал несимметричен (коэффициент заполнения $\neq 50\%$), появляются дополнительные составляющие несущей со всеми частотами, кратными четным гармоникам f_T , при одновременном уменьшении амплитуды требуемой несущей. В качестве ключа может быть использован электронный ключ из раздела 17.2 или смеситель, описанный в главе 28.

На рис. 24.44 приведен пример схемы с МОП транзистором в качестве нормально-замкнутого ключа и двухконтурного полосового фильтра для выделения требуемой несущей и связанных с ней боковых полос. Напряжение U_S соответствует сигналу $a_T + k_{AM}s(t)$ на рис. 24.43. Оно всегда должно быть больше нуля, чтобы получить АМ с несущей. Усилитель необходим ради развязки ключа и фильтра. Выбор параметров двухконтурного полосового фильтра описан в разделе 26.2.

Демодуляция

Детектор огибающей. Демодуляция АМ с несущей осуществляется с помощью детектора огибающей, представленного на рис. 24.45. Он состоит из пикового выпрямителя с накопительным элементом с потерями (R_{CP}, C_{Cl}) и ФВЧ (C_k, R_L) для отделения постоянной составляющей. Для правильной демодуляции необходимо соблюдать следующие условия:

- несущая частота должна быть существенно выше максимальной частоты полезного сигнала;
- минимум огибающей должен превышать прямое напряжение диода;

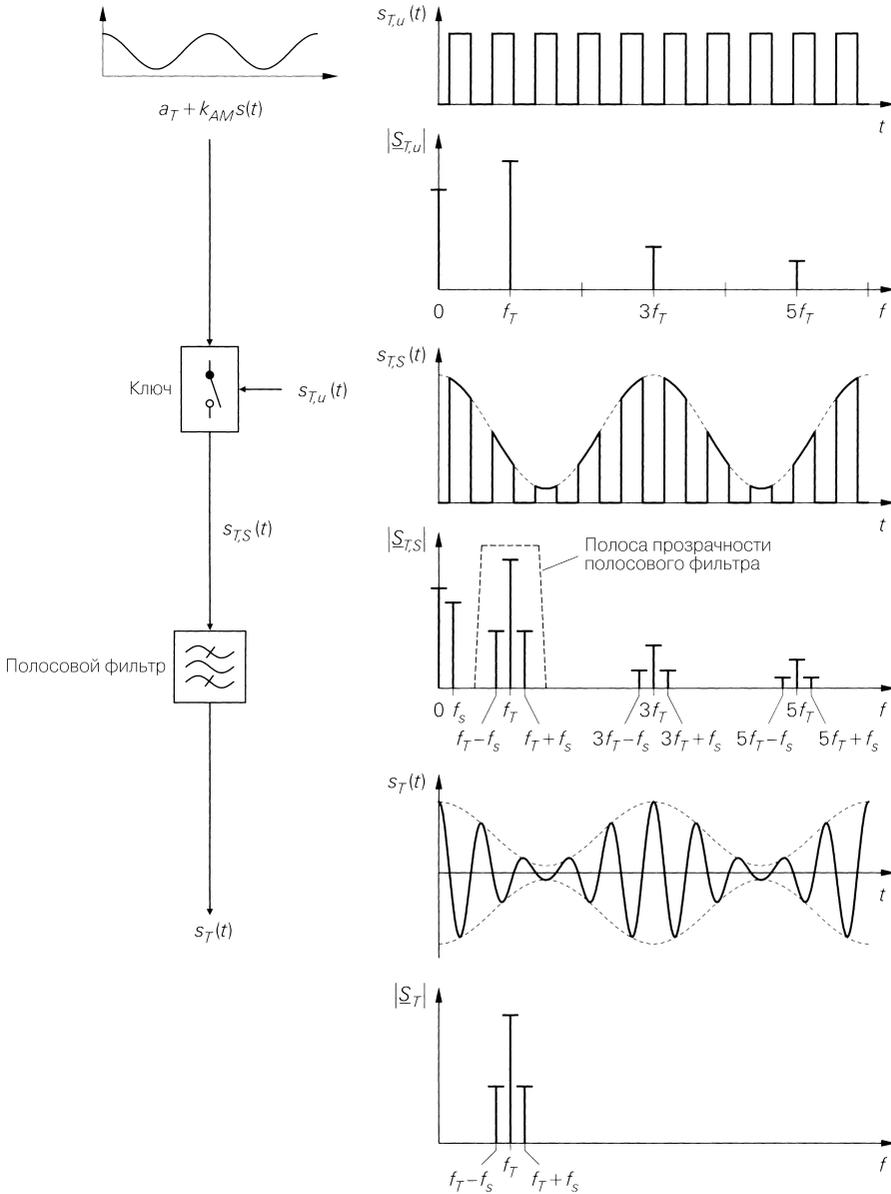


Рис. 24.43. Амплитудный модулятор с ключом

- постоянная времени накопительного элемента $T_{cl} = C_{cl}(R_{cl} || R_L)$ должна быть выбрана так, чтобы выпрямленное напряжение повторяло огибающую (емкость C_k в диапазоне несущей может рассматриваться как закорачивающая перемычка, в силу чего справедливо $R_{cl} || R_L$);

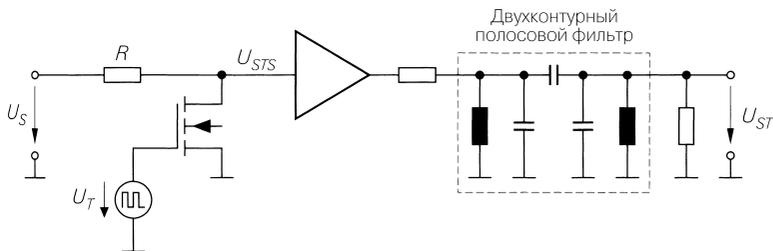


Рис. 24.44. Пример амплитудного демодулятора с нормальнозамкнутым ключом

- полезный сигнал должен содержать только переменную составляющую напряжения, поскольку ФВЧ подавляет постоянную составляющую, связанную не только с несущей, но и с полезным сигналом;
- граничная частота ФВЧ должна быть меньше минимальной частоты полезного сигнала.

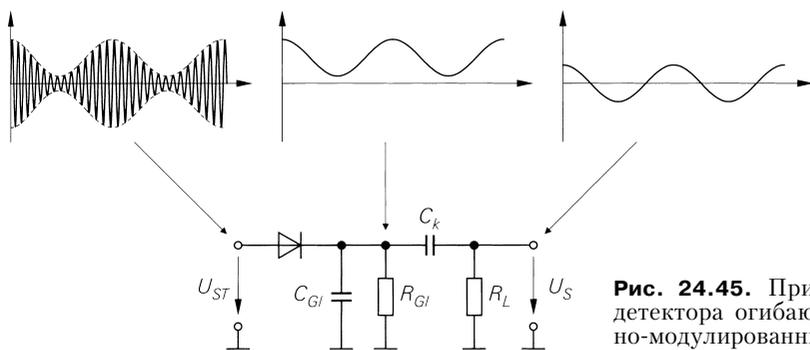


Рис. 24.45. Принцип действия детектора огибающей амплитудно-модулированных колебаний

Главное преимущество детектора огибающей состоит в простоте его конструкции, а недостаток связан с нелинейностью характеристики диода, прежде всего при малых амплитудах несущей, чем ограничивается диапазон модуляции снизу. Детектор огибающей применяется в недорогих приемниках АМ радиовещания.

Синхронный детектор. Синхронное детектирование обеспечивает более высокое качество демодуляции, но схемотехнически гораздо сложнее детектирования огибающей. Оно заключается в умножении модулированного сигнала несущей на немодулированный сигнал несущей той же частоты и фазы. Для синусоидальной модулированной несущей находим:

$$\begin{aligned}
 s_M(t) &= s_T(t)\cos\omega_T t = [a_T + k_{AM}a_s\cos\omega_s t]\cos\omega_T t\cos\omega_T t = \\
 &= [a_T + k_{AM}a_s\cos\omega_s t] \frac{1 + \cos 2\omega_T t}{2} = \frac{a_T}{2} + \frac{k_{AM}a_s}{2}\cos\omega_s t + \frac{a_T}{2}\cos 2\omega_T t + \\
 &+ \frac{k_{AM}a_s}{4}\cos(2\omega_T - \omega_s)t + \frac{k_{AM}a_s}{4}\cos(2\omega_T + \omega_s)t.
 \end{aligned} \tag{24.79}$$

Наряду с требуемой составляющей

$$a_T = k_{AM} a_s \cos \omega_s t$$

полученный сигнал $s_M(t)$ также содержит другие составляющие с весом $1/2$ в области удвоенной частоты несущей, которые подавляются с помощью ФНЧ. На рис. 24.46 показан синхронный детектор вместе с временным и частотным представлением сигналов. Модулированный сигнал несущей также может быть умножен на прямоугольный сигнал с длительностью периода $T_T = 1/f_T$ причем вместо умножителя можно использовать ключ. Дополнительные составляющие результирующего сигнала $s_M(t)$ и в этом случае подавляются ФНЧ.

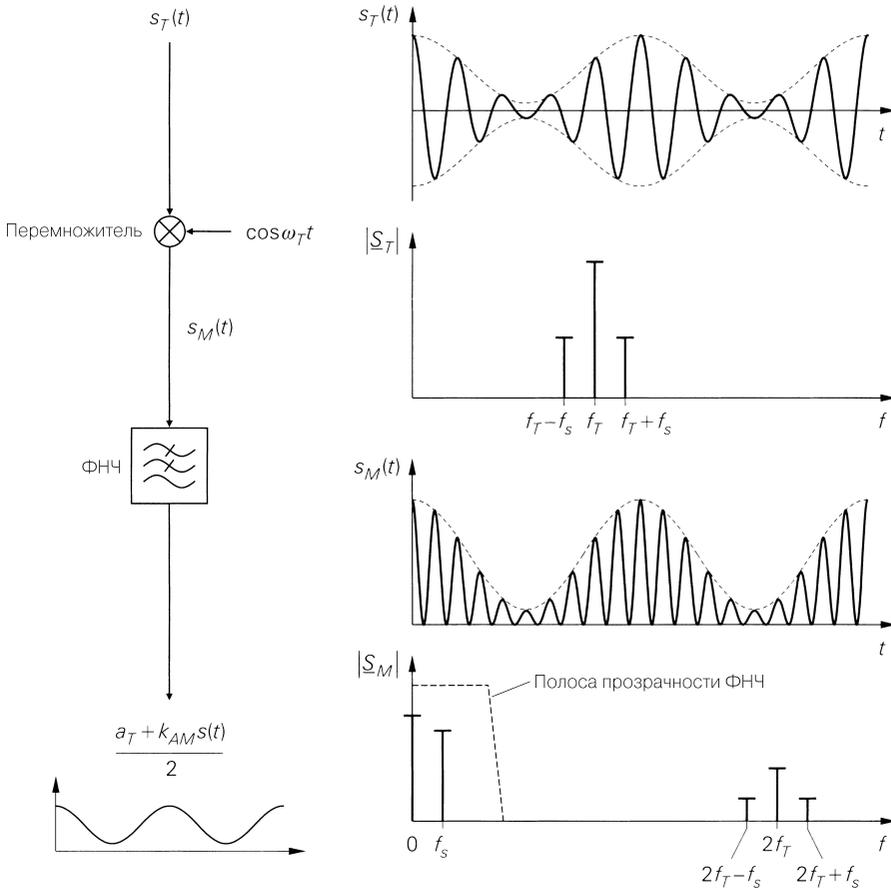


Рис. 24.46. Синхронный детектор

Синхронный детектор с умножителем или ключом во многом соответствует амплитудному детектору с аналогичными составляющими, а главное различие между ними сводится к применяемым фильтрам. Использование ключа в модуляторе заставляет применять дополнительный полосовой фильтр для подавления нежелатель-

ных составляющих. В синхронном детекторе невозможно обойтись без ФНЧ независимо от использования умножителя или ключа. Поэтому на практике синхронный детектор обычно оснащается одним из электронных ключей из раздела 17.2 или одним из смесителей, описанных в главе 28.

При демодуляции с помощью синхронного детектора требуется синусоидальная или прямоугольная несущая с частотой и фазой, равными частоте и фазе несущей в модуляторе. В случае АМ с несущей частотой требуемую несущую для синхронного детектора получают с помощью системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) из соответствующей компоненты несущей, присутствующей в модулированном сигнале (рис. 24.47). Это существенно усложняет реализацию синхронного детектирования. ФАПЧ невозможна в варианте АМ без несущей: для обеспечения синхронизации при детектировании здесь требуется специальная метка в самом полезном сигнале.

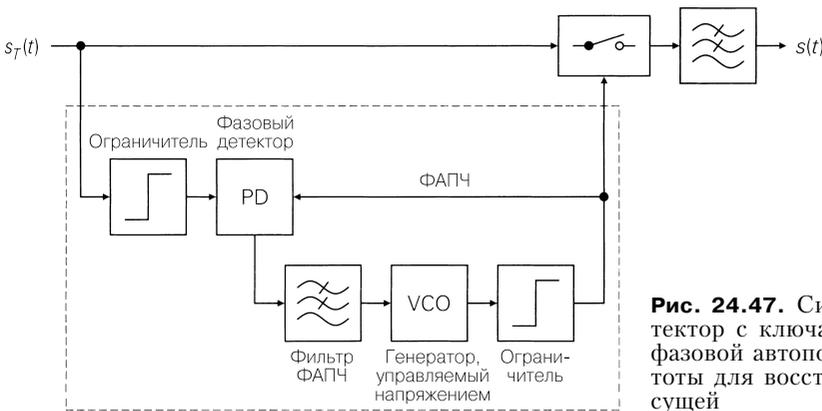


Рис. 24.47. Синхронный детектор с ключом и системой фазовой автоподстройки частоты для восстановления несущей

24.4.2 Частотная модуляция

При частотной модуляции (ЧМ) мгновенная частота или мгновенная круговая частота

$$\omega(t) = \frac{d\phi}{dt} \Rightarrow f(t) = \frac{\omega(t)}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}$$

изменяется полезным сигналом

$$\omega(t) = \omega T + k_{FM} s(t). \tag{24.71}$$

Для формирования модулированного сигнала несущей необходимо получить мгновенное значение фазы $\phi(t)$ путем интегрирования мгновенного значения круговой частоты $\omega(t)$:

$$s_T(t) = a_T \cos \phi(t) = a_T \cos \left[\int_0^t \omega(\tau) d\tau \right].$$

В общем случае нижним пределом интегрирования должна служить $-\infty$, так как фаза в момент времени t зависит от всей предыстории сигнала s . Мы рассматриваем только область $t \geq 0$ и подставляем $\int_{-\infty}^0 s(\tau) d\tau = 0$, что и позволяет приравнять нулю нижний предел интегрирования.

Подставляя (24.71) и интегрируя, получаем:

$$s_T(t) = a_T \cos \left[\omega_T t + k_{FM} \int_0^t s(\tau) d\tau \right]. \quad (24.72)$$

Следовательно, частотно-модулированный сигнал несущей соответствует ее сигналу, модулированному по фазе

$$s_T(t) = a_T \cos[\omega_T t + \varphi(t)],$$

где фаза

$$\varphi(t) = k_{FM} \int_0^t s(\tau) d\tau.$$

Временное представление

Для синусоидального полезного сигнала

$$s(t) = a_s \cos \omega_s t$$

получим мгновенное значение круговой частоты

$$\omega(t) = \omega_T + k_{FM} a_s \cos \omega_s t.$$

Она изменяется по синусоидальному закону в диапазоне $\omega_T \pm k_{FM} a_s$. Максимальное отклонение от частоты несущей называют девиацией частоты:

$$\Delta\omega = k_{FM} a_s \Rightarrow \Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = \frac{k_{FM} a_s}{2\pi}. \quad (24.73)$$

Для модулированного сигнала несущей получим:

$$s_T(t) = a_T \cos \left[\omega_T t + k_{FM} a_s \int_0^t \cos \omega_s \tau d\tau \right] = a_T \cos \left[\omega_T t + \frac{k_{FM} a_s}{\omega_s} \sin \omega_s t \right], \quad (24.74)$$

где фаза

$$\varphi(t) = \frac{k_{FM} a_s}{\omega_s} \sin \omega_s t = \eta \sin \omega_s t.$$

Девиацию фазы

$$\eta = \frac{k_{FM} a_s}{\omega_s} \stackrel{(24.73)}{=} \frac{\Delta\omega}{\omega_s} = \frac{\Delta f}{f_s} \quad (24.75)$$

называют *индексом модуляции*. Он равен отношению девиации частоты Δf к частоте полезного сигнала f_s . Сигналы, формирующиеся при частотной модуляции, показаны на рис. 24.48.

Изображение в полосе частот

Представление ЧМ в случае синусоидального модулирующего сигнала следует из разложения в ряд промодулированной несущей:

$$\begin{aligned} s_T(t) &= a_T \cos [\omega_T t + \eta \sin \omega_s t] = a_T J_0(\eta) \cos \omega_T t - \\ &- a_T J_1(\eta) \cos(\omega_T - \omega_s) t + a_T J_1(\eta) \cos(\omega_T + \omega_s) t + \\ &+ a_T J_2(\eta) \cos(\omega_T - 2\omega_s) t + a_T J_2(\eta) \cos(\omega_T + 2\omega_s) t - \\ &- a_T J_3(\eta) \cos(\omega_T - 3\omega_s) t + a_T J_3(\eta) \cos(\omega_T + 3\omega_s) t + \\ &+ a_T J_4(\eta) \cos(\omega_T - 4\omega_s) t + a_T J_4(\eta) \cos(\omega_T + 4\omega_s) t - \end{aligned}$$

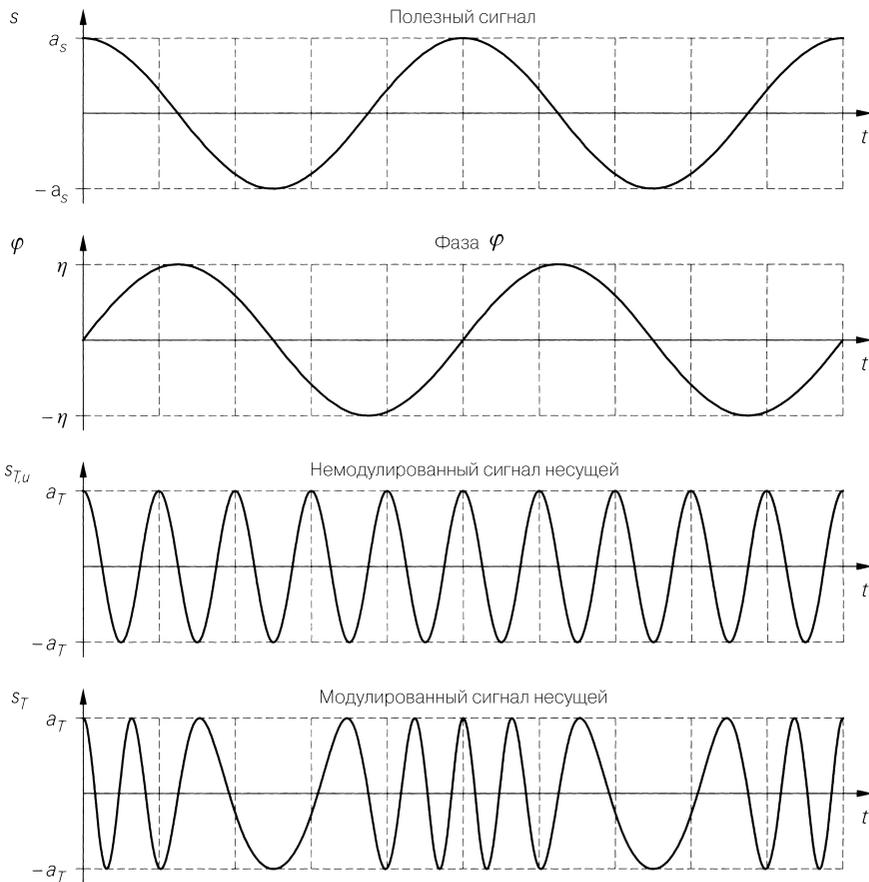


Рис. 24.48. Сигналы, формирующиеся при частотной модуляции

$$\begin{aligned}
 & - \dots = \\
 & = a_T J_0(\eta) \cos \omega_T t + && \text{несущая,} && (24.76) \\
 & + a_T \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_n(\eta) \cos(\omega_T - n\omega_s)t + && \text{нижняя боковая полоса,} \\
 & + a_T \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\eta) \cos(\omega_T + n\omega_s)t && \text{верхняя боковая полоса.}
 \end{aligned}$$

Здесь J_n – функция Бесселя первого рода, показанная на рис. 24.49, а η – индекс фазовой модуляции согласно (24.75). Следовательно, спектр состоит из бесконечного множества составляющих, которые группируются по обе стороны от несущей через интервал, равный частоте полезного сигнала, и образуют нижнюю и верхнюю боковые полосы. Модуль функции Бесселя быстро убывает с ростом порядка n при постоянном аргументе η , что позволяет обрывать оба ряда в выражении (24.76) после конечного числа членов ряда. Для наглядности мы представили модуль функции Бесселя в деци-

белах, а также спектр модуля в децибелах для трех значений η (рис. 24.50). Как видно, спектр модуля расширяется с ростом η . Поскольку у функций Бесселя имеются нулевые точки, отдельные составляющие могут отсутствовать. Например, в силу того, что $J_0(2,4) = 0$ при $\eta = 2,4$ отсутствует составляющая несущей.

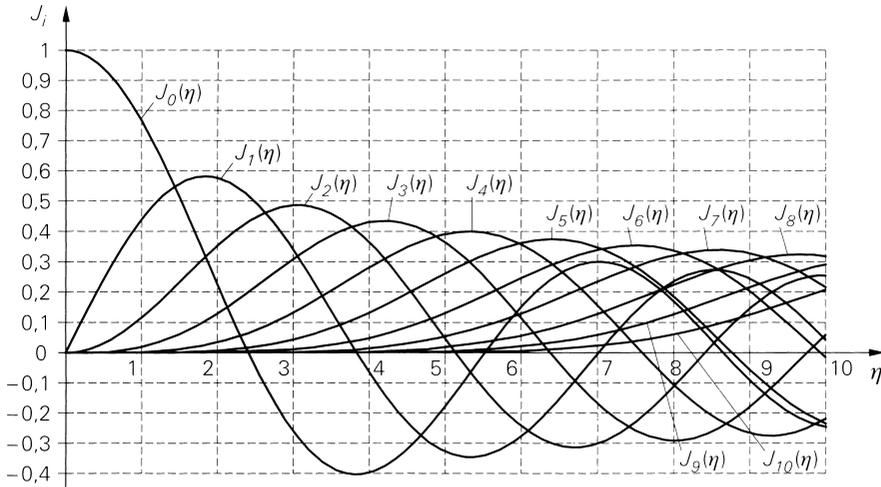


Рис. 24.49. Функции Бесселя $J_0(\eta) \dots J_{10}(\eta)$

Ширина полосы частотно-модулированного сигнала несущей не поддается строгому определению. Внимательное рассмотрение показывает, что 99% передаваемой мощности приходится на несущую и составляющие, отстоящими на $(\eta + 1)$ по обе стороны от нее. Поэтому за ширину полосы синусоидального полезного сигнала частотой f принята полоса частот Карсона (Carson) [24.5]:

$$B_{FM} = 2(\eta + 1)f_s. \quad (24.77)$$

Подставляя η из (24.75), находим:

$$B_{FM} = 2(\Delta f + f_s). \quad (24.78)$$

Ширина полосы становится максимальной при выборе максимальной частоты полезного сигнала $f_{s,max}$. Мерой глубины ЧМ служит минимальный индекс модуляции η_{min} , который достигается при $f_s = f_{s,max}$ и равен отношению девиации частоты к максимальной частоте полезного сигнала:

$$\eta_{min} = \Delta f / f_{s,max}.$$

Тогда:

$$B_{FM} = 2(\eta_{min} + 1) f_{s,max}.$$

В УКВ вещании используется $\Delta f = 75$ кГц и $f_g = 15$ кГц, так что $\eta_{min} = 5$ и $B_{FM} = 180$ кГц.

ЧМ является нелинейным методом модуляции, и потому спектр сигнала несущей, модулированной сигналом общей формы, нельзя рассчитать путем сложения его составляющих. Он только в исключительных случаях симметричен относительно несущей. Несмотря на эти ограничения формулы для расчета ширины полосы применя-

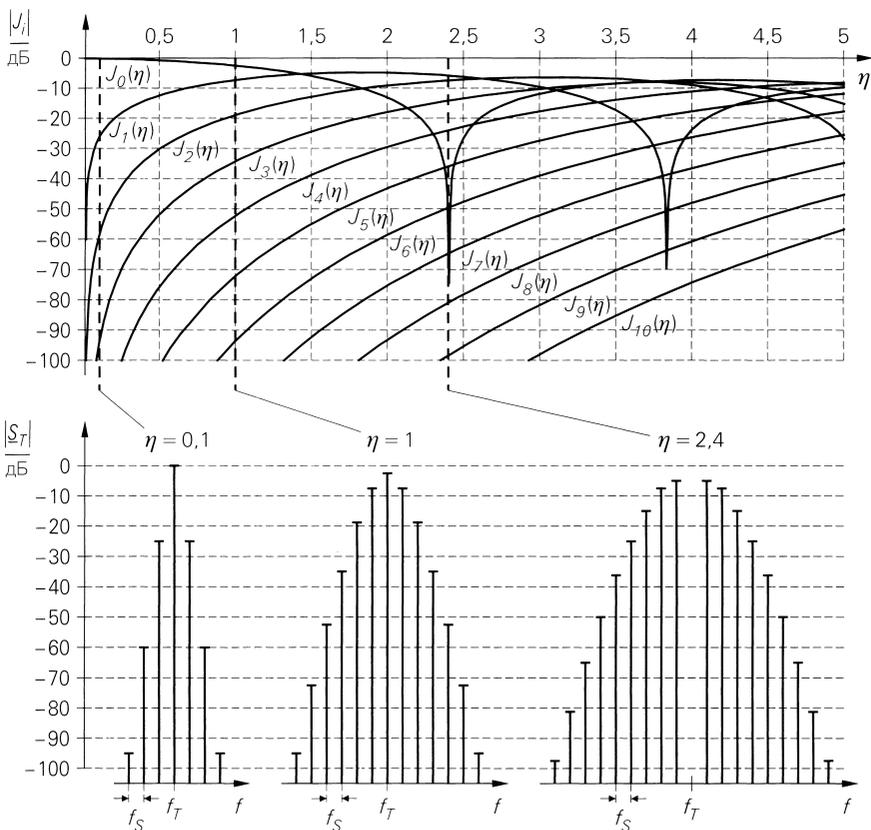


Рис. 24.50. Модуль функции Бесселя $J_0(\eta) \dots J_{10}(\eta)$ в децибелах и спектры модуля модулированного сигнала несущей при $\eta = 0, 1/2, 4$

ются и к сигналу общей формы, но за верхнюю границу частоты полезного сигнала принимают f_g .

Модуляция

В качестве частотного модулятора применяется генератор, управляемый напряжением (VCO, Voltage Controlled Oscillator). Он управляется полезным сигналом (рис. 24.51a), причем постоянная k_{FM} определяется крутизной перестройки генератора:

$$k_{FM} = \frac{d\omega}{ds}$$

На рис. 24.51б показан простой ЧМ модулятор на основе генератора по схеме емкостной трехточки с частотой, модулируемой варикапом D . Крутизна настройки зависит от емкостной характеристики варикапа и его включения в резонансный контур, имеющий емкость C_k . Обычно выходной сигнал генератора содержит значительный уровень гармоник, поэтому для выделения требуемого сигнала приходится применять полосовой фильтр.

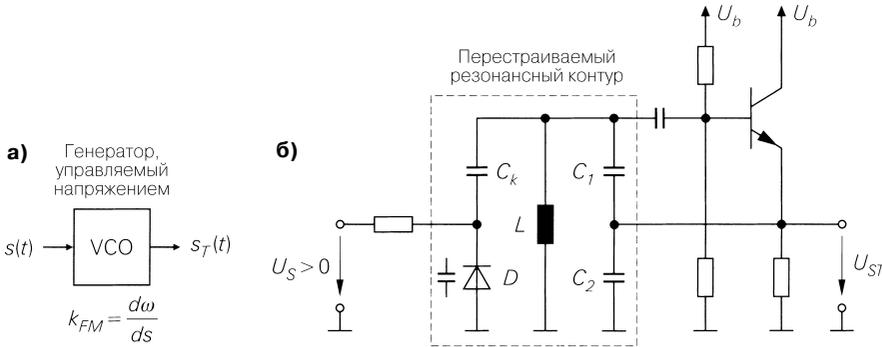


Рис. 24.51. Частотный модулятор: **а** – принцип; **б** – пример схемы на основе емкостной трехточки

ЧМ модуляторы на базе высокочастотных генераторов всегда применяются там, где частота несущей должна равняться передаваемой частоте. Если же модулированный сигнал генерируется на более низкой промежуточной частоте и лишь затем преобразуется на частоту передачи, можно воспользоваться низкочастотными генераторами, например мультивибратором с эмиттерной связью (см. раздел 6.3.2).

Детектирование

Дискриминатор. Возможность демодуляции ЧМ сигнала заключается в том, чтобы преобразовать его в амплитудно-модулированный сигнал с последующим детектированием огибающей согласно рис. 24.52. С помощью ограничителя и полосового фильтра входной сигнал приводится к постоянной амплитуде, не зависящей от условий

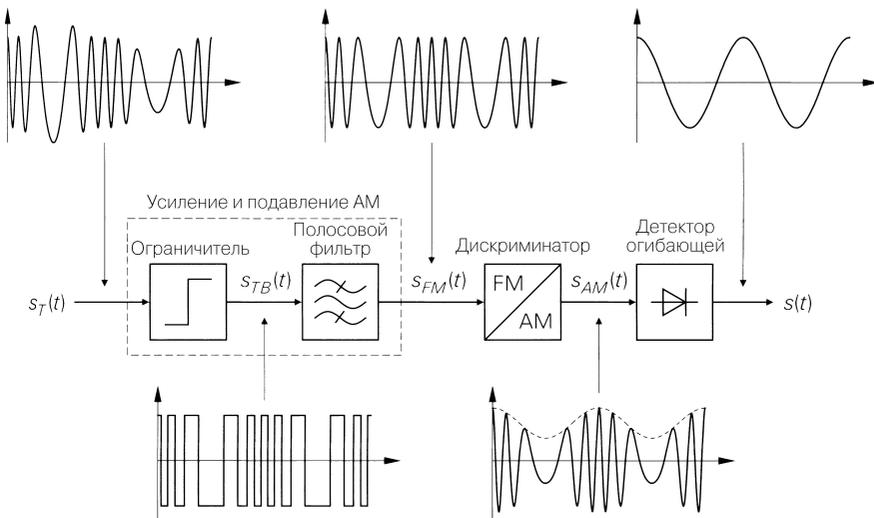


Рис. 24.52. Частотный детектор с дискриминатором

приема. При этом устраняется возможная амплитудная модуляция, мешающая последующему детектированию полезного сигнала (подавление АМ). В качестве ограничителя применяется последовательная цепочка из дифференциальных усилителей с обратной связью по постоянному напряжению для установки рабочей точки (рис. 24.53), причем сопротивления резисторов подбираются так, чтобы предотвратить насыщение транзисторов.

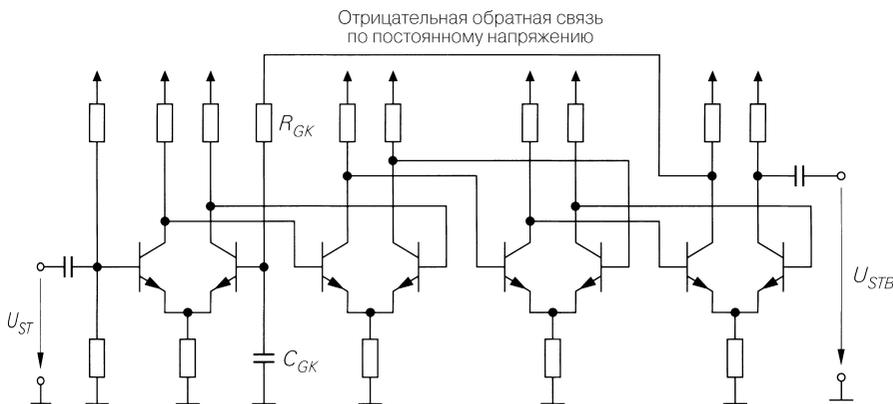


Рис. 24.53. Четырехкаскадный ограничитель с дифференциальными усилителями

Преобразование ЧМ в АМ осуществляется с помощью частотного дискриминатора с частотнозависимым усилением. Поскольку девиация частоты при ЧМ намного меньше частоты несущей, относительное отклонение частоты невелико, и для обеспечения достаточной чувствительности необходима весьма сильная частотная зависимость усиления вблизи несущей. В случае частотного детектора с одним контуром используется колебательный контур, резонансная частота которого лежит чуть выше частоты несущей, и потому усиление ЧМ сигнала несущей на склоне резонансной кривой контура оказывается зависящим от частоты. Частотный детектор с одним контуром вместе с последующим детектором огибающей представлен на рис. 24.54. Поскольку крутизна резонансной кривой непостоянна, эта простая реализация отличается недостаточной линейностью характеристики, а коэффициент нелинейных искажений велик уже при слабой модуляции. Поэтому на практике используется исключительно балансный частотный детектор с двумя контурами (рис. 24.55). С его помощью оценивается разность между двумя взаимно смещенными резонансными характеристиками, благодаря чему появляется участок с линейной характери-

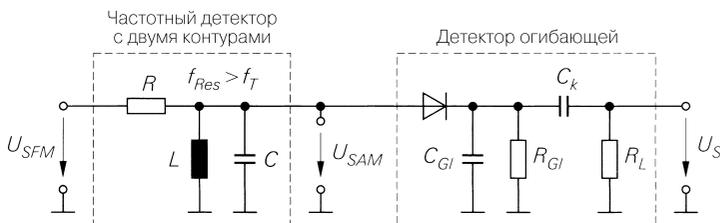


Рис. 24.54. Частотный детектор с двумя контурами и последующим детектором огибающей

стикой (рис. 24.56). При отклонении частоты на величину Δf линейный участок характеристики должен занимать интервал $2\Delta f$, поэтому необходимо выбирать

$$\Delta f_{Res} = f_{Res,1} - f_{Res,2} \approx 5\Delta f.$$

Частота несущей примерно равна среднему значению обеих резонансных частот:

$$f_T = \sqrt{f_{Res,1} f_{Res,2}} \stackrel{\Delta f_{Res} \ll f_{Res,1}, f_{Res,2}}{\approx} \frac{f_{Res,1} + f_{Res,2}}{2}.$$

Для выбора резонансных частот отсюда следует:

$$f_{Res1} = \frac{5\Delta f}{2}, \quad f_{Res2} = f_T - \frac{5\Delta f}{2}.$$

Ширина полосы обоих резонансных контуров должна составлять $4\Delta f$. Отсюда следует добротность:

$$Q_1 = \frac{f_{Res1}}{B} \approx \frac{f_T}{4\Delta f} + 0,6, \quad Q_2 = \frac{f_{Res2}}{B} \approx \frac{f_T}{4\Delta f} - 0,6,$$

которая позволяет определить сопротивления резисторов:

$$R_1 = Q_1 \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}, \quad R_2 = Q_2 \sqrt{\frac{L_2}{C_2}}.$$

На практике сопротивления должны быть несколько большими, так как контуры дополнительно нагружены детекторами огибающей. При $C_{G1}, C_{G2} \leq C_1, C_2$ и $R_{G1}, R_{G2} \gg R_1, R_2$ нагрузка невелика. Постоянные времени детекторов огибающей должны выбираться так, чтобы они были способны отслеживать максимальную частоту сигнала.

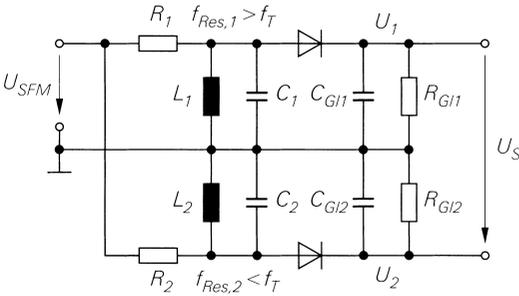


Рис. 24.55. Балансный частотный детектор с двумя контурами

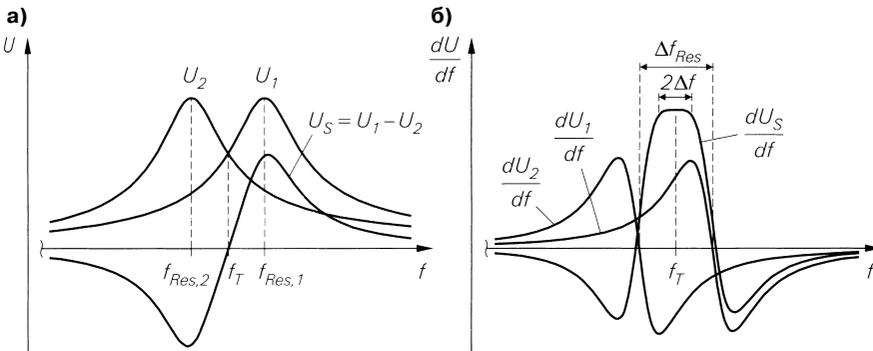


Рис. 24.56. Характеристика балансного частотного детектора с двумя контурами: **а** – передаточная характеристика; **б** – наклон передаточной характеристики

Пример. При ЧМ вещании с $\Delta f = 75$ кГц детектирование происходит на промежуточной частоте $f_T = 10,7$ МГц. Отсюда следует $f_{Res,1} = 10,89$ МГц и $f_{Res,2} = 10,51$ МГц. Задавая $C_1 = C_2 = 1$ нФ, получим $L_1 = 214$ нГн и $L_2 = 229$ нГн. При $Q_1 = 36,2$ и $Q_2 = 35,1$ окончательно следует $R_1 = 530$ Ом и $R_2 = 531$ Ом. Тонкая настройка осуществляется с учетом этих оценок, причем одновременно ослабляется влияние детектора огибающей, для чего можно выбрать $C_{G1} = C_{G2} = 1$ нФ и $R_{G1} = R_{G2} = 10$ кОм с тем, чтобы выполнялись вышеуказанные условия.

Детектор с ФАПЧ. Такой детектор (рис. 24.57) обладает высоким качеством и хорошо интегрируется в схемы радиоустройств. При этом частота генератора, управляемого напряжением, благодаря ФАПЧ следует за мгновенным значением частоты промодулированной несущей. Если характеристика генератора линейна и полоса фильтра с регулируемой обратной связью охватывает максимальную частоту полезного сигнала, то на выходе фильтра появляется сигнал, пропорциональный полезному сигналу. Обычно детектор с ФАПЧ работает на промежуточной частоте, гораздо более низкой по сравнению с принимаемым значением. В этом случае можно использовать прямоугольный выходной сигнал управляемого генератора и обойтись без последующего ограничителя.

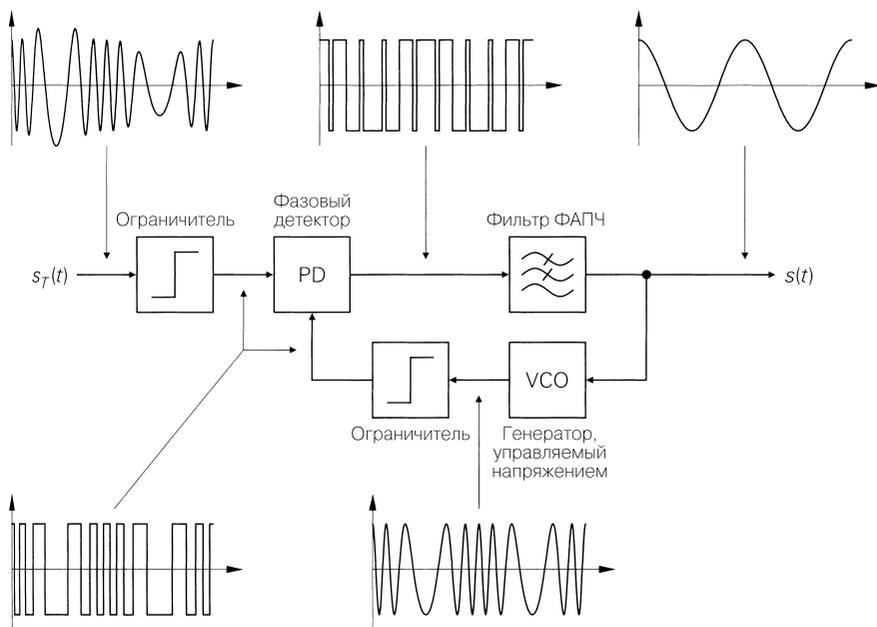


Рис. 24.57. Частотное детектирование с помощью ФАПЧ

24.4.3

Цифровые методы модуляции

Цифровые методы модуляции применяются при передаче двоичных данных. При этом различают простые методы манипуляции, восходящие к соответствующим аналоговым способам, и комплексные. Они различаются скоростью передачи и вероятностью ошибок, а также схемотехническими решениями.

Простые методы манипуляции

Амплитудная и частотная манипуляция относятся к простейшим методам. Они основаны на аналоговой амплитудной или частотной модуляции и связаны с использованием двоичного полезного сигнала вместо обычного аналогового.

Амплитудная манипуляция (двоичная АМ). При амплитудной манипуляции модулятор работает как ключ, включающий и выключающий сигнал несущей. Демодулятором служит детектор огибающей с последующим компаратором, который распознает как нуль или единицу соответственно сигнал ниже или выше своего порога переключения. Поскольку амплитуда принимаемого сигнала может изменяться в широких пределах, необходимо либо применять регулируемый усилитель для поддержания постоянного уровня сигнала, либо должным образом подстраивать порог срабатывания компаратора. С этой целью используется второй детектор огибающей с гораздо большей постоянной времени, который определяет амплитуду единичного бита $U_{s,max}$ и удерживает ее в соответствии со своей инерционностью. При этом порог срабатывания компаратора устанавливается на половину амплитуды несущей (рис. 24.58).

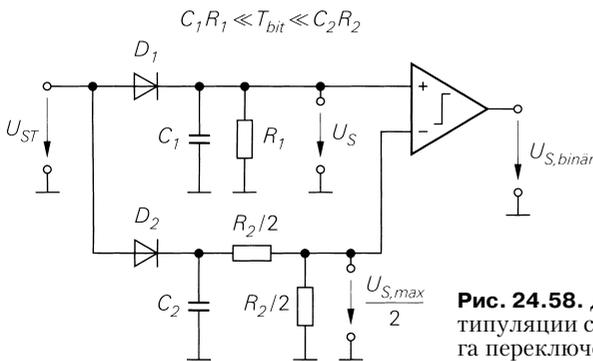


Рис. 24.58. Демодулятор при амплитудной манипуляции с автоматической подстройкой порога переключения

Амплитудная манипуляция применяется в простейших системах со скоростями передачи до 1,2 Кбит/с. Его главным достоинством является простота схемотехнических решений. Многоуровневая амплитудная манипуляция ($n > 2$), способная поддерживать более высокую скорость передачи, не находит практического применения, так как имеются гораздо более эффективные методы, например частотная манипуляция.

Частотная манипуляция (двоичная ЧМ). Для частотной манипуляции используются те же компоненты, что и для аналоговой частотной модуляции. Двоичный полезный сигнал переключает частоту ЧМ модулятора между f_1 и f_2 .

В качестве детектора пригоден балансный ЧМ детектор с двумя контурами, которые настроены на частоты f_1 и f_2 , а выходные сигналы детекторов огибающей сравниваются с помощью компаратора. Линейная характеристика дискриминатора здесь не требуется.

В интегральных приемниках для приема сигналов с двухчастотной манипуляцией обычно используется двоичный дискриминатор частоты (рис. 24.59) с D-триггером, управляемым передним фронтом импульса. Модулированный сигнал несущей

$$s_T(t) = \cos(\omega_r \pm \Delta\omega)t$$

с частотами $f_T - \Delta f$ для двоичного нуля и $f_T + \Delta f$ – для двоичной единицы сначала умножается на косинус- и синус-сигналы несущей. В результате получаются следующие составляющие:

$$\cos(\omega_T \pm \Delta\omega)t \times \cos\omega_T t = \frac{1}{2} \cos(\pm\Delta\omega)t + \frac{1}{2} \cos(2\omega_T \pm \Delta\omega)t,$$

$$\cos(\omega_T \pm \Delta\omega)t \times \sin\omega_T t = -\frac{1}{2} \sin(\pm\Delta\omega)t + \frac{1}{2} \sin(2\omega_T \pm \Delta\omega)t.$$

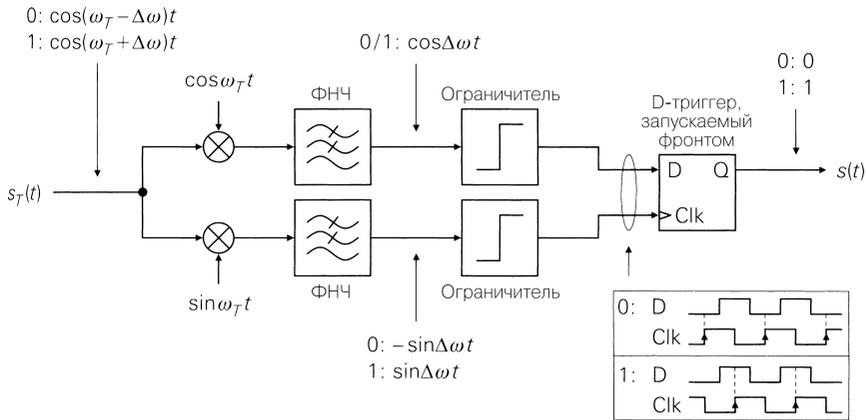


Рис. 24.59. Двоичный дискриминатор частоты с D-триггером

Составляющие с удвоенной частотой несущей подавляются фильтрами нижних частот. Пренебрегая коэффициентами и учитывая симметрию функций косинуса и синуса, на выходе ФНЧ получим:

$$\cos(\pm\Delta\omega)t = \cos\Delta\omega t, \quad -\sin(\pm\Delta\omega)t = \mp \sin\Delta\omega t.$$

После преобразования ограничителями в прямоугольный сигнал получают двоичные данные в виде временной последовательности нарастающих фронтов. Для их оценки используется D-триггер, переключаемый фронтом. На практике вместо умножителя применяют два электронных ключа, которые управляются взаимно смещенными прямоугольными сигналами. Возникающие при этом гармоники, кратные несущей, подавляются с помощью ФНЧ. Строгое совпадение частот несущей в приемнике и передатчике не требуется – достаточно, чтобы они лежали в промежутке между $f_T - \Delta f$ и $f_T + \Delta f$. На практике частоты несущих в передатчике и приемнике генерируются кварцованными генераторами равной номинальной частоты, чем обеспечивается малое расхождение между этими частотами по сравнению с девиацией Δf .

Двухчастотная манипуляция широко применяется в простых системах передачи данных со скоростью до многих килобит в секунду. Также используются четырехчастотные системы. Однако системы с более высокими скоростями строятся на основе более сложных методов. Они дают выигрыш в помехоустойчивости и скорости передачи при той же полосе передаваемого сигнала.

Синфазно-квадратурное представление цифровых методов модуляции

Как правило, в цифровых методах модуляции изменяется как амплитуда, так и фаза, благодаря чему поддерживается более высокая скорость передачи при равной частотной полосе. Модулированный сигнал несущей выражают через квадратурные составляющие $i(t)$ и $q(t)$ из (24.63):

$$s_T(t) = a(t)\cos[\omega_T t + \varphi(t)] = i(t)\cos\omega_T t - q(t)\sin\omega_T t.$$

Модуляция и детектирование. Модуляция осуществляется в два этапа. На первом цифровой модулятор из двоичного сигнала данных $s(n)$ генерирует синфазный сигнал $i(t)$ и квадратурный $q(t)$. На втором этапе синфазно-квадратурный смеситель формирует модулированный сигнал несущей $s_T(t)$. Устройство модулятора показано на рис. 24.60. Для подавления нежелательных составляющих после синфазно-квадратурного смесителя необходимо включать полосовой фильтр. Это важно прежде всего там, где смесителем служит ключ, а данный вариант реализуется особенно часто.

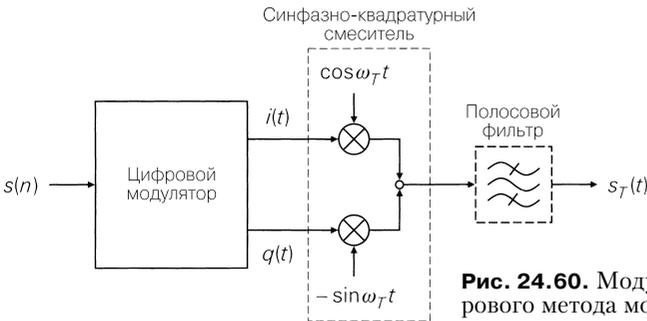


Рис. 24.60. Модулятор с использованием цифрового метода модуляции

Детектирование также происходит в два этапа. На первом этапе синфазно-квадратурный смеситель генерирует сигналы

$$i_M(t) = s_T(t)\cos\omega_T t = [i(t)\cos\omega_T t - q(t)\sin\omega_T t]\cos\omega_T t = \frac{1}{2}[i(t) + i(t)\cos 2\omega_T t - q(t)\sin 2\omega_T t],$$

$$q_M(t) = s_T(t)(-\sin\omega_T t) = [i(t)\cos\omega_T t - q(t)\sin\omega_T t](-\sin\omega_T t) = \frac{1}{2}[q(t) + q(t)\cos 2\omega_T t - i(t)\sin 2\omega_T t],$$

а затем после фильтрации ФНЧ получают квадратурные составляющие $i(t)$ и $q(t)$. На втором этапе цифровой детектор формирует двоичный сигнал данных $e(n)$.

Устройство детектора показано на рис. 24.61. Обеспечение должного качества немодулированных сигналов несущей $\cos\omega_T t$ и $-\sin\omega_T t$ сопряжено с определенными трудностями. На практике несущую частоту в передатчике и приемнике получают с помощью кварцованных генераторов равной номинальной частоты, что сводит к минимуму начальное расхождение частот. В устройстве кварцевого генератора приемника предусматривается возможность подстройки, и он регулируется периодически посылаемым контрольным сигналом синхронизации фаз. В мобильных системах связи обычно кроме канала полезного сигнала применяется контрольный канал, по которому пересылается особый сигнал для осуществления синхронизации.

Как правило, частота несущей f_T равна частоте передатчика, и тогда модулированный сигнал только усиливается и подается в цепь антенны. Однако с ростом частоты

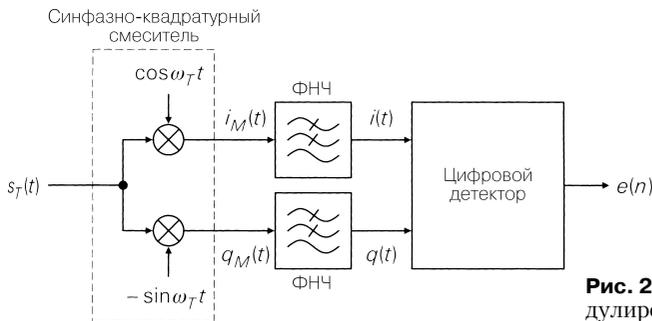


Рис. 24.61. Детектор для сигнала, модулированного цифровым методом

становится все труднее строить синфазно-квадратурный смеситель с одинаковыми I- и Q-ветвями, чтобы получить немодулированные сигналы $\cos\omega_T t$ и $-\sin\omega_T t$ с равными амплитудами и точным фазовым сдвигом. В этом случае переходят на более низкую промежуточную частоту. Ее преобразуют в частоту передачи с помощью другого смесителя.

Комплексный сигнал в основной полосе частот. Квадратурные составляющие сводятся в комплексный сигнал в основной полосе частот

$$s_B(t) = i(t) + jq(t). \tag{24.79}$$

Этот сигнал можно представить комплексным вектором, известным по вычислениям переменного тока с комплексными величинами

$$u(t) = \hat{u}\cos(\omega t + \varphi) = \text{Re} \{ \hat{u}e^{j\varphi} e^{j\omega t} \} = \text{Re} \{ Ue^{j\omega t} \} \Rightarrow U \Rightarrow \hat{u}e^{j\varphi},$$

где U – комплексный вектор. Соответственно, для модулированного сигнала несущей можно записать

$$\begin{aligned} s_T(t) &= a(t)\cos[\omega_T t + \varphi(t)] = \text{Re} \{ a(t)e^{j\varphi(t)} e^{j\omega_T t} \} = \\ &= i(t)\cos\omega_T t - q(t)\sin\omega_T t = \text{Re} \{ i(t) + jq(t) e^{j\omega_T t} \} \Rightarrow \\ &\Rightarrow s_B(t) = a(t)e^{j\varphi(t)} = i(t) + jq(t). \end{aligned}$$

Комплексный вектор изменяется во времени, так как от времени зависят амплитуда и фаза или действительная и мнимая составляющие. Следовательно, вместо комплексного вектора приходим к комплексному сигналу. При

$$s_T(t) = \text{Re} \{ s_B(t) e^{j\omega_T t} \} \tag{24.80}$$

из сигнала в основной полосе частот следует модулированный сигнал несущей. На практике слово «комплексный» опускают и говорят только о сигнале в основной полосе частот.

В частотной области переход от модулированного сигнала несущей к сигналу в основной полосе частот соответствует смещению спектра на частоту несущей (рис. 24.62). При этом нижняя и верхняя боковые полосы приходятся соответственно на отрицательные и положительные частоты исходной полосы, а немодулированная несущая переходит в нулевую частоту. В общем случае спектр несимметричен в силу взаимной независимости боковых полос.

Главное преимущество сигнала в основной частотной полосе заключается в независимости от частоты несущей и возможности отображать состояния несущей посредством сигнала, чей модуль и фаза равны амплитуде и фазе несущей. В случае синусо-

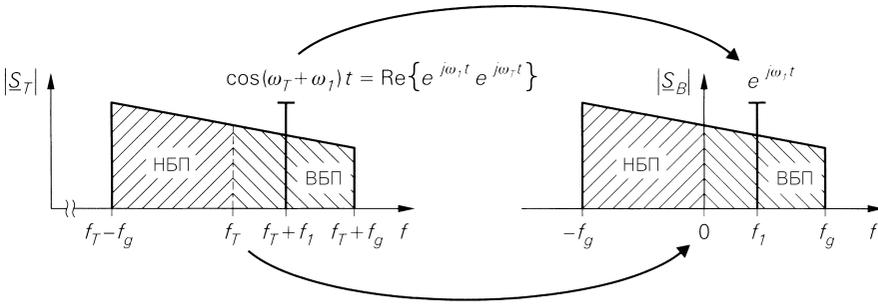


Рис. 24.62. Спектры модулей сигналов (НБП – нижняя боковая полоса, ВБП – верхняя боковая полоса) и пример однотонального сигнала с частотой основной полосы f_1

идальных сигналов на высокой и промежуточной частотах, как правило, указывается не абсолютная частота, а интервал между ней и несущей, равный частоте основной полосы.

Примеры.

Для амплитудно-модулированного сигнала

$$s_T(t) = [a_T + k_{AM}s(t)]\cos\omega_T t$$

справедливо

$$s_T(t) = \text{Re}\{[a_T + k_{AM}s(t)]e^{j\omega_T t}\} \Rightarrow s_B(t) = a_T + k_{AM}s(t),$$

откуда следует

$$i(t) = a_T + k_{AM}s(t), \quad q(t) = 0.$$

Сигнал в основной частотной полосе является действительным. В случае частотно-модулированного сигнала несущей

$$s_T(t) = a_T \cos\left[\omega_T t + k_{FM} \int_0^t s(\tau) d\tau\right]$$

имеет место

$$s_T(t) = \text{Re}\left\{ a_T e^{jk_{FM} \int_0^t s(\tau) d\tau} e^{j\omega_T t} \right\} \Rightarrow s_B(t) = a_T e^{jk_{FM} \int_0^t s(\tau) d\tau}.$$

Отсюда следует

$$i(t) = a_T \cos\left[k_{FM} \int_0^t s(\tau) d\tau\right], \quad q(t) = a_T \sin\left[k_{FM} \int_0^t s(\tau) d\tau\right].$$

В этом случае сигнал в основной частотной полосе является комплексным.

Ширина полосы. Верхняя граничная частота $f_{g,B}$ комплексного сигнала в основной частотной полосе равна максимальной граничной частоте квадратурной составляющей. Если $f_{g,i}$ – верхняя граничная частота синфазного сигнала $i(t)$, а $f_{g,q}$ – верхняя граничная частота квадратурного сигнала $q(t)$, то

$$f_{g,B} = \max\{f_{g,i}, f_{g,q}\}.$$

Согласно (24.69) оба амплитудно-модулированных сигнала $i(t) \cos\omega_T t$ и $q(t) \sin\omega_T t$ характеризуются шириной полосы, равной удвоенной верхней граничной частоте:

$$B_{AM,i} = 2f_{g,i}, \quad B_{AM,q} = 2f_{g,q}.$$

Отсюда следует, что ширина полосы модулированного сигнала несущей равна удвоенному максимуму граничной частоты квадратурной составляющей:

$$B = \max\{B_{AM,i}, B_{AM,q}\} = 2f_{g,B} = \max\{2f_{g,i}, 2f_{g,q}\}. \quad (24.81)$$

Для квадратурных составляющих всегда задается двусторонняя ширина полосы, которая соответствует односторонней ширине полосы амплитудно-модулированного сигнала:

$$B_i = 2f_{g,i} = B_{AM,i}, \quad B_q = 2f_{g,q} = B_{AM,q}.$$

Благодаря этому множитель 2 опускают, а односторонняя ширина полосы модулированного сигнала несущей, равная требуемой полосе передачи, оказывается равной максимуму двусторонней полосы квадратурной составляющей. Лишь в этом смысле говорят о ширине полосы B . Данный случай поясняется на рис. 24.63.

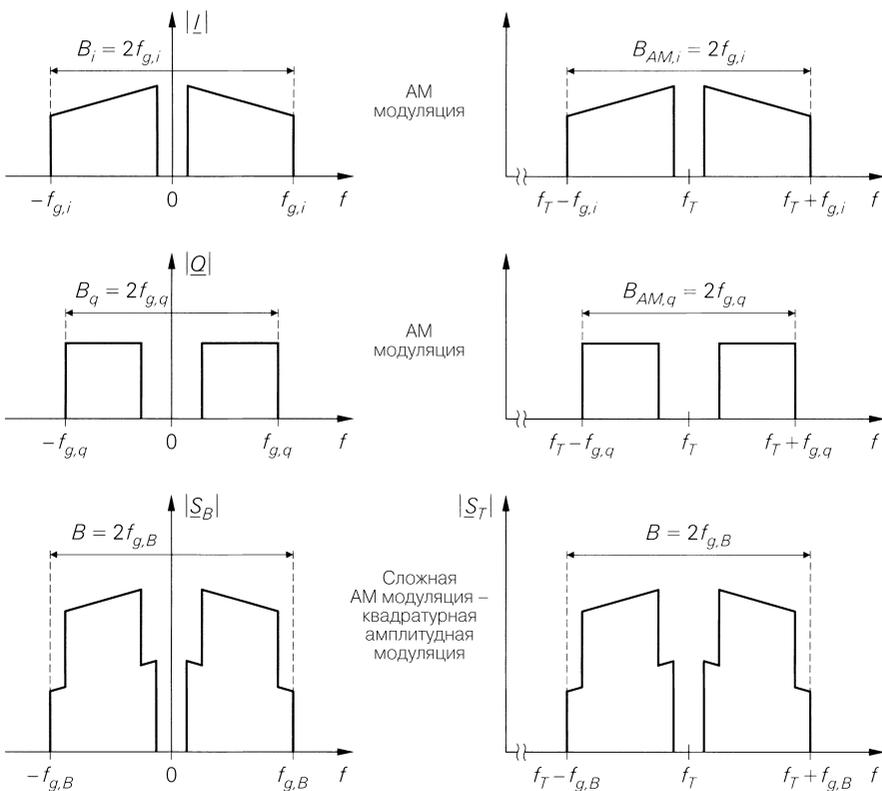


Рис. 24.63. Частотные полосы сигналов: синфазного сигнала $i(t)$ (вверху), квадратурного сигнала $q(t)$ (посередине) и комплексного сигнала в основной частотной полосе $s_B(t)$ (внизу)

Звездная диаграмма. Для передачи двоичных данных выделяется по m бит на символ (рис. 24.64), причем скорость передачи данных r_D (тактовая частота f_D) связана со скоростью передачи символов соотношением $r_s = r_D / m$ (символьная частота $f_s = f_D / m$). Цифровой модулятор присваивает каждому из 2^m возможных символов определен-

ное состояние несущей и генерирует соответствующие квадратурные составляющие i и q . Если 2^m состояний несущей, описываемых векторными сигналами в основной частотной полосе $s_B = i + jq$, отобразить в синфазно-квадратурной плоскости, получим звездную диаграмму процедуры модуляции. Рисунок 24.65 представляет собой звездную диаграмму фазовой манипуляции (phase-shift keying, PSK) для системы 2-PSK ($m = 1$), 4-PSK ($m = 2$) и 8-PSK ($m = 3$) вместе с получающимися квадратурными составляющими для сигнала данных, показанного на рис. 24.64. Присвоение символов состояниям несущей осуществляется по принципу кодов Грея, так что смежные значения отличаются только на один бит. Тем самым минимизируется частота ошибок в двоичных разрядах, поскольку при ошибочном распознавании символа в детекторе, обусловленном помехами, в большинстве случаев будет выдан соседний символ, и, следовательно, сгенерируется только одна ошибка двоичного разряда.

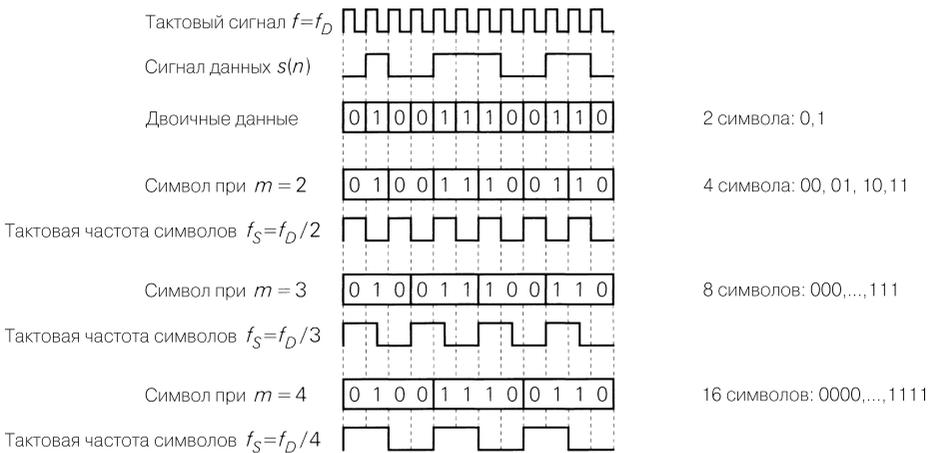


Рис. 24.64. Формирование символа из двоичного сигнала данных

Ширина полосы модулированного сигнала несущей пропорциональна скорости передачи символов и обычно составляет $B \approx (1,3...2)f_s$. Следовательно, при ее заданном значении скорость передачи данных может возрасти вдвое в случае применения системы 4-PSK и вчетверо – при 8-PSK по сравнению с использованием 2-PSK. Отношение скорости передачи данных к ширине полосы называют эффективностью использования полосы частот Γ [24.6.]:

$$\Gamma = \frac{r_D}{B} = \frac{r_D = m r_s}{B = (1,3...2) f_s} = \frac{m}{(1,3...2)} \frac{\text{бит}}{\text{с} \cdot \text{Гц}}. \quad (24.82)$$

При равной эффективности модулированного сигнала несущей интервал между состояниями несущей убывает с ростом величины m , а это повышает восприимчивость к помехам. Мерой такой восприимчивости служит энергетическая эффективность E_b/N_0 [24.6]. Она показывает, во сколько раз средняя энергия E_b на принятый бит должна быть больше плотности теплового шума проводника, чтобы число ошибок в единицу времени не превышало заданную величину. Энергетическая эффективность

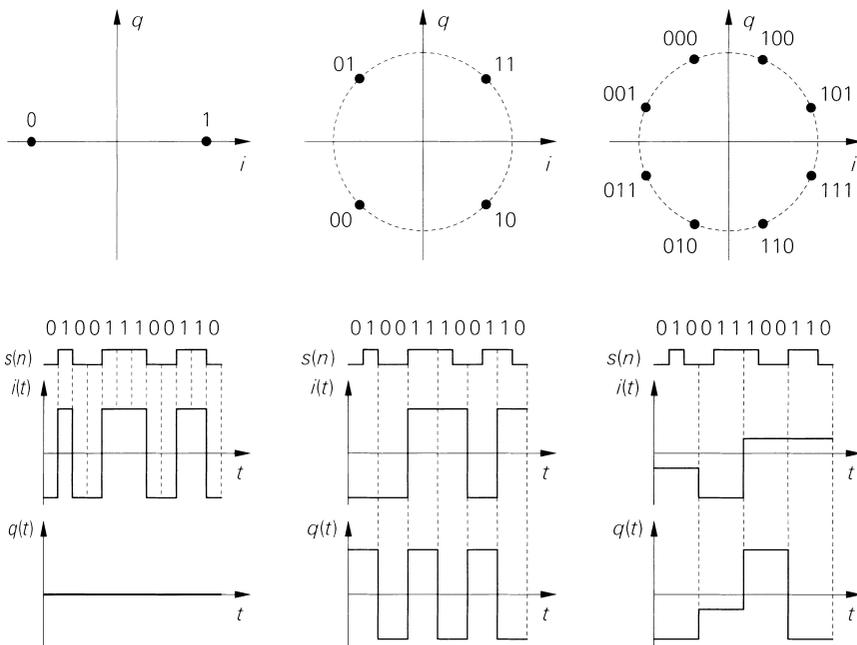


Рис. 24.65. Звездная диаграмма для n-PSK-процедур

с точностью до множителя равна требуемому отношению сигнал–шум на входе детектора. Если мощность принимаемого полезного сигнала $P_e = E_b f_D$ (средняя энергия на принятый бит \times скорость передачи данных) и мощность шумов $P_r = N_0 B$ (плотность мощности шумов \times ширина полосы), то

$$SNR = \frac{P_e}{P_r} = \frac{E_b f_D}{N_0 B} \stackrel{f_D = m f_s}{=} \frac{E_b f_s^{B=(1,3,..,2)} m}{(1,3,..,2) N_0} \tag{24.83}$$

Требования большей эффективности использования полосы частот (большого G) и высокой энергетической эффективности (E_b / N_0 или SNR малы) взаимно противоречивы. Разумный компромисс достигается в случае применения системы 4-PSK, то есть при квадратурной фазовой манипуляции (quadrature-phase shift keying – QPSK), поэтому этот подход широко используется на практике.

На рис. 24.66 показана звездная диаграмма еще одного широко распространенного метода модуляции – относительной квадратурной фазовой манипуляции (differential quadrature-phase shift keying – DQPSK), относящейся к дифференциальным методам модуляции, при которых символы представляются не состояниями несущей, а переходами между состояниями. При таком подходе детектор определяет двоичный сигнал данных путем последовательного сравнения попарно следующих символов без измерения абсолютной фазы, что упрощает устройство детектора. По дифференциальному принципу действует также метод манипуляции с минимальным фазовым сдвигом (minimum shift keying – MSK), при котором фаза несущей непрерывно изменяется на $\pm 90^\circ$ с каждым двоичным разрядом. Преимущество этого метода состоит в том, что амплитуда несущей всегда остается постоянной и не зависит от скорости

перехода между состояниями. В этом случае можно применять нелинейные усилители не опасаясь интермодуляционных искажений. Несмотря на то, что при n -PSK и DQPSK амплитуда всех состояний одинакова, на практике переходы между ними не могут совершаться мгновенно, о чем будет сказано в следующем разделе. Поэтому в таких случаях имеют место изменения амплитуды на переходах между состояниями несущей. При квадратурной амплитудной модуляции (quadrature-amplitude modulation – 16-QAM) применяются звездные диаграммы формата 4×4 . Метод QAM отличается высокой эффективностью использования полосы частот и применяется всюду, где требуется обеспечить максимальную скорость передачи при ограниченной полосе частот. Также распространены системы с 64-QAM (8×8) и 256-QAM (16×16), однако здесь требуется обеспечить высокое отношение сигнал–шум на входе детектора.

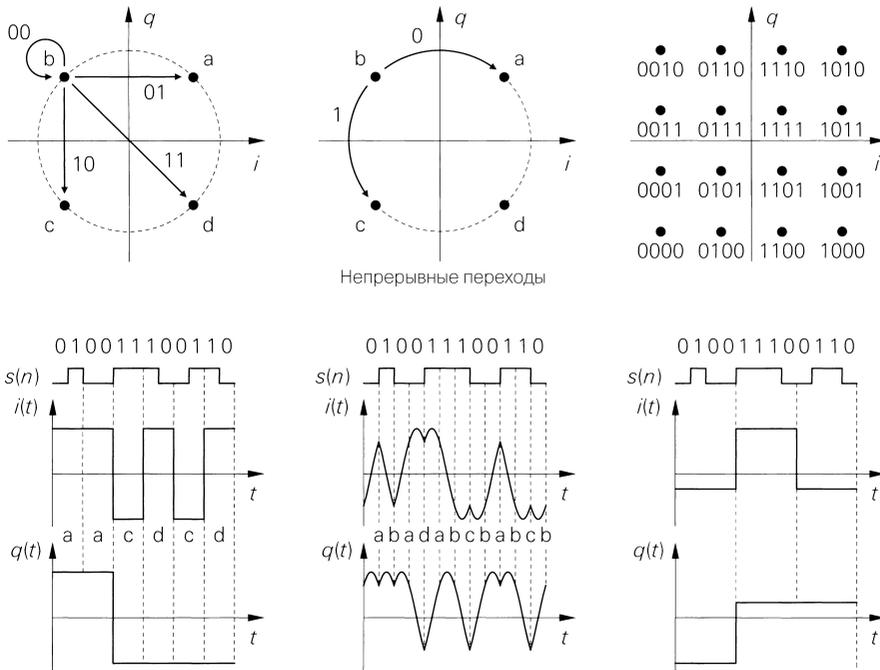


Рис. 24.66. Звездные диаграммы для DQPSK, MSK и 16-QAM

Формирование импульсов

В случаях n -PSK, DQPSK и 16-QAM для квадратурных составляющих $i(t)$ и $q(t)$ формируется последовательность прямоугольных импульсов длительностью, равной длительности символа $T_s = 1/f_s$ (см. рис. 24.65, 24.66). В таком виде они непригодны для передачи, так как амплитудный спектр прямоугольного импульса сравнительно широк и незначительно убывает с ростом частоты, что приводит к несоизмерно широкой частотной полосе для передачи данных. Заметное сужение требуемой полосы достигается благодаря формированию импульсов с использованием надлежащих фильтров. Для этого квадратурные составляющие $i(t)$ и $q(t)$ пропускаются через импульсные фильтры.

Косинусный фильтр с плавным спадом. Особенно благоприятными характеристиками обладает косинусный фильтр с плавным спадом частотной характеристики, имеющий импульсную характеристику

$$s_{(r)}(t) = \frac{\sin(\pi f_s t)}{\pi f_s t} \frac{\cos(\pi r f_s t)}{1 - (2r f_s t)^2} \quad \text{при } 0 < r \leq 1$$

и амплитудно-частотную характеристику

$$\underline{S}_{(r)}(f) = \begin{cases} 1 & \text{при } |f| < (1-r)\frac{f_s}{2}, \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos \frac{\pi}{r} \left(\frac{|f|}{f_s} - \frac{1-r}{2} \right) \right] & \text{при } (1-r)\frac{f_s}{2} \leq |f| \leq (1+r)\frac{f_s}{2}, \\ 0 & \text{при } |f| > (1+r)\frac{f_s}{2}. \end{cases}$$

Параметр r , влияющий на двустороннюю частотную полосу импульса, называют коэффициентом спада:

$$B = (1+r)f_s \Rightarrow BT_s = 1+r. \tag{24.84}$$

Частотная характеристика косинусного фильтра с плавным спадом представлена на рис. 24.67. На практике чаще всего выбирают $r = 0,3...1$, так что $B = (1,3...2) f_s$.

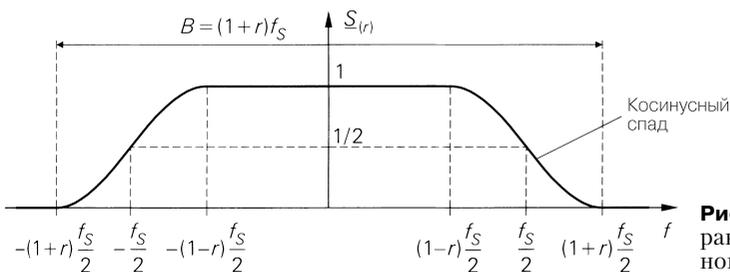


Рис. 24.67. Частотная характеристика косинусного фильтра с плавным спадом

На рис. 24.68 вид ампульса и его амплитудный спектр с косинусным спадом при $r = 0,3$ и $r = 1$ сравниваются с прямоугольным импульсом. Амплитудный спектр косинусного импульса убывает существенно быстрее. Ширина полосы равна ширине основной частотной области между двумя нулевыми точками. Составляющие вне этой области возникают вследствие необходимого ограничения бесконечной длительности импульса. Их можно сделать сколь угодно малыми, увеличивая длительность импульса. На рис. 24.68 она составляет $T = 6T_s$ ($-3 \leq t/T_s \leq 3$). С ростом коэффициента спада фронты импульса спадают быстрее, так что влияние указанного ограничения становится менее заметным.

Поскольку импульс с косинусным спадом занимает больший временной интервал по сравнению с длительностью символа T_s , возникают импульсные перекрестные помехи, которые называют *межсимвольной интерференцией* (inter symbol interference – ISI). Особенность импульса с косинусным спадом состоит в том, что центральный максимум характеризуется единичной амплитудой, а нулевые точки по обе стороны отстоят от него на время T_s (см. рис. 24.68). Благодаря этому межсимвольная интерференция исчезает, если символы в детекторе опрашиваются в средней части их длительности. При отклонении от идеальной точки опроса полученное значение может

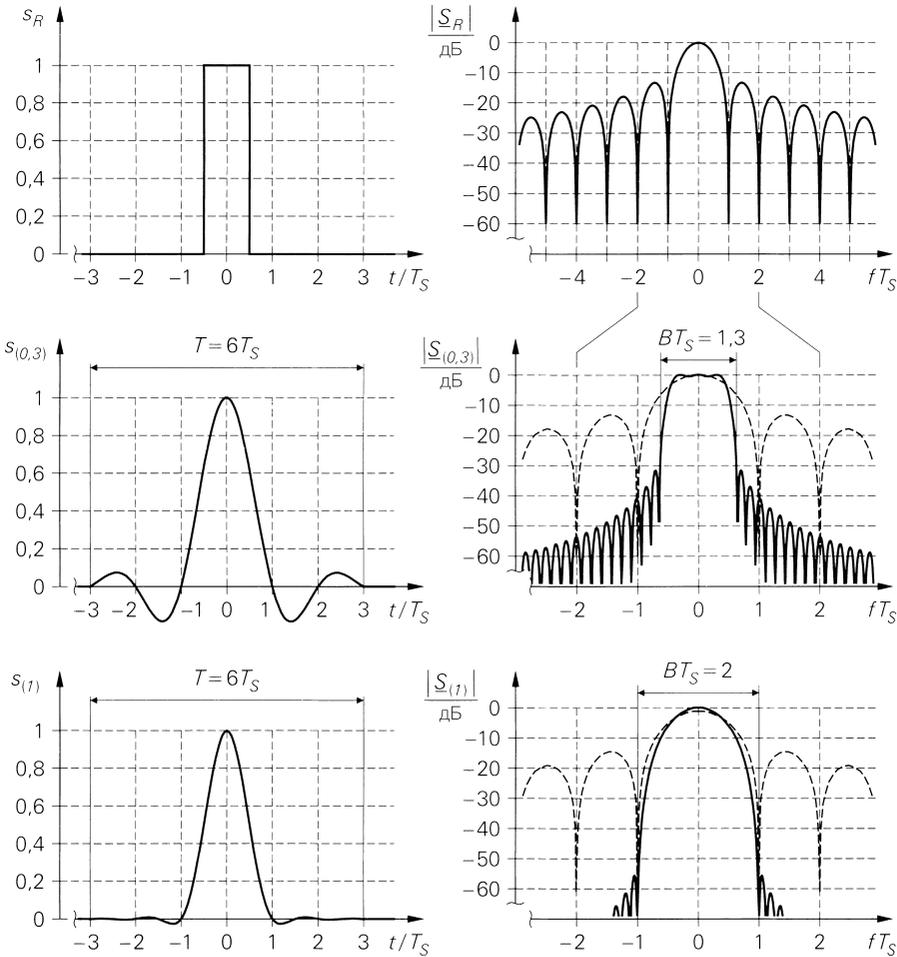


Рис. 24.68. Импульсы и их амплитудные спектры: прямоугольный импульс (вверху), импульс с косинусным спадом $s_{(0,3)}$ при $r = 0,3$ (посередине) и импульс с косинусным спадом $s_{(1)}$ при $r = 1$ (внизу) при длительности импульсов $T = 6T_S$

быть искажено соседним импульсом настолько, что демодулятор выдаст ошибочную оценку и появится ложный двоичный разряд. Глазковая осциллограмма дает представление о допустимом отклонении точки опроса и связанном с ним уменьшении запаса помехоустойчивости. Для ее построения рассчитываются все возможные контуры сигналов в пределах длительности символа, которые затем отображаются на общей временной оси $-T_S/2 < t < T_S/2$. На рис. 24.69 показана глазковая осциллограмма для косинусных импульсов при $r = 0,3$ и $r = 1$ в сравнении с идеальной диаграммой прямоугольного импульса. Как видно, при опросе середине импульса ($t = 0$) запас помехоустойчивости не уменьшается, однако он убывает по мере отклонения от этой точки, причем тем быстрее, чем меньше коэффициент спада r . Область между самым низким контуром для единицы и самым высоким контуром для нуля называ-

ют глазком. У прямоугольного импульса раскрытие глазка максимально. В случае косинусного импульса глазок закрывается при $r \rightarrow \infty$. Раскрытие глазка служит мерой затрат на синхронизацию в приемнике: чем меньше глазок, тем точнее надо выдерживать момент опроса.

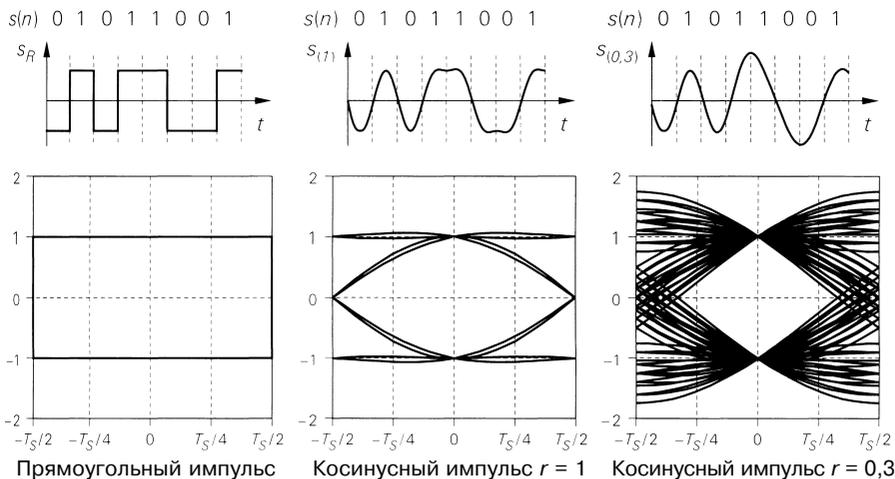


Рис. 24.69. Временная развертка (вверху) и глазковая осциллограмма (внизу)

Глазковая осциллограмма также показывает, что после формирования импульса его амплитуда не остается постоянной. Отсюда вытекает важное обстоятельство: даже в случае n-PSK и DQPSK имеет место амплитудная модуляция, хотя все состояния на звездной диаграмме характеризуются одинаковыми значениями. Амплитудная модуляция усиливается с уменьшением коэффициента спада r , и поэтому отношение максимального значения к эффективному также возрастает.

При выборе коэффициента спада r приходится идти на компромисс между необходимой шириной частотной полосы и раскрытием глазка. При $r \rightarrow \infty$ ширина полосы принимает минимальное значение $B = f_s$. Раскрытие глазка максимально при $r = 1$, и тогда $B = 2f_s$.

Импульсный фильтр. Для формирования импульсов применяются трансверсальные фильтры с конечным импульсным откликом. У них имеются элементы задержки, сигналы с выходов которых складываются с учетом их веса. Обычно они реализуются как цифровые фильтры с конечной импульсной характеристикой (finite impulse response – FIR). В этом случае элементы задержки можно строить как регистры сдвига (см. раздел 19.4). Принципиальное устройство трансверсального фильтра представлено на рис. 19.19. Данный фильтр реализуется также в аналоговом варианте, когда задержка импульса осуществляется с помощью линии задержки, схемы выборки-хранения или регистра сдвига на ПЗС. Еще одна возможность заключается в использовании фильтров ПАВ (на поверхностных акустических волнах), в которых время прохождения акустической волны соответствует задержке сигнала. Впрочем, они реализуются только как полосовые фильтры.

Простейшая возможность фильтрации импульсов состоит в использовании полосового фильтра ПАВ с косинусным спадом в области несущей, то есть после синфаз-

но-квадратурного смесителя. Тогда модулятор строится так, как показано на рис. 24.70а. Практически здесь не нужны дополнительные ресурсы, так как в любом случае после смесителя требуется полосовой фильтр для подавления нежелательных составляющих (см. рис. 24.60). В качестве несущей можно воспользоваться промежуточной частотой ($f_T \approx 10...100$ МГц) с тем, чтобы облегчить реализацию полосового фильтра ПАВ с нужной шириной полосы.

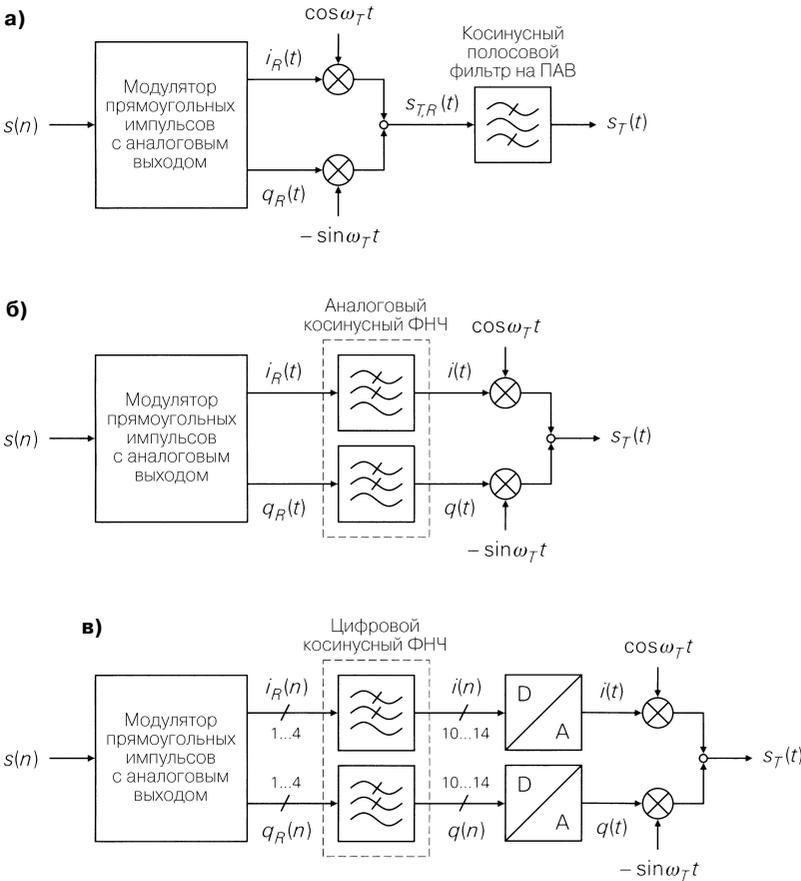


Рис. 24.70. Импульсные фильтры: **а** – полосовой фильтр с косинусной характеристикой для диапазона несущей; **б** – аналоговый фильтр нижних частот с косинусной характеристикой для основной полосы; **в** – цифровой фильтр нижних частот с косинусной характеристикой и ЦАП для основной полосы

При импульсной фильтрации в основной полосе требуются отдельные фильтры для квадратурных составляющих $i(t)$ и $q(t)$. На рис. 24.70б показан модулятор с аналоговыми ФНЧ с косинусной характеристикой. Он реализуется с помощью аналогового трансверсального фильтра со схемой выборки-хранения и инвертирующего операционного усилителя для суммирования со взвешиванием (рис. 24.71). Поскольку

квадратурные составляющие в основной полосе характеризуются двусторонней шириной полосы $B = (1 + r)f_s \leq 2f_s$, тактовая частота трансверсального фильтра должна хотя бы вдвое превышать частоту символов f_s с тем, чтобы выполнялось требование теоремы Котельникова. Фактически в большинстве случаев фильтр тактируется частотой, вчетверо большей частоты символов, с целью увеличения разрыва с ложной частотой дискретизации (передискретизация). Отсюда следует, что при длительности косинусного импульса $6T_s$ потребуется фильтр с $6 \times 4 = 24$ элементами задержки или 48 устройствами выборки-хранения. Использование метода модуляции с двухуровневыми квадратурными составляющими позволяет применять D-триггеры вместо элементов задержки. Именно так обстоит дело в случае 2-PSK, 4-PSK (QPSK) и DQPSK. Чтобы снизить затраты на фильтр, ФНЧ с косинусной характеристикой в простых системах часто реализуют лишь приблизительно. Если не учитывать ширину полосы и довольствоваться меньшим раскрытием глазка, можно воспользоваться обычным ФНЧ вместо трансверсального фильтра.

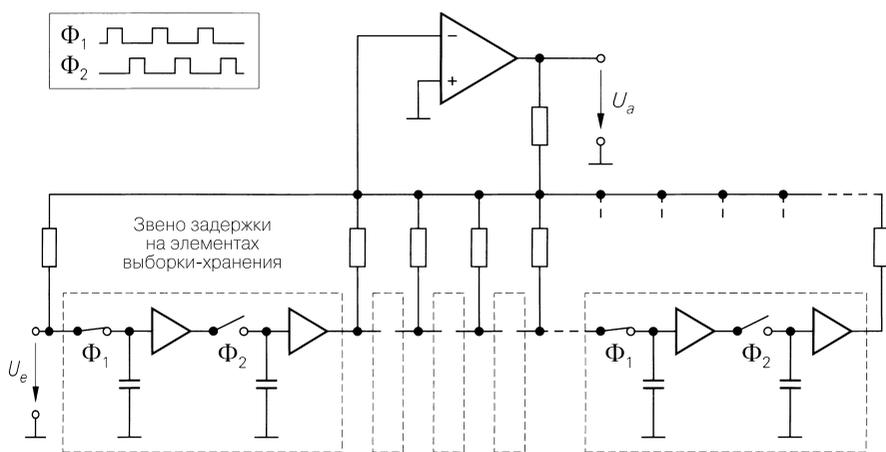
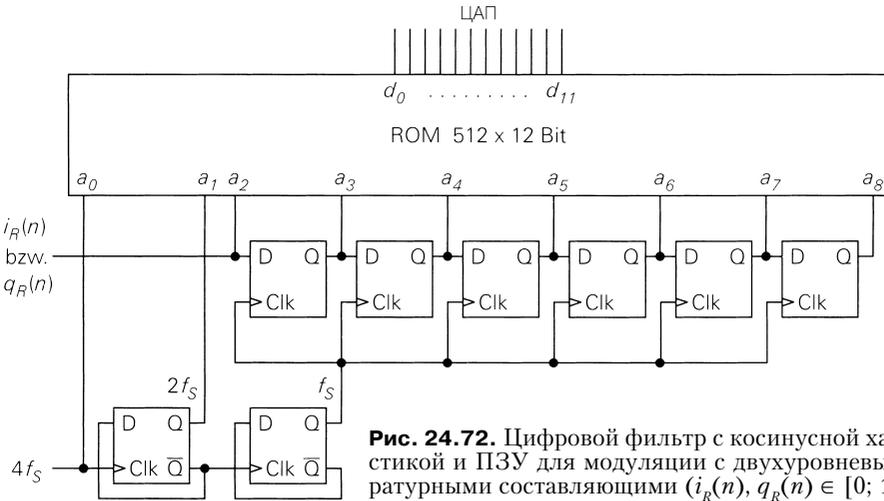


Рис. 24.71. Аналоговый трансверсальный фильтр с устройствами выборки-хранения

В сложных системах импульсная фильтрация осуществляется с помощью фильтров типа КИХ. При этом требуется дополнительный ЦАП для получения аналоговых квадратурных составляющих. На рис. 24.70в показан модулятор с цифровыми ФНЧ, имеющим косинусную характеристику. Длина слова на входе фильтра определяется по конформационной диаграмме и составляет максимум 4 двоичных разряда (256-QAM \rightarrow звездная диаграмма $16 \times 16 \rightarrow$ по 4 разряда на $i_R(t)$ и $q_R(t)$). Длина слова на выходе равна разрешению ЦАП и должна выбираться в соответствии с требованием к отношению сигнал-шум. Обычно используют 10...14 двоичных разрядов. В случае метода модуляции с двухуровневыми квадратурными составляющими (2-PSK, QPSK и DQPSK) фильтры существенно упрощаются, так как входной сигнал принимает только значения ± 1 , и для его отображения достаточен один двоичный разряд. Поскольку при длительности импульса $6T_s$ слово на выходе фильтра состоит максимум из 7 последовательных двоичных разрядов, при тактовой частоте $4f_s$ любое из $4 \times 2^7 = 512$ возможных на выходе слов может быть записано в ПЗУ. Адресация осуществляется

с помощью регистра сдвига длиной 7 разрядов при полной ($4f_s$) или вдвое меньшей ($2f_s$) тактовой частоте. Подобный простой фильтр представлен на рис. 24.72. Нередко тактовую частоту повышают до $8f_s$ или $16f_s$ с тем, чтобы увеличить отрыв от ложных частот, возникающих при передискретизации. Здесь уже потребуется ПЗУ на 1024 или 2048 слов.



В большинстве современных систем импульсная фильтрация осуществляется с помощью цифрового сигнального процессора (digital signal processor – DSP), который берет на себя выполнение всех последующих цифровых процедур, то есть всех функций, представленных выше (см. рис. 24.16), ЦАП и соответственно АЦП. Если вычислительная мощность стандартного DSP недостаточна или потребляемая мощность при требуемой вычислительной мощности у него слишком велика, применяются изготовленные на заказ DSP со специальными цифровыми комплектующими, поддерживающими необходимое быстродействие при выполнении тех или иных функций. Подобный цифровой процессор сигналов может включать в себя, например, два фильтра из схемы, приведенной на рис. 24.72, вместе со следующим за ними ЦАП.

При фильтрации импульсов с помощью аналоговых трансверсальных и цифровых фильтров необходим добавочный фильтр для подавления помех наложения спектров при дискретизации, кратных тактовой частоте. Такой фильтр на рис. 24.70б, 24.70в не представлен.

Простой QPSK-модулятор

Далее рассмотрим простой модулятор для системы QPSK. Он применим также в системе DQPSK, если двоичный передаваемый сигнал кодируется до модулятора. Мы исходим из того, что модулятор вырабатывает промодулированный сигнал несущей на промежуточной частоте, который затем преобразуется в соответствии с частотой передачи.

На рис. 24.73 показан модулятор QPSK с синфазно-квадратурным смесителем, а на рис. 24.74 – временные диаграммы сигналов. Цифровой модулятор состоит из

двухразрядного последовательно-параллельного преобразователя, который разделяет разряды двоичного сигнала данных $s(n)$ на составляющие i и q . При этом триггер FF1 понижает тактовую частоту $f_D = 1/T_D$ вдвое до частоты символов: $f_S = 1/T_D = f_D/2$. Разряды i временно запоминаются триггером FF2, а разряды q — триггерами FF3 и FF4. Тогда оба разряда синхронно переносятся к триггерам FF5 и FF6. Согласованные по уровню выходные напряжения модулятора U_i и U_q преобразуются в частоту несущей синфазно-квадратурным смесителем. На смеситель поступают два прямоугольных сигнала, взаимно сдвинутые на четверть периода. Их получают с помощью триггеров-делителей FF5 и FF6 из прямоугольного сигнала с удвоенной частотой несущей. Основная гармоника прямоугольного сигнала соответствует сигналам несущей $\cos\omega_T t$ и $-\sin\omega_T t$ идеального синфазно-квадратурного смесителя. Коммутатор тока смесителя переключается согласованными по уровню напряжениями несущей U_{Ti} и U_{Tq} . В результате на выходе смесителя появляются токи прямоугольной формы I_{Mi} и I_{Mq} . Суммарный ток I_M преобразуется в напряжение на резисторе R_1 . Схема с общим коллектором служит буфером. Модулированный сигнал несущей $s_T(t)$ получают из выходного напряжения U_a после фильтрации полосовым фильтром с косинусной характеристикой (фильтром ПАВ). Чтобы подчеркнуть связь модулированного сигнала несущей $s_T(t)$ с током I_M , на рис. 24.73 он показан без задержки, обусловленной фильтром.

Хотя все точки звездной QPSK-диаграммы характеризуются одинаковой величиной, наряду с фазовой имеет место амплитудная модуляция, обусловленная филь-

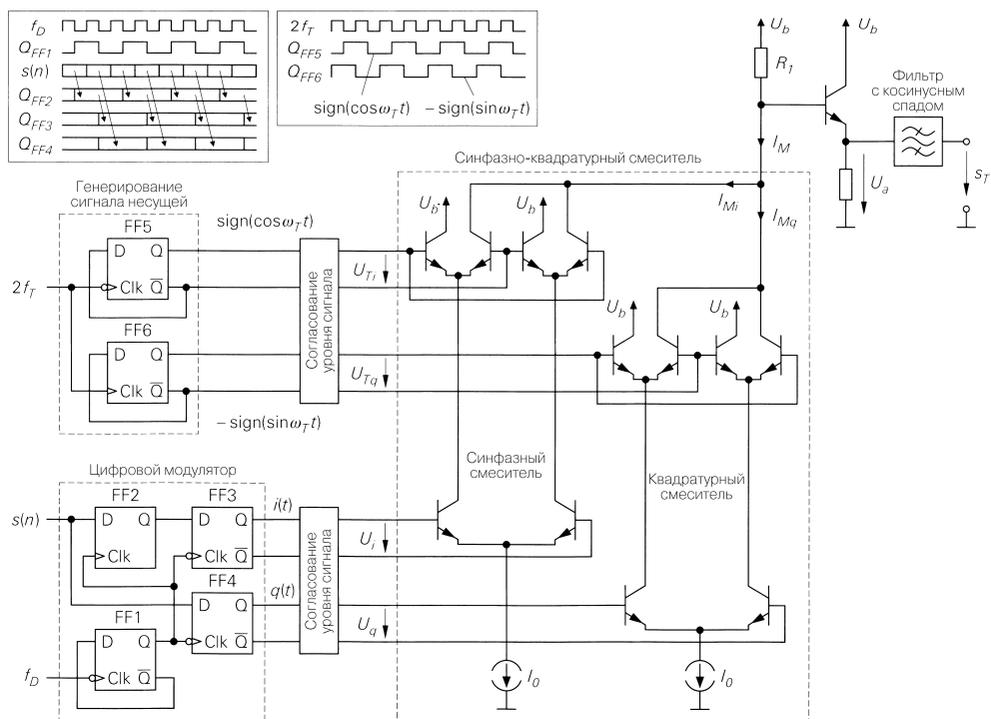


Рис. 24.73. Модулятор QPSK с синфазно-квадратурным смесителем

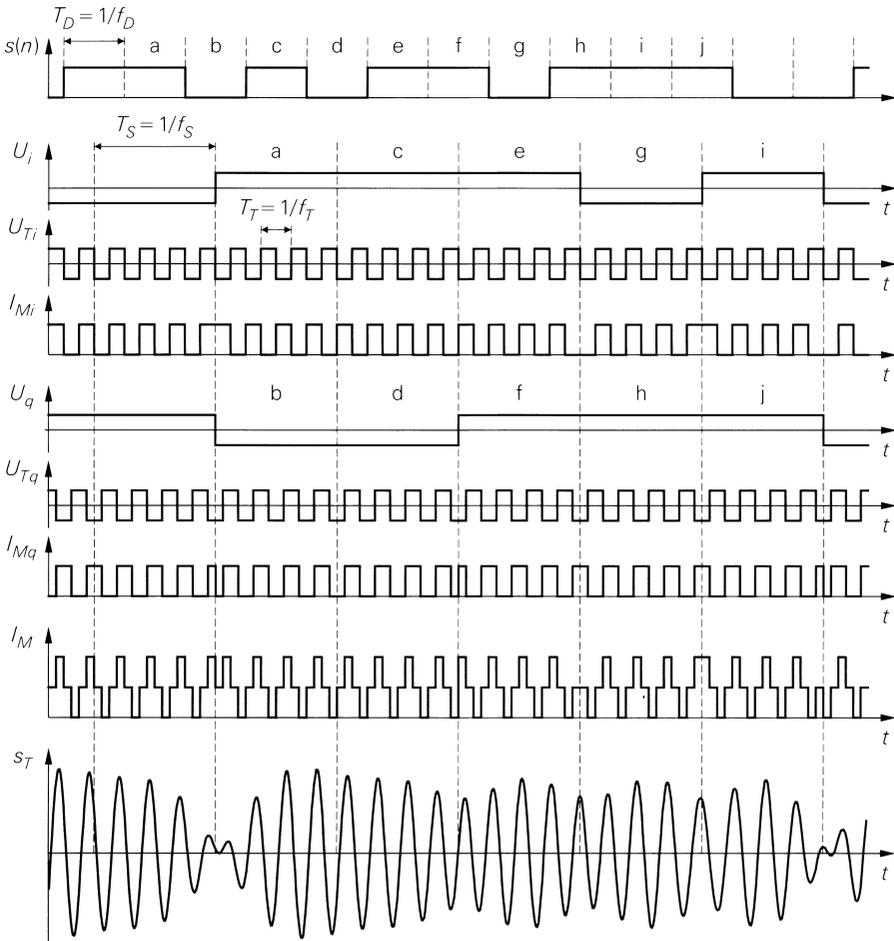


Рис. 24.74. Сигналы модулятора

ром с косинусной характеристикой. Диагональный переход на звездной диаграмме совершается скачком, и в этом случае амплитуда кратковременно падает до нуля.

24.5

Совместное использование и группирование каналов передачи

Передача информации по беспроводным каналам связи происходит в двумерном пространстве, ограниченном частотой и временем. Все системы связи должны вмещать свои каналы передачи в это пространство. Иными словами, оно является многопользовательским. Методы распределения такого пространства называют методами мультиплексирования или уплотнения каналов.

Связь между двумя корреспондентами может происходить в одно- или двунаправленном режимах. При однонаправленной передаче один из партнеров действует как отправитель сообщений, а второй – как получатель. Типичный пример тому – радио- и телевизионное вещание. Однонаправленные системы имеют преимущественно распределительный характер, то есть отправитель предоставляет множеству получателей одну и ту же информацию. Поэтому подобные системы называются вещательными, а сам процесс распределения информации – вещанием. При двусторонней связи оба партнера действуют и как отправитель, и как получатель сообщений, используя поочередно один канал или два отдельных канала для связи в разных направлениях. В первом случае говорят о полудуплексном режиме связи, а во втором – о дуплексном или полнодуплексном. В полудуплексном режиме работают, например, в диапазоне СВ для персональной и служебной радиосвязи, когда только один из партнеров имеет возможность излагать свое сообщение, а для передачи разрешения на разговор другому партнеру служит специальный сигнал («Over!»). В современных системах беспроводных или мобильных телефонов обмен информацией протекает в дуплексном режиме. Для такой связи необходимо свести два канала в группу. Способ группирования называется методом дуплексирования.

24.5.1

Методы уплотнения каналов связи

Важнейшим способом распределения коммуникационного пространства служит частотное уплотнение или множественный доступ с частотным разделением (frequency division multiple access – FDMA), когда за каждым каналом связи закрепляется определенный интервал частот. Все каналы определенного приложения совместно используют выделенный им определенный частотный диапазон. Примеры приведены в табл. 24.5 и 24.6. Частотное мультиплексирование применяется всеми коммуникационными системами на их верхних уровнях. Нет системы, которая бы полностью использовала всю частотную область, предоставленную в ее распоряжение. Рисунок 24.75 иллюстрирует распределение пространства связи при частотном уплотнении. В этом контексте каналы связи также называют частотными. Между ними остаются свободные участки, которые служат переходной зоной для фильтра в приемнике. Поэтому расстояние между каналами K несколько превышает ширину полосы сигнала B .

При частотном уплотнении нет необходимости как-либо координировать соседние каналы. Любая система имеет возможность использовать выделенный ей канал без всяких ограничений.

Временное уплотнение каналов связи

Разделение передачи в единственном частотном канале связи на временные интервалы называют *множественным доступом* с временным разделением или уплотнением (МДВУ). На рис. 24.75б это показано для случая, когда все частотные каналы имеют один и тот же временной растр. Подобное разделение реализуется во многих приложениях, но, вообще говоря, оно необязательно.

Следует отличать временное уплотнение на уровне данных от временного уплотнения на уровне их передачи. В первом случае несколько информационных потоков

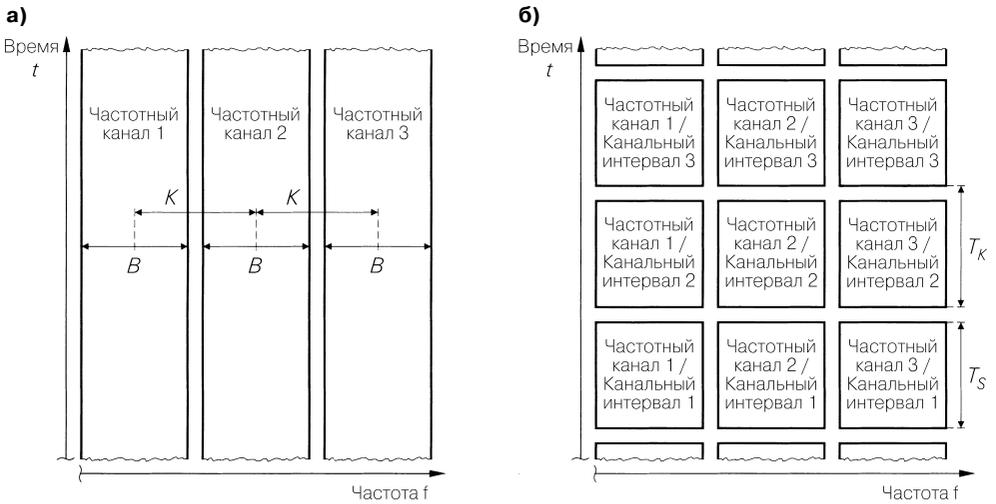


Рис. 24.75. Методы уплотнения каналов связи: **а** – частотное уплотнение; **б** – частотное и временное уплотнение

сводятся в один и передаются единственным передатчиком. Соответственно, передаваемый сигнал принимается единственным приемником, и принятый информационный поток разделяется на исходные потоки. Примером тому служит радиорелейная передача телефонных переговоров, когда, например, 30 оцифрованных голосовых сигналов со скоростью по 64 Кбит/с сводятся в общий информационный поток со скоростью 1,92 Мбит/с и передаются совместно. В этих условиях разделение времени передачи на временные интервалы относится только к последовательности передачи данных и не оказывает никакого влияния на передатчик и передаваемый сигнал. Мы вновь используем термин «передатчик» в узком смысле для обозначения всех компонентов от модулятора до антенны, и потому к нему не относятся элементы, обеспечивающие слияние информационных потоков в единый поток.

В случае временного уплотнения на уровне передатчика временные интервалы используются различными передатчиками, для чего необходимо координировать их работу. Для переключения с одного передатчика на другой надо иметь свободный временной промежуток между временными интервалами. Поэтому промежуток T_K между началом каждого из пары смежных последовательных временных интервалов несколько превышает длительность T_S одного временного интервала (см. рис. 24.75б).

Временные интервалы подвергаются циклической последовательной нумерации и объединяются в кадры (frames), причем все интервалы с одинаковыми номерами образуют временной канал. На рис. 24.76 приведен пример с четырьмя временными каналами. Можно продолжить их разделение с тем, чтобы m передатчиков использовали один канал, так что отдельному передатчику отводится временной интервал в каждом m -м цикле. Этот способ используется, в частности, в системе мобильной радиосвязи GSM.

Временное уплотнение каналов всегда применяется в таких системах, где множество пользователей поддерживают связь с общей центральной станцией (base station – BS) или центральной приемо-передающей станцией (transceiver station – BTS). При



Рис. 24.76. Кадры и временные каналы при временном уплотнении

частотном уплотнении каналов центральная станция должна была бы предоставлять каждому пользователю по одному приемнику и передатчику. Вместо этого временное уплотнение каналов позволяет обслуживать одним передатчиком и одним приемником множество пользователей. В системе мобильной радиосвязи GSM используется уплотнение каналов с восемью временными интервалами, благодаря чему центральная GSM-станция с шестью приемо-передающими устройствами способна обслуживать $6 \times 8 = 48$ пользователей. В беспроводных телефонах стандарта DECT используется 24 временных интервала, из которых по 12 выделяются для передачи противоположно направленных сообщений. Поэтому центральная DECT-станция с единственным приемо-передающим устройством обслуживает максимум 12 телефонов. Следовательно, число временных интервалов должно быть максимальным, если исходить из емкости системы связи. Но этому препятствуют более высокие затраты на координацию и меньшая производительность вследствие ухудшающегося соотношения между длинами временных интервалов и «пустых» окон между ними.

Кодовое уплотнение каналов

Метод кодового уплотнения каналов (code division multiple access – CDMA), или множественный доступ с кодовым разделением каналов, основан на множественном использовании частотных каналов несколькими передатчиками без разделения времени передачи. Информационные потоки передатчика кодируются ортогональными кодовыми группами и без всякой дополнительной координации одновременно передаются цифровыми передатчиками на одной и той же частоте. Каждый из приемников принимает суммарный переданный сигнал и извлекает оттуда адресованное ему сообщение с помощью собственного кода. Этот способ называют также многостанционным доступом с кодовым разделением каналов и прямым расширением спектра (direct sequence CDMA – DS-CDMA). На рис. 24.77 показана принципиальная основа данного метода. В этом представлении среди компонентов передатчика и приемника нет особого модулятора или детектора.

Наряду с DS-CDMA имеются другие способы кодового уплотнения каналов, например CDMA со скачкообразным изменением частоты (frequency hopping CDMA – FH-CDMA), при котором частота передачи изменяется по определенному правилу. Более подробную информацию можно получить из [24.7].

Поскольку при кодовом уплотнении на каждое соединение требуется один код, количество возможных соединений определяется количеством ортогональных кодов. При применении соответствующих кодов кодовое уплотнение обеспечивает гораздо большее число соединений по сравнению с временным.

Основы метода прямого расширения спектра. В этом методе каждый двоичный разряд передаваемого потока информации связывается с двоичным кодовым словом

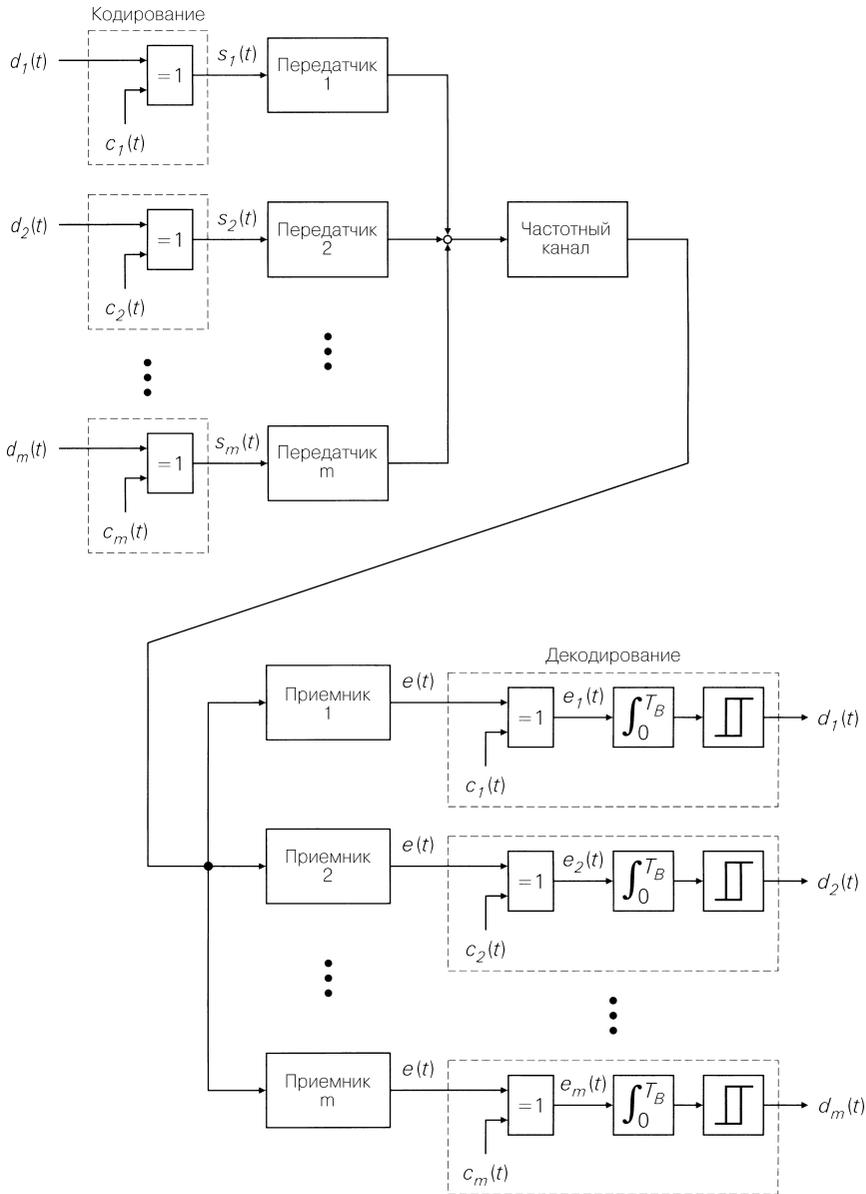


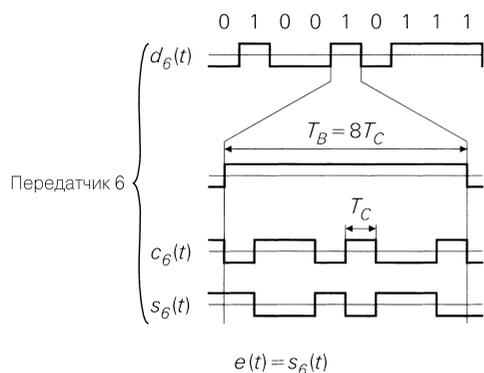
Рис. 24.77. Кодовое уплотнение каналов по методу расширения спектра сигналов в системах многостанционного доступа (DS-SSMA)

с помощью схемы «исключающее ИЛИ». На рис. 24.78 показан пример кодирования с помощью кодов Уолша длиной 8 (передатчик 6: $s_6(t) = d_6(t) \oplus c_6(t)$). Вследствие кодирования темп передачи битов возрастает в соответствии с длиной кодовых слов, следовательно, требуется более широкая полоса частот. Поэтому кодирование назы-

вают также *расширением* (spreading), длину кодового слова – *коэффициентом расширения* (spreading factor, SF), а метод кодового уплотнения каналов – *методом расширения спектра сигнала* (spread spectrum modulation). Коэффициент расширения находим как отношение длительности бита информационного потока до его кодирования T_B к длительности бита кодового слова T_C :

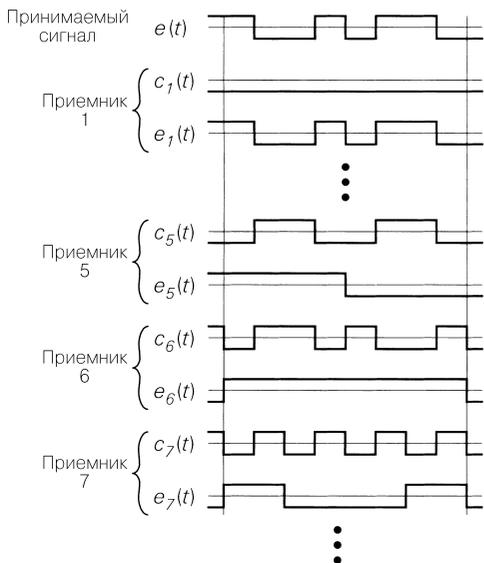
$$SF = \frac{T_B}{T_C}. \tag{24.85}$$

В ситуации, изображенной на рис. 24.78, имеем $SF = 8$. Отметим, что биты кодированного информационного потока и кодовых слов называют чипами, чтобы отличать их от битов некодированного потока данных, так что T_B является длительностью бита, а T_C – длительностью чипа.



8-разрядные коды Уолша	
$c_1 = 00000000$	
$c_2 = 00001111$	
$c_3 = 00111100$	
$c_4 = 00110011$	
$c_5 = 01100110$	
$c_6 = 01101001$	
$c_7 = 01010101$	
$c_8 = 01011010$	

Внимание:
в хронизирующем сигнале «0»
соответствует «-1», а «1» – «+1»



$$\int_0^{T_B} e_1(t) dt = 0 \quad \text{Отсутствие сигнала}$$

$$\int_0^{T_B} e_5(t) dt = 0 \quad \text{Отсутствие сигнала}$$

$$\int_0^{T_B} e_6(t) dt = T_B \quad \text{Распознана «1» («0» получается из } \int \dots = -T_B \text{)}$$

$$\int_0^{T_B} e_7(t) dt = 0 \quad \text{Отсутствие сигнала}$$

Рис. 24.78. Расширение и сужение спектра с помощью кодов Уолша длиной 8

В приемнике принимаемый сигнал связывается с кодовыми словами с помощью схем «исключительное ИЛИ» и интегрируется по длительности бита. Этот процесс декодирования называют *сужением спектра*. Благодаря ортогональности кодовых слов интегрирование в приемнике дает результат, отличный от нуля, лишь в том случае, когда кодовое слово в приемнике совпадает с кодовым словом в передатчике. Это показано на рис. 24.78 для случая, когда принимаемый сигнал $e(t)$ равен сигналу $s_6(t)$ передатчика 6. Поскольку процедуры расширения передаваемого сигнала и сужения на приеме являются линейными, разделение принятого сигнала, составленного из нескольких переданных сигналов, происходит аналогичным образом.

Сигналы с длительностью T ($t \in [0, T]$) являются ортогональными, если

$$\int_0^T c_i(t)c_j(t)dt = \begin{cases} k \neq 0 & \text{при } i = j, \\ 0 & \text{при } i \neq j. \end{cases}$$

Практическая реализация. На рис. 24.77 и 24.78 представлен принцип действия кодового уплотнения каналов без применения специальных способов модуляции. Однако на практике он всегда дополняется одним из распространенных методов модуляции. Обычно это QPSK или DQPSK. Рисунок 24.79 демонстрирует интеграцию компонентов для кодового уплотнения каналов с системой QPSK-модуляции. Расширение происходит после модуляции, но до фильтра с плавным спадом частотной характеристики, а сужение осуществляется до детектирования. На рис. 24.79 не показана

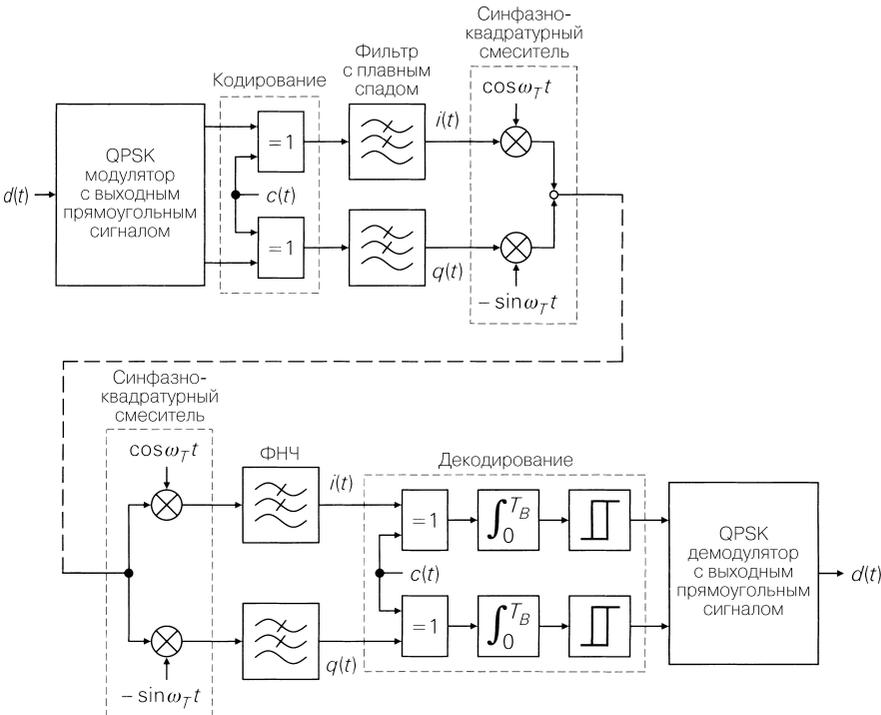


Рис. 24.79. Кодовое уплотнение каналов в сочетании с QPSK-модуляцией. Модулятор и детектор показаны соответственно сверху и внизу

ны компоненты передатчика и приемника, связанные с ПЧ и ВЧ. Как правило, в качестве приемника используется цифровой приемник с синфазно-квадратурным смесителем, представленный на рис. 25.6в. В этом случае компоненты модулятора работают также в цифровом режиме и реализуются посредством цифрового сигнального процессора. В качестве приемника предпочитают устройство с опросом на промежуточной частоте по образцу, показанному на рис. 25.23в или приемник прямого преобразования (см. рис. 25.32). При этом компоненты детектора также реализуются посредством цифрового сигнального процессора.

При проектировании системы связи с кодовым уплотнением каналов следует учитывать ряд дополнительных обстоятельств, о чем вкратце будет сказано далее.

Обратимся к системе мобильной связи, когда множество мобильных устройств связывается с общей центральной станцией (рис. 24.80). При этом информация по всем нисходящим каналам (центральная станция → мобильное устройство) передается синхронно через передатчик центральной станции, а по восходящим каналам (мобильное устройство → центральная станция) она посылается асинхронно, то есть в отсутствие координации между передатчиками мобильных устройств.

Коды Уолша, использованные в схеме на рис. 24.78, ортогональны только в синхронном режиме. Сдвиг кодовой группы во времени делает невозможным правильное разделение каналов. Поэтому коды Уолша применяются только в нисходящих каналах, а для восходящих нужны такие, которые остаются приблизительно ортогональными даже при временном сдвиге. Основой здесь служит взаимокорреляционная функция, позволяющая оценивать сходство сигналов в зависимости от их смещения во времени. Взаимокорреляционная функция двух сигналов длительностью T ($t \in [0, T]$) имеет вид:

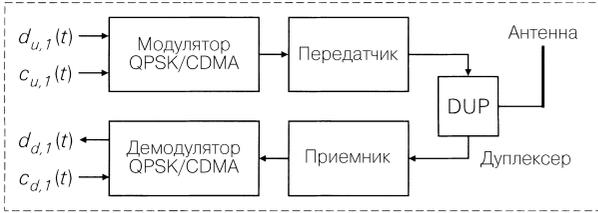
$$R_{ij}(\tau) = \int_0^T c_i(t)c_j((t + \tau) \bmod T) dt, \quad i \neq j.$$

Ее модуль должен быть наименьшим для любых кодовых слов и любых временных сдвигов. На практике часто используется набор двоичных случайных последовательностей – псевдошум (pseudo noise – PN) или псевдослучайная двоичная последовательность (pseudo random binary sequence – PRBS) [24.7]. При этом принимается, что сигнал с временным сдвигом $c_i(t + \tau)$ периодически продолжается, а аргумент $t + \tau$ берется по модулю T , и следовательно, всегда лежит в пределах $[0, T]$. В этом случае взаимокорреляционная функция также изменяется циклически с периодом T . Иными словами, достаточно рассматривать область $\tau \in [0, T]$.

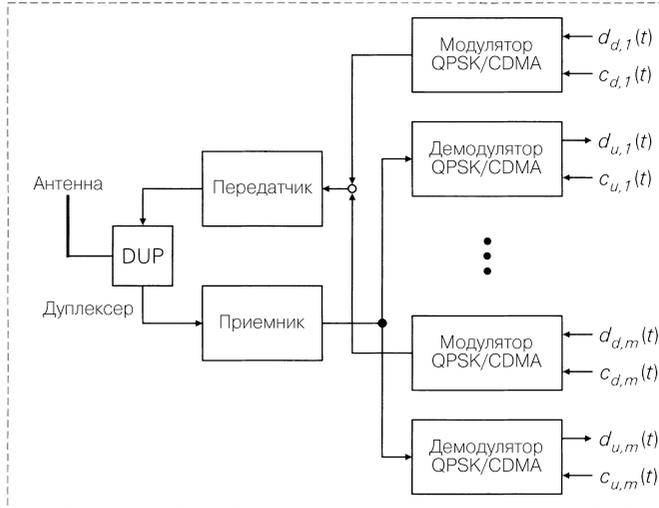
Кодовые слова используются для разделения каналов, а также для спектрального расширения передаваемого сигнала. При этом часто возникает проблема, связанная с тем, что кодовые слова с низкой взаимокорреляционной функцией порождают неблагоприятное спектральное распределение передаваемой мощности. Чтобы справиться с этой проблемой, стараются разорвать связь между характеристиками разделения каналов и спектрального расширения, для чего применяют двойное кодирование: сначала осуществляется разделение каналов путем кодирования длинными кодовыми словами (long codes), а затем производится расширение спектра с использованием коротких кодовых слов (short codes). Оба кодовых слова обычно имеют одинаковую чип-длительность, однако длина короткого кодового слова соответствует битовой длительности некодированного информационного потока, тогда как длинные кодовые слова покрывают множество разрядов того же потока [24.7].

Поскольку фактически используемые кодовые слова не строго ортогональны, каждый пересылаемый сигнал порождает шумоподобный сигнал помехи в «чужих» при-

Мобильное устройство 1



Центральная станция



Мобильное устройство m

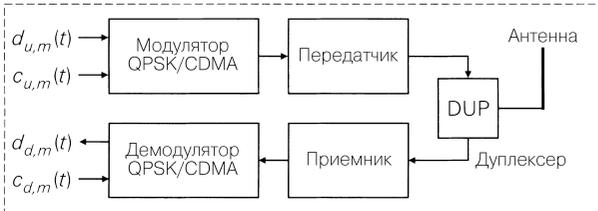


Рис. 24.80. Система мобильной связи с QPSK-модуляцией и кодовым уплотнением каналов с отдельными кодовыми словами для восходящего (индекс u) и нисходящего (индекс d) соединений

емниках, что ухудшает их отношение сигнал–шум. Коммуникационные возможности системы оказываются исчерпанными, когда число передаваемых сигналов увеличивается настолько, что отношения сигнал–шум не достигают значений, необходимых

для правильной работы детекторов. В этом случае число передаваемых сигналов, как правило, еще явно ниже числа кодовых слов, поэтому коммуникационные возможности реальной системы ограничиваются не количеством кодовых слов, а уровнем сигнала помехи, который, со своей стороны, зависит от распределения мобильных устройств в пространстве. Следовательно, коммуникационные возможности системы непостоянны.

Они максимальны, если любой приемник принимает предназначенный ему сигнал передатчика на более высоком уровне относительно всех прочих сигналов или если уровни принятых сигналов равны. Для соблюдения этого условия необходимо контролировать мощность, излучаемую мобильными устройствами. Она должна быть такой величины, чтобы уровни сигнала всех восходящих каналов на входе центральной станции были равны. В этом случае отношение сигнал–шум всех каналов одинаково. Мощность нисходящих каналов должна быть снижена до уровня, при котором еще возможен правильный прием соответствующими мобильными устройствами, что позволит ослабить сигнал помехи в приемниках других мобильных устройств.

Несмотря на эти требования и затраты на их реализацию системы с кодовым уплотнением превосходят системы, основанные на временном уплотнении каналов. Поэтому ныне действующие системы этого типа (GSM, DECT) постепенно вытесняются системами с кодовым уплотнением каналов.

24.5.2

Дуплексная связь

Мы рассмотрим принципы дуплексной связи на примере мобильной системы связи, называя канал передачи сообщений от мобильного прибора к центральной станции восходящим, а от станции к прибору – нисходящим.

Частотный дуплекс

В частотном дуплексе (дуплексирование с частотным разделением каналов) восходящим и нисходящим каналами связи служат отдельные частотные каналы, причем все восходящие каналы составляют восходящую полосу, а нисходящие – нисходящую. Каждому восходящему каналу жестко подчинен нисходящий (рис. 24.81). Частотный промежуток между ними называют дуплексным интервалом. В мобильном устройстве и на центральной станции полосы разделяются посредством дуплексера (см. рис. 24.12б, 24.80), для чего между восходящей и нисходящей полосами вводится дуплексный межполосный промежуток, который служит переходной областью для фильтров дуплексера.

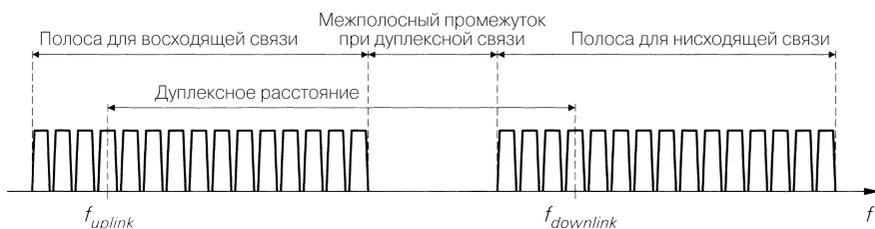


Рис. 24.81. Группирование каналов частотной дуплексной связи

При частотном дуплексе передатчик и приемник работают одновременно, и поэтому ослабление фильтров дуплексера должно быть достаточно сильным, чтобы передаваемый сигнал, проникающий в приемник, не достигал уровня, при котором предусилитель ВЧ окажется перегруженным. Отсюда вытекает необходимость тщательного экранирования передатчика и приемника с тем, чтобы снизить перекрестные помехи до не критичной величины.

При временном дуплексе (дуплексирование с разделением по времени) для соединения восходящего и нисходящего каналов используются различные временные интервалы единственного частотного канала с уплотнением по времени. В этом случае передатчик и приемник работают только в течение соответствующего временного интервала, что позволяет поочередно подключать антенну к передатчику или приемнику, пользуясь антенным коммутатором (см. рис. 24.12а).

Благодаря раздельной работе передатчика и приемника в устройстве с временным дуплексированием отпадает необходимость в их экранировании. Кроме того, антенный коммутатор намного проще, дешевле и компактнее по сравнению с дуплексером при частотном дуплексировании. Поэтому сочетание временного уплотнения каналов с временным дуплексированием применяется, прежде всего, в упрощенных системах с несколькими временными интервалами. В этом случае указанные преимущества становятся весомее недостатков, связанных с необходимостью координировать доступ к отдельным временным интервалам.

Литература

- [24.1] Zinke, O.; Brunswig, H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. Band 1, 4.Auflage. Berlin: Springer, 1990.
- [24.2] Ebeling, K. J.: Integrierte Optoelektronik. 2.Auflage. Berlin: Springer, 1992.
- [24.3] Grau, G.; Freude, W.: Optische Nachrichtentechnik. 3.Auflage. Berlin: Springer, 1991.
- [24.4] Weinert, A.: Kunststoffichtwellenleiter. Erlangen: Pyblicis MCD, 1998.
- [24.5] Pehl, E.: Digitale und analoge Nachrichtenübertragung. Heidelberg: Hüthig, 1998.
- [24.6] Huber, J.: Digitale Übertragung I & II. Skriptum zur gleichnamigen Vorlesung. Universität Erlangen-Nürnberg, Lehrstuhl für Nachrichtentechnik II, 1999.
- [24.7] Lee, J. S.; Miller, L. E.: CDMA Systems Engineering Handbook. Boston: Artech House, 1998.

Глава 25

Передатчики и приемники

Далее мы опишем устройство передатчиков и приемников для беспроводной связи, пользуясь данными понятиями в узком смысле: передатчик образован компонентами модулятора вплоть до антенны, а приемник – компонентами от приемной антенны до детектора.

Между этими устройствами существуют явные различия, так как в передатчике обрабатывается только полезный сигнал, а в приемнике полезный сигнал надо отфильтровывать из смеси различных частот и помех. Поэтому в передатчике имеют дело с постоянными или почти постоянными уровнями сигналов, тогда как в приемнике они колеблются в весьма широких пределах в зависимости от удаленности передатчика и эффективности антенны. Главные требования к передатчику состоят в том, чтобы полезный сигнал был преобразован в передаваемый сигнал высокой частоты с минимальными помехами, чтобы последний был усилен с максимальным КПД и чтобы в процессе передачи как можно меньшим оставался вредный сигнал помехи, возникающий при преобразовании и усилении. Главные требования к приемнику состоят в том, чтобы он был способен отфильтровывать полезный сигнал с максимальным отношением сигнал–шум и при минимальных интермодуляционных искажениях даже в условиях весьма слабого сигнала при наличии сильных сигналов в соседних частотных диапазонах. Следовательно, для передатчика важной является проблема КПД, тогда как для приемника – вопросы избирательности и динамического диапазона или шумов.

25.1

Передатчик

Начнем с описания устройства передатчиков с аналоговой модуляцией, а затем обратимся к передатчикам с цифровой модуляцией. При этом воспользуемся упрощенными структурными схемами, отображающими только важнейшие компоненты.

25.1.1

Передатчик с аналоговой модуляцией

Передатчик с непосредственной модуляцией

В простейшем передатчике несущая частота f_t аналогового модулятора равна излучаемой частоте f_{HF} . В этом случае достаточно усилить выходной сигнал модулятора и подать его на антенну. На деле после передающего усилителя приходится применять выходной фильтр, ослабляющий частотные составляющие искажений до приемлемого уровня. Устройство передатчика с непосредственной модуляцией представлено на рис. 25.1а, а амплитудные спектры сигнала – на рис. 25.2.

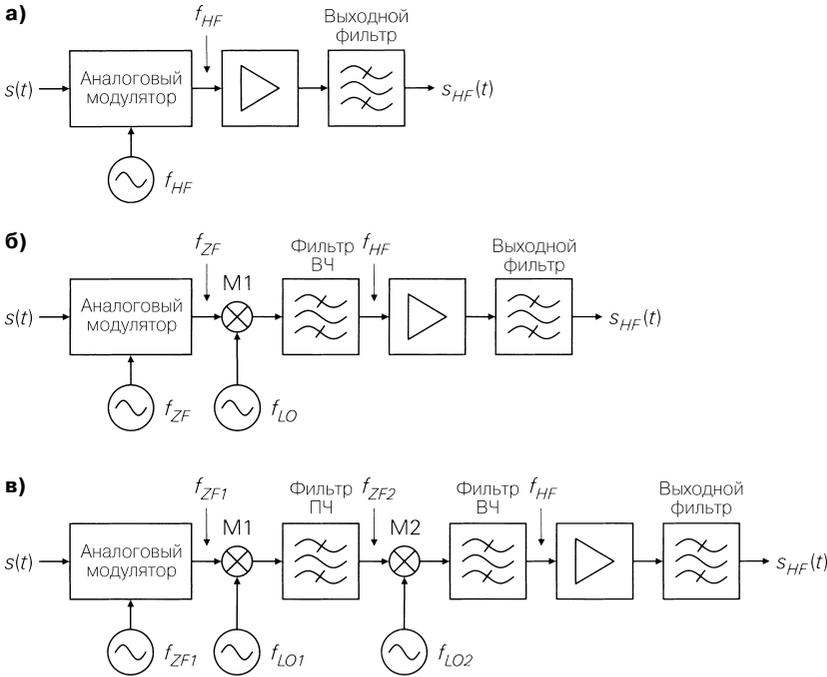


Рис. 25.1. Передатчики с аналоговой модуляцией: **а** – с непосредственной модуляцией; **б** – на промежуточной частоте; **в** – с двойным преобразованием

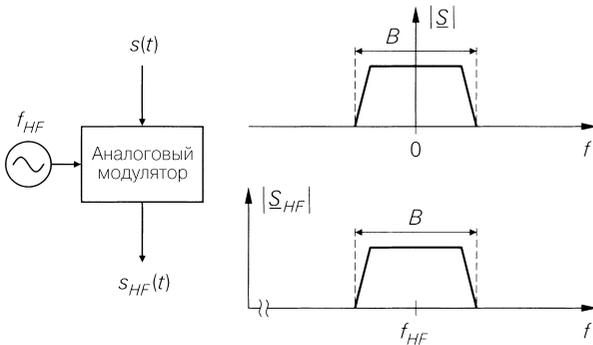


Рис. 25.2. Амплитудные спектры при непосредственной модуляции

Передатчик с промежуточной частотой

С повышением частоты и ростом требований все труднее обеспечивать необходимую точность модулятора. В таком случае в качестве несущей f_T используется более низкая промежуточная частота f_{ZF} , упрощающая конструирование модулятора:

$$f_T = f_{ZF} \ll f_{HF}$$

Устройство передатчика с промежуточной частотой представлено на рис. 25.16. Преобразование в излучаемую частоту f_{HF} осуществляется смесителем М1, на который подается сигнал гетеродина (local oscillator – LO) частотой

$$f_{LO} = f_{HF} - f_{ZF}$$

После смесителя возникают суммарные и разностные частоты:

$$f_{LO} + f_{ZF} = f_{HF}, \quad f_{LO} - f_{ZF} = f_{HF} - 2f_{ZF}$$

Составляющая с излучаемой частотой отфильтровывается ВЧ фильтром и подается на выходной усилитель. Амплитудные спектры сигнала показаны на рис. 25.3.

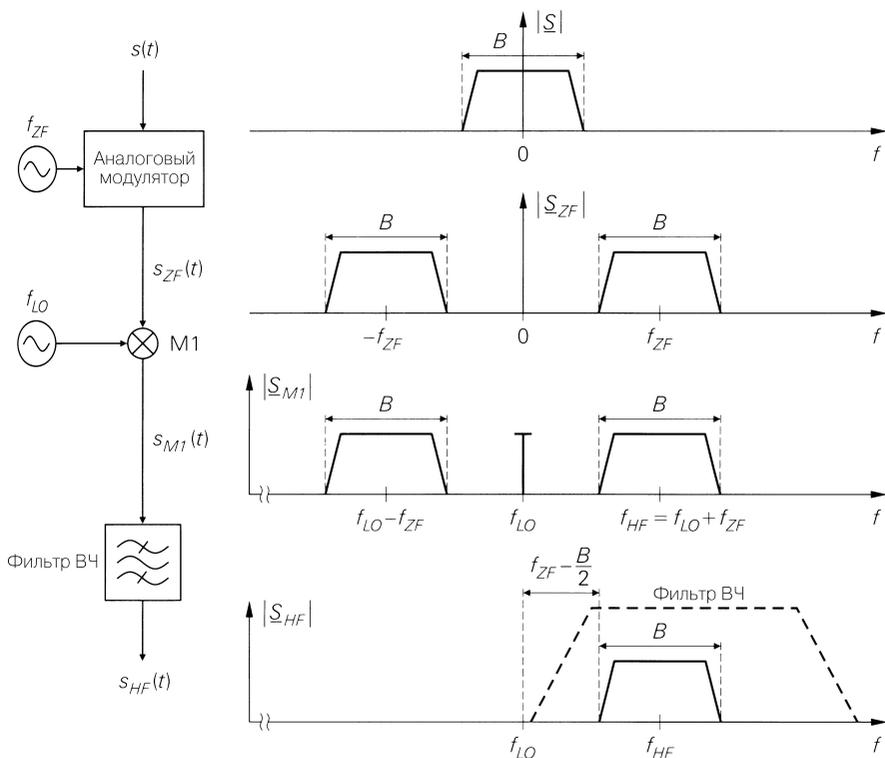


Рис. 25.3. Амплитудные спектры сигналов при наличии промежуточной частоты

В силу того, что $f_{HF} = f_{LO} + f_{ZF}$ распределение частот в промежуточном и высокочастотном спектрах одинаковое. Соответственно, повышение промежуточной частоты приводит к росту высокой частоты. Этот эффект называют преобразованием в прямом порядке. Можно также выбрать $f_{HF} = f_{LO} - f_{ZF}$ и тогда составляющая ниже частоты гетеродина на рис. 25.3 окажется отфильтрованной. В этом случае происходит инвертирование распределения частот в излучаемом сигнале. Такой эффект называют преобразованием в обратном порядке. Для правильного приема полезного сигнала обратный порядок необходимо учитывать в приемнике, для чего смеситель в приемнике должен функционировать также в обратном порядке.

На выходе смесителей появляется более или менее сильная составляющая частоты гетеродина f_{LO} (см. рис. 25.3). Отсюда следует, что переходная область ВЧ фильтра (между участками пропускания и подавления) должна простирается максимум на $f_{ZF} - B/2$ с тем, чтобы излучаемый сигнал располагался в полосе прозрачности, а сигнал гетеродина – в полосе подавления. Особенно удобны фильтры ПАВ с крайне узкой переходной областью и постоянным временем задержки. Однако их отличает сильное вносимое затухание (> 20 дБ). Если такие фильтры для излучаемой частоты отсутствуют, приходится применять фильтры LC или с диэлектрическими резонаторами. У них по краям полосы прозрачности происходят нежелательные искажения вследствие изменений времени задержки, а переходная область обычно должна быть более узкой, дабы в нее не попадал излучаемый сигнал. Другая возможность состоит в том, чтобы сделать переходной всю область между составляющими выше и ниже частоты гетеродина и подавлять последнюю с помощью отдельного последовательно или параллельного резонансного контура (нулевая точка передачи при f_{LO}).

С повышением излучаемой частоты ее отношение к ширине переходной области возрастает. В той же степени должна возрастать и добротность ВЧ фильтра:

$$Q_{HF} \sim \frac{f_{HF}}{f_{ZF} - B/2} \stackrel{f_{ZF} = f_T \gg B}{\approx} \frac{f_{HF}}{f_T}.$$

В результате повышается степень фильтрации и возрастают искажения вследствие изменений времени задержки. На практике стараются выбирать предельно высокую промежуточную частоту с тем, чтобы добиться как можно более протяженной переходной области и, соответственно, низкой добротности ВЧ фильтра.

Передатчик с двойным преобразованием частоты

В передатчиках с единственной промежуточной частотой при высокой излучаемой частоте добротность ВЧ фильтра становится неприемлемо высокой. Тогда приходится применять вторую промежуточную частоту, которая лежит между несущей частотой модулятора и излучаемой частотой:

$$f_T = f_{ZF1} < f_{ZF2} < f_{HF}$$

Устройство передатчика с двойным преобразованием частоты показано на рис. 25.1в, а амплитудные спектры сигнала – на рис. 25.4. Смеситель М1 преобразует выходной сигнал модулятора с первой на вторую промежуточную частоту, для чего требуется гетеродин с частотой $f_{LO1} = f_{ZF2} - f_{ZF1}$. В результате фильтр промежуточной частоты отфильтровывает составляющую с частотой выше частоты гетеродина. Добротность фильтра ПЧ пропорциональна отношению второй промежуточной частоты к ширине переходной области:

$$Q_{ZF} \sim \frac{f_{ZF2}}{f_{ZF1} - B/2} \stackrel{f_{ZF1} = f_T \gg B}{\approx} \frac{f_{ZF2}}{f_T}.$$

Смеситель М2, на который поступает напряжение второго гетеродина с частотой $f_{LO2} = f_{HF} - f_{ZF2}$, осуществляет преобразование до излучаемой частоты. Излучаемый сигнал выделяется фильтром высокой частоты с добротностью

$$Q_{HF} \sim \frac{f_{HF}}{f_{ZF2} - B/2} \stackrel{f_{ZF2} \gg B}{\approx} \frac{f_{HF}}{f_{ZF2}}.$$

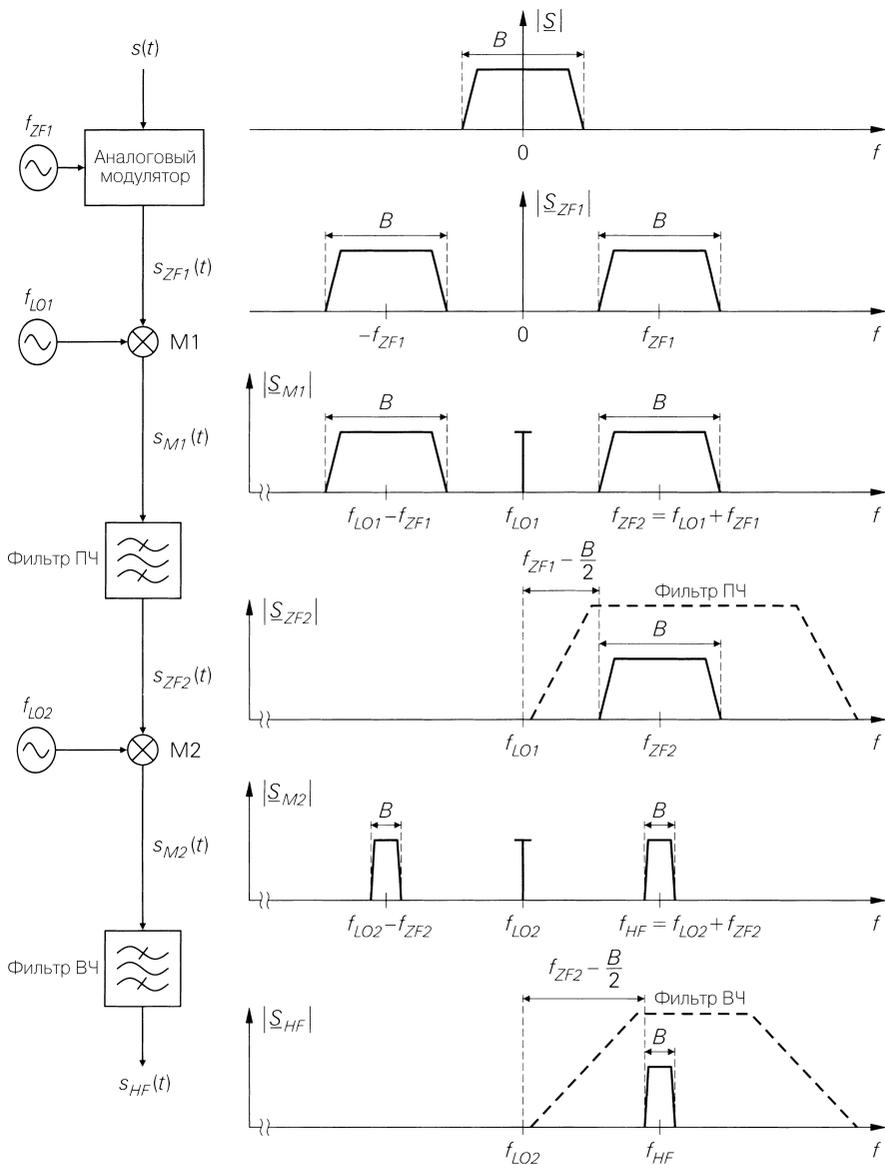


Рис. 25.4. Амплитудные спектры сигналов при двойном преобразовании частоты

Очевидно, что суммарная добротность $Q \sim f_{HF}/f_T$ которая в передатчике с одной промежуточной частотой задается ВЧ фильтром, в случае двух ПЧ может быть распределена между парой фильтров:

$$Q = Q_{HF} Q_{ZF} \sim f_{HF}/f_T$$

Варьируя второй промежуточной частотой можно управлять распределением добротности: выбрав вторую ПЧ сравнительно высокой, получим $Q_{ZF} > Q_{HF}$, а если сделать ее сравнительно низкой – $Q_{ZF} < Q_{HF}$. На деле такой выбор определяется излучаемой частотой и доступными фильтрами. Большую роль играет предполагаемый объем производства изделий, так как при большом объеме можно воспользоваться специальными диэлектрическими или ПАВ фильтрами, а при массовом производстве (например, средств мобильной связи) разрабатываются даже новые технологии фильтрации. Напротив, в случае малых серий приходится довольствоваться серийными образцами. Насколько это возможно, следует избегать применения LC-фильтров на дискретных элементах из-за их сравнительно больших габаритов и необходимости подстройки.

В передатчике с двумя ПЧ один или оба смесителя могут работать в обратном порядке, для чего необходимо выделять составляющие с частотой ниже, чем у гетеродина. Если в этом режиме работают оба смесителя, то излучаемый сигнал возвращается в состояние прямого порядка частот.

Передатчик с переменной излучаемой частотой

У передатчиков с переменной излучаемой частотой варьируется частота последнего гетеродина, благодаря чему изменение излучаемой частоты не затрагивает предшествующие компоненты. Изменение происходит в пределах частотной области, выделенной для изделия, в соответствии с разносом каналов K , как показано на рис. 25.5 на примере передатчика с пятью каналами. Фильтр ВЧ построен так, что все каналы лежат в полосе прозрачности, а частоты гетеродина – в полосе подавления. Альтернатива заключается в использовании настраиваемого высокочастотного фильтра, однако на практике такое решение выбирают лишь в исключительных случаях.

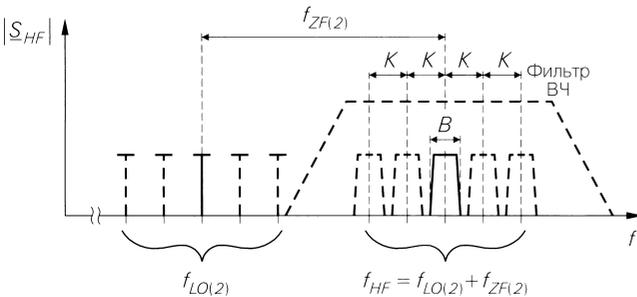


Рис. 25.5. Передатчик с переменной излучаемой частотой

При малом числе и небольшом разносе каналов изменения частоты гетеродина и излучаемой частоты невелики, что позволяет применять передатчик с единственной промежуточной частотой, пока переходная область между наибольшей частотой гетеродина и нижней границей канального растра остается достаточно широкой. Однако в большинстве случаев приходится использовать передатчик с двойным преобразованием частоты, выбирая относительно высокую вторую промежуточную частоту с тем, чтобы переходная область оказалась как можно более широкой.

25.1.2 Передатчик с цифровой модуляцией

В принципе, передатчик с цифровой модуляцией строится точно так же, как и с аналоговой. Существенная разница состоит в том, что цифровые модуляторы изначально формируют квадратурные составляющие $i(t)$ и $q(t)$, которые сводятся в сигнал модулированной несущей с помощью синфазно-квадратурного смесителя.

На рис. 25.6а представлен цифровой передатчик с непосредственной модуляцией, соответствующий аналоговому передатчику с такой же модуляцией, схема которого построена в виде комбинации из цифрового модулятора, синфазно-квадратурного смесителя (MI и MQ) и последующего фильтра (рис. 25.1а). То же самое справедливо относительно цифрового передатчика с одной (рис. 25.6б) или двумя промежуточными частотами.

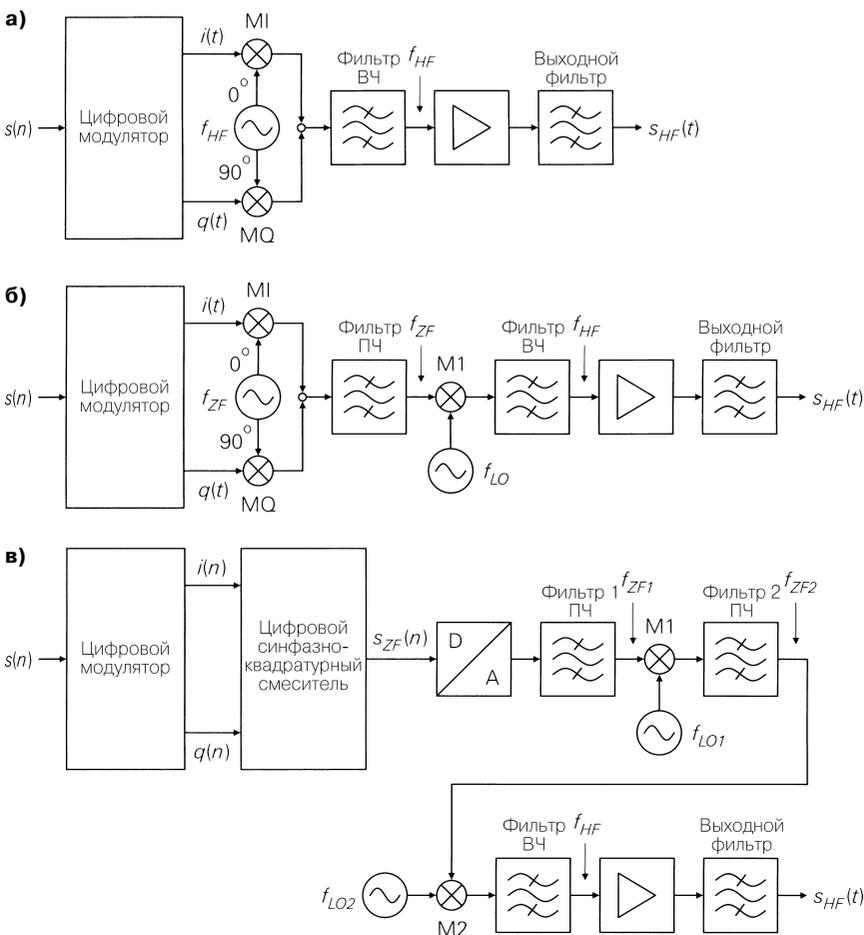


Рис. 25.6. Передатчики с цифровой модуляцией

Если к точности синфазно-квадратурного смесителя предъявляются особенно высокие требования, применяют цифровой синфазно-квадратурный смеситель, что позволяет исключить амплитудные и фазовые погрешности в обеих ветвях. На его выходе получают цифровой сигнал промежуточной частоты, который преобразуется в аналоговый сигнал ПЧ посредством цифро-аналогового преобразователя и последующего фильтра ПЧ. Поскольку частота сигнала ПЧ должна выбираться сравнительно низкой в силу ограниченности тактовой частоты синфазно-квадратурного смесителя и ЦАП, в большинстве случаев используют вторую промежуточную частоту. В результате мы получаем передатчик, показанный на рис. 25.6в.

25.1.3 Генерация частот гетеродина

Требуемые частоты гетеродина получают с помощью ФАПЧ, использующей кварцевый генератор в качестве источника эталонной частоты f_{REF} как показано на рис. 25.7 на примере передатчика с одной промежуточной частотой и переменной излучаемой частотой. Промежуточная частота постоянна и определяется коэффициентами деления n_1 и n_2 :

$$f_{ZF} = \frac{n_2}{n_1} f_{REF}.$$

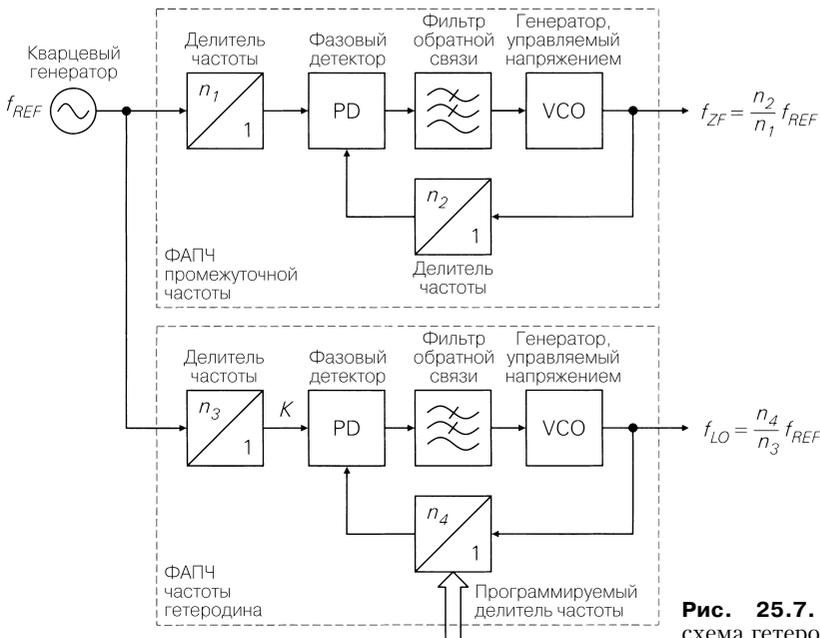


Рис. 25.7. Структурная схема гетеродина

Частота гетеродина изменяется ступенчато в соответствии с межканальным промехотком K , который задают путем деления опорной частоты на множитель n_3 и с помощью ФАПЧ умножают на программируемый коэффициент n_4 :

$$K = \frac{f_{REF}}{n_3}, \quad f_{LO} = n_4 K = \frac{n_4}{n_3} f_{REF}.$$

Изменяя множитель n_4 , задают частоту гетеродина и, тем самым, излучаемую частоту. Если частоты гетеродина не кратны K , следует поделить коэффициент n_3 на наибольший общий делитель (НОД) от K и частоты гетеродина, а затем умножить его на n_4 .

Пример. QPSK-модулятор с синфазно-квадратурным смесителем согласно рис. 24.73 должен быть расширен до передатчика с одной промежуточной частотой и настроен на скорость передачи 200 Кбит/с при коэффициенте спада $r = 1$. Источником эталонной частоты служит кварцевый генератор с $f_{REF} = 10$ МГц. Отсюда путем деления на 50 получаем тактовую частоту данных $f_D = 200$ кГц. В качестве несущей или промежуточной выбрана частота $f_T = f_{ZF} = 70$ МГц, так как для нее имеется недорогой фильтр ПАВ. Поскольку синфазно-квадратурный смеситель на рис. 24.73 должен управляться частотой $2f_T = 140$ МГц, для ФАПЧ ПЧ на рис. 25.7 примем $n_1 = 1$ и $n_2 = 14$. В случае QPSK частота символов равна половине скорости передачи данных: $f_S = f_D/2$, откуда следует ширина полосы $B = (1 + r)f_S = 200$ кГц. Допустим, что передатчик способен использовать четыре канала в диапазоне 433...434 МГц при межканальном промежутке $K = 250$ кГц. По излучаемым частотам $f_{HF} = 433,125; 433,375; 433,625; 433,875$ МГц находим частоты гетеродина $f_{LO} = f_{HF} - f_{ZF} = 363,125; 363,375; 363,625; 363,875$ МГц. Поскольку они не кратны K , необходимо найти наибольший общий делитель: НОД (K, f_{LO}) = 125 кГц. Отсюда для ФАПЧ гетеродина следует: $n_3 = 10 \text{ МГц} / 125 \text{ кГц} = 80$ и $n_4 = f_{LO} / 125 \text{ кГц} = 2905; 2907; 2909; 2911$. Фильтр ВЧ должен пропускать все каналы без особых искажений из-за различий времени задержки и вместе с тем достаточно эффективно подавлять высшие частоты гетеродина. Для этого можно воспользоваться двухконтурным полосовым фильтром (см. раздел 26.2), рассчитанным на среднюю частоту 434,4 МГц при ширине полосы 10 МГц. В этих условиях полезный сигнал окажется ослабленным на 6 дБ, частота гетеродина – более чем на 54 дБ, а составляющая ниже частоты гетеродина – более чем на 70 дБ.

25.2

Приемник

Назначение приемника состоит в том, чтобы выделить нужный сигнал из сигнала, принятого антенной, и усилить его настолько, чтобы его можно было подать на детектор. В большинстве случаев предусматривается перестройка частоты принимаемого сигнала, чтобы иметь возможность принимать различные каналы, например радиовещательные станции. Поскольку уровень приема сильно зависит от расстояния между передатчиком и приемником, последний, как правило, должен оснащаться усилителем с автоматической регулировкой усиления для выравнивания различий в уровнях принимаемых сигналов. Только в приемниках с чисто угловой модуляцией можно использовать усилитель–ограничитель, преобразующий принимаемый сигнал после фильтрации в сигнал прямоугольной формы.

Начнем с описания приемника, рассчитанного на аналоговую модуляцию, когда принимаемый сигнал преобразуется в промежуточную частоту, а затем детектируется аналоговым детектором (например, детектором огибающей в случае АМ или двухтактным частотным детектором с двумя контурами в случае ЧМ). В заключение рассмотрим дополнения, необходимые для приема сигналов, модулированных цифровым способом.

25.2.1

Радиоприемник прямого усиления

Радиоприемники прямого усиления (рис. 25.8а) применялись на заре радиотехники. В них принимаемый сигнал выделялся с помощью фильтра ВЧ и после усиления с постоянным или регулируемым коэффициентом усиления подавался непосредственно на детектор. Для приема сигналов от разных передатчиков использовались перестраиваемые фильтры ВЧ. Амплитудная модуляция была единственно возможной, так как при переменной частоте несущей $f_T = f_{HF}$ только детектор огибающей обеспечивал бесперебойное функционирование системы. Остальные виды должны были строиться в расчете либо на неизменную частоту несущей, либо на синхронную подстройку по частоте совместно с высокочастотным фильтром.

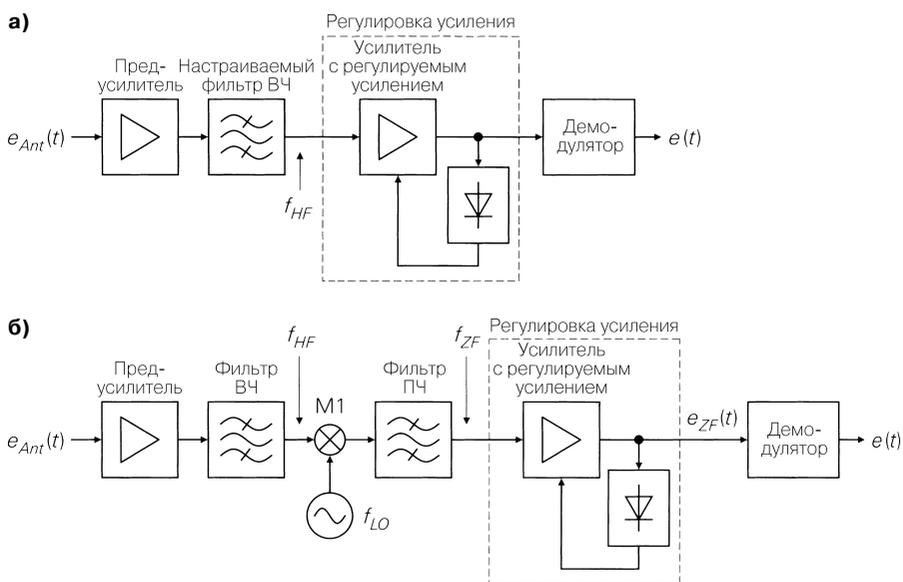


Рис. 25.8. Основные типы радиоприемников

Кроме возможности приема сигналов только с амплитудной модуляцией, приемникам прямого усиления присущи более существенные недостатки:

- несущая частота передатчика может превышать ширину полосы принимаемого сигнала не более чем на два порядка, иначе требуется фильтр ВЧ со слишком большой добротностью. В период зарождения радиотехники передатчиков было мало, а между излучаемыми частотами были большие промежутки, что позволяло настраиваться на нужный передатчик с помощью простого резонансного контура;
- перестраиваемые фильтры ВЧ высокой добротности очень громоздки и поддаются перестройке только в весьма ограниченном частотном диапазоне при сохра-

нении ширины полосы. Зато можно взять колебательный контур и сначала настроить его с помощью переменного конденсатора;

- все усиление должно происходить на частоте приема. Для этого требуются высокочастотные транзисторы с присущим им большим током покоя и сравнительно низким усилением;
- с ростом частоты качество работы детектора огибающей ухудшается из-за паразитной емкости выпрямляющих диодов.

С увеличением числа передатчиков и применением все более высоких частот возможности приемников прямого усиления были быстро исчерпаны.

25.2.2

Супергетеродинные приемники

В супергетеродинном приемнике вместо перестройки фильтра ВЧ применяется преобразование частоты с помощью смесителя и гетеродина с перестраиваемой частотой f_{LO} . В этом приемнике принимаемый сигнал преобразуется в постоянную промежуточную частоту (ПЧ):

$$f_{ZF} = f_{LO} - f_{HF} \ll f_{HF}$$

Фильтрация осуществляется при помощи фильтра промежуточной частоты (ФПЧ) гораздо меньшей добротности:

$$Q_{ZF} \sim \frac{f_{ZF}}{B} \ll \ll \frac{f_{HF}}{B} \sim Q_{HF}.$$

Регулируемое усиление и детектирование также осуществляются на промежуточной частоте, что позволяет избавиться от всех недостатков приемников прямого усиления. Устройство супергетеродинного приемника с одной промежуточной частотой показано на рис. 25.8б.

Фильтр высокой частоты

В ходе преобразования частоты кроме полезной принимаемой частоты

$$f_{HF} = f_{LO} + f_{ZF}$$

в промежуточную частоту преобразуется также зеркальная частота

$$f_{HF,Sp} = f_{LO} - f_{ZF}$$

(рис. 25.9). В результате в полосу пропускания фильтра ПЧ попадает интервал частот, соответствующий зеркальной частоте¹. Во избежание такого эффекта перед смесителем необходимо включить фильтр ВЧ с такими характеристиками, чтобы все полезные принимаемые частоты совпали с его полосой пропускания, а соответствующие зеркальные частоты – с полосой подавления (рис. 25.10). Такой фильтр называют также фильтром зеркальной частоты. На практике фильтр ВЧ рассчитывается так, чтобы в полосу подавления попадала также частота гетеродина. Это предотвращает проникновение относительно сильного сигнала гетеродина в предусилитель и приемную антенну. Значение этого эффекта весьма велико, так как вредное излучение сиг-

¹ Часто частота гетеродина выбирается выше частоты принимаемого сигнала. В этом случае $f_{HF} = f_{LO} - f_{ZF}$
 $f_{HF,Sp} = f_{LO} + f_{ZF}$

нала гетеродина через приемную антенну доставляет много хлопот при проектировании приемников с учетом требований электромагнитной совместимости.

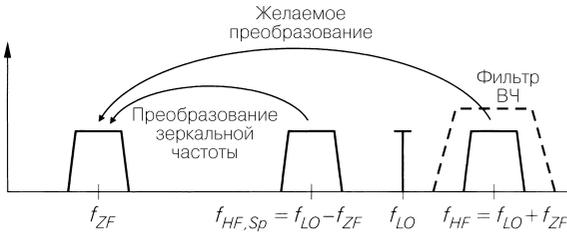


Рис. 25.9. Зеркальная частота в супергетеродинном приемнике

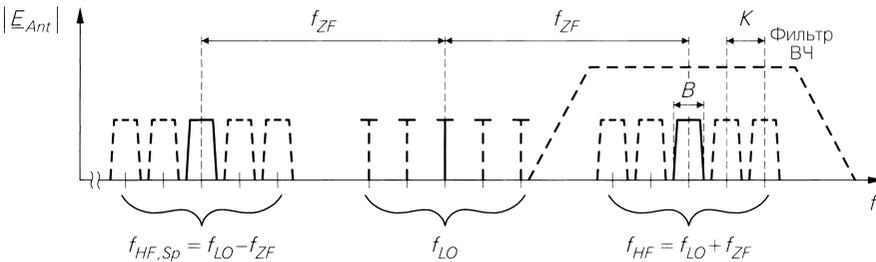


Рис. 25.10. Размещение фильтра высокой частоты супергетеродинного приемника

Фактически сигналы гетеродина несинусоидальны и отличаются сильными гармоническими искажениями. Отсюда появляются дополнительные зеркальные (комбинационные) частоты более высокого порядка по обе стороны от гармоник частоты гетеродина, которые также попадают в область пропускания фильтра ПЧ:

$$f_{HF,Sp(n)} = nf_{LO} \pm f_{ZF}$$

Вместе с сопутствующими гармониками частот гетеродина они должны в равной степени подавляться фильтром ВЧ. Поэтому подавление сигнала этим фильтром в области выше принимаемой частоты должно быть также предельно эффективным. На практике используются LC-фильтры или фильтры с диэлектрическими резонаторами. Обычно применяют 2–4 резонансных контура. Эти фильтры обозначаются как 2-, 3- или 4-полюсные, причем количество полюсов указывает на эквивалентный ФНЧ, и потому равно числу резонансных контуров.

У простого резонансного контура имеется два полюса $s = \pm j\omega_0$. Следовательно, фильтр с четырьмя резонансными контурами обладает восемью полюсами, но на практике его называют четырехполюсным фильтром, так как полосовой фильтр с преобразованием ФНЧ – полосовой фильтр рассчитывается через эквивалентный ФНЧ с вдвое уменьшенным количеством полюсов.

С ростом частоты приема и неизменной ПЧ относительный интервал между принимаемой и зеркальной частотами постепенно сокращается, что требует увеличения добротности фильтра ВЧ:

$$Q_{HF} \sim \frac{f_{HF}}{f_{ZF}}$$

Если затраты на разделение принимаемой и зеркальной частот становятся чрезмерными, приходится повышать промежуточную частоту ради уменьшения добротности входного фильтра либо переходить к супергетеродинному приемнику с двойным преобразованием частоты.

Расчет фильтра ВЧ может быть выполнен так, чтобы частота $f_{LO} - f_{ZF}$ лежащая ниже частоты гетеродина, служила частотой приема f_{HF} , а соответствующая зеркальная частота $f_{HF,sp} = f_{LO} + f_{ZF}$ подавлялась. В этом случае смеситель М1 работает в обратном порядке, поскольку последовательность частот обращена в силу зависимости $f_{ZF} = f_{LO} - f_{HF}$. Напротив, при $f_{ZF} = f_{HF} - f_{LO}$ смеситель функционирует в прямом порядке при неизменной последовательности частот. В последнем случае зеркальная частота оказывается ниже принимаемой, а в первом – выше. Поэтому обратный порядок применяют, если в частотной области выше частоты приема преобладают заметно более слабые сигналы по сравнению с частотным диапазоном ниже принимаемой частоты. В этой ситуации легче подавлять зеркальную частоту. Обратный порядок должен учитываться в детекторе или компенсироваться обратным порядком в передатчике.

Предусилитель

Для уменьшения коэффициента шума перед фильтром ВЧ включают предусилитель (рис. 25.86). В отсутствие предусилителя коэффициент шума согласно (4.201) равен

$$F_{e,o} = F_{HFF} + \frac{F_{M1} - 1}{G_{A,HFF}} \stackrel{F_{HFF} = D_{HFF}}{=} \stackrel{G_{A,HFF} = 1/D_{HFF}}{=} D_{HFF} F_{M1},$$

где F_{HFF} – коэффициент шума, $G_{A,HFF}$ – усиление мощности фильтром ВЧ и F_{M1} – коэффициент шума на входе смесителя М1. Последний рассчитывается согласно (4.201) по коэффициентам шума смесителя и следующего компонента схемы. Будем считать, что имеет место согласование по входу и выходу. Тогда коэффициент шума фильтра соответствует ослаблению мощности D_{HFF} в области пропускания, а усиление по мощности равно величине, обратной ослаблению мощности [25.1]. При типовых значениях $D_{HFF} \approx 1,6$ (2 дБ) и $F_{M1} \approx 10$ (10 дБ) приходим к недопустимо высокому коэффициенту шума $F_{e,o} \approx 16$ (12 дБ). При наличии предусилителя с коэффициентом шума F_{VV} и доступном усилении по мощности $G_{A,VV}$ коэффициент шума составляет:

$$F_e = F_{VV} + \frac{F_{e,o} - 1}{G_{A,VV}} = F_{VV} + \frac{D_{HFF} F_{M1} - 1}{G_{A,VV}}.$$

При достаточно высоком усилении он существенно ниже коэффициента шума без предусилителя, а в предельном случае весьма высокого усиления совпадает с коэффициентом шума предусилителя.

На практике усиление предусилителя невозможно сделать сколь угодно большим, так как при этом усиливается суммарный сигнал приемной антенны. При благоприятных условиях приема не только принимаемый сигнал, но и сигналы соседних каналов могут достигать столь высокого уровня, что предусилитель с высоким коэффициентом усиления окажется перегруженным. В этих обстоятельствах значительное

усиление в диапазоне ВЧ достигается ценой сравнительно больших затрат, поэтому усиление выбирают таким, чтобы коэффициент шума приемника уменьшился до приемлемого значения. Типовые значения составляют $F_{VV} \approx 2$ (3 дБ) и $G_{A,VV} \approx 10 \dots 100$ (10...20 дБ). Для данного примера такие значения приводят нас к $F_e \approx 2,15 \dots 3,5$ (3,3...5,4 дБ) по сравнению с $F_{e,o} \approx 16$ (12 дБ) без предусилителя.

Фильтр промежуточной частоты

Благодаря смесителю все сигналы, попадающие в полосу пропускания фильтра ВЧ, переносятся в частотный диапазон фильтра промежуточной частоты (рис. 25.11), где с его помощью выделяется канал с полезной принимаемой частотой. Поэтому фильтр ПЧ называют также каналным фильтром. Склоны его частотной характеристики должны быть очень крутыми, так как переходный участок между зонами пропускания и подавления сигнала определяется межканальным интервалом частот смежных каналов. Здесь особенно хорошо подходят фильтры ПАВ, для которых характерны не только предельно крутые склоны, но и почти полное отсутствие искажений, связанных с временной задержкой. У LC- и диэлектрических фильтров подобные искажения нарастают с частотой. В приложениях, мало чувствительных к такого рода иска-

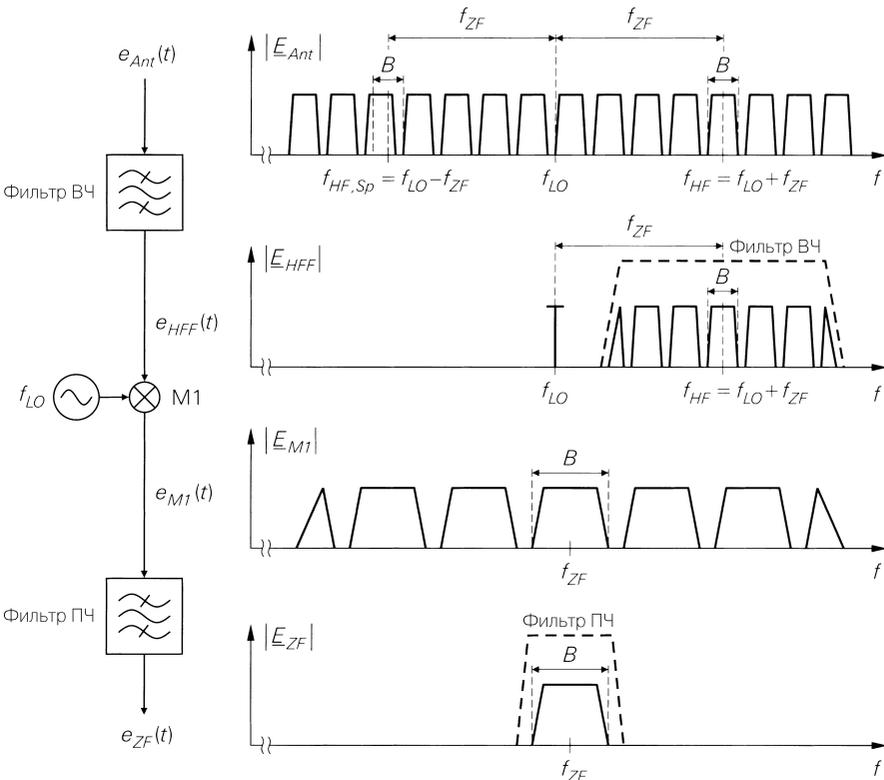


Рис. 25.11. Амплитудные спектры сигналов супергетеродинного приемника с одной промежуточной частотой

жениям (например, в АМ вещании), применяются фильтры с керамическими резонаторами (керамические фильтры). Однако при цифровой модуляции искажения из-за временной задержки необходимо сводить к минимуму, что вынуждает использовать фильтры ПАВ.

Супергетеродин с двойным преобразованием частоты

В супергетеродинных приемниках с двойным преобразованием частоты (рис. 25.12) частота принимаемого сигнала сначала преобразуется в относительно высокую первую ПЧ f_{ZF1} , выбираемую так, чтобы фильтр ВЧ с приемлемой добротностью

$$Q_{HF} \sim \frac{f_{HF}}{f_{ZF1}}$$

был способен разделить принимаемую и зеркальную частоты. Соответствующие амплитудные спектры сигналов представлены на рис. 25.13.

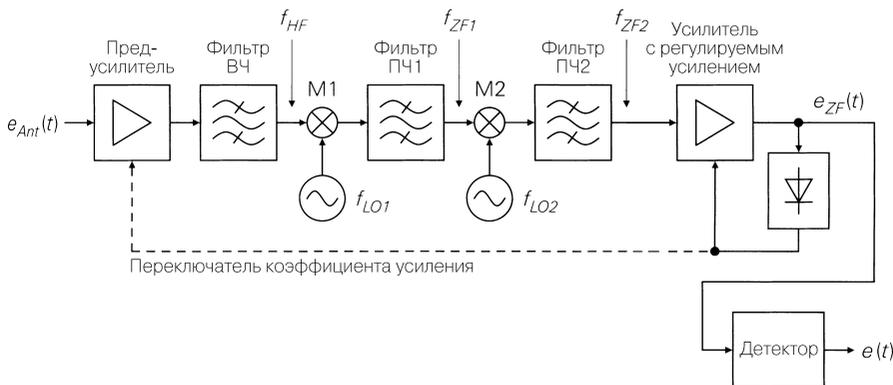


Рис. 25.12. Супергетеродинный приемник с двойным преобразованием частоты

Фильтр ПЧ1 выделяет частоты, на которых работает требуемый канал. На этом этапе невозможна окончательная фильтрация такого канала из-за слишком жестких требований к добротности необходимого фильтра. Фильтр ПЧ1 служит фильтром зеркальной частоты для второго смесителя, а это значит, что зеркальная частота

$$f_{ZF1,Sp} = f_{ZF1} - 2f_{ZF2}$$

должна принадлежать области подавления сигнала этим фильтром. Чтобы предотвратить обратное распространение частоты второго гетеродина

$$f_{LO2} = f_{ZF1} - f_{ZF2},$$

она должна принадлежать той же области подавления. Отсюда для добротности фильтра находим:

$$Q_{ZF1} \sim \frac{f_{ZF1}}{f_{ZF2}}.$$

После преобразования во вторую промежуточную частоту смесителем М2 требуемый канал отфильтровывается фильтром ПЧ2, который действует в качестве канального.

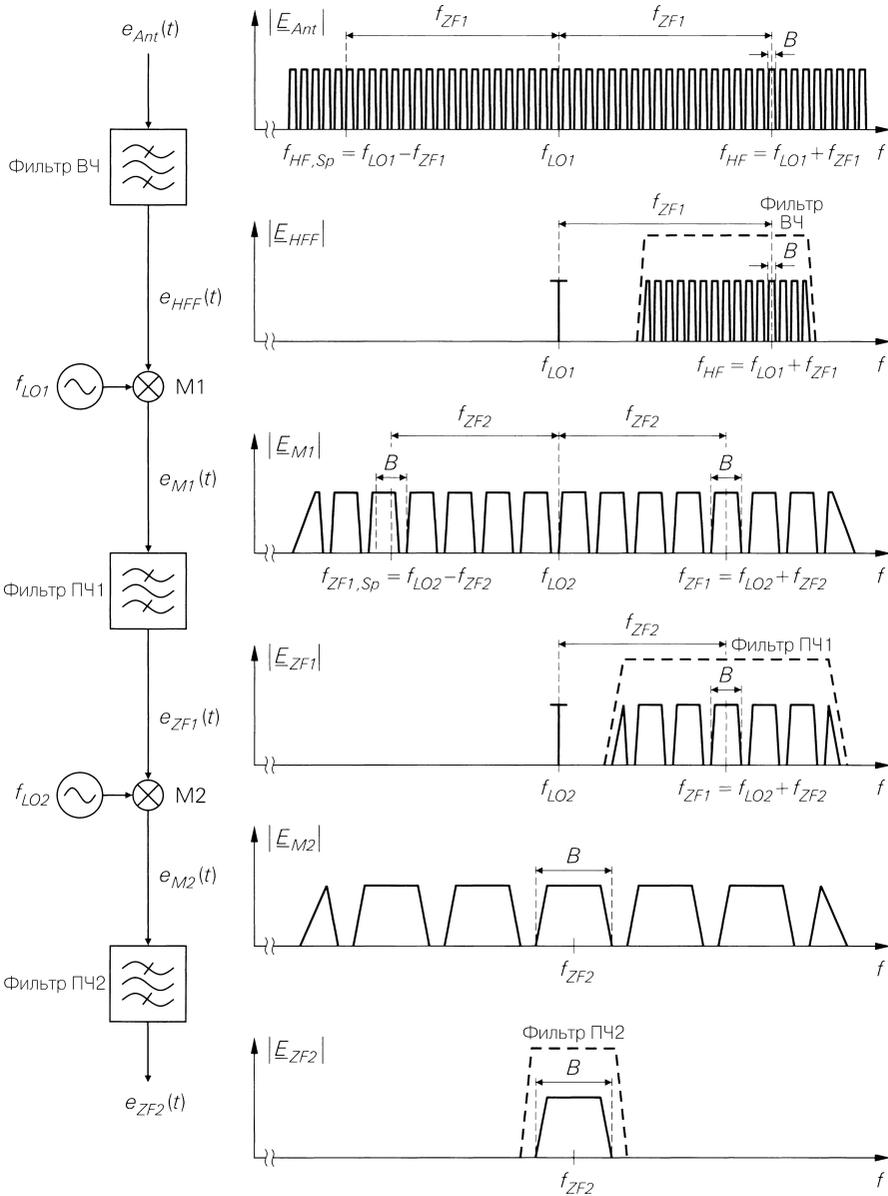


Рис. 25.13. Амплитудные спектры сигналов супергетеродинного приемника с двойным преобразованием частоты

Один или оба смесителя могут функционировать в обратном частотном порядке, если частоты $f_{LO1} - f_{ZF1}$ и $f_{LO2} - f_{ZF2}$, лежащие ниже частот гетеродина, рассматривать как принимаемые частоты. В этом случае фильтр ВЧ подавляет зеркальную частоту $f_{HF,Sp} = f_{LO1} + f_{ZF1}$, а фильтр ПЧ1 – зеркальную частоту $f_{ZF1,Sp} = f_{LO2} + f_{ZF2}$. Если же в обрат-

ном порядке работает только один смеситель, последовательность частот оказывается инвертированной в силу $f_{ZF1} = f_{LO1} - f_{HF}$ и $f_{ZF2} = f_{LO2} - f_{ZF1}$. Это должно учитываться в детекторе или компенсироваться обратным порядком частот в передатчике. Если оба смесителя функционируют в обратном порядке, приемник как единое целое работает в прямом режиме.

Преимущество супергетеродинных приемников с двойным преобразованием частоты состоит в том, что добротность фильтра требуемого канала можно распределять между фильтрами ПЧ

$$Q_{ZF} \sim \frac{f_{ZF1}}{B} = \frac{f_{ZF1}}{f_{ZF2}} \frac{f_{ZF2}}{B} \sim Q_{ZF1} Q_{ZF2},$$

тогда как в приемнике с однократным преобразованием требуемая добротность обеспечивается единственным фильтром ПЧ. Необходимость в распределении добротности всегда возникает при очень высоких принимаемых частотах f_{HF} , так что для ограничения добротности фильтра ВЧ нужна высокая первая промежуточная частота, иначе частотная полоса B принимаемого сигнала должна быть очень узкой.

Генерация сигнала гетеродина

Сигнал гетеродина необходимой частоты получают с помощью ФАПЧ, имеющего опорный кварцевый генератор, о чем подробнее говорилось при описании передатчиков (рис. 25.7). В приемниках с перестраиваемой частотой приема для соответствующей подстройки частоты первого гетеродина изменяется коэффициент деления в системе ФАПЧ.

25.2.3

Регулировка коэффициента усиления

Для регулировки коэффициента усиления применяют усилитель с регулируемым усилением (variable gain amplifier – VGA) и измеритель амплитуды. Упрощенный вариант показан на рис. 25.14а. Усилитель VGA формирует напряжение

$$u_a(t) = A(U_R)u_e(t) \Rightarrow \hat{u}_a = |A(U_R)|\hat{u}_e, \quad (25.1)$$

используя изменяемый коэффициент усиления $A(U_R)$ и регулирующее напряжение U_R . Амплитуду обычно измеряют с помощью пикового выпрямителя, выходной сигнал которого сравнивается с заданным значением. Регулирующее напряжение U_R получают из их разности с помощью интегрирующего звена. На рис. 25.14б показана эквивалентная схема устройства регулировки усиления, выполненная по образцу схем автоматического регулирования.

Характеристики регулирования

В стационарном состоянии (рабочая точка A) имеем $\hat{u}_a = \hat{u}_{soll}$ и $U_R = U_{R,A}$ при

$$|A(U_{R,A})| = \hat{u}_{soll} / \hat{u}_e.$$

Для исследования динамической характеристики линеаризируем (25.1) в рабочей точке:

$$d\hat{u}_a = \left(\hat{u}_e \frac{d|A|}{dU_R} \right) \Big|_A dU_R + |A(U_{R,A})| \Big|_A d\hat{u}_e = \underbrace{\hat{u}_{e,A} \frac{d|A|}{dU_R} \Big|_A}_{k_R} dU_R + \underbrace{|A(U_{R,A})| \Big|_A}_{k_F} d\hat{u}_e. \quad (25.2)$$

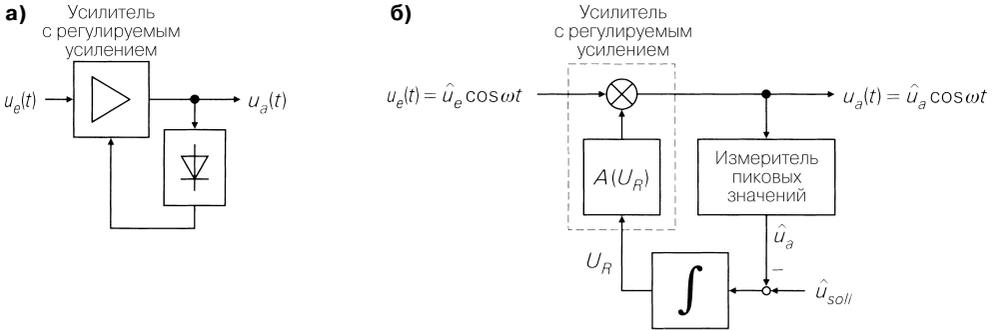


Рис. 25.14. Регулировка коэффициента усиления: **а** – упрощенный вариант; **б** – эквивалентная схема устройств регулирования коэффициента усиления

Используя множители k_R и k_F и преобразование Лапласа

$$U_e(s) = \mathcal{L}\{d\hat{u}_e\}, \quad U_a(s) = \mathcal{L}\{d\hat{u}_a\}, \quad U_R(s) = \mathcal{L}\{dU_R\},$$

получим линейную модель регулировки усиления, показанную на рис. 25.15, с передаточной функцией:

$$H_R(s) = \frac{U_a(s)}{U_e(s)} = k_F \frac{sT_I / k_R}{1 + sT_I / k_R} \stackrel{T_R = T_I / k_R}{=} k_F \frac{sT_R}{1 + sT_R},$$

где T_I – постоянная времени интегрирующего звена и T_R – суммарная постоянная времени контура регулирования. В результате имеем фильтр верхних частот с усилением k_F и граничной частотой по уровню -3 дБ:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi T_R} = \frac{k_R}{2\pi T_I} = \frac{\hat{u}_{e,A}}{2\pi T_I} \frac{d|A|}{dU_R} \Big|_A. \tag{25.3}$$

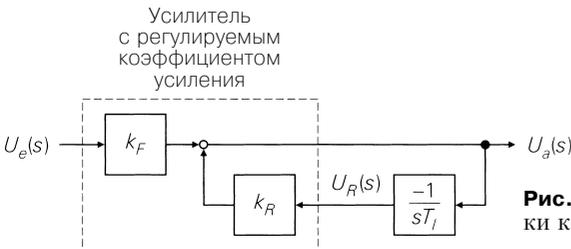


Рис. 25.15. Линейная модель регулировки коэффициента усиления

Амплитудно-частотная характеристика устройства регулирования коэффициента усиления показана на рис. 25.16. Флуктуации амплитуды входного сигнала, частота изменения которой ниже граничной, подавляются тем сильнее, чем ниже частота, тогда как изменения с частотами выше граничной усиливаются с коэффициентом усиления $k_F = |A(U_{R,A})|$. Во избежание искажений полезного сигнала граничная частота должна быть меньше нижней граничной частоты амплитудной модуляции, содержащейся в полезном сигнале.

Согласно (25.3) граничная частота пропорциональна входной амплитуде \hat{u}_e и производной от характеристики усиления $|A(U_R)|$. Чтобы обеспечить независимость граничной частоты от рабочей точки, должно выполняться соотношение

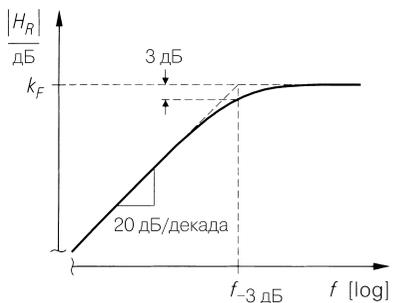


Рис. 25.16. Амплитудно-частотная характеристика регулятора коэффициента усиления

$$k_R = \hat{u}_e \frac{d|A|}{dU_R} = \frac{\hat{u}_{soll}}{|A(U_R)|} \frac{d|A|}{dU_R} = \text{const.}$$

Отсюда следует:

$$\frac{d|A|}{dU_R} = \frac{k_R}{\hat{u}_{soll}} |A(U_R)| \Rightarrow |A(U_R)| = A_0 e^{\frac{k_R U_R}{\hat{u}_{soll}}}. \tag{25.4}$$

Поэтому характеристика регулируемого усилителя должна быть экспоненциальной. На практике коэффициент усиления выражается в децибелах, то есть логарифмически, благодаря чему приходим к линейной зависимости:

$$A(U_R) \text{ [дБ]} = A_0 \text{ [дБ]} + (k_R U_R / \hat{u}_{soll}) \times 8,68 \text{ дБ.}$$

Усилитель с регулируемым усилением

Имеется много схемотехнических идей по реализации усилителя с регулируемым коэффициентом усилением. В интегральных схемах применяются практически только такие усилители (variable gain amplifier – VGA) вместе с дифференциальными усилителями по типу, представленному на рис. 25.17, для распределения установленного

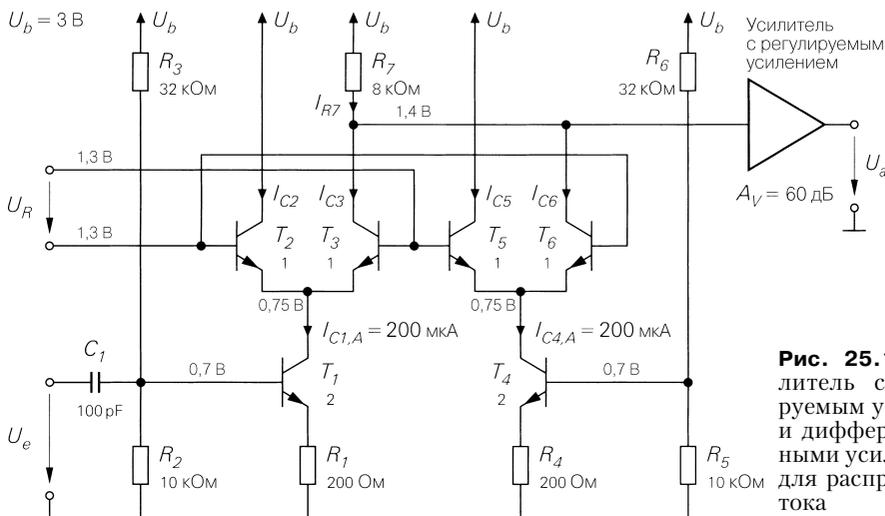


Рис. 25.17. Усилитель с регулируемым усилением и дифференциальными усилителями для распределения тока

тока. Такой усилитель обеспечивает диапазон регулирования около 60 дБ и обладает необходимой экспоненциальной характеристикой.

Усилитель состоит из схемы с общим эмиттером, охваченной обратной связью по току (T_1, R_1), и дифференциального усилителя (T_2, T_3). Ток покоя устанавливается резисторами R_2 и R_3 , а R_7 является резистором нагрузки. Выходной ток

$$I_{C1}(t) = I_{C1,A} + i_{C1}(t) = I_{C1,A} + \frac{S_1}{1 + S_1 R_1} u_e(t)$$

схемы с общим эмиттером распределяется дифференциальным усилителем между нагрузочным резистором и источником напряжения питания. При этом согласно (4.61) имеет место:

$$I_{C3} = \frac{I_{C1}}{2} \left(1 + th \frac{U_R}{2U_T} \right) = \frac{I_{C1}}{1 + e^{-\frac{U_R}{U_T}}},$$

где ток I_{C1} соответствует току покоя $2I_0$ дифференциального усилителя. Для малосигнального выходного напряжения с учетом последующего усилителя с коэффициентом усиления A_V отсюда следует:

$$u_a(t) = -A_V i_{C3}(t) R_7 = -\frac{A_V i_{C1}(t) R_7}{1 + e^{-\frac{U_R}{U_T}}} = -\frac{A_V S_1 R_7}{1 + S_1 R_1} \frac{u_e(t)}{1 + e^{-\frac{U_R}{U_T}}}.$$

Диапазоном регулирования является область $U_R < -2U_T$. Здесь допустимо пренебречь единичной константой по сравнению с экспоненциальной функцией и получить требуемую экспоненциальную характеристику усиления:

$$u_a(t) \approx -\frac{A_V S_1 R_7}{1 + S_1 R_1} e^{\frac{U_R}{U_T}} u_e(t) \Rightarrow A(U_R) \approx -\frac{A_V S_1 R_7}{1 + S_1 R_1} e^{\frac{U_R}{U_T}}. \quad (25.5)$$

Амплитудная характеристика усилителя с регулируемым усилением, построенного по схеме на рис. 25.17 для сигнала с частотой 3 МГц, показана на рис. 25.18. Диапазон регулирования охватывает 60 дБ при крутизне 0,33 дБ/мВ. Он ограничивается сверху отклонением от экспоненциальности, а снизу – затуханием в полосе непрозрачности. Последнее зависит от паразитных емкостей и ухудшается с ростом частоты. На рис. 25.19 показана частотная характеристика усиления от регулирующего напряжения. На частотах выше 10 МГц уменьшение коэффициента усиления составляет 20 дБ на декаду, что приводит к сокращению области регулирования. Вместе с тем

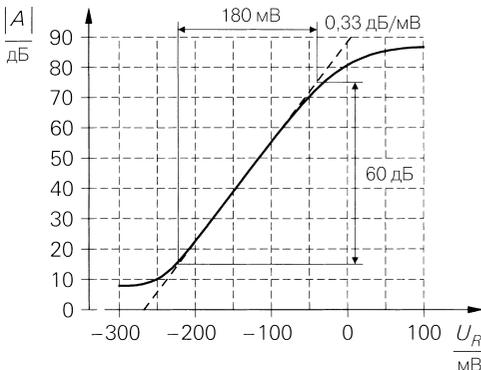


Рис. 25.18. Характеристика усилителя ($f = 3$ МГц)

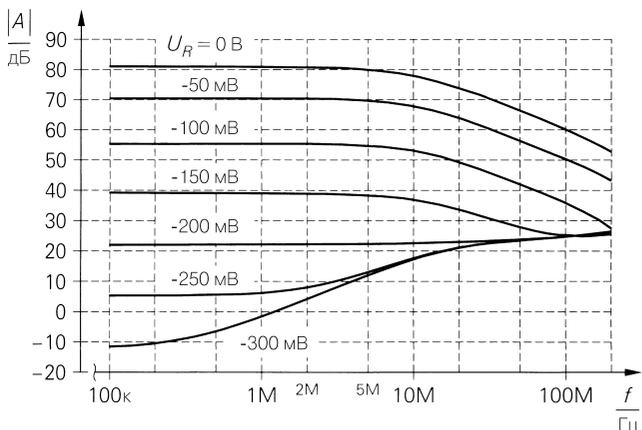


Рис. 25.19. Частотная характеристика усилителя

в этом интервале минимальное усиление возрастает на 25 дБ из-за понижения затухания в полосе непрозрачности усилителя.

Распределение тока приводит к изменениям постоянного напряжения на выходе дифференциального усилителя, вследствие чего усложняется гальваническая связь с последующим усилителем. Эти изменения напряжения компенсируются, если параллельно включить второй дифференциальный усилитель ($T_4...T_6, R_4...R_6$) с тем же током покоя и с управлением противоположного знака. Тогда имеем

$$I_{R7,A} = I_{C3,A} + I_{C6,A} = I_{C1,A} = I_{C4,A'}$$

благодаря чему напряжение постоянного тока остается неизменным.

Для расчета контура управления в соответствии с (25.3) необходим коэффициент k_R . Сравнение (25.4) и (25.5) приводит к

$$k_R = \frac{\hat{u}_{soll}}{U_T}, \tag{25.6}$$

где \hat{u}_{soll} – требуемая амплитуда на выходе усилителя (см. рис. 25.14б). По значению \hat{u}_{soll} и граничной частоте $f_{-3дБ}$ рассчитывается постоянная времени T_1 интегрирующего звена:

$$T_1 = \frac{k_R}{2\pi f_{-3дБ}} = \frac{\hat{u}_{soll}}{2\pi f_{-3дБ} U_T}. \tag{25.7}$$

Устройство регулировки коэффициента усиления в приемнике

В приемнике прямого усиления, собранном по схеме на рис. 25.8а, усиление должно регулироваться на высокой частоте. Это неудобно, так как с ростом частоты сужается область регулирования, а частота сигнала высокой частоты является переменной. В супергетеродинном приемнике с одной ПЧ (см. рис. 25.8б) усиление регулируется на постоянной промежуточной частоте после фильтра ПЧ. Такое решение является вынужденным, так как в сигнале до фильтра ПЧ наряду с полезным каналом присутствуют все соседние каналы из области пропускания фильтра ВЧ.

Если в системах с переменным уровнем приема реальна угроза перегрузки последующих цепей схемы из-за слишком высокого уровня входного сигнала, приходится

дополнительно понижать коэффициент усиления предусилителя. Для этого служит переключение коэффициента усиления (см. рис. 25.12). Однако оно функционирует лишь при условии, что превышение уровня сигнала обусловлено полезным каналом, но не спасает, если перегрузка предусилителя вызывается соседними каналами.

Таким образом, оптимальное управление всеми компонентами возможно при условии, что каждый из усилителей является регулируемым и управляется по уровню на его собственном выходе. Тем самым обеспечивается максимальная чувствительность в требуемом канале независимо от уровней сигналов в соседних каналах. На практике столь сложная система регулировки усиления применяется лишь в исключительных случаях. Описанное здесь регулирование по уровню полезного сигнала оказывается достаточным для большинства приложений.

Определение уровня сигнала

Наряду с оценкой полезного сигнала, регулируемого по амплитуде, многим системам нужна информация о его уровне. Типовыми примерами являются УКВ вещание, при котором по уровню принимаемого сигнала автоматически переключаются режимы «моно» и «стерео», и мобильная связь, где сигнал мобильного прибора принимается несколькими центральными станциями, но связь устанавливается только с одной из них, обладающей максимальным уровнем входного сигнала.

Для определения уровня сигнала можно воспользоваться напряжением, управляющим усилением. Если характеристика регулируемого усилителя экспоненциальная, регулирующее напряжение U_R служит логарифмической мерой уровня принимаемого сигнала. С учетом (25.4) в установившемся режиме имеет место:

$$\hat{u}_{\text{сoll}} = |A(U_R)|\hat{u}_e = A_0\hat{u}_e e^{\frac{k_R U_R}{\hat{u}_{\text{сoll}}}} \Rightarrow U_R = \frac{\hat{u}_{\text{сoll}}}{k_R} \ln \left(\frac{\hat{u}_{\text{сoll}}}{A_0 \hat{u}_e} \right).$$

Для усилителя на рис. 25.17 с учетом (25.6) отсюда следует:

$$U_R = U_T \ln \left(\frac{\hat{u}_{\text{сoll}}}{A_0 \cdot 1 \text{ В}} \right) - U_T \ln \left(\frac{\hat{u}_e}{1 \text{ В}} \right).$$

При возрастании \hat{u}_e в 10 раз (20 дБ) U_R убывает на $U_T \ln 10 \approx 60$ мВ, и потому крутизна определения уровня сигнала составляет -3 мВ/дБ.

Недостаток такого несложного определения уровня состоит в том, что оно привязано к интервалу экспоненциальной характеристики и зависит от температуры. В интегральные схемы для радиоприемников обычно встраивают температурную компенсацию уровня сигнала с положительной крутизной. Такой сигнал называют индикатором уровня принимаемого сигнала (received signal strength indicator – RSSI).

Цифровая регулировка усиления

К граничной частоте регулировки усиления предъявляются противоречивые требования: с одной стороны, она должна быть предельно низкой, чтобы не пострадала амплитудная модуляция, имеющаяся в полезном сигнале, с другой стороны, она должна быть предельно высокой, чтобы стационарное состояние после переключения каналов устанавливалось как можно быстрее. Оптимизация заключается в переключе-

нии постоянной времени интегрирующей схемы: в стандартном режиме она велика, а граничная частота соответственно понижена. При значительном изменении уровня, например из-за переключения каналов, переходят к меньшей постоянной времени.

Более гибкое и удобное решение состоит в регулировании усиления цифровым способом (рис. 25.20). В этом случае микроконтроллер оценивает уровень сигнала RSSI последнего УПЧ и соответственно подстраивает коэффициенты усиления усилителей ВЧ и ПЧ. Здесь основной объем регулирования также должен выполняться перед последним УПЧ, так как все прочие усилители усиливают не только требуемый канал, но и соседние, уровень которых может оказаться относительно высоким и привести к перегрузке. Переключения трех входных усилителей на рис. 25.20 необязательны: на практике часто ограничиваются переключением лишь первого из них.

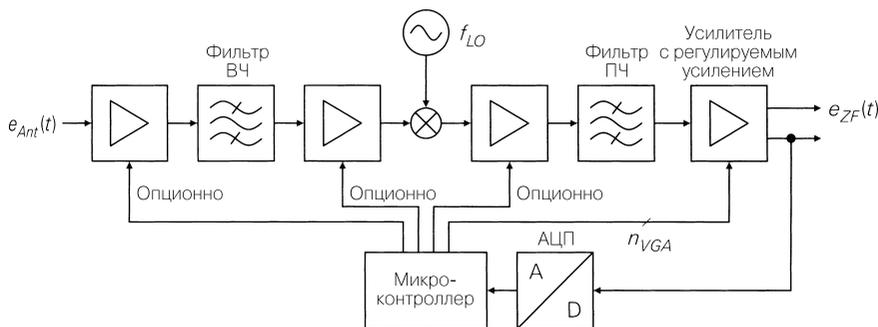


Рис. 25.20. Цифровая регулировка усиления

В большинстве случаев цифровая регулировка усиления осуществляется ступенчато по 2...4 дБ в соответствии с приращением коэффициента усиления последнего УПЧ, который задается с помощью двоичных управляющих слов (n разрядов VGA на рис. 25.20). Изменение коэффициента усиления реализуется либо путем переключений между отдельными ступенями усиления, либо включением программируемых аттенуаторных элементов между ступенями.

Микроконтроллер способен определять уровень принимаемого сигнала по уровню сигнала RSSI, усредненного за сравнительно краткий период, с учетом действительной величины коэффициента усиления и почти точно перепрограммировать все регулируемые усилители за один шаг, что существенно сокращает длительность переходного процесса. Вслед за предварительной установкой параметров продолжительность усреднения увеличивается настолько, чтобы можно было минимизировать погрешность вариаций амплитуды на частотах, меньших нижней граничной частоты амплитудной модуляции полезного сигнала. На практике установка коэффициента усиления центральным микроконтроллером выполняется для управления системой в целом, что существенно упрощает согласование процесса регулировки с предыдущими рабочими состояниями (прием в стандартных условиях, переключение каналов, настройка на передатчик и т.д.).

25.2.4

Динамический диапазон радиоприемника

Динамический диапазон приемника равен разности между максимальным и минимальным уровнями принимаемого сигнала. Максимальный уровень приема задается наибольшими допустимыми интермодуляционными искажениями и зависит от точки пересечения графиков линейных функций интермодуляционной и требуемой выходных мощностей (точка перехвата) приемника. Минимальный уровень определяется минимальным отношением сигнал–шум на входе детектора и зависит от коэффициента шума приемника. В свою очередь, точка перехвата и коэффициент шума приемника зависят от точек перехвата, коэффициентов шума и коэффициентов усиления отдельных компонентов. Поэтому при проектировании приемника важно выбрать компоненты с подходящими параметрами. С одной стороны, эффективность обработки сигналов ограничивается слабейшим звеном цепочки, а с другой – компоненты с избыточными параметрами либо дороги, либо расточительны по ресурсам, поэтому при выборе компонентов обеспечить оптимальный результат может только взвешенный подход.

Перейдем к расчету динамического диапазона приемника на рис. 25.21. Пусть информация принимается в диапазоне 434 МГц по каналам с шириной полосы $B = 200$ кГц и межканальным промежутком $K = 250$ кГц. Воспользуемся радиоприемником с одной промежуточной частотой $f_{ZF} = 70$ МГц. В высокочастотной части применяется пара одинаковых УВЧ с коэффициентом усиления $A = 12$ дБ, причем УВЧ1 соответствует предусилителю, показанному на рис. 25.8а. Между усилителями ВЧ включен соответствующий фильтр для подавления зеркальной частоты

$$f_{HF,Sp} = f_{HF} - 2f_{ZF} = 434 - 2 \times 70 = 294 \text{ МГц.}$$

Этот фильтр выполнен в виде двухконтурного полосового фильтра и характеризуется затуханием 6 дБ ($A = -6$ дБ). Для настройки на уровень принимаемого сигнала используется переключение коэффициента усиления посредством программируемого аттенюатора, ослабляющего сигнал от 1 до 25 дБ ($A_1 = -1$ дБ, $A_2 = -25$ дБ). При этом надо учитывать, что коэффициенты шума пассивного реактивного фильтра и звена аттенюатора эквивалентны соответствующему ослаблению мощности [25.1]. В качестве смесителя применен диодный смеситель с потерями преобразования 7 дБ ($A = -7$ дБ) и таким же коэффициентом шума 7 дБ. На промежуточной частоте используются два последовательных усилителя ПЧ с коэффициентом усиления $A = 25$, а между ними включен фильтр промежуточной частоты в виде фильтра ПАВ с максимумом коэффициента передачи на частоте 70 МГц и шириной полосы 200 кГц. Затухание составляет 24 дБ ($A = -24$ дБ). Регулируемый усилитель ПЧ за фильтром поддерживает постоянный уровень сигнала величиной 0 дБ ($u_{eff} = 224$ мВ) для следующего после фильтра детектора. Его основой служит усилитель (см. рис. 25.17) с типовым повышенным коэффициентом шума 20 дБ.

Уровень 0 дБ соответствует мощности 1 мВт на резисторе с сопротивлением 50 Ом:

$$P = \frac{u_{eff}^2}{50 \text{ Ом}} = 1 \text{ мВт} \Rightarrow u_{eff} = 223,6 \text{ мВ} \Rightarrow u_{eff} [\text{дБм}] = 20 \lg \frac{u_{eff} [\text{В}]}{0,2236 \text{ В}}.$$

Коэффициент шума радиоприемника

При расчете коэффициента шума F_e приемника предполагается, что все блоки работают в режиме согласования и заданные коэффициенты усиления в децибелах соответствуют доступным коэффициентам усиления мощности G_A .

Тогда имеем

$$G_A \text{ [дБ]} = A \text{ [дБ]} \Rightarrow G_A = |A|^2,$$

что позволяет рассчитать коэффициент шума с помощью (4.201):

$$F_e = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1}G_{A2}} + \dots \stackrel{(4.199)}{=} 1 + F_{Z1} + \frac{F_{Z2}}{|A_1|^2} + \frac{F_{Z3}}{|A_1A_2|^2} + \dots$$

где $F_Z = F - 1$ – дополнительный коэффициент шума, вносимый соответствующим блоком. На рис. 25.21 коэффициенты шума блоков выражены в децибелах. При

$$F_Z = 10^{\frac{F \text{ [дБ]}}{10}} - 1.$$

Отсюда следуют дополнительные коэффициенты шума, приведенные в табличной части рис. 25.21. Дополнительные коэффициенты шума связаны с коэффициентом усиления мощности от входа приемника до входа соответствующего блока ($\Pi|A|^2$), что позволяет пересчитывать дополнительные коэффициенты шума на вход приемника:

$$F_Z^{(e)} = \frac{F_Z}{\Pi|A|^2}.$$

Сложив их, найдем дополнительный коэффициент шума и коэффициент шума приемника:

$$F_{Z,e} = \sum F_Z^{(e)} \Rightarrow F_e = F_{Z,e} + 1.$$

Для приемника на рис. 25.21 имеет место $F_{Z,e} \approx 2$ и $F_e \approx 3$ (4,8 дБ).

Пересчитанные на вход дополнительные коэффициенты шума показывают, каков вклад того или иного блока в дополнительный коэффициент шума приемника. Отсюда ясно, какие компоненты следует изготовить с улучшенными шумовыми свойствами, чтобы снизить коэффициент шума до номинальной величины, а у каких компонентов они могут быть ухудшены без заметного превышения номинального коэффициента шума приемника в целом. В приемнике на рис. 25.21 преобладает вклад первого усилителя ВЧ, далее следует вклад второго усилителя ВЧ и ВЧ фильтра. Все же с практической точки зрения приемник следует считать сбалансированным, так как снижение коэффициентов шума усилителя ВЧ достижимо лишь ценой сравнительно крупных затрат. Компромисс между низким коэффициентом шума и высокой точкой перехвата следует искать, прежде всего, в первом усилителе ВЧ: для получения такой точки требуется обратная связь, которая, однако, приводит к повышению коэффициента шума.

Минимальный уровень принимаемого сигнала

Минимальный уровень приема $P_{e,min}$ определяется эффективной мощностью шумов $P_{r,e}$ на входе приемника и наименьшим отношением сигнал–шум $SNR_{e,min}$, необходимым для правильного детектирования принимаемого сигнала:

$$SNR_{e,min} = \frac{P_{e,min}}{P_{r,e}} \Rightarrow P_{e,min} = SNR_{e,min} P_{r,e}. \quad (25.8)$$

Минимальный уровень принимаемого сигнала называют также чувствительностью: более низкий уровень приема равнозначен более высокой (лучшей) чувствительности.

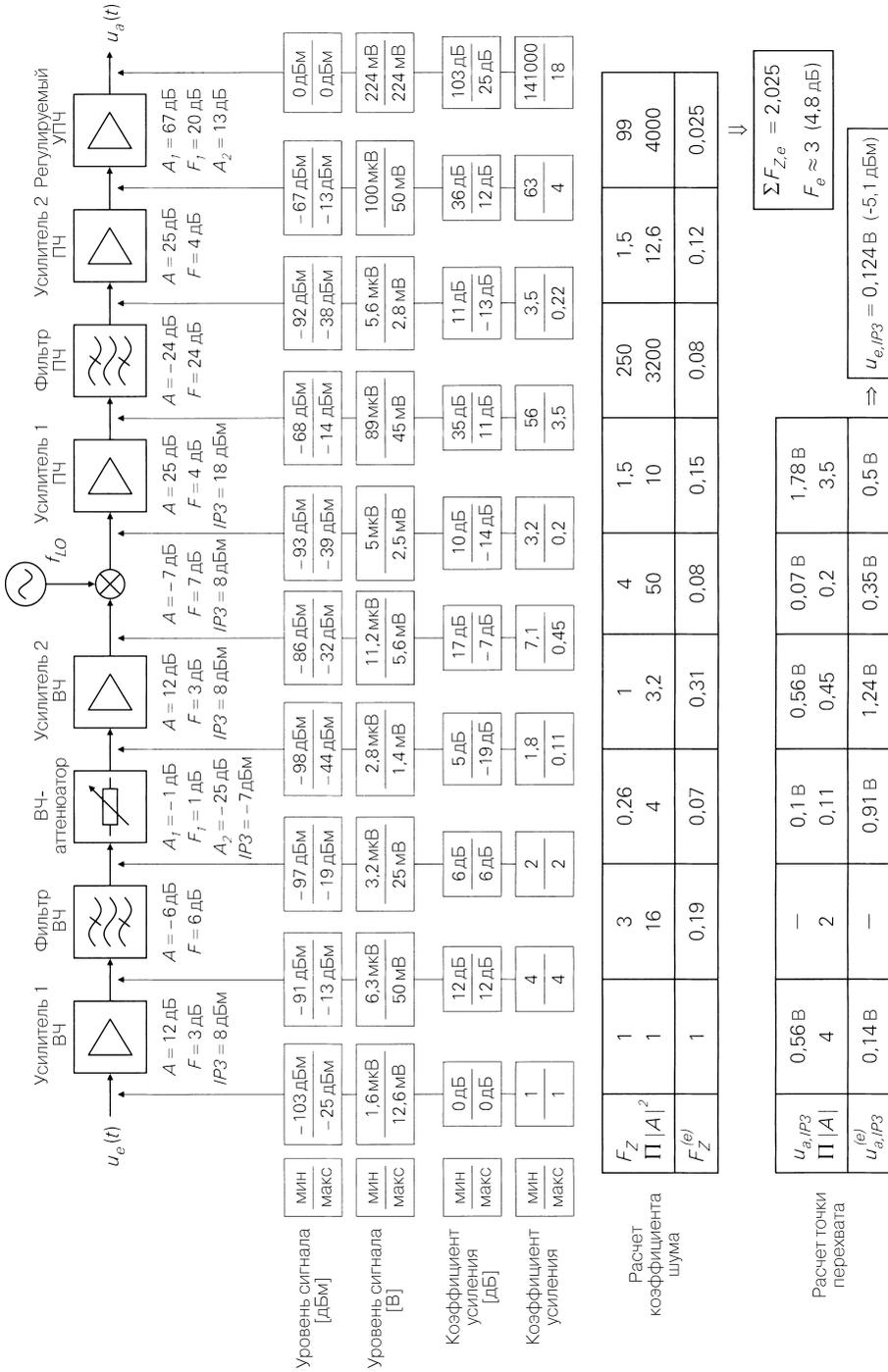


Рис. 25.21. Пример расчета динамического диапазона радиоприемника

Эффективная мощность шумов определяется спектральной плотностью тепловых шумов N_0 , шириной полосы B и коэффициентом шума приемника F_e :

$$P_{r,e} = N_0 B F_e = k T B F_e \stackrel{T=300\text{K}}{=} 4,14 \cdot 10^{-21} B F_e \frac{\text{Вт}}{\text{Гц}}. \quad (25.9)$$

Отсюда следует:

$$P_{r,e} [\text{дБм}] = -174 \text{ дБм} + 10 \text{ дБ} \times \lg \frac{B}{\text{Гц}} + F_e [\text{дБ}]. \quad (25.10)$$

Подставляя в (25.8), находим минимальный уровень приема:

$$P_{e,min} [\text{дБм}] = -174 \text{ дБм} + 10 \text{ дБ} \times \lg \frac{B}{\text{Гц}} + F_e [\text{дБ}] + SNR_{e,min} [\text{дБ}]. \quad (25.11)$$

Он зависит от ширины полосы, поэтому система с высокой скоростью передачи данных и, соответственно, с расширенной частотной полосой отличается более высоким минимальным уровнем по сравнению с системой, чья скорость передачи ниже, если сравнивать системы с одинаковым способом модуляции сигнала ($SNR_{e,min}$ равны) и приемники с равным коэффициентом шума. Десятикратное увеличение скорости передачи данных повышает минимальный уровень принимаемого сигнала на 10 дБ.

Приемник, показанный на рис. 25.21, рассчитан на прием сигнала с модуляцией типа QPSK при максимальной вероятности ошибки символа 10^{-6} . Согласно [25.2] для этого превышение по мощности должна составлять $E_b/N_0 = 13 \text{ дБ}$. Исходя из требуемого превышения, принятой тактовой частоты данных $f_D = 200 \text{ кГц}$ и ширины полосы $B = 200 \text{ кГц}$, с учетом (24.83) найдем необходимое отношение сигнал–шум:

$$SNR_{e,min} [\text{дБ}] = \left(\frac{E_b f_D}{N_0 B} \right) [\text{дБ}] = 13 \text{ дБ}.$$

Мы задаемся QPSK-системой с темпом передачи данных $r_D = 200 \text{ Кбит/с}$ и коэффициентом спада $r = 1$, откуда следуют тактовая частота данных $f_D = 200 \text{ кГц}$, тактовая частота символов $f_S = f_D/2 = 100 \text{ кГц}$ (по два бита на символ) и ширина полосы $B = (1+r)f_S = 200 \text{ кГц}$ согласно (24.84).

Подставляя в (25.11), при $B = 200 \text{ кГц}$ и $F_e \approx 5 \text{ дБ}$ получим минимальный уровень принимаемого сигнала:

$$P_{e,min} [\text{дБм}] = -174 \text{ дБм} + 53 \text{ дБ} + 5 \text{ дБ} + 13 \text{ дБ} = -103 \text{ дБм},$$

что соответствует эффективному значению 1,6 мкВт.

Максимальный уровень принимаемого сигнала

Максимальный уровень принимаемого сигнала зависит от допустимых интермодуляционных искажений, причем преобладает интермодуляция 3-го порядка (IM3), описываемая интермодуляционным промежутком IM3. Характеристикой служит точка перехвата IP3. Зависимости между ними уже описывались в разделе 4.2.3, где для графического представления были применены амплитуды синусоидального сигнала (например, \hat{u}_g). В технике связи предпочитают пользоваться оценками уровня в дБм или соответствующими эффективными значениями. Однако это не затрагивает интермодуляционный промежуток IM3. Из (4.184) следует:

$$IM3 \approx \left(\frac{\hat{u}_{e,IP3}}{\hat{u}_e} \right)^2 = \left(\frac{u_{e,IP3}}{u_e} \right)^2, \quad (25.12)$$

где $u_{e,IP3}$ и u_e являются эффективными значениями и $\hat{u}_{e,IP3} = \sqrt{2}u_{e,IP3}$ и $\hat{u}_e = \sqrt{2}u_e$ – амплитудами точки перехвата $IP3$ и входного сигнала, соответственно приведенными к входу приемника. На практике интермодуляционный промежуток выражают в децибелах, а эффективные значения точки перехвата и входного сигнала – в дБ относительно уровня 1 мВ (дБм). Тогда

$$IM3 \text{ [дБ]} \approx 2(u_{e,IP3} \text{ [дБм]} - u_e \text{ [дБм]}). \quad (25.13)$$

Точка перехвата определяется посредством двутонального сигнала. Для него же выполняются выражения (25.12) и (25.13) для интермодуляционных промежутков. Однако приемник воспринимает весьма сложный сигнал, состоящий из полезного сигнала и сигналов смежных каналов. В этом случае невозможно указать единственный интермодуляционный промежуток. Поэтому на практике двутональный интермодуляционный промежуток используют в качестве эквивалентной характеристики, позволяющей определять допустимую нелинейность для двух соседних каналов с одинаковым уровнем и рассчитывать соответствующие двутональные интермодуляционный промежуток и точку перехвата. Не вдаваясь в дальнейшие подробности, примем, что нам заранее известен требуемый двутональный интермодуляционный промежуток.

Точка перехвата приемника $u_{e,IP3}$ определяется по точкам перехвата блоков, причем учитываются только те из них, которые включены до последнего фильтра ПЧ, так как после него все соседние каналы оказываются подавленными. На рис. 25.21 выходные точки перехвата компонентов выражены в дБм, откуда получают эффективные значения $u_{a,IP3}$, приведенные внизу табличной части рис. 25.21. Они пересчитываются на вход приемника с использованием соответствующих коэффициентов усиления ($|A|$) на участках от входа приемника до выхода того или иного блока:

$$u_{a,IP3}^{(e)} = \frac{u_{a,IP3}}{|A|}.$$

Как показано в разделе 4.2.3, точки перехвата третьего порядка последовательной цепи должны суммироваться как обратноквадратичные слагаемые:

$$\frac{1}{u_{e,IP3}^2} = \sum \frac{1}{u_{a,IP3}^{(e)2}}.$$

Для приемника (см. рис. 25.21) получим $u_{e,IP3} = 0,124 \text{ В}$ ($-5,1 \text{ дБм}$). В случае QPSK обычно используется интермодуляционный промежуток $IM3 \approx 10000$ (40 дБ). С учетом (25.13) отсюда следует максимальный уровень приема:

$$\begin{aligned} P_{e,max} \text{ [дБм]} &= u_e \text{ [дБм]} = u_{e,IP3} \text{ [дБм]} - IM3/2 \text{ дБ} = \\ &= -5,1 \text{ дБм} - 40 \text{ дБ}/2 \approx -25 \text{ дБм}, \end{aligned}$$

что соответствует эффективному значению 12,6 мВ.

Точки перехвата, принадлежащие блокам и пересчитанные на вход, показывают вклад блоков в точку перехвата приемника, причем меньшее значение хуже, чем большее. У приемника (см. рис. 25.21) преобладает вклад первого УВЧ. Его вклад становится еще весомее из-за обратноквадратичного суммирования. Доминирование точки перехвата первого УВЧ типично для приемников. Однако улучшить ситуацию в этом месте схемы удастся только ценой значительных затрат или за счет ухудшения коэффициента шума или экономичности.

Динамический диапазон

По минимальному и максимальному уровням принимаемого сигнала находят максимальный динамический диапазон радиоприемника:

$$D_{max} \text{ [дБ]} = P_{e,max} \text{ [дБм]} - P_{e,min} \text{ дБм.} \quad (25.14)$$

Для рассматриваемого приемника (см. рис. 25.21) получаем

$$D_{max} = -25 \text{ дБм} - (-103 \text{ дБм}) = 78 \text{ дБ.}$$

Предельные уровни выражаются в децибелах от уровня 1 мВ или в вольтах. При этом следует иметь в виду, что эти уровни относятся только к составляющей принимаемого полезного сигнала, тогда как суммарные уровни могут быть намного больше, если имеются соседние каналы с более высокими уровнями сигналов. Лишь после последнего фильтра ПЧ уровень полезного сигнала совпадает с суммарным благодаря подавлению всех смежных каналов.

Доступный динамический диапазон зависит от уровней сигналов соседних каналов и бывает гораздо уже максимального динамического диапазона. Обратимся к ситуации, когда приемник на рис. 25.21 принимает соседний канал с максимальным уровнем $P_{e,max} = -25$ дБм. В этом случае возникают интермодуляционные искажения, частично проникающие в принимаемый канал и вызывающие в нем шумоподобные помехи, уровень которых заметно превышает уровень тепловых шумов. Поэтому для поддержания требуемого отношения сигнал–шум уровень полезного сигнала должен быть во столько же раз выше минимального уровня приема $P_{e,min} = -103$ дБм. Такое ухудшение чувствительности особенно сильно сказывается на работе радиовещательных приемников и не позволяет принимать сигнал слабого передатчика, соседствующего с сильным. Аналогичные трудности приходится преодолевать и на центральных станциях мобильной связи, которые принимают сигналы множества мобильных устройств с самым различным уровнем. Сами устройства страдают от этого незначительно, так как в обычных условиях они связываются с центральной станцией с максимальным уровнем приема. Блокировка одного мобильного устройства другими, находящимися от него в непосредственной близости, не происходит, так как для связи устройства со станцией (восходящее соединение) используется иной частотный интервал, нежели для связи станции с мобильными устройствами (нисходящее соединение), что можно увидеть в табл. 24.6. Разделение восходящего и нисходящего частотных интервалов осуществляется с помощью дуплексера, состоящего из двух полосовых фильтров. Это показано на примере мобильного устройства стандарта GSM900 на рис. 25.22. Интервалы разделены частотным промежутком, который служит переходной зоной для полосовых фильтров дуплексера. Недостаток такого решения состоит в том, что наличие дуплексера приводит к росту коэффициента шума на величину затухания мощности D_D :

$$F'_e \stackrel{(4.201)}{=} F_D + \frac{F_e - 1}{G_{A,D}} \stackrel{F_D=1/G_{A,D}=D_D}{=} D_D + D_D(F_e - 1) = D_D F_e,$$

где F_e – коэффициент шума приемника без дуплексера. Отсюда следует:

$$F'_e \text{ [дБ]} = D_D \text{ [дБ]} + F_e \text{ [дБ]}.$$

У типового дуплексера $D_D \approx 3..4$ дБ, что в случае его применения приводит к сокращению максимального динамического диапазона в D_D раз. С другой стороны, доступный динамический диапазон существенно возрастает, если устройство функционирует вблизи других мобильных приборов, так как посылаемые ими сравнительно сильные сигналы уже не могут проникать в приемник.

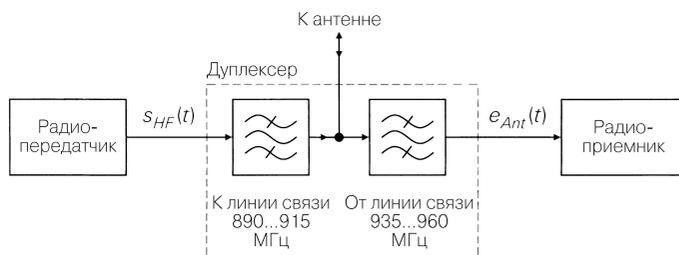


Рис. 25.22. Разделение частотных интервалов восходящего и нисходящего соединений с помощью дуплекера на примере мобильного устройства по стандарту GSM900

Доступный динамический диапазон также зависит от затухания в полосе режекции фильтров ВЧ и ПЧ. Если, например, последний фильтр ПЧ характеризуется затуханием 50 дБ, а превышение уровня соседнего канала составляет также 50 дБ, уровни полезного и соседнего каналов на выходе фильтра равны. В таких условиях прием просто невозможен. Кроме того, доступный динамический диапазон зависит от положения зеркальной частоты и соответствующего ей уровня сигнала, которые определяются выбором промежуточных частот. По этим причинам при разработке радиоприемника приходится не только руководствоваться изложенными соображениями, но и учитывать массу дополнительных условий, связанных со спецификой его применения.

25.2.5 Приемники с цифровой модуляцией

В принципе, приемники с цифровой модуляцией строятся аналогично приемникам с аналоговой модуляцией. Разница лишь в детекторах: если при аналоговом детектировании сигнал промежуточной частоты обрабатывается непосредственно, то при цифровом происходит дополнительное преобразование частоты в синфазно-квадратурном смесителе с генерацией квадратурных составляющих $i(t)$ и $q(t)$, которые затем подаются на детектор.

Структура детектора для сигнала с цифровой модуляцией уже демонстрировалась на рис. 24.61. Он еще раз представлен на рис. 25.23а вместе с блоком регулировки усиления. Входным сигналом служит сигнал ПЧ $e_{ZF}(t)$ супергетеродинного приемника с одной или двумя промежуточными частотами (см. рис. 25.86 и 25.12). Этот сигнал соответствует сигналу несущей $s_r(t)$ на рис. 24.61. С помощью синфазно-квадратурного смесителя и двух ФНЧ из него получают квадратурные составляющие $i(t)$ и $q(t)$, которые подаются на вход детектора.

Фильтры НЧ по сравнению с приемником сигнала с аналоговой модуляцией после синфазно-квадратурного смесителя осуществляют дополнительную фильтрацию. По этой причине в приемнике с цифровым детектированием требуемый канал обычно выделяется не последним фильтром ПЧ, а фильтрами НЧ после синфазно-квадратурного смесителя. Поэтому на рис. 25.23а они названы канальными фильтрами. Благодаря этому приемник сигналов с цифровой модуляцией, даже если он использует одну промежуточную частоту, обладает теми же свойствами по фильтрации, что и приемник сигналов с аналоговой модуляцией и двойным преобразованием частоты. Соответствующие амплитудные спектры для синфазной составляющей показаны на рис. 25.24. Они в равной степени характеризуют квадратурную составляющую.

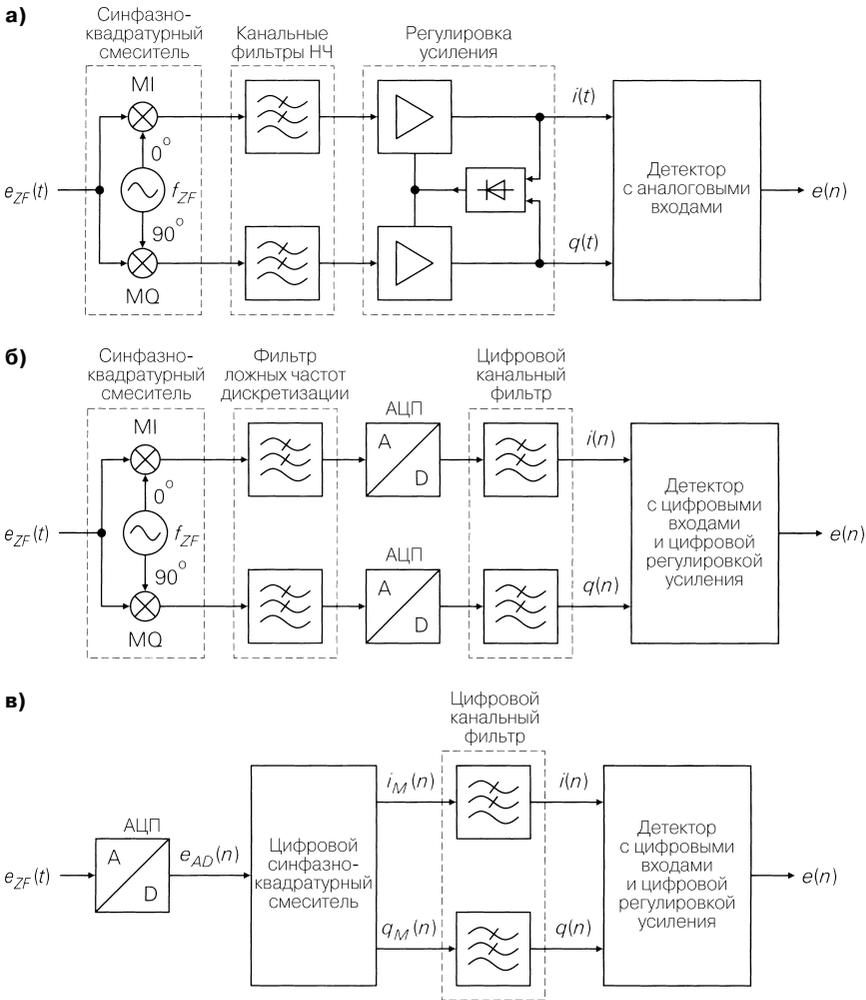


Рис. 25.23. Приемники сигналов с цифровой модуляцией (без ВЧ и ПЧ блоков): **а** – с аналоговым канальным фильтром и аналоговой регулировкой усиления; **б** – с цифровым канальным фильтром; **в** – с оцифровкой промежуточной частоты и канальным фильтром

Однако у канальной фильтрации после синфазно-квадратурного смесителя есть два недостатка:

- регулировка усиления возможна лишь после фильтров НЧ, и потому в сигнале ПЧ могут содержаться соседние каналы с заметно более высоким уровнем. Для регулирования требуются два усилителя с изменяемым коэффициентом усиления, которые должны довести среднее значение модуля

$$|e_B(t)| = \sqrt{i^2(t) + q^2(t)}$$

комплексного сигнала в исходной полосе частот $e_B(t) = i(t) + jq(t)$ до номинальной величины. Аналоговая реализация такой регулировки усиления слишком громоздка;

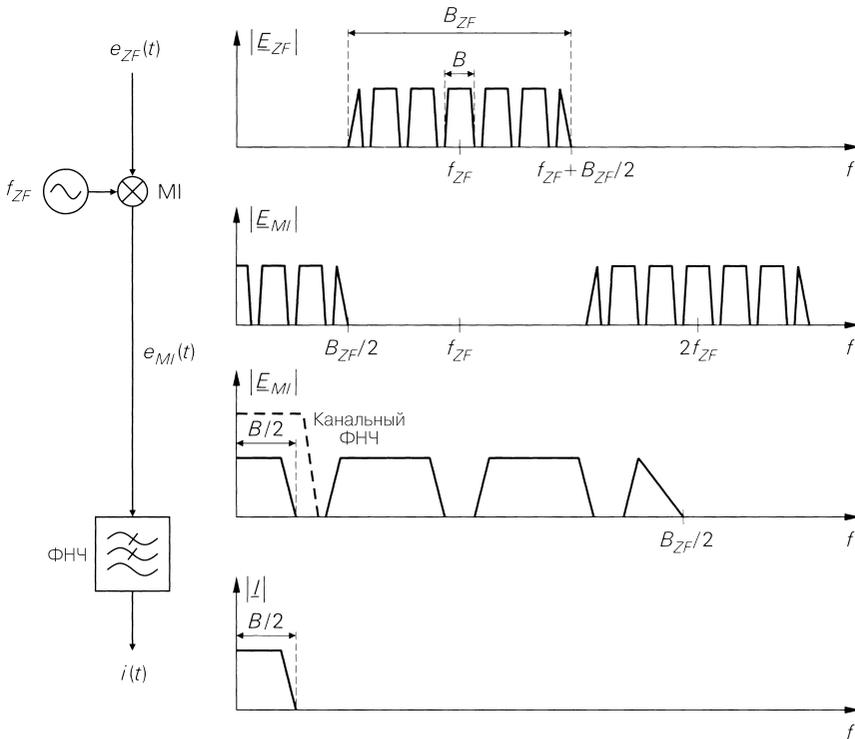


Рис. 25.24. Амплитудные спектры сигналов цифрового приемника с аналоговыми канальными фильтрами (только для синфазной составляющей; квадратурная составляющая аналогична)

- фильтры НЧ для канальной фильтрации должны иметь очень крутые спады частотной характеристики, так как частотные интервалы между полезным и соседним каналами очень малы. Вместе с тем групповое время задержки в полезном канале должно быть как можно более стабильным, так как цифровой метод модуляции весьма чувствителен к искажениям времени задержки. Имея дело с аналоговыми ФНЧ, крайне трудно удовлетворить этим требованиям.

В силу этих недостатков детектор с аналоговыми входами чаще всего применяют в сочетании с канальной фильтрацией и регулировкой коэффициента усиления по промежуточной частоте. Тогда фильтры НЧ, представленные на рис. 25.23а, используются только для подавления составляющей на удвоенной зеркальной частоте, а следовательно, отпадает регулировка усиления для i и q .

Приемники с цифровыми канальными фильтрами

Гораздо практичнее реализовать канальную фильтрацию на цифровых фильтрах и воспользоваться детектором с цифровыми входами (см. рис. 25.23б). С этой целью выходные сигналы синфазно-квадратурного смесителя фильтруют для устранения помех дискретизации и оцифровывают посредством двух АЦП. Цифровые канальные фильтры строят как линейно-фазовые фильтры КИХ, что позволяет устранить иска-

жения времени задержки. Регулировка коэффициента усиления организована в детекторе и согласуется с соответствующим способом модуляции. На рис. 25.25 показаны амплитудные спектры синфазной составляющей, которые в равной степени характеризуют и квадратурную составляющую.

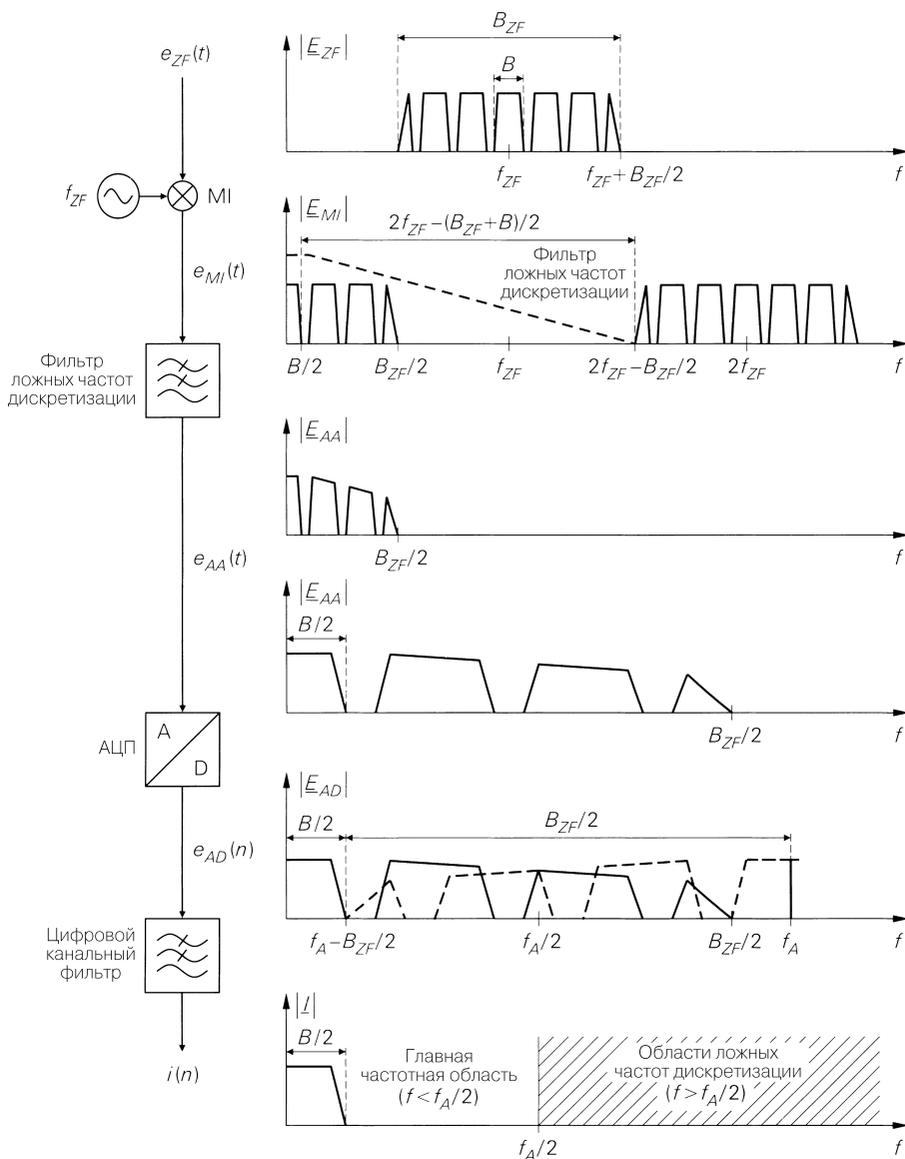


Рис. 25.25. Амплитудные спектры сигналов цифрового приемника с цифровыми канальными фильтрами

К фильтру для подавления помех дискретизации предъявляются сравнительно низкие требования, так как между полосой прозрачности и полосой подавления имеется частотный интервал $2f_{ZF} - (B_{ZF} + B)/2$. Обычно достаточно воспользоваться LC-фильтром второго или третьего порядка. На практике в выходном сигнале смесителя присутствуют ослабленные сигналы промежуточной частоты и гетеродина вследствие несимметричности и перекрестных искажений в смесителе. В большинстве случаев сигнал промежуточной частоты существенно ослаблен и как помеха не представляет угрозы. Сигнал гетеродина отличается гораздо более высоким уровнем, и поэтому должен быть дополнительно ослаблен, что делается одним из двух способов:

- к фильтру для подавления помех дискретизации добавляют режекторный фильтр, настроенной на подавление промежуточной частоты (рис. 25.26);
- частоту опроса АЦП выбирают так, чтобы интервал между промежуточной частотой и гармоникой частоты опроса превышал половину частотной полосы полезного сигнала ($= B/2$), и тогда промежуточная частота после опроса оказывается в области заграждения цифрового канального фильтра.

Оба способа могут использоваться совместно.

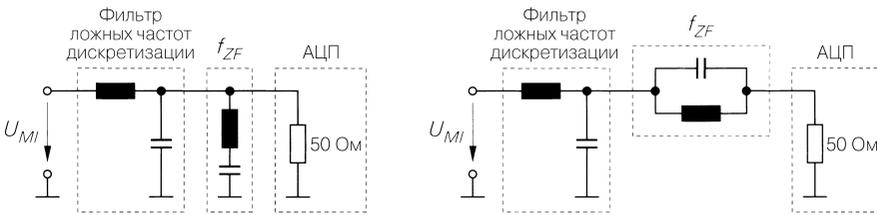


Рис. 25.26. Фильтр против помех дискретизации с добавлением режекторного фильтра промежуточной частоты для ослабления сигнала гетеродина

После фильтра подавления помех дискретизации верхняя граничная частота сигнала равна половине частотной полосы фильтра ПЧ ($= B_{ZF}/2$), что показано на рис. 25.25. Поэтому для аналого-цифрового преобразования без помех дискретизации частота опроса должна удовлетворять условию $f_A > B_{ZF}$. Поскольку следующий далее цифровой канальный фильтр подавляет все составляющие выше частотной полосы полезного сигнала ($= B/2$), в этом диапазоне нет необходимости бороться с помехой дискретизации, и потому для частоты опроса можно принять

$$f_A > \frac{B_{ZF} + B}{2}. \quad (25.15)$$

На рис. 25.25 представлен предельный случай минимальной частоты опроса, когда заштрихованные составляющие помехи дискретизации достигают границы полезного сигнала.

Сигнал ПЧ и сигналы после смесителя содержат еще несколько соседних каналов, и потому их суммарный уровень может заметно превосходить уровень полезного сигнала. Во избежание перегрузок АЦП к регулировке коэффициента усиления полезного сигнала, встроенной в детектор, необходимо добавить регулировку коэффициента усиления сигнала ПЧ. Именно для этого служит регулировка усиления в диапазоне ПЧ у супергетеродинных приемников, представленных схемами на рис. 25.86 и 25.12.

Динамический диапазон. Доступный динамический диапазон радиоприемника определяется разрешением АЦП. Покажем это на примере полезного канала мощностью P_K и соседнего канала мощностью P_{NK} . На рис. 25.27 представлен соответствующий спектр квадрата амплитуды на выходе АЦП. Мощности каналов равны площади под соответствующими зависимостями квадрата амплитуды.

Мощность сигнала $x(t)$ выражается через преобразование Фурье (двусторонний спектр) $X(f)$:

$$P_x = \int_{-\infty}^{+\infty} |X(f)|^2 df.$$

Эту зависимость называют уравнением Парсевяля. Мы же используем односторонние амплитудные спектры, в силу чего отпадают отрицательные частоты, а нижний предел интегрирования приравняется нулю.

$P_{r,Q}$ представляет собой мощность шумов квантования АЦП. Она равномерно распределена в интервале частот от нуля до половины частоты опроса. Пусть мощность в соседнем канале существенно выше мощности полезного канала. Тогда суммарная мощность приблизительно равна мощности соседнего канала:

$$P = P_K + P_{NK} + P_{r,Q} \stackrel{P_{NK} \gg P_K, P_{r,Q}}{\approx} P_{NK}.$$

Здесь $P_{r,Q}$ – мощность шумов квантования, $P_{r,K}$ – мощность полезного канала.

Идеальный АЦП, имеющий N разрядов при полной модуляции поддерживает отношение сигнал–шум:

$$SNR = \frac{3 \times 2^{2N}}{C^2} \Rightarrow SNR[\text{дБ}] = N \times 6 \text{ дБ} + 4,8 \text{ дБ} - C[\text{дБ}], \quad (25.16)$$

где

$$C = \frac{\text{Пиковое значение}}{\text{Эффективное значение}} = \frac{u_{\max}}{u_{\text{eff}}} \quad (25.17)$$

пик-фактор сигнала. Его значения изменяются от $C = 1$ (0 дБ) для прямоугольного сигнала до $C \approx 4$ (12 дБ) для шумоподобного сигнала.

Для синусоидального сигнала с $C = \sqrt{2}$ (3 дБ) согласно (25.16) находим зависимость $SNR = N \times 6 \text{ дБ} + 1,8 \text{ дБ}$, что отражено в (18.12).

Поэтому достижимое отношение сигнал–шум зависит от формы сигнала в соседнем канале. Мощность шумов квантования рассчитывается по суммарной мощности P и отношению сигнал–шум:

$$SNR = \frac{P}{P_{r,Q}} \Rightarrow P_{r,Q} = \frac{P}{SNR} = \frac{PC^2}{3 \times 2^{2N}}.$$

Отсюда находим долю

$$P_{r,K} = P_{r,Q} \frac{B}{f_A} = \frac{PC^2}{3 \times 2^{2N}} \frac{B}{f_A},$$

которая приходится на полезный канал (рис. 25.27). Для правильного детектирования полезного сигнала необходимо, чтобы отношение сигнал–шум SNR_K в полезном канале было выше, чем минимальное отношение сигнал–шум $SNR_{e,\min}$, присущее применяемому методу модуляции:

$$SNR_K = \frac{P_K}{P_{r,K}} > SNR_{e,\min}.$$

Отсюда для мощности сигнала в полезном канале следует

$$P > \frac{SNR_{e,\min} PC^2 B}{3 \times 2^{2N} f_A}, \quad (25.18)$$

а для допустимого отношения мощностей в соседнем и полезном каналах (доступного динамического диапазона):

$$\frac{P_{NK}}{P_K} \approx \frac{P}{P_K} < \frac{3 \times 2^{2N} f_A}{SNR_{e,\min} C^2 B}. \quad (25.19)$$

Значения $SNR_{e,\min}$, C и B задаются выбранным способом модуляции, и поэтому доступный динамический диапазон определяется, прежде всего, разрядностью АЦП N и частотой опроса f_A . В аудиоустройствах обычно пользуются повышенной частотой опроса ради лучшего отношения сигнал–шум (передискретизацией), однако это, как правило, невозможно в радиоприемниках из-за весьма высокой минимальной частоты опроса, поэтому для расширения динамического диапазона приходится повышать разрешение АЦП.

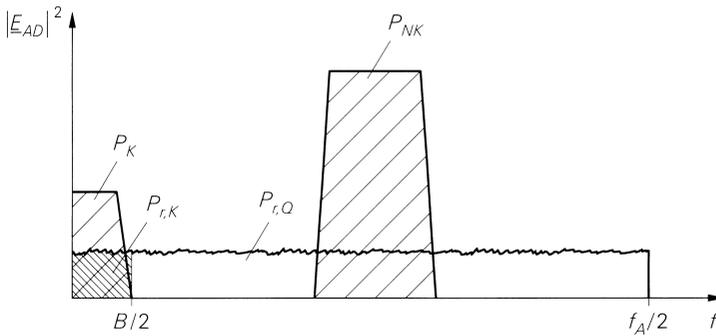


Рис. 25.27. Спектр квадрата амплитуды на выходе АЦП в случае полезного канала с мощностью P_K и соседнего канала с мощностью P_{NK}

В силу различных причин отношение сигнал–шум у реального АЦП хуже, чем у идеального, согласно (25.16). Поэтому на практике вместо разрядности N применяется эффективная разрядность $N_{eff} < N$, которая приводится в спецификациях. Во многих из них указывают не эффективную разрядность, а отношение сигнал–шум для синусоидального сигнала в зависимости от частот сигнала и опроса. В этом случае эффективная разрядность

$$N_{eff} = \frac{SNR[\text{дБ}] - 1,8 \text{ дБ}}{6 \text{ дБ}}. \quad (25.20)$$

Пример. Рассмотрим приемник для системы QPSK с темпом передачи данных $r_D = 200$ Кбит/с, коэффициентом спада $r = 1$ и шириной полосы $B = 200$ кГц. Ширина полосы последнего фильтра ПЧ должна составлять $B_{ZF} = 1$ МГц. Согласно (25.15) для частоты опроса должно выполняться условие

$$f_A > \frac{B_{ZF} + B}{2} = 600 \text{ кГц},$$

так что выберем $f_A = 800$ кГц. В случае QPSK при вероятности ошибок 10^{-6} требуется минимальное отношение сигнал–шум $SNR_{e,\min} = 20$ (13 дБ) [25.2]. При $r = 1$ пик-фактор $C \approx 1,25$ (2 дБ). Пусть далее динамический диапазон составляет $P_{NK}/P_K = 10^6$ (60 дБ). Вычисляя (25.19) относительно N , находим:

$$N = \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{P_{NK}}{P_K} \frac{SNR_{e,\min} C^2 B}{3 f_A} \right) = \frac{1}{2} \log_2 \left(10^6 \times 10,4 \cdot \frac{1}{4} \right) \approx 10,7.$$

Таким образом, требуется АЦП с эффективной разрядностью не ниже 10,7 бит при $f_A = 800$ кГц. Согласно (25.20) этому соответствует отношение сигнал–шум $SNR = 10,7 \times 6$ дБ + 1,8 дБ = 66 дБ в случае синусоидального сигнала. Фактически здесь требуется 12-разрядный АЦП.

Рассмотренный пример типичен для приемников с цифровыми канальными фильтрами, когда используются АЦП сравнительно высокого разрешения, хотя требуемое отношение сигнал–шум $SNR_{e,\min}$ в полезном канале невелико. Причина кроется в высоком уровне сигнала от соседних каналов.

Приемник с дискретизацией ПЧ и цифровыми канальными фильтрами

Если наряду с канальными фильтрами сделать цифровым еще и синфазно-квадратурный смеситель, получим приемник с дискретизацией ПЧ, показанный на рис. 25.23в, в котором оцифровывается даже сигнал промежуточной частоты. Как правило, ширина полосы B_{ZF} сигнала ПЧ существенно меньше самой ПЧ, что позволяет воспользоваться субдискретизацией, то есть выбрать частоту дискретизации меньше промежуточной частоты без ущерба от несоблюдения требования теоремы Котельникова $f_A > 2B_{ZF}$. Под влиянием дискретизации сигнал ПЧ преобразуется на пониженную частоту, что демонстрирует рис. 25.28 на примере дискретизации в первом, втором и третьем интервалах паразитных частот дискретизации по сравнению с опросом в основном интервале.

При дискретизации в основном интервале необходимо соблюдать теорему Котельникова в привычной форме – то есть верхняя граничная частота должна быть ниже половины частоты дискретизации:

$$f_g = f_{ZF} + \frac{B_{ZF}}{2} < f_A/2.$$

При субдискретизации в m -ом интервале паразитной частоты весь сигнал ПЧ должен принадлежать этому интервалу, для чего необходимо соблюдение условий на нижней границе:

$$f_{ZF} - \frac{B_{ZF}}{2} > m \frac{f_A}{2}$$

и на верхней:

$$f_{ZF} + \frac{B_{ZF}}{2} < (m+1) \frac{f_A}{2}.$$

Объединяя их, найдем общее условие для частоты дискретизации f_A :

$$\frac{2f_{ZF} + B_{ZF}}{m+1} < f_A < \frac{2f_{ZF} - B_{ZF}}{m} \text{ при } m \leq \frac{f_{ZF}}{B_{ZF}} - \frac{1}{2}. \quad (25.21)$$

Это условие справедливо только в случае цифровой обработки всего сигнала промежуточной частоты. Если ограничиться полезным каналом, можно смириться с помехами дискретизации, поскольку они его не затрагивают. Более подробно об этом будет сказано ниже.

При $m = 0$ указанное условие соблюдается также в основном частотном интервале, однако при этом отсекается верхняя граница. При подстановке максимально возмож-

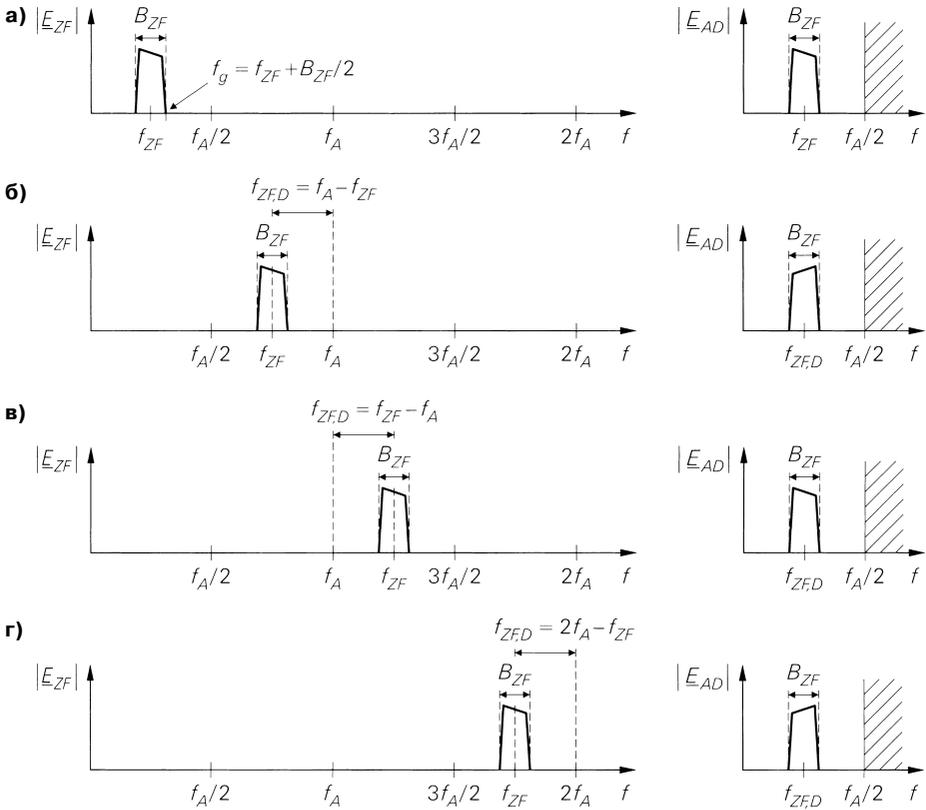


Рис. 25.28. Преобразование частоты при дискретизации ПЧ: **а** – дискретизация в основном диапазоне ($m = 0$, прямой порядок); **б** – субдискретизация в первом интервале паразитных частот ($m = 1$, обратный порядок); **в** – субдискретизация во втором интервале паразитных частот ($m = 2$, прямой порядок); **г** – субдискретизация в третьем интервале паразитных частот ($m = 3$, обратный порядок)

ного целочисленного значения m из выражения (25.21) следует частота дискретизации $f_{A,min}$. Она зависит от отношения f_{ZF}/B_{ZF} и лежит в интервале

$$2B_{ZF} < f_{A,min} < 2B_{ZF} \left(1 + \frac{B_{ZF}}{2f_{ZF}} \right).$$

Для цифровой промежуточной частоты $f_{ZF,D}$ на выходе АЦП находим:

$$f_{ZF,D} = \begin{cases} f_{ZF} - m \frac{f_A}{2} & m \text{ четное,} \\ (m+1) \frac{f_A}{2} - f_{ZF} & m \text{ нечетное.} \end{cases} \quad (25.22)$$

Отсюда следует, что при четных значениях m сигнал ПЧ преобразуется в прямом порядке, а при нечетных – в обратном (см. рис. 25.28). Обратный порядок должен либо учитываться в детекторе, либо компенсироваться обратным порядком в передатчике или смесителях предшествующего супергетеродинного приемника.

Из цифрового сигнала $e_{AD}(n)$ на выходе АЦП цифровой синфазно-квадратурный смеситель формирует сигналы:

$$i_M(n) = e_{AD}(n) \cos\left(2\pi n \frac{f_{ZF,D}}{f_A}\right),$$

$$q_M(n) = -e_{AD}(n) \sin\left(2\pi n \frac{f_{ZF,D}}{f_A}\right).$$

Отсюда после фильтрации канальными фильтрами получают квадратурные составляющие $i(n)$ и $q(n)$. Цифровой синфазно-квадратурный смеситель существенно упрощается, если цифровая промежуточная частота равна четверти частоты дискретизации. В этом случае имеет место

$$f_{ZF,D} = \frac{f_A}{4} \Rightarrow \begin{cases} i_M(n) = e_{AD}(n) \cos\left(\frac{\pi n}{2}\right), \\ q_M(n) = -e_{AD}(n) \sin\left(\frac{\pi n}{2}\right), \end{cases} \quad (25.23)$$

где

$$\cos\left(\frac{\pi n}{2}\right) = 1, 0, -1, 0, \dots \text{ при } n = 0, 1, 2, 3, \dots,$$

$$\sin\left(\frac{\pi n}{2}\right) = 0, 1, 0, -1, \dots \text{ при } n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

В этих обстоятельствах присутствуют лишь множители 0 (значение отвергается), 1 (значение принимается) и -1 (значение принимается с обратным знаком), и отпадает надобность в каких-либо перемножениях. Из выражения (25.23) получаем зависимость:

$$i_M(n) = [e_{AD}(0), 0, -e_{AD}(2), 0, e_{AD}(4), 0, \dots],$$

$$q_M(n) = [0, -e_{AD}(1), 0, e_{AD}(3), 0, -e_{AD}(5), \dots].$$

В соответствии с этой зависимостью последовательность $e_{AD}(n)$ пропускается через управляемый инвертор, а затем разводится на оба выхода с помощью демультиплексора. Таким путем приходим к реализации цифрового приемника с дискретизацией промежуточной частоты согласно рис. 25.29.

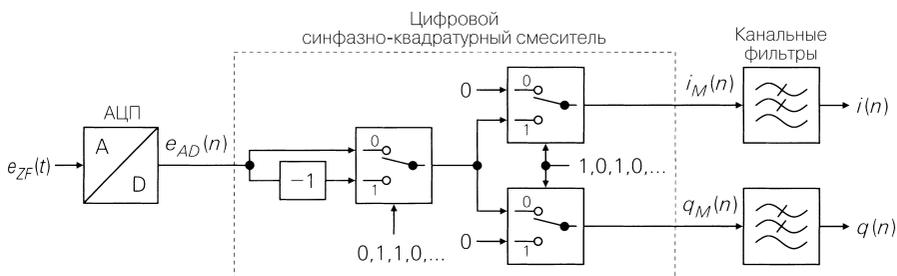


Рис. 25.29. Цифровой приемник с дискретизацией ПЧ для случая $f_{ZF,D} = f_A/4$. Ключ срабатывает синхронно с АЦП

Подставляя (25.23) в (25.22), получим условие для частоты дискретизации:

$$f_A = \frac{4f_{ZF}}{2m+1} \quad \text{при} \quad m \leq \frac{f_{ZF}}{B_{ZF}} - \frac{1}{2}. \quad (25.24)$$

Отсюда следует $f_A = 4f_{ZF}$ для основного частотного интервала ($m = 0$, прямой порядок), $f_A = 4f_{ZF}/3$ для первого интервала паразитной частоты дискретизации ($m = 1$, обратный порядок), $f_A = 4f_{ZF}/5$ для второго интервала ($m = 2$, прямой порядок) и т.д. Эти случаи представлены на рис. 25.28. В табл. 25.1 приведен ряд часто применяемых промежуточных частот вместе с соответствующими частотами дискретизации для $m = 0 \dots 4$.

Таблица 25.1. Частоты дискретизации для популярных промежуточных частот

Промежуточная частота, МГц	Частота дискретизации, МГц				
	$m = 0$	$m = 1$	$m = 2$	$m = 3$	$m = 4$
0,455	1,82	0,60667	0,364	0,260	0,20222
10,7	42,8	14,267	8,56	6,114	4,756
21,4	85,6	28,533	17,12	12,23	9,511
70,0	280	93,33	56,0	40,0	31,11

Рисунок 25.30 демонстрирует амплитудные спектры сигналов цифрового приемника с дискретизацией ПЧ для случая $f_{ZF,D} = f_A/4$ и $f_A = 4f_{ZF}/5$ ($m = 2$). Как видно, при соблюдении условия (25.24) паразитные частоты дискретизации вообще не возникают, и поэтому суммарный сигнал промежуточной частоты оцифровывается без искажений. Это позволяет принимать также соседние каналы, если в качестве канальных фильтров применять не ФНЧ, а полосовые фильтры, вновь преобразуя их выходные сигналы по частоте. Благодаря этому становится возможным принимать все каналы, целиком принадлежащие полосе прозрачности фильтра ПЧ, без изменения частоты гетеродина. На практике переключение канальных фильтров сильно упрощается при наличии сигнального процессора, поддерживающего переключение каналов путем смены соответствующих коэффициентов. Такой способ интересен, прежде всего, для узкополосных систем, так как позволяет вести прием целой группы каналов при неизменных частотах гетеродина. В предельном случае частотная полоса устройства целиком принадлежит полосе промежуточной частоты. В этой ситуации удастся работать с постоянными частотами гетеродина, выбирая каналы только путем переключения канальных фильтров. Если же требуется обрабатывать только полезный канал (рис. 25.30), можно не устранять паразитные частоты дискретизации, коль скоро они ими не затрагиваются. В этой связи следует уточнить условие (25.24) для m . Для наглядности расширим полосу промежуточной частоты на рис. 25.30 до того предела, при котором паразитные частоты дискретизации еще не попадают в канал полезного сигнала (рис. 25.31). Тогда имеет место:

$$B_{ZF,max} = f_A - B \Rightarrow f_A > B_{ZF} + B. \quad (25.25)$$

Подставив (25.24) в (25.25) и разрешая относительно m , получим условие:

$$m < \frac{2f_{ZF}}{B_{ZF} + B} - \frac{1}{2}. \quad (25.26)$$

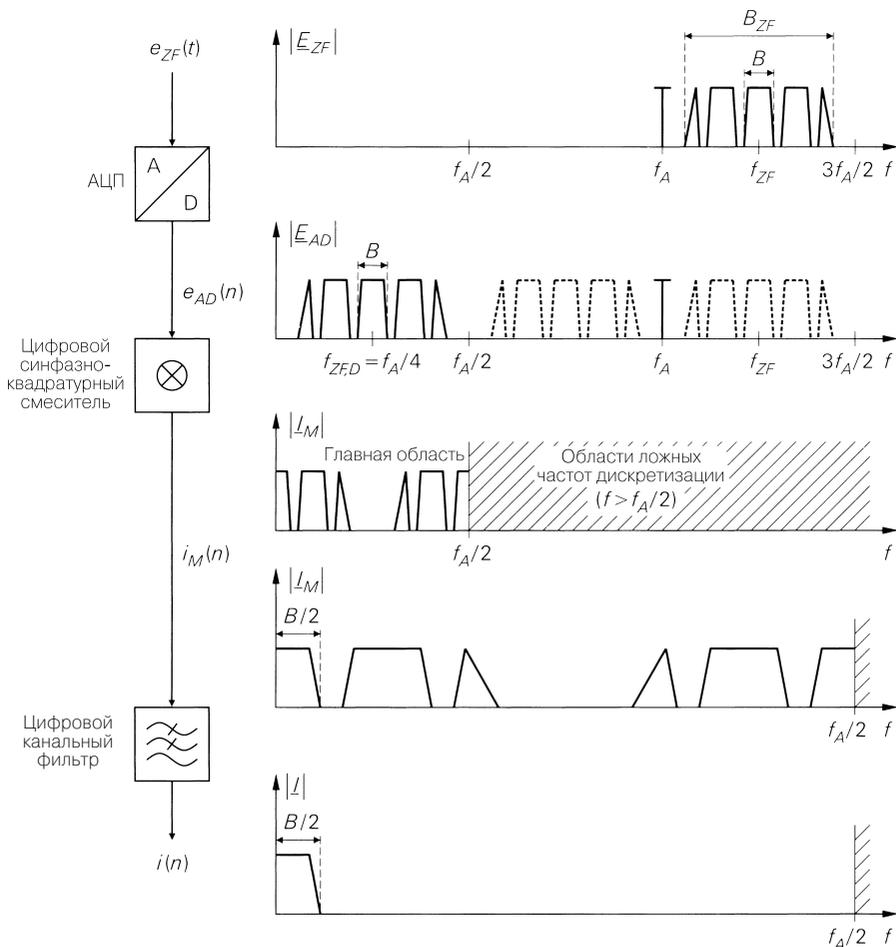


Рис. 25.30. Амплитудные спектры сигналов цифрового приемника с дискретизацией ПЧ

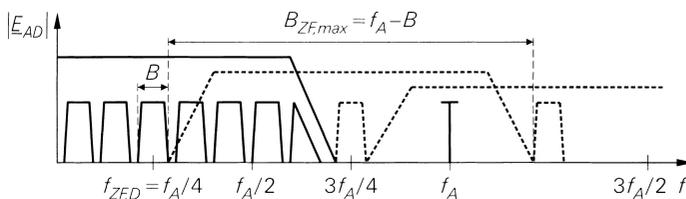


Рис. 25.31. Максимальная полоса ПЧ при дискретизации

Как показывает сравнение (25.25) и (25.15), минимальная частота дискретизации при оцифровке промежуточной частоты вдвое превышает частоту дискретизации квадратурных составляющих после аналогового синфазно-квадратурного смесителя. Причина заключается в том, что в сигнале ПЧ содержатся обе квадратурные составляющие:

$$e_{ZF}(t) = i(t)\cos(2\pi f_{ZF}t) - q(t)\sin(2\pi f_{ZF}t).$$

Следовательно, дискретизация ПЧ может выполняться с помощью единственного АЦП с темпом дискретизации согласно (25.25) или путем дискретизации квадратурных составляющих двумя АЦП с вдвое меньшим темпом опроса.

Сравнение приемников сигналов с цифровой модуляцией

Приемники с аналоговыми фильтрами, выполненные по схеме, показанной на рис. 25.23а, в такой форме не применяются. Интерес представляют только варианты с канальной фильтрацией и регулировкой коэффициента усиления в диапазоне промежуточной частоты. Здесь аналоговые ФНЧ могут потребоваться только для подавления составляющих с удвоенной частотой ПЧ. Подобные приемники обычно используются лишь в простых системах с упрощенной модуляцией и сравнительно низкими параметрами.

Широко распространены варианты с цифровыми канальными фильтрами. Они обеспечивают гораздо более эффективное разделение полезного и соседних каналов, что позволяет существенно сужать частотные интервалы между каналами и лучше использовать полосу частот, выделенную тому или иному потребителю. Дискретизация квадратурных составляющих осуществляется посредством АЦП с меньшей аналоговой шириной полосы, благодаря чему мощность потерь в аналоговой части АЦП остается незначительной. С усложнением метода модуляции усиливаются помехи, связанные с неизбежной асимметрией в аналоговом синфазно-квадратурном смесителе, и растет частота появления ошибок в двоичных разрядах. Тщательная настройка такого смесителя по амплитуде и фазе в ветвях обоих сигналов необходима в системах с использованием сложных методов модуляции. Такая настройка должна отвечать требованиям температурной и долговременной стабильности ради неизменности параметров.

Цифровой синфазно-квадратурный смеситель в приемнике с дискретизацией промежуточной частоты поддерживает прецизионное функционирование, и потому обеспечивает наилучший результат. При соблюдении условия $f_{ZF,D} = f_A/4$ смеситель состоит всего из трех мультиплексоров и одного инвертора.

Приемник прямого преобразования

Если на вход приемника с использованием цифровой модуляции (см. рис. 25.23) подавать не сигнал промежуточной частоты, а высокочастотный сигнал, получим приемник прямого преобразования. Тогда вышеописанный супергетеродинный приемник сводится к предусилителю и ВЧ фильтру и отпадают все компоненты ПЧ. На самом деле практически всегда применяется приемник с канальными фильтрами, представленный на рис. 25.23б. Для оптимизации управления АЦП необходимо предусмотреть регулировку коэффициента усиления после синфазно-квадратурного смесителя. Регулировка коэффициента усиления в канале полезного сигнала осуществляется, как обычно, в детекторе. Так реализуется приемник прямого преобразования, типовая реализация которого представлена на рис. 25.32. Соответствующие амплитудные спектры синфазной составляющей сигнала показаны на рис. 25.33. Они применимы также к квадратурной составляющей сигнала.

В приемниках прямого преобразования отсутствуют зеркальные частоты, и поэтому фильтры ВЧ служат только для ограничения полосы приема с целью уменьшения принимаемой мощности. Как и в супергетеродинном приемнике, ширина полосы высокочастотного фильтра должна быть по крайней мере равной диапазону принимаемых частот. Она может быть шире этого диапазона постольку, поскольку избыточная мощность не слишком ограничивает динамический диапазон последующих блоков.

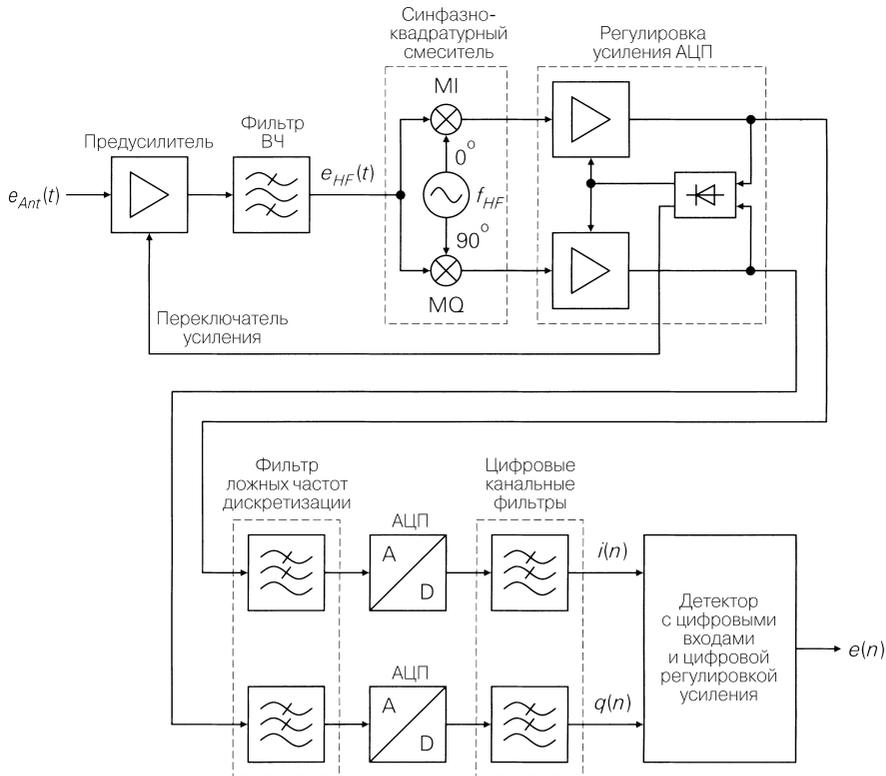


Рис. 25.32. Приемник прямого преобразования

В выходном сигнале синфазно-квадратурного смесителя присутствуют составляющие разностных частот в области $0 \leq f \leq B_{HF}/2$, а также составляющие суммарных частот в области $2f_{HF}$. Сюда же добавляются составляющие на частотах f_{HF} возникающие вследствие перекрестных искажений в смесителе.

Минимальная частота дискретизации АЦП зависит от ширины полосы полезного сигнала и полосы фильтра помех дискретизации B_{AAF} или полосы ВЧ фильтра B_{HF} в зависимости от того, какая из этих полос уже:

$$f_A > \begin{cases} \frac{B + B_{AAF}}{2} & \text{при } B_{AAF} < B_{HF}, \\ \frac{B + B_{HF}}{2} & \text{при } B_{AAF} \geq B_{HF}. \end{cases} \quad (25.27)$$

В обоих случаях полезный канал остается свободным от составляющих, связанных с помехами дискретизации. Случай $B_{AAF} < B_{HF}$ представлен на рис. 25.33. Частота дискретизации может быть выбрана так, что окажется возможной оцифровка всех каналов в полосе прозрачности фильтра ВЧ без помех дискретизации и переключение каналов путем переключения канальных фильтров. В этом случае должно соблюдаться условие $f_A > B_{HF}$ и тогда фильтр против помех дискретизации требуется только для подавления составляющих в области от f_{HF} до $2f_{HF}$.

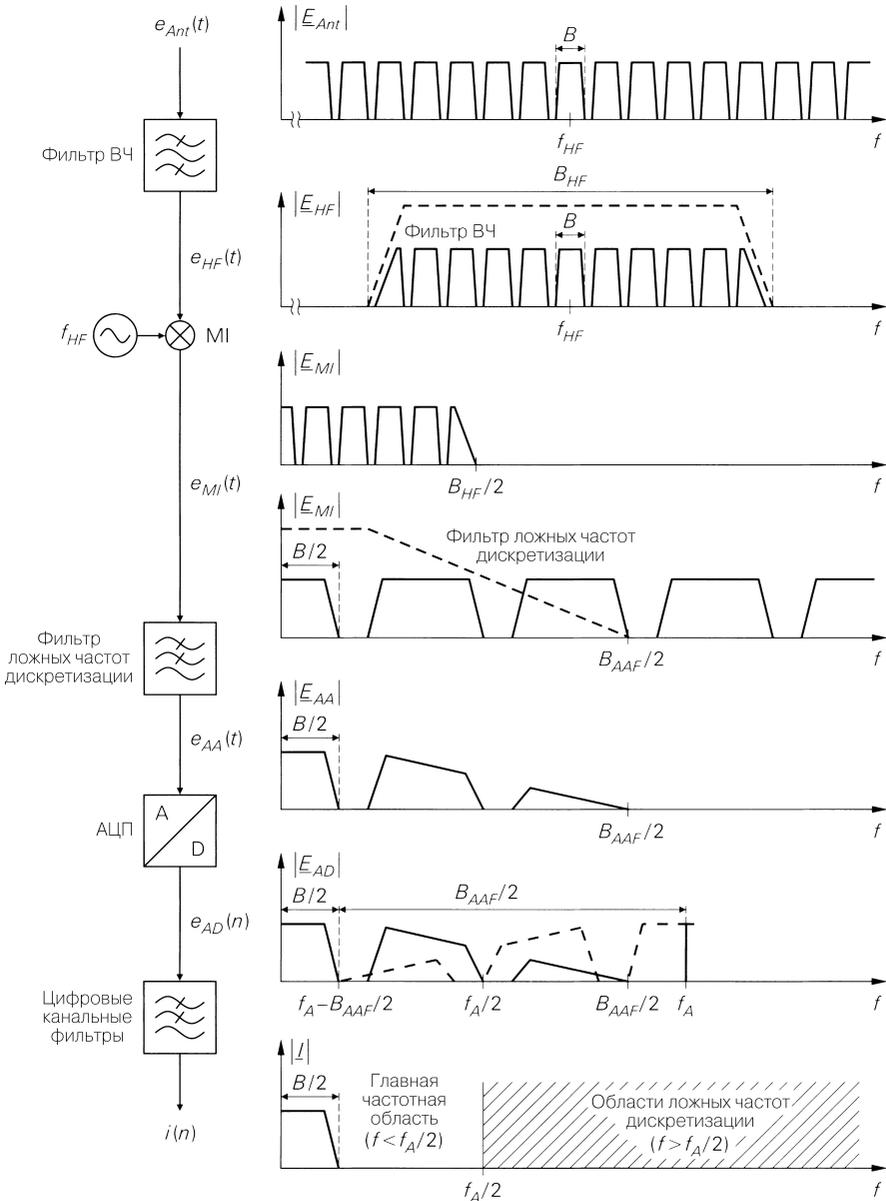


Рис. 25.33. Амплитудные спектры сигналов приемника прямого преобразования для синфазной составляющей (спектры для квадратурной составляющей аналогичны)

Важное преимущество приемников прямого преобразования заключается в уменьшении количества фильтров, что особенно выгодно при переходе к интегральной технологии, так как из внешних навесных компонентов остается только фильтр ВЧ, тогда как фильтры для подавления помех дискретизации реализуются в виде актив-

ных RC-фильтров. При этом нужен лишь единственный гетеродин с квадратурной RC-схемой ($0^\circ/90^\circ$), который также поддается изготовлению в интегральном исполнении, за исключением резонансного контура, задающего частоту, и настроечного варикапа. Благодаря отсутствию блоков промежуточной частоты заметно сокращается потребление тока. Прежде всего отпадает необходимость в ПАВ фильтре ПЧ, для которого требуется мощный драйвер, и в следующем за ним усилителе, компенсирующем относительно сильное затухание, свойственное этому фильтру.

Но наряду с преимуществами приемнику прямого преобразования присущи три недостатка, негативное влияние которых удастся свести до приемлемо низкого уровня соответствующими схемотехническими приемами:

- частота гетеродина равна частоте принимаемого сигнала, и потому возникает опасность прохождения относительно сильного сигнала гетеродина через фильтр ВЧ и предусилитель к антенне с последующим излучением в эфир (рис. 25.34). Во избежание этого предусилитель должен обладать особенно низкой реактивностью. Другая возможность заключается в том, чтобы между предусилителем и фильтром ВЧ включить трехплечный циркулятор, благодаря чему сигнал гетеродина отводится по третьему плечу и не попадает на выход предусилителя (рис. 25.35);
- если сигнал гетеродина проникает в цепь ВЧ и отражается в ней, возникает так называемый *эффект автосмещения*, из-за чего на выходе синфазно-квадратурного смесителя появляется постоянная составляющая, которая накладывается на постоянную составляющую полезного сигнала. Поскольку такую помеху выделить невозможно, всю постоянную составляющую в детекторе необходимо исключить с помощью цифрового ФВЧ с весьма низкой граничной частотой, причем так, чтобы как можно меньше пострадал полезный сигнал;
- регулируемые усилители функционируют как усилители НЧ в области избыточных шумов, и потому коэффициент шума у них существенно выше, чем у усилителей промежуточной частоты. Хотя влияние коэффициента шума приемника можно ослабить, выбрав предельно высокий коэффициент усиления предусилителя ВЧ, на этом пути действуют жесткие ограничения, так как значительное усиление в диапазоне ВЧ достигается только при использовании нескольких усилительных каскадов ценой сравнительно высокого потребления тока и снижения устойчивости к возбуждению. На рис. 25.36 показана спектральная характеристика коэффициента шума $F(f)$ регулируемого усилителя на сетке радиоканалов. Возможность улучшить коэффициент шума заключается в том, чтобы в качестве полезного использовать m -й канал на частоте $f = mK$ с пониженным спектральным коэффициентом шума, а не канал при $f = 0$. Согласно рис. 25.36 полоса соседних каналов вдвое шире полосы канала при $f = 0$, однако в них размещается по два канала ВЧ, а именно: $f_{HF} + K$ и $f_{HF} - K$, которые разделяются в ходе последующей цифровой обработки путем комбинирования квадратурных составляющих. При этом эффективна лишь половина мощности шумов, чем компенсируется удвоение ширины полосы каналов.

Еще одна трудность состоит в сохранении требуемой точности амплитудной и фазовой составляющих синфазно-квадратурного смесителя. Хотя требования к такому смесителю в супергетеродинном приемнике и приемнике прямого преобразования одинаковы, удовлетворить их в смесителе с ВЧ входом несоразмерно труднее, нежели в синфазно-квадратурном смесителе с входом ПЧ.

К настоящему времени уже найдены подходящие решения указанных проблем, свойственных приемникам прямого преобразования, и поэтому следует руковод-

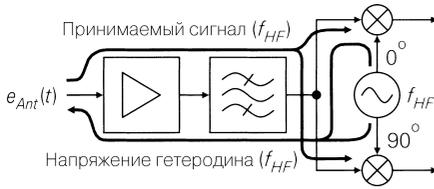


Рис. 25.34. Излучение частоты гетеродина приемником прямого преобразования

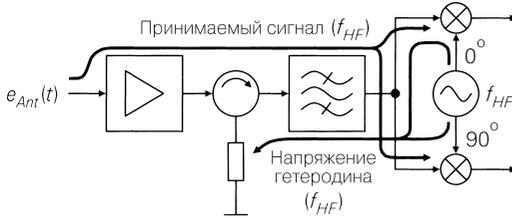


Рис. 25.35. Приемник прямого преобразования с циркулятором

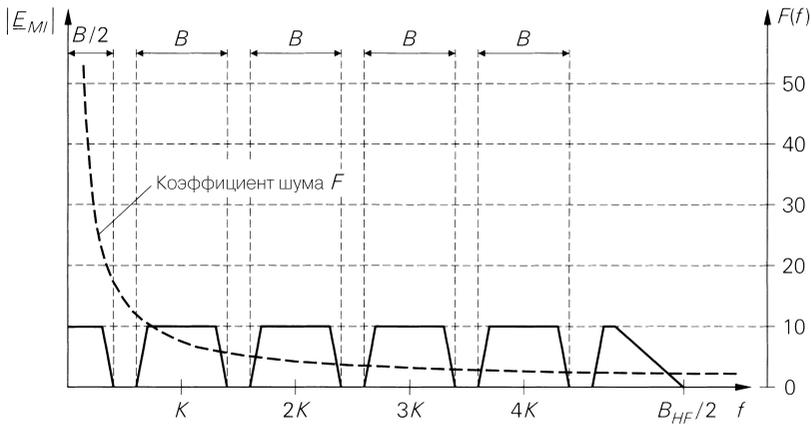


Рис. 25.36. Спектральная зависимость коэффициента шума $F(f)$ регулируемого усилителя на сетке радиоканалов приемника прямого преобразования

становятся тем, что они вытесняют супергетеродинные приемники. В связи с этим имеет смысл перестроить приемник с дискретизацией промежуточной частоты (см. рис. 25.23в) в приемник прямого преобразования, включив еще один предусилитель и фильтр ВЧ перед АЦП. Такой подход называют дискретизацией по высокой частоте.

Литература

- [25.1] Pettai, R.: Nois in Receiving Systems. New York: John Wiley & Sons, 1984.
 [25.2] Huber, J.: Digitale Übertragung I & II. Skriptum zur gleichnamigen Vorlesung. Universität Erlangen-Nürnberg, Lehrstuhl für Nachrichtentechnik II, 1999.

Глава 26

Пассивные элементы

Выбирая параметры и моделируя схемы для работы на высоких и промежуточных частотах, необходимо учитывать поведение пассивных схемных элементов в условиях ВЧ.

26.1

Высокочастотные эквивалентные схемы

С этой целью используются высокочастотные эквивалентные схемы для резисторов, катушек индуктивности (катушек с сердечниками), дросселей и конденсаторов (рис. 26.1).

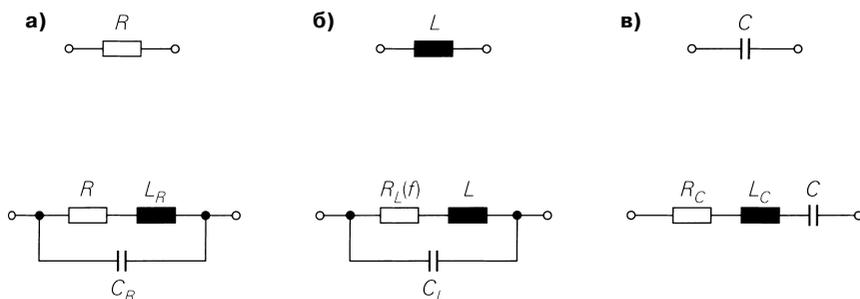


Рис. 26.1. Высокочастотные эквивалентные схемы для элементов поверхностного монтажа: **а** – резистор; **б** – катушка индуктивности (дроссель); **в** – конденсатор

Схемные элементы принято называть резисторами, катушками индуктивности и конденсаторами, а соответствующие им идеальные параметры – сопротивлениями, индуктивностями и емкостями.

Дополнительные характеристики элементов на эквивалентных схемах называют паразитными параметрами. Их значения зависят от устройства соответствующих схемных элементов. Одной из важнейших характеристик является паразитная индуктивность корпуса схемного элемента и его вводов. Она приблизительно пропорциональна длине и составляет около 1 нГн/мм , так что, имея дело с обычным резистором, общая длина которого составляет 15 мм (по 5 мм на корпус и вводы), следует рассчитывать на его паразитную индуктивность $L_R \approx 15 \text{ нГн}$. Еще большая индуктивность свойственна конденсаторам с пластинами в виде свернутой фольги: здесь она приходится на каждый отдельный виток. Этой составляющей можно пренебречь у катушек, если их собственная индуктивность достаточно велика. Аналогичные зависимости характерны и для паразитных емкостей.

Значения паразитных параметров могут быть сведены к минимуму путем миниатюризации схемных элементов и исполнения их без гибких вводов. Именно так обстоит дело с элементами для поверхностного монтажа (surface mounted devices – SMD). В современных электронных устройствах для работы на промежуточной или высокой частоте применяются только элементы SMD. Их мы и рассмотрим. Область применения эквивалентных схем зависит от габаритов схемных элементов и расширяется с их уменьшением. Для элементов с габаритами 1206 (3 мм × 1,5 мм) использование эквивалентных схем возможно вплоть до частоты 1 ГГц, а с некоторыми ограничениями – и до 2 ГГц. Далее мы будем указывать значения полных сопротивлений и коэффициентов отражения вплоть до 5 ГГц как характеристики поведения эквивалентных схем в этой области. Поведение реальных схемных элементов зависит не только от их свойств, но и от рациональности монтажа и пайки, требования к качеству которых растут с увеличением частоты.

26.1.1 Резистор

Эквивалентная схема SMD-резистора представлена на рис. 26.1а и соответствует эквивалентной схеме параллельного колебательного контура, включающего катушку индуктивности с потерями. Полное сопротивление такого устройства составляет:

$$Z_R(s) = (R + sL_R) \parallel \frac{1}{sC_R} = \frac{R + sL_R}{1 + sC_R R + s^2 L_R C_R}, \quad (26.1)$$

откуда

$$Z_R(j\omega) = \frac{R + j(\omega(L_R - C_R R^2) - \omega^3 L_R^2 C_R)}{(1 - \omega^2 L_R C_R)^2 + \omega^2 C_R^2 R^2}. \quad (26.2)$$

Свойства резистора в основном зависят от знака перед членом $(L_R - C_R R^2)$ в мнимой части $Z_R(j\omega)$:

- $R < \sqrt{L_R/C_R} \Rightarrow$ резистор ведет себя как индуктивность;
- $R > \sqrt{L_R/C_R} \Rightarrow$ резистор ведет себя как емкость.

При $R = \sqrt{L_R/C_R}$ мнимая часть не изменяется с частотой, и полное сопротивление остается действительным на максимально протяженном отрезке оси частот. В области предельно высоких частот доминирует C_R и резистор всегда ведет себя как емкость, однако здесь эквивалентная схема уже неприменима.

На рис. 26.2 показаны частотная и фазовая характеристики полного сопротивления SMD-резисторов габарита 1206 при $L_R = 3 \text{ нГн}$ и $C_R = 0,2 \text{ пФ}$. Предельно плоская мнимая часть, при которой фаза равна нулю на длинном отрезке оси частот, имеет место при $R = \sqrt{L_R/C_R} \approx 120 \text{ Ом}$. При меньших значениях резистор ведет себя как индуктивность (фаза положительна), а при больших – как емкость (фаза отрицательна). При $R \approx 190 \text{ Ом}$ частотная характеристика становится максимально плоской.

Кроме полного сопротивления нас интересует коэффициент отражения

$$r_g(j\omega) = \frac{Z_R(j\omega) - Z_W}{Z_R(j\omega) + Z_W}, \quad (26.3)$$

где Z_W – волновое сопротивление используемой линии. На рис. 26.3 показана зависимость коэффициента отражения для резисторов с сопротивлениями, приведенными на рис. 26.2. Участку максимальной протяженности с неизменной фазой полного со-

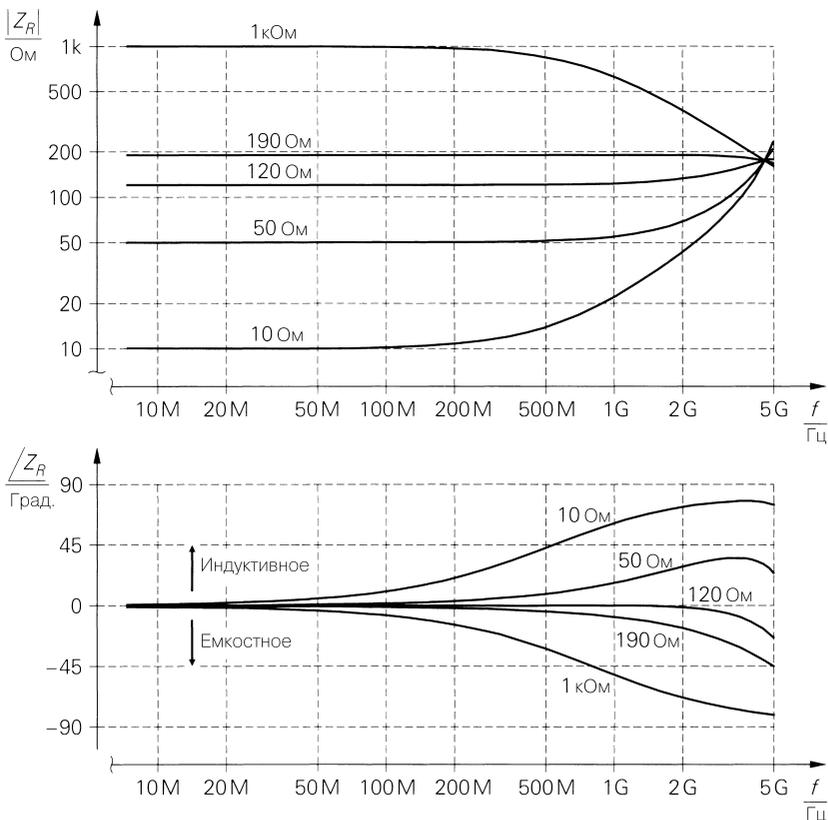


Рис. 26.2. Частотная и фазовая характеристики полного сопротивления резисторов SMD габарита 1206

противления величиной 120 Ом соответствует также участок максимальной протяженности с неизменным коэффициентом отражения. Поэтому в данном случае ось действительной составляющей служит касательной к кривой в ее начальной точке. Напротив, кривая для сопротивления 190 Ом с максимальным участком неизменного полного сопротивления растет вдоль нормали к этой оси.

Видно также, что в случае 50-омного резистора невозможно реализовать широкополосную нагрузку такой же величины. Для этого требуется параллельно включить емкость $C \approx 1$ пФ, чтобы обеспечить максимальную протяженность участка с неизменной мнимой составляющей:

$$L_R = (C_R + C)R^2 \Rightarrow C = \frac{L_R}{R^2} - C_R = \frac{3\text{нГн}}{(50\text{ Ом})^2} - 0,2\text{пФ} \approx 1\text{пФ}.$$

Этим способом удается компенсировать любые паразитные индуктивности резисторов с сопротивлениями $R < \sqrt{L_R/C_R}$.

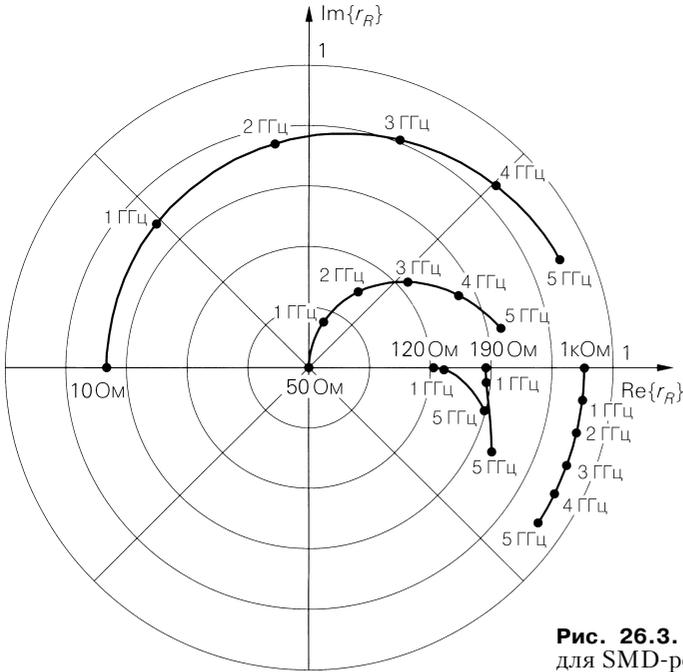


Рис. 26.3. Коэффициент отражения для SMD-резисторов

26.1.2 Катушки

Эквивалентная схема катушки индуктивности на рис. 23.16 по форме аналогична эквивалентной схеме резистора. Отличие состоит лишь в соотношении значений элементов. Паразитное сопротивление R_L порождается скин-эффектом (поверхностным эффектом) обмотки и пропорционально квадратному корню из частоты:

$$R_L(f) = k_{RL} \sqrt{f}. \tag{26.4}$$

Коэффициент сопротивления потерь k_{RL} с размерностью

$$\frac{\text{Ом}}{\sqrt{\text{Гц}}}$$

пропорционален индуктивности SMD-катушек, которая достигает 10 мкГн:

$$k_{RL} \approx k_L L. \tag{26.5}$$

Типовые значения составляют:

- $k_L \approx \frac{1200 \text{ Ом}}{\sqrt{\text{Гц}} \times \text{Гн}}$ – для габарита 1206;
- $k_L \approx \frac{600 \text{ Ом}}{\sqrt{\text{Гц}} \times \text{Гн}}$ – для габарита 1812 [26.2].

Для SMD-катушек габарита 1812 с индуктивностью выше 10 мкГн имеет место приближение [26.2]:

$$k_{RL} \approx \frac{20 \text{ Ом}}{\sqrt{\Gamma_{\text{Ц}}}} \left(\frac{L}{H} \right)^{0.7}.$$

Катушка индуктивности отличается хорошо выраженным параллельным резонансом, о чем свидетельствует частотная характеристика полного сопротивления в верхней части рис. 26.4. Для частоты

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC_L}} \Rightarrow f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_L}} \quad (26.6)$$

добротность составит:

$$Q_r = \frac{1}{R_L(f_r)} \sqrt{\frac{L}{C_L}} = \frac{\sqrt{2\pi}}{k_{RL}} \sqrt[4]{\frac{L^3}{C_L}}. \quad (26.7)$$

Для SMD-катушек с габаритами 1206 и 1812 имеет место $Q_r \approx 100 \dots 300$. Следует различать резонансную частоту по фазе:

$$f_{r,ph} = f_r \sqrt{1 - \frac{1}{Q_r^2}}$$

и по амплитуде [26.1]:

$$f_{r,max} \approx f_r \sqrt{1 - \frac{1}{2Q_r^4}}.$$

При фазовой резонансной частоте катушка характеризуется действительным полным сопротивлением. При резонансной частоте по амплитуде модуль полного сопротивления принимает максимальное значение

$$Z_{L,max} \approx Q_r^2 R_L(f_r).$$

Различия резонансных частот $f_r, f_{r,ph}, f_{r,max}$ минимальны благодаря высокой добротности Q_r . Поэтому на практике частоту f_r часто называют резонансной частотой.

Важнее добротности Q_r считается добротность катушки:

$$Q_L(f) = \frac{\text{Im}\{Z_L(j2\pi f)\}}{\text{Re}\{Z_L(j2\pi f)\}} \stackrel{f < f_r/4}{\approx} \frac{2\pi f L}{R_L(f)} = \frac{2\pi L}{k_{RL}} \sqrt{f}. \quad (26.8)$$

Она служит мерой потерь (чем выше Q_L , тем меньше потери) и поддается определению только в том частотном интервале, в котором катушка ведет себя как индуктивность ($f < f_{r,ph}$). В частотном диапазоне до $f_r/4$ она пропорциональна квадратному корню из частоты и при $f_r/2$ достигает максимума, а затем быстро убывает и на частоте фазового резонанса обращается в нуль. Эти вариации показаны в нижней части рис. 26.4. Для SMD-катушек с индуктивностью менее 10 мкГн имеет место $k_{RL} \approx k_L L$. В этом случае с учетом (26.8) находим:

$$Q_L(f) \approx \frac{2\pi}{k_L} \sqrt{f} \approx \frac{\sqrt{f} \Gamma_{\text{Ц}}}{100 \dots 200}.$$

Множители 100 и 200 относятся к габаритам 1812 и 1206 соответственно.

Вследствие высокой добротности Q_r и катушки Q_L полное сопротивление оказывается практически везде мнимым. Исключение составляет малый участок вокруг

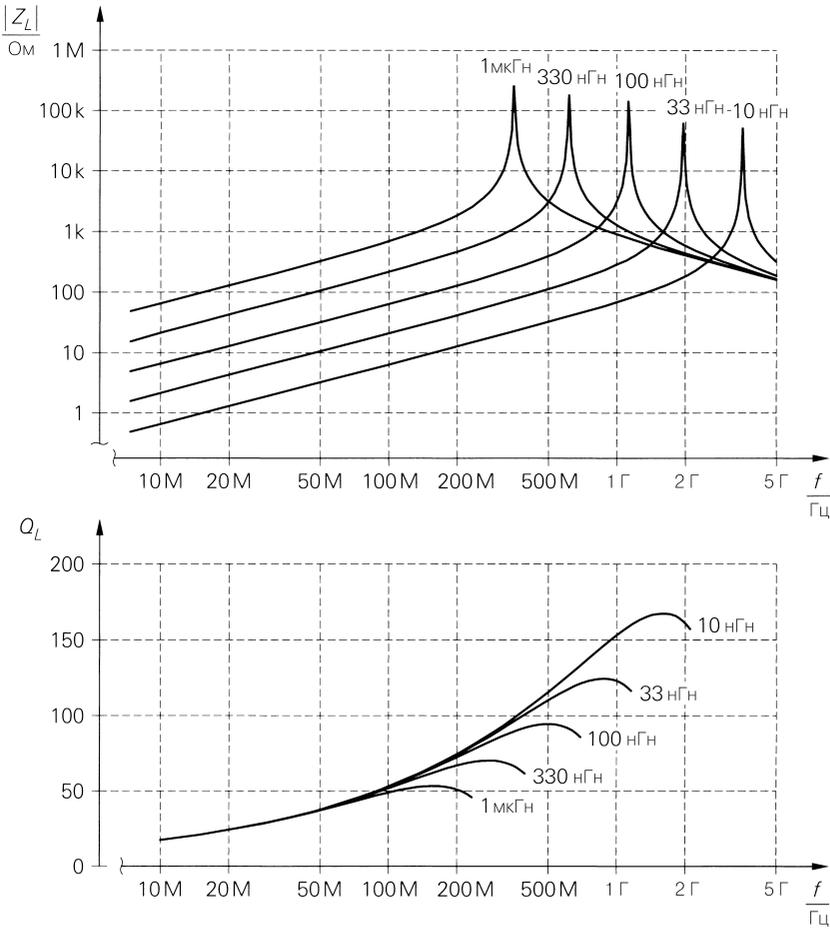


Рис. 26.4. Модуль полного сопротивления и добротность катушки габарита 1206 при $k_L = \frac{1200 \text{ Ом}}{\sqrt{\Gamma_{Ц} \times \text{Гн}}}$ и $C = 0,2 \text{ пФ}$

резонансной частоты. Отсюда следует, что модуль коэффициента отражения близок к единице:

$$r_L(j\omega) = \frac{Z_L(j\omega) - Z_W}{Z_L(j\omega) + Z_W} \approx e^{j\left(\pi - 2\text{arctg} \frac{\text{Im}\{Z_L(j\omega)\}}{Z_W}\right)}$$

При $\omega = 0$ имеет место $\text{Im}\{Z_L(j0)\} = 0$ и $r_L(j0) = -1$, то есть годограф коэффициента отражения при $f = 0$ исходит из точки короткого замыкания на r -плоскости. Рисунок 26.6а демонстрирует характеристику коэффициента отражения на примере SMD-катушки с индуктивностью $L = 100 \text{ нГн}$.

26.1.3 Конденсатор

Эквивалентная схема конденсатора показана на рис. 26.1в. Здесь имеет место последовательный резонансный контур с потерями и полным сопротивлением:

$$Z_c(s) = R_c + sL_c + \frac{1}{sC} = \frac{1 + sCR_c + s^2L_cC}{sC}. \tag{26.9}$$

Резонансная частота составляет

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_cC}} \Rightarrow f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_cC}} \tag{26.10}$$

при добротности

$$Q_r = \frac{1}{R_c} \sqrt{\frac{L_c}{C}}. \tag{26.11}$$

Резонансные частоты по фазе и модулю полного сопротивления равны резонансной частоте f_r , так что здесь нет необходимости делать между ними различия как в случае катушки индуктивности. На рис. 26.5 представлена частотная характеристика модуля полного сопротивления SMD-конденсатора габарита 1206 при $R_c = 0,2 \text{ Ом}$ и $L_c = 3 \text{ нГн}$.

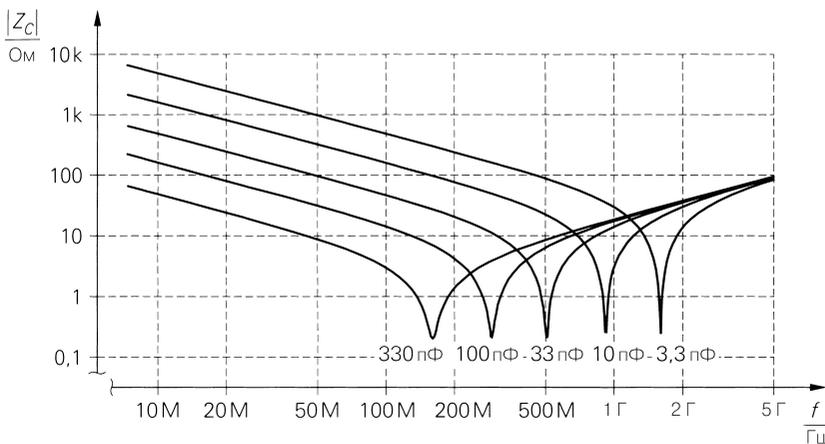


Рис. 26.5. Модуль полного сопротивления SMD-конденсатора габарита 1206

Важнее добротности Q_r добротность конденсатора:

$$Q_c(f) = \frac{\text{Im}\{Z_c(j2\pi f)\}}{\text{Re}\{Z_c(j2\pi f)\}} \stackrel{f < f_r/4}{\approx} \frac{1}{2\pi f C R_c}. \tag{26.12}$$

Она служит мерой потерь (чем выше Q_c , тем меньше потери) и поддается определению только в том диапазоне частот, в котором проявляются емкостные свойства конденсатора ($f < f_r$). В частотном интервале до $f_r/4$ она приблизительно обратно пропорциональна частоте, а при $f \rightarrow \infty$ обращается в бесконечность.

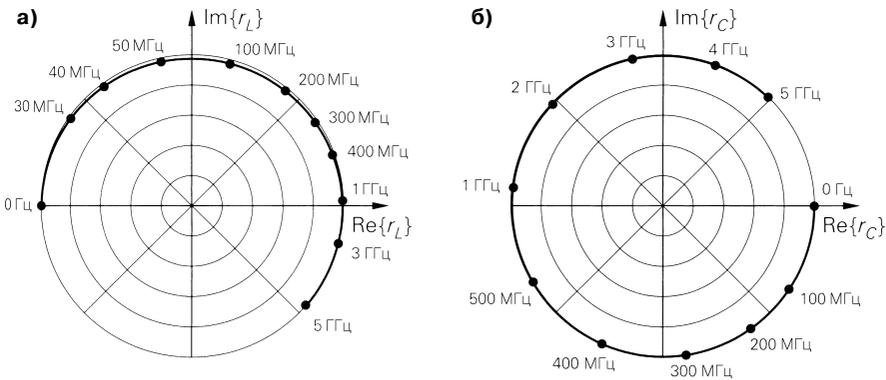


Рис. 26.6. Типовая частотная характеристика коэффициента отражения SMD-катушки и SMD-конденсатора габарита 1206: **а** – SMD-катушка при $L = 100$ нГн; **б** – SMD-конденсатор при $C = 10$ пФ

Поскольку мнимая составляющая полного сопротивления преобладает всюду, то модуль коэффициента отражения близок к единице (без учета малого интервала вокруг резонансной частоты):

$$r_C(j\omega) = \frac{Z_C(j\omega) - Z_W}{Z_C(j\omega) + Z_W} \approx e^{j\left(\pi - 2\operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}\{Z_C(j\omega)\}}{Z_W}\right)}$$

При $\omega = 0$ имеет место $\operatorname{Im}\{Z_C(j0)\} = \infty$ и $r_C(j0) \approx 1$, то есть годограф коэффициента отражения при $f = 0$ исходит из точки холостого хода на r -плоскости. Рисунок 26.6б демонстрирует типовую частотную характеристику коэффициента отражения на примере SMD-конденсатора емкостью $C = 10$ пФ.

26.2 Фильтры

Наряду с усилителями и смесителями фильтры относятся к важнейшим компонентам систем связи. Они принадлежат к пассивным элементам. Исключением являются фильтры для основной низкочастотной полосы частот. Активные фильтры практически не применяются на промежуточных или высоких частотах. Классические LC-фильтры все шире вытесняются диэлектрическими или фильтрами на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Это касается в первую очередь массового производства аппаратуры, где применяются фильтры, выпускаемые на заказ или с учетом специфики устройств. Важное преимущество диэлектрических и ПАВ фильтров заключается в том, что их изготовители гарантируют заданные допуски, что позволяет применять эти фильтры в аппаратуре с жесткими требованиями к точности параметров без ее настройки. Напротив, LC-фильтры собирают из нескольких элементов, и они могут применяться без настройки лишь в устройствах без жестких требований к допускам комплектующих. Особое достоинство ПАВ фильтров состоит в том, что они позволяют обеспечить постоянство группового времени задержки независимо от изменений модуля сигнала.

26.2.1

LC-фильтры

LC-фильтры обычно проектируют, пользуясь библиотеками фильтров. При этом сначала выбирают подходящий тип фильтра (Баттерворта, Томсона, Чебышева и т.д.), имея в виду его способность отвечать требованиям амплитудной характеристики, групповому времени задержки и крутизне срезов, а затем необходимую степень фильтрации. В библиотеках фильтров приводятся их структура и стандартные компоненты (например, [26.3]).

В большинстве случаев фильтры нижних частот строят в виде структуры с ответвлениями (рис. 26.7а) и проектируют непосредственно. Создавая полосовые фильтры, сначала определяют эквивалентный ФНЧ с требуемыми свойствами, а затем переводят его в соответствующий полосовой фильтр, пользуясь преобразованием ФНЧ в полоснопропускающий фильтр. В результате из структуры ФНЧ на рис. 26.7а получается структура полосового фильтра согласно схеме, приведенной на рис. 26.7б. Этот метод не всегда приводит к успеху, так как преобразование ФНЧ в полосовой фильтр основано на нелинейном отображении оси частот, что изменяет частотную характеристику группового времени задержки.

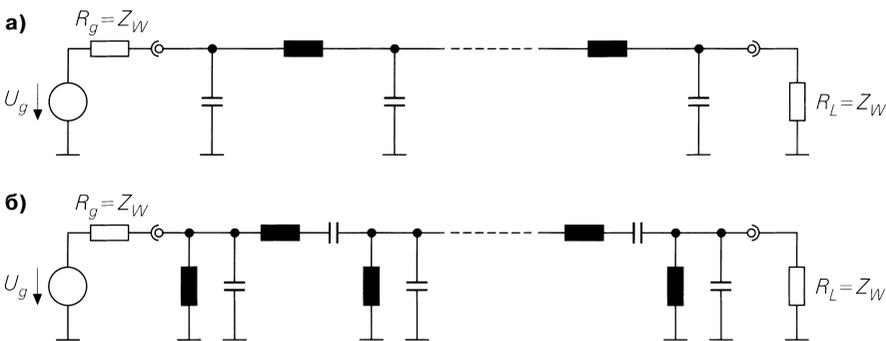


Рис. 26.7. LC-фильтр: **а** – фильтр нижних частот; **б** – полосовой фильтр

Двухконтурный полосовой фильтр

При проектировании передатчика или приемника чаще всего можно воспользоваться готовым фильтром ПЧ при условии, что сама промежуточная частота будет выбрана правильно. Фильтр ВЧ должен быть изготовлен в соответствии с заданной частотой передаваемого сигнала. Если стандартный фильтр недоступен и не планируется его серийное производство, применяют двухконтурный полосовой фильтр (рис. 26.8), по своим характеристикам соответствующий двухконтурному диэлектрическому фильтру.

Далее мы ограничимся симметричным вариантом с $R_g = R_L = Z_w$, $L_1 = L_2 = L$ и $C_1 = C_2 = C$. Сначала определим резонансную частоту

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_{12})}} \quad (26.13)$$

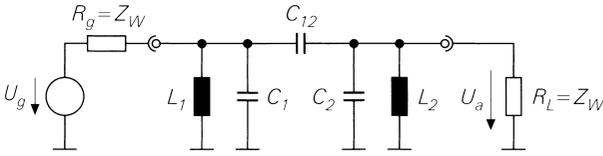


Рис. 26.8. Двухконтурный полосовой фильтр

и резонансную добротность

$$Q_r = Z_W \sqrt{\frac{C + C_{12}}{L}}. \tag{26.14}$$

Пользуясь обобщенной расстройкой контура

$$v = Q_r \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) = Q_r \left(\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \right) \tag{26.15}$$

и коэффициентом связи

$$k = \omega_r C_{12} Z_W = 2\pi f_r C_{12} Z_W \tag{26.16}$$

находим передаточную функцию [26.1]

$$A_B(jv) = \frac{U_a(jv)}{U_g(jv)} = \frac{jk}{1 + k^2 - v^2 + 2jv} \tag{26.17}$$

с квадратом модуля (передаточной функции мощности):

$$|A_B(jv)|^2 = \frac{k^2}{(1 + k^2)^2 + (2 - 2k^2)v^2 + v^4}. \tag{26.18}$$

Расстройка v фигурирует здесь вместо круговой частоты ω , и поэтому аргументом служит jv , а не $j\omega$. Переход от ω или f к v в соответствии с (26.15) равнозначен преобразованию полосового фильтра в фильтр нижних частот. Поэтому $A_B(jv)$ является передаточной функцией эквивалентного ФНЧ.

При расчете группового времени задержки следует исходить из круговой частоты ω и учитывать нелинейную зависимость между ω и расстройкой v . Следовательно, имеет место:

$$\tau_{Gr}(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \left[\arctg \frac{\text{Im}\{A_B(j\omega)\}}{\text{Re}\{A_B(j\omega)\}} \right] = -\frac{d}{dv} \left[\arctg \frac{\text{Im}\{A_B(jv)\}}{\text{Re}\{A_B(jv)\}} \right] \frac{dv}{d\omega}.$$

Расчеты с использованием (26.17) и (26.15) приводят к следующему выражению:

$$\tau_{Gr}(\omega) = \frac{2(v^2 + k^2 + 1)}{(v^2 - k^2 - 1)^2 + 4v^2} \frac{Q_r}{\omega_r} \left(1 + \left(\frac{\omega_r}{\omega} \right)^2 \right), \tag{26.19}$$

где v также зависит от ω в силу (26.15).

Рисунок 26.9 демонстрирует частотную характеристику модуля двухконтурного полосового фильтра с частотой максимума $f_M = 433,4$ МГц и полосой $B = 10$ МГц при различных коэффициентах связи k . Частотная характеристика модуля и группового времени задержки в полосе прозрачности фильтра показаны на рис. 26.10. Зависимость между частотой максимума f_M и резонансной частотой f_r более подробно рассматривается ниже в связи с определением параметров фильтра.

Из выражения (26.18) можно выделить три случая:

- **критическая связь ($k = 1$).** Полосовой фильтр обладает максимально плоской частотной характеристикой модуля, так что в этом случае эквивалентный ФНЧ

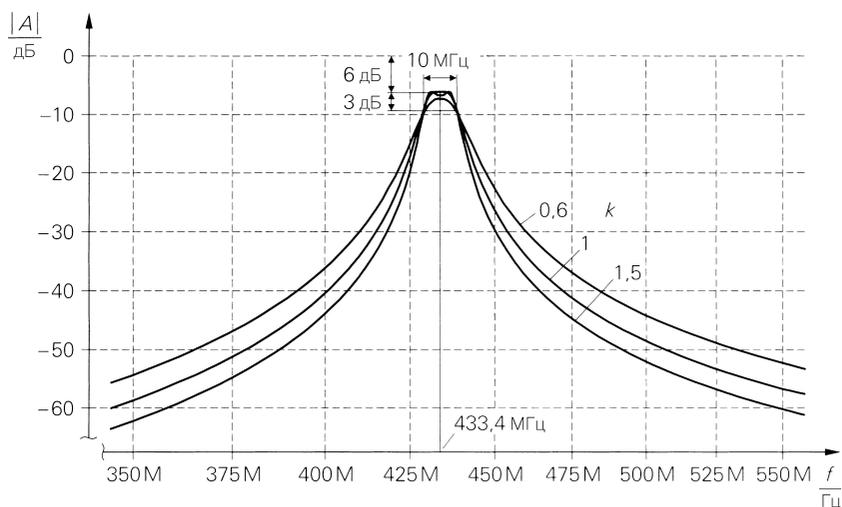


Рис. 26.9. Частотная характеристика модуля двухконтурного полосового фильтра

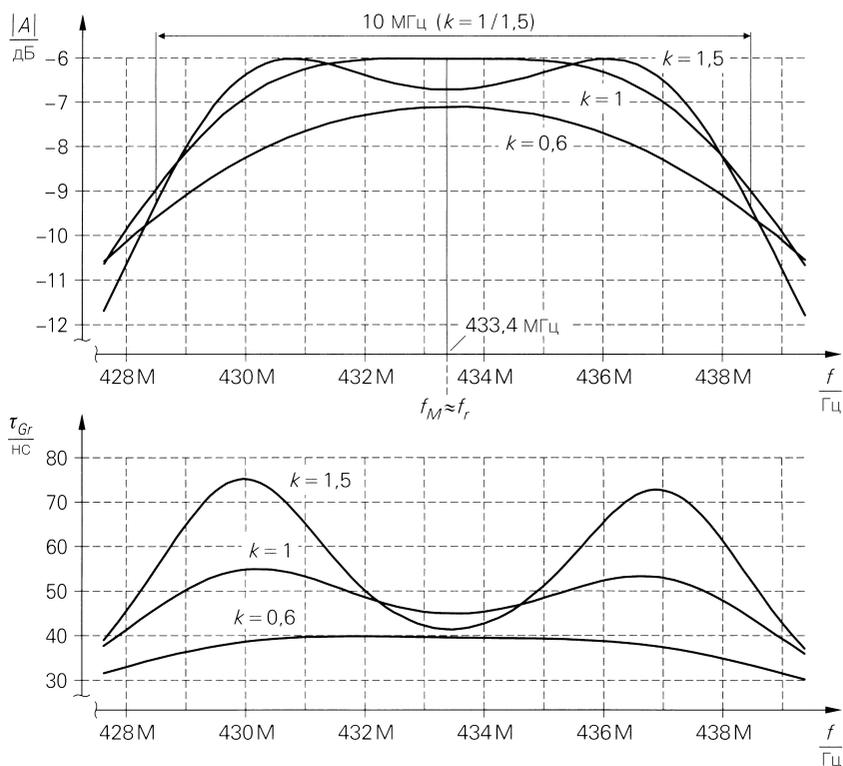


Рис. 26.10. Частотная характеристика модуля и группового времени задержки в полосе прозрачности

описывается характеристикой фильтра Баттерворта, о чем свидетельствует сравнение с выражением (13.6):

$$|A_B(jv)|^2 = \frac{1}{4 + v^4}.$$

Максимум модуля приходится на резонансную частоту и равен $A_{B,max} = |A_B(j0)| = 1/2$, что соответствует затуханию 6 дБ. Границы по уровню 3 дБ с затуханием 9 дБ соответствуют расстройке $v = \pm\sqrt{2}$:

$$|A_B(\pm j\sqrt{2})| = \frac{A_{B,max}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2\sqrt{2}}.$$

На практике критическая связь находит широкое применение, так как представляет собой разумный компромисс между требованиями возможно большей крутизны срезов при переходе в область режекции и малым изменениям группового времени задержки в области пропускания;

- **связь выше критической ($k > 1$).** В частотной характеристике модуля имеются два максимума

$$A_{B,max} = \left| A_B(\pm j\sqrt{k^2 - 1}) \right| = \frac{1}{2},$$

лежащие по обе стороны от локального минимума на резонансной частоте:

$$A_{B,0} = |A_B(j0)| = \frac{k}{1 + k^2} < \frac{1}{2} \text{ при } k > 1.$$

Эквивалентный ФНЧ имеет характеристику фильтра Чебышева с коэффициентом неравномерности

$$w = \frac{A_{B,max}}{A_{B,0}} = \frac{1 + k^2}{2k} > 1 \text{ при } k > 1,$$

зависимость которого от коэффициента связи представлена на рис. 26.11. Частотные границы по уровню 3 дБ соответствуют рассогласованию $v = \pm k\sqrt{2}$. Однако здесь они отнесены к среднему значению квадрата модуля, полученному из максимального значения и локального минимума при центральной частоте:

$$|A_B(\pm j\sqrt{2}k)| = \frac{\sqrt{\frac{1}{2}(A_{B,max}^2 + A_{B,0}^2)}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{4} \sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2}},$$

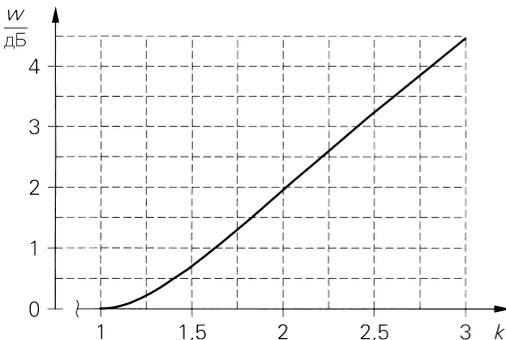


Рис. 26.11. Неравномерность с двухконтурного полосового фильтра с надкритической связью

и потому соответствующее ослабление превышает 9 дБ. На практике связь выше критической применяют в тех случаях, когда требуется крутой срез при переходе в область режекции, однако это достигается за счет группового времени задержки, которому свойственна заметная неранвомерность при $k > 1$;

- **связь ниже критической ($k < 1$)**. Так же как и при критической связи, модуль достигает максимума при центральной частоте, однако соответствующее затухание здесь выше 6 дБ:

$$A_{B,max} = \frac{k}{1+k^2} < \frac{1}{2} \text{ при } k < 1.$$

По обе стороны от максимума модуль убывает быстрее, нежели при критической связи. При $k \approx 0,6$ эквивалентный ФНЧ обладает бесселевой характеристикой. Связь ниже критической применяется, когда необходимо обеспечить неизменность группового времени задержки во всей полосе прозрачности. Однако такая потребность возникает нечасто, так как в передатчиках и приемниках фильтр практически всегда используется в качестве ФВЧ. В такой ситуации его полоса существенно шире полосы канала, а колебания группового времени задержки в одном канале достаточно малы даже при связи равной критической или выше критической.

Для расчета параметров необходимо знать центральную частоту f_M и ширину полосы B по уровню 3 дБ. С их помощью можно найти резонансную частоту:

$$f_r = \sqrt{f_M^2 - \frac{B^2}{4}}. \quad (26.20)$$

Разница между этими частотами есть следствие нелинейной зависимости между частотой f и расстройкой v , что отражено в (26.15). Поэтому характеристики фильтров симметричны относительно расстройки v , но несимметричны относительно частоты f . Для обеих граничных частот по уровню 3 дБ (У/О: нижняя/верхняя граничная частота)

$$f_v = f_M - \frac{B}{2}, \quad f_o = f_M + \frac{B}{2}$$

путем подстановки в (26.15) с последующим преобразованием находим

$$v_v = -\frac{Q_r B}{f_r}, \quad v_o = \frac{Q_r B}{f_r}.$$

Для граничных частот по уровню 3 дБ расстройка составляет $v = \pm k\sqrt{2}$, то есть $v_v = -k\sqrt{2}$ и $v_o = k\sqrt{2}$. Отсюда для резонансной добротности следует:

$$Q_r = k\sqrt{2} \frac{f_r}{B}. \quad (26.21)$$

Подставляя f_r согласно (26.20) и Q_r согласно (26.21) в (26.13), (26.14) и (26.16), находим номиналы схемных элементов:

$$L = \frac{Z_W}{2\pi f_r Q_r}, \quad C = \frac{Q_r - k}{2\pi f_r Z_W}, \quad C = \frac{Q_r - k}{2\pi f_r Z_W}. \quad (26.22)$$

Для схемы на рис. 26.8 имеем $L_1 = L_2 = L$ и $C_1 = C_2 = C$.

При волновом сопротивлении $Z_W = 50$ Ом индуктивности L_1 и L_2 на высоких частотах сильно уменьшаются. В этом случае, если выполняется условие $n > 1$, можно

воспользоваться вариантом с емкостной связью (рис. 26.12). Параметры рассчитываются по тем же соотношениям (26.20)–(26.22), но в выражение (26.22) подставляется не Z_w , а $n^2 Z_w$, благодаря чему индуктивности увеличиваются в n^2 раз, а емкости уменьшаются в n^2 раз.

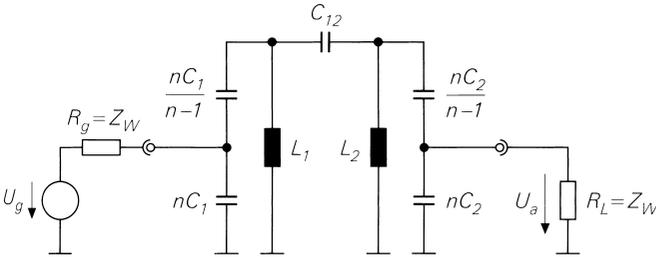


Рис. 26.12. Двухконтурный полосовой фильтр с емкостной связью

Пример. Далее мы рассчитаем параметры двухконтурного полосового фильтра с центральной частотой $f_M = 433,4$ МГц, шириной полосы пропускания по уровню 3 дБ $B = 10$ МГц и коэффициентом связи $k = 1$ при волновом сопротивлении $Z_w = 50$ Ом. Пользуясь (26.20) и (26.21), находим $f_r = 433,37$ МГц и $Q_r = 61,29$. Откуда благодаря (26.22) получим $L \approx 300$ пГн, $C \approx 442$ пФ и $C_{12} \approx 7,3$ пФ. Индуктивность величиной 300 пГн практически ничтожна, и потому можно применить фильтр с емкостной связью согласно рис. 26.12, выбрав n так, чтобы получить для L стандартный номинал 22 нГн. Поскольку индуктивность умножается на n^2 , должно выполняться соотношение $n^2 \cdot 300$ пГн = 22 нГн, откуда $n^2 \approx 73,3$ и $n \approx 8,56$. Теперь индуктивности могут быть выполнены в виде SMD-катушек, а емкости уменьшаются в n^2 раз: $C \approx 6$ пФ и $C_{12} \approx 0,1$ пФ. Емкость C распределяется между емкостями $nC \approx 51,7$ пФ = 47 пФ || 4,7 пФ и $nC/(n-1) \approx 6,8$ пФ. Конденсатор связи C_{12} реализуется в виде емкости между двумя соседними проводниками.

Фильтры в виде длинных линий

На частотах выше 500 МГц индуктивности и емкости LC-фильтров становятся настолько малыми, что их реализация в виде катушек и конденсаторов оказывается невозможной. В таких условиях используются длинные линии. Поскольку в этом частотном диапазоне применяются только полосовые фильтры, то для реализации фильтра, соответствующего по своей структуре схеме, приведенной на рис. 26.7б, понадобятся отрезки линий с характеристиками последовательного и параллельного колебательных контуров. Для этого пригодна линия длиной $\lambda/4$, на одном из концов которой реализован режим холостого хода или короткого замыкания. При проектировании опираются на преобразование Ричардса, позволяющее рассчитывать линейный фильтр непосредственно через эквивалентный фильтр НЧ. Этот вопрос освещен в разделе «Линейные микроволновые фильтры» в [26.1].

26.2.2

Диэлектрические фильтры

В диапазоне от 800 МГц до 5 ГГц применяются фильтры со связанными четвертьволновыми резонаторами. При этом один конец резонатора открыт, а другой накоротко замкнут. Во избежание чрезмерных габаритов выбирается диэлектрик с минималь-

ными потерями и как можно большей диэлектрической проницаемостью с тем, чтобы уменьшить длину волны относительно длины волны в вакууме $\lambda_0 = c_0/f$:

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r} f}. \quad (26.23)$$

Поэтому такие фильтры называют диэлектрическими. В частотном диапазоне до 1 ГГц применяется титанат бария с $\epsilon_r \approx 90$, позволяющий строить резонаторы длиной около 8 мм ($\lambda \approx 32$ мм при $f = 1$ ГГц). На более высоких частотах используют диэлектрики с меньшей проницаемостью.

Диэлектрический полосовой фильтр с n резонаторами называют n -полюсным фильтром, так как передаточная функция полосового фильтра обладает $2n$ полюсами (по два на резонатор). Типовое устройство стандартных диэлектрических фильтров показано на рис. 26.13 [26.4].

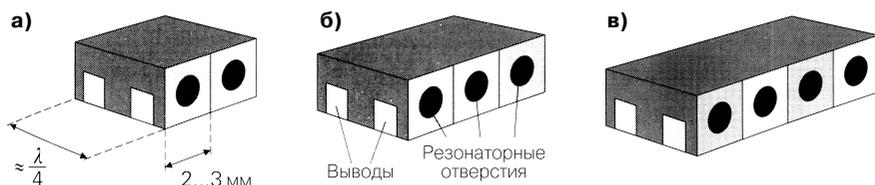


Рис. 26.13. Диэлектрические полосовые фильтры: **а** – двухполюсный; **б** – трехполюсный; **в** – четырехполюсный

Разрез двухполюсного фильтра представлен на рис. 26.14. Он состоит из пары корпусов резонаторов, выполненных из титаната бария, в которых имеются осевые сквозные резонаторные отверстия, а также радиальные отверстия для ввода и отбора мощности. Корпус резонаторов металлизирован. Исключение составляют сторона холостого хода, отверстия для ввода и отбора мощности и промежутки для емкостной связи между резонаторами. Необходимо обеспечить распространение электромагнитного поля только в теле резонатора – поле не должно попадать в пространство его сквозных отверстий. На практике длина резонатора всегда несколько меньше $\lambda/4$, так как поле выступает наружу из открытого торца резонатора (поле рассеяния). По этой причине электрическая длина резонатора больше его механической длины.

Эквивалентная схема двухполюсного диэлектрического фильтра соответствует схеме двухконтурного полосового фильтра, показанной на рис. 26.8 и 26.12. В случае трех- и многополюсных фильтров добавляются новые параллельные резонансные контуры, которые также соединяются посредством емкостной связи. Такое соответствие соблюдается только в полосе прозрачности и на смежных участках полосы затухания, поскольку для всех нечетных гармоник в резонаторах имеет место параллельный резонанс, и поэтому выше номинальной полосы прозрачности следуют дополнительные участки с пониженным затуханием.

Диэлектрические фильтры применяются в качестве ВЧ фильтров в передатчиках и приемниках, причем чаще всего в виде двух- или трехполюсных фильтров. Их миниатюрность важна, прежде всего, для мобильной аппаратуры. На рис. 26.15 показана частотная характеристика модуля коэффициента передачи трехполюсного диэлектри-

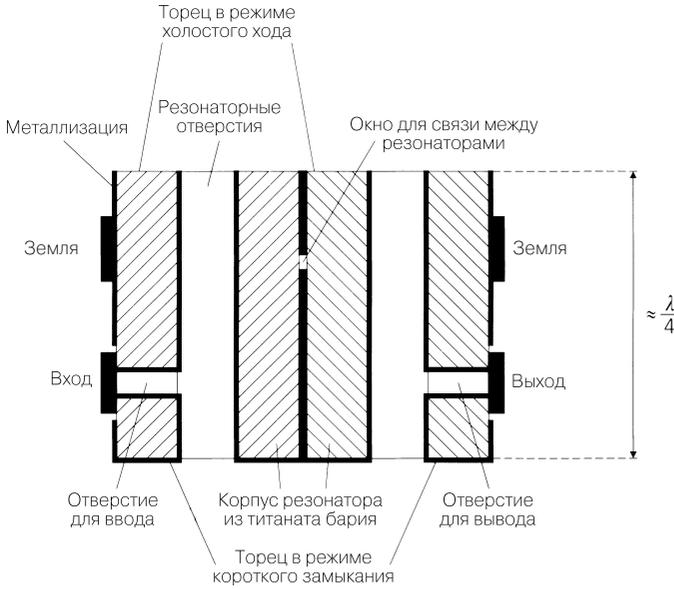


Рис. 26.14. Разрез двухполюсного диэлектрического полосового фильтра. Электромагнитные поля распространяются в заштрихованных зонах корпуса резонатора, тогда как в отверстиях поле отсутствует

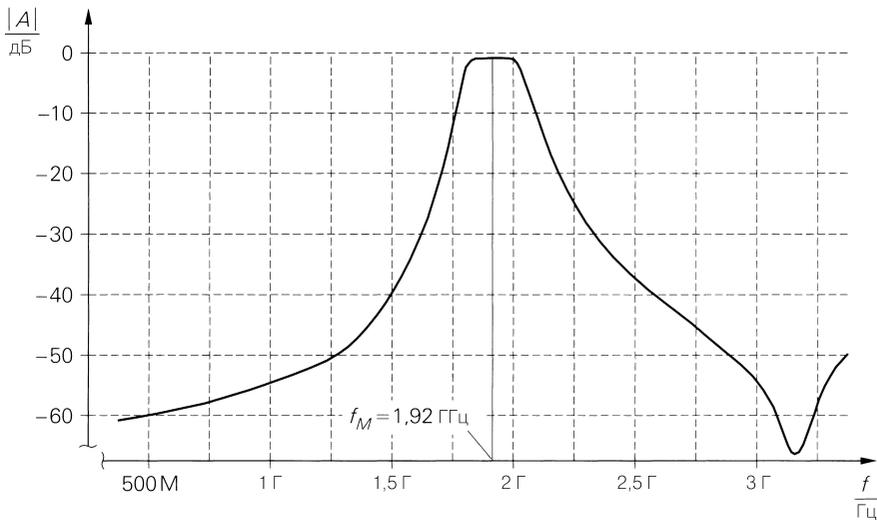


Рис. 26.15. Частотная характеристика модуля коэффициента передачи трехполюсного диэлектрического полосового фильтра

ческого фильтра для американской мобильной системы связи PCS с центральной частотой $f_M = 1,92$ ГГц и габаритами $6,5 \times 4,3 \times 2$ мм [26.4].

26.2.3

Фильтры ПАВ

Фильтр на поверхностных акустических волнах (ПАВ) является трансверсальным КИХ-фильтром, в котором время распространения поверхностной акустической волны на пьезоэлектрическом кристалле определяет его свойство как звена задержки. Возбуждение поверхностных волн входным электрическим сигналом и их обратное преобразование в выходной электрический сигнал осуществляются пьезоэлектрическим преобразователем, который называют также встречно-штыревым преобразователем за конфигурацию электродов в виде встречных гребенок. На рис. 26.16 показано устройство фильтра ПАВ со взвешенным и невзвешенным преобразователями, разделенными пролетным промежутком.

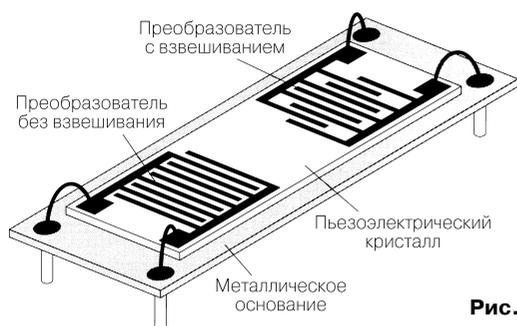


Рис. 26.16. Устройство фильтра ПАВ

Акустическая поверхностная волна (волна Рэлея) представляет собой упругую волну, наблюдаемую на поверхности твердого тела и распространяющуюся со скоростью $v \approx 3000 \dots 4000$ м/с. В случае плоской поверхности скорость распространения не зависит от частоты волны (дисперсия отсутствует), поэтому форма волны остается неизменной, а групповое время пробега постоянным. Пьезоэлектрическим кристаллом чаще всего служит ниобат лития (LiNbO_3) с $v = 3990$ м/с, благодаря чему получаются длины волн между $\lambda = 400$ мкм при $f = 10$ МГц и $\lambda = 4$ мкм при $f = 1$ ГГц. Зазор между электродами преобразователя составляет $\lambda/2$ и $\lambda/4$, так что размеры электродов для частот выше 1 ГГц менее 1 мкм. По этим причинам максимальная рабочая частота фильтра ПАВ определяется минимальным пространственным разрешением технологии изготовления. В настоящее время доступны фильтры этого типа с центральной частотой до 400 МГц, причем выше 200 МГц вместо ниобата лития применяют кварц.

Передачная функция фильтра ПАВ аналогична передачной функции трансверсального фильтра или фильтра КИХ (см. раздел 19.4). Коэффициенты определяются длиной электродов обоих преобразователей. Поскольку они действуют поочередно, необходимо найти произведение типа свертки длин электродов обоих преобразователей. На практике очень часто один из них является невзвешенным (длина всех электродов одинакова), а другой – взвешенным (см. рис. 26.16). Рисунок 26.17 поясняет связь между геометрией и частотной характеристикой коэффициента передачи фильтра ПАВ.

Для фильтра ПАВ характерно достаточно сильное ослабление сигнала в полосе пропускания. Преобразователь, функционирующий в режиме передатчика, посылает

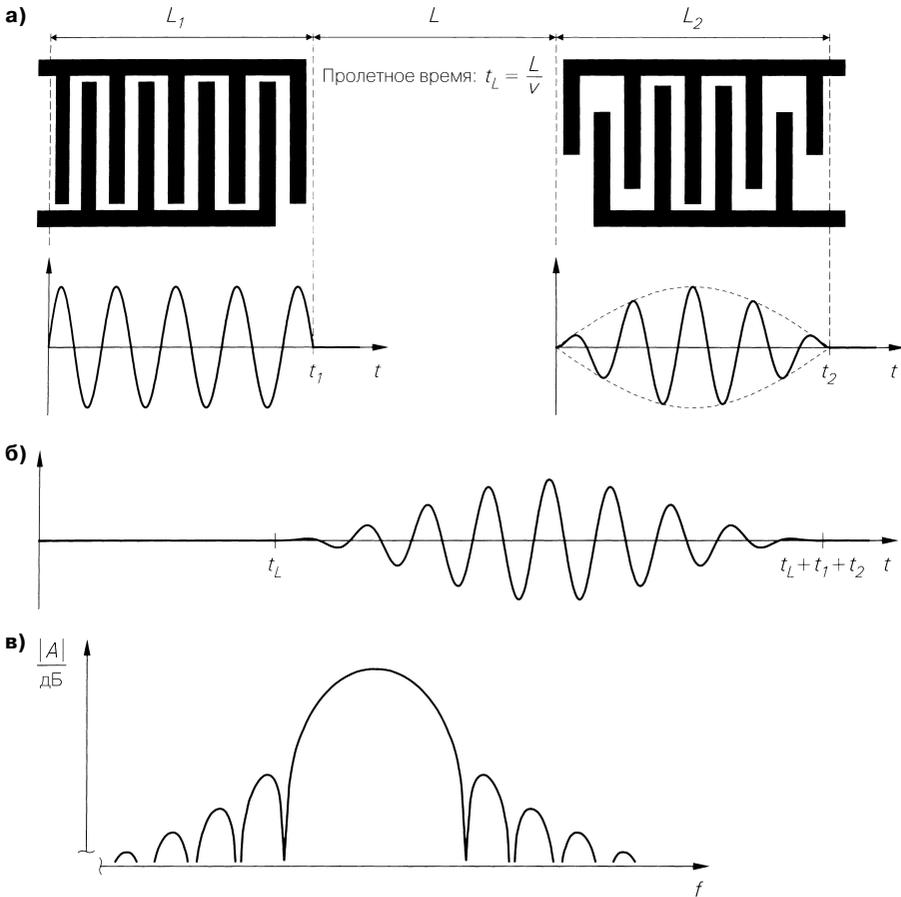


Рис. 26.17. Зависимость между геометрией и частотной характеристикой коэффициента передачи фильтра ПАВ: **а** – геометрия и импульсный отклик преобразователя; **б** – импульсный отклик фильтра (результат свертки импульсного отклика преобразователя и время распространения); **в** – суммарная характеристика фильтра (составлена путем преобразования Лапласа над импульсным откликом)

одну волну к приемному преобразователю, а другую – в противоположную сторону, вследствие чего теряется половина мощности, что соответствует затуханию на 3 дБ. По причине симметрии затухание за счет приемного преобразователя также составляет 3 дБ, так что минимальное ослабление сигнала ПАВ фильтром теоретически равно 6 дБ. На практике оно должно быть существенно больше с тем, чтобы на передаточную функцию не слишком повлияли волны, претерпевшие отражение на преобразователях и торцах кристалла. Особенно мощные помехи создаются трехпролетным эхом, которое отражается от каждого преобразователя и потому трижды проходит пролетный промежуток. Трехпролетное эхо испытывает трехкратное затухание (в децибелах) подобно полезному сигналу и должно быть ослаблено по крайней мере на 40 дБ сильнее последнего. Поэтому у стандартного фильтра ослабление полезного

сигнала составляет 20 дБ. Недостаточное ослабление трехпролетного эха влечет за собой неравномерность частотной характеристики коэффициента передачи и группового времени задержки. Это происходит в фильтрах с малыми потерями, где меньшее затухание достигается ценой указанной неравномерности. На рис. 26.18 сравниваются частотные зависимости модуля коэффициента передачи фильтра ПАВ в стандартном варианте и с малыми потерями, который рассчитан на центральную частоту $f_M = 70$ МГц и полосу по уровню 3 дБ $B = 1$ МГц [26.5].

Стандартный фильтр ($D=21,5$ дБ) Фильтр с малыми потерями ($D=7,5$ дБ)

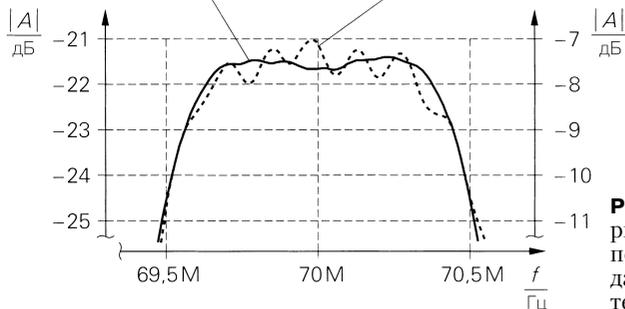


Рис. 26.18. Частотные характеристики модуля коэффициента передачи фильтра ПАВ в стандартном варианте и с малыми потерями

Частотная характеристика фильтра ПАВ приводится для случая двустороннего согласования с волновым сопротивлением $Z_w = 50$ Ом. Без согласования заявленные параметры частотной характеристики и затухания недостижимы. Согласующие схемы приводятся в спецификациях на изделия. Полные сопротивления обоих преобразователей определяются с помощью электромеханической эквивалентной схемы пьезоэлектрического преобразователя, представленной на рис. 26.19а. Здесь R_m , L_m и C_m – эквивалентные элементы для описания механических свойств, а C_{stat} – статическая емкость встречных гребенчатых электродов преобразователя. Полное сопротивление электромеханической части на центральной частоте является активным. Здесь действуют только электромеханическое сопротивление R_m и статическая емкость C_{stat} (рис. 26.19б). Соотношения параметров фильтра таковы, что полное сопротивление преобразователя является омически-емкостным не только на центральной частоте, но и во всей полосе пропускания, а также за ее пределами. Как правило, сопротивление

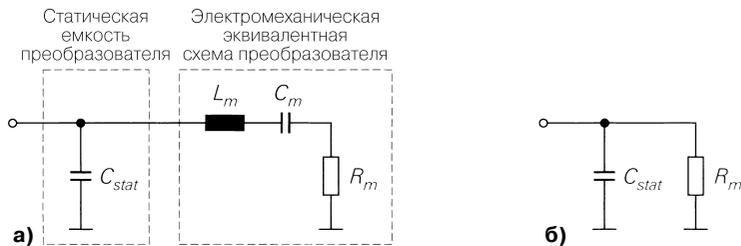


Рис. 26.19. Эквивалентная схема пьезоэлектрического преобразователя: **а** – для диапазона средних частот; **б** – в области средних частот

R_m превышает 50 Ом. Чтобы привести R_m к величине 50 Ом, применяется согласующая схема с использованием емкости C_{stat} и внешних элементов. Примеры согласования представлены на рис. 26.20 [26.5].

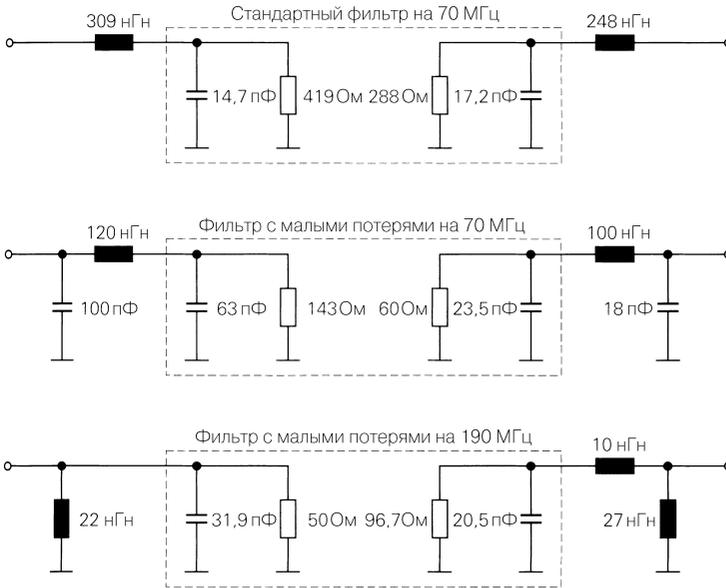


Рис. 26.20. Согласование фильтра ПАВ с $Z_w = 50$ Ом

26.3

Схемы преобразования полного сопротивления

Схемы преобразования полного сопротивления используются для согласования и подключения фильтров ПАВ. Входное и выходное полные сопротивления элемента схемы согласуются с волновым сопротивлением линии с тем, чтобы предотвратить отражения и свести к минимуму потери мощности. Иногда применяют также намеренное рассогласование. Подключение означает присоединение нагрузки к колебательному контуру. При этом полное сопротивление нагрузки преобразуется так, чтобы добротность контура принимала заданное значение.

26.3.1

Согласование

Далее описываются простые реактивные цепи для согласования без потерь произвольного полного сопротивления с волновым сопротивлением Z_w линии передачи. В этом случае речь идет об узкополосном согласовании в расчете на строго заданную частоту. Если частотная полоса согласования шире полосы передаваемого сигнала, на практике этого оказывается достаточно. Критерием служит коэффициент отражения r , модуль которого должен обращаться в нуль на центральной частоте, не превышая заданное значение на краях полосы частот. Обычно требуется $|r| < 0,1$. Согласование проверяют путем моделирования схемы или по измерениям на стенде.

Частотная полоса согласования сужается с ростом коэффициента преобразования, в силу чего полные сопротивления $|Z| \ll Z_w$ и $|Z| \gg Z_w$ поддаются согласованию только в очень узкой полосе. Если простая схема согласования не способна обеспечить полосу достаточной ширины, приходится обращаться к более сложным вариантам, которые могут это сделать. Как правило, им свойственны потери, так как в этом случае необходимо оптимизировать не только коэффициенты отражения, но и характеристики широкополосной передачи сигнала. Более подробную информацию на эту тему читатели могут получить в рекомендуемой литературе [26.1].

Согласующие цепи с двумя элементами

На рис. 26.21 показаны две цепи для согласования полного сопротивления $Z = R + jX$ с волновым сопротивлением Z_w линии передачи. При $R < Z_w$ номиналы определяются по формуле (26.25), а при $R > Z_w$ – по (26.27). Согласование осуществляется с помощью двух реактивных элементов с реактивностями X_1 и X_2 на центральной частоте f_M . Если вместо полного сопротивления Z задана полная проводимость $Y = G + jB$, требуется предварительное преобразование:

$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{1}{G + jB} = \frac{G - jB}{G^2 + B^2} \Rightarrow R = \frac{G}{G^2 + B^2}, \quad X = -\frac{B}{G^2 + B^2}. \tag{26.24}$$

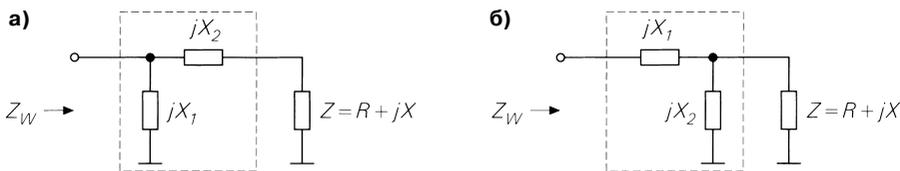


Рис. 26.21. Согласующие цепи с двумя элементами: **а** – для $R < Z_w$; **б** – для $R > Z_w$

Для цепочки, изображенной на рис. 26.21а, находим условие:

$$jX_1 \parallel (Z + jX_2) = \frac{jX_1(Z + jX_2)}{Z + j(X_1 + X_2)} = Z_w.$$

Подставляя $Z = R + jX$, разделяя действительную и мнимую части, находим X_1 и X_2 :

$$X_1 = \pm \frac{Z_w R}{\sqrt{R(Z_w - R)}}, \quad X_2 = \mp \sqrt{R(Z_w - R)} - X. \tag{26.25}$$

При этом должно соблюдаться неравенство $R < Z_w$, чтобы подкоренное выражение осталось положительным; поэтому такая цепочка допускает лишь преобразование снизу вверх: $R \rightarrow Z_w > R$. Знаку \pm отвечают два решения, согласно которым одной реактивности надо присвоить положительный знак, а другой – отрицательный. Первая реализуется с помощью индуктивности, тогда как вторая – с помощью емкости:

$$X_{1/2} > 0 \Rightarrow L_{1/2} = \frac{X_{1/2}}{2\pi f_M}, \tag{26.26}$$

$$X_{1/2} < 0 \Rightarrow C_{1/2} = -\frac{1}{2\pi f_M X_{1/2}}.$$

Для сопротивлений ($Z = R, X = 0$) знаки при X_1 и X_2 в выражении (26.25) противоположны, откуда следуют варианты, показанные на рис. 26.22, с индуктивностью и емкостью согласно (26.25) и (26.26). Вариант на рис. 26.22а обладает характеристикой ФНЧ, а на рис. 26.22б – характеристикой ФВЧ. Для полного сопротивления в общей форме ($X \neq 0$) знак перед X_2 дополнительно зависит от реактивности X , в силу чего возможны также варианты с двумя индуктивностями ($X_1, X_2 > 0$) или двумя емкостями ($X_1, X_2 < 0$). При $X_2 = 0$ отпадает последовательный элемент, и согласование осуществляется посредством параллельной индуктивности ($X_1 > 0$) или параллельной емкости ($X_1 < 0$).

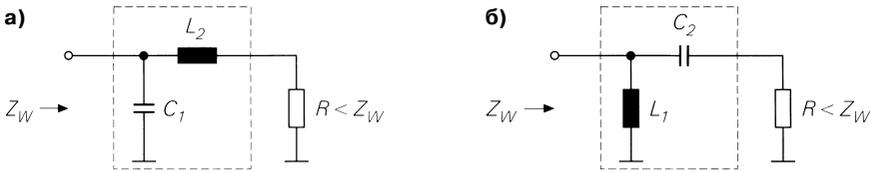


Рис. 26.22. Преобразование сопротивлений снизу вверх: **а** – с характеристикой ФНЧ ($X_1 < 0, X_2 > 0$); **б** – с характеристикой ФВЧ ($X_1 > 0, X_2 < 0$)

Для цепочки на рис. 26.21б справедливо условие:

$$jX_1 + (Z \parallel jX_2) = \frac{jZ(X_1 + X_2) - X_1X_2}{Z + jX_2} = Z_W.$$

Подставляя $Z = R + jX$, разделяя действительную и мнимую части, находим X_1 и X_2 :

$$X_1 = \pm Z_W R \sqrt{\frac{R^2 + X^2}{Z_W R} - 1}, \quad X_2 = \mp \frac{R^2 + X^2}{R \sqrt{\frac{R^2 + X^2}{Z_W R} - 1} \pm X}. \quad (26.27)$$

Для сопротивлений ($Z = R, X = 0$) имеет место:

$$X_1 = \pm \sqrt{Z_W(R - Z_W)}, \quad X_2 = \mp \frac{Z_W R}{\sqrt{Z_W(R - Z_W)}}. \quad (26.28)$$

При этом должно соблюдаться $R > Z_W$, дабы подкоренное выражение оставалось положительным. Поэтому такая цепочка допускает лишь преобразование сверху вниз: $R \rightarrow Z_W < R$. В случае комплексного полного сопротивления ($X \neq 0$) возможно также преобразование снизу вверх при условии, что выполняется

$$R^2 + X^2 > Z_W R.$$

При $|X| > Z_W/2$ согласование возможно для любых R . Здесь также имеется два решения, и элементы, согласно выражению (26.26), реализуются посредством индуктивности или емкости.

В случае сопротивлений ($Z = R, X = 0$) знаки при X_1 и X_2 различны согласно (26.28), в силу чего приходим к вариантам с индуктивностью и емкостью, представленным на рис. 26.23. Схемы на рис. 26.23а и 26.23б обладают характеристиками ФНЧ и ФВЧ соответственно. Для полного сопротивления в общей форме ($X \neq 0$) знак перед X_2 дополнительно зависит от реактивности X , в силу чего возможны варианты

с двумя индуктивностями ($X_1, X_2 > 0$) или двумя емкостями ($X_1, X_2 < 0$). Если в формуле (26.27) обратить в нуль член в знаменателе при X_2 , то отпадет параллельный элемент, и согласование будет осуществляться посредством последовательной индуктивности ($X_1 > 0$) или последовательной емкости ($X_1 < 0$).

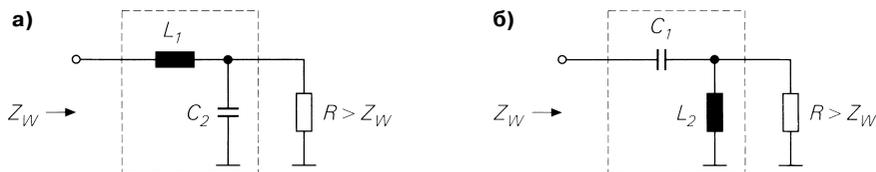


Рис. 26.23. Схемы преобразования сопротивлений: **а** – с характеристикой ФНЧ ($X_1 > 0, X_2 < 0$); **б** – с характеристикой ФВЧ ($X_1 < 0, X_2 > 0$)

Частотные характеристики согласующих цепочек могут использоваться для подавления нежелательных составляющих сигнала. Пусть, например, в полном сигнале присутствует остаточный сигнал гетеродина или нежелательная боковая полоса, обусловленная предшествующим преобразованием частоты. Тогда выбирается характеристика ФНЧ, если эти составляющие лежат выше центральной частоты, или характеристика ФВЧ, если они ниже центральной частоты. При согласовании усилителей в первую очередь уделяют внимание стабильности.

Пример. Рассмотрим согласование входной цепи фильтра ПАВ с малыми потерями (см. рис. 26.20) и центральной частотой $f_M = 70$ МГц. Эквивалентная схема образована резистором R_m с сопротивлением 143 Ом и параллельным конденсатором C_{stat} с емкостью 63 пФ. По этим данным находим полную проводимость:

$$Y = G + jB = \frac{1}{R_m} + j\omega C_{stat} \stackrel{\omega=2\pi \cdot 70 \text{ МГц}}{=} (7 + j27,7) \text{ мСм}$$

при $G = 7$ мСм и $B = 27,7$ мСм. Пересчет с использованием формулы (26.24) дает полное сопротивление Z при $R = 8,58$ Ом и $X = -33,9$ Ом. Для согласования с $Z_w = 50$ Ом следует выбрать согласующую цепочку, показанную на рис. 26.21а, так как $R < Z_w$. Из выражения (26.25) следует $X_1 = \pm 22,8$ Ом и $X_2 = (\mp 18,9 + 33,9)$ Ом. Чтобы улучшить ослабление частот выше области пропускания, выберем характеристику ФНЧ с $X_1 = -22,8$ Ом и $X_2 = 52,8$ Ом. С учетом (26.26) отсюда следует:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \times 70 \text{ МГц} \times 22,8 \text{ Ом}} \approx 100 \text{ пФ}, \quad L_2 = \frac{X_2}{2\pi \times 70 \text{ МГц}} \approx 120 \text{ нГн}.$$

Для вариантов с характеристикой ФВЧ у нас есть две индуктивности: $X_1 = 22,8$ Ом $\rightarrow L_1 \approx 52$ нГн и $X_2 = 15$ Ом $\rightarrow L_2 \approx 34$ нГн. В этом случае благодаря L_2 дополнительно получаем характеристику ФВЧ, так что в целом приходим к характеристике полосового фильтра. Оба варианта фильтра ПАВ с малыми потерями и центральной частотой 70 МГц с $Z_w = 50$ Ом представлены на рис. 26.24.

Фильтр Коллинза

Вместо простой согласующей цепочки из двух элементов на практике часто применяют П-образную цепь (рис. 26.25) с парой параллельных емкостей и последовательной индуктивностью. Такая цепь называется фильтром Коллинза и обладает характеристикой ФНЧ. Дополнительная степень свободы за счет третьего элемента использует-

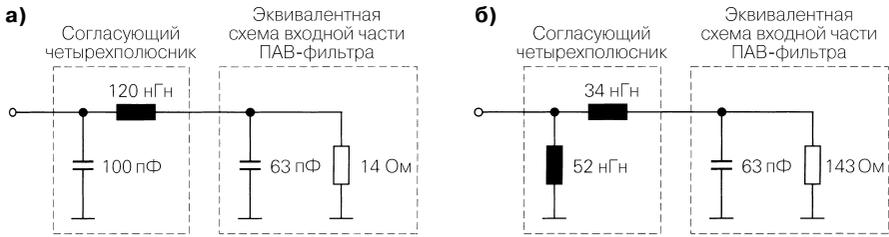


Рис. 26.24. Согласование входа фильтра ПАВ: **а** – с характеристикой ФНЧ; **б** – с характеристикой ФВЧ

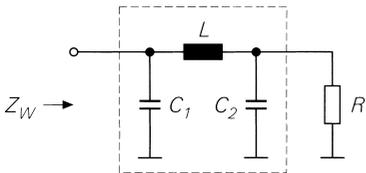


Рис. 26.25. Фильтр Коллинза

ся для оптимизации частотной полосы или смещения номинальных значений элементов к величинам, благоприятным для работы в том или ином диапазоне частот.

Ограничившись согласованием сопротивлений, приходим к условию для центральной частоты $\omega_M = 2\pi f_M$:

$$\frac{1}{j\omega_M C_1 + \frac{1}{j\omega_M L + \frac{1}{j\omega_M C_2 + \frac{1}{R}}}} \stackrel{!}{=} Z_W.$$

Отсюда, перемножая и разделяя действительную и мнимую части с использованием преобразующего соотношения

$$t = \frac{R}{Z_W} \tag{26.29}$$

и соотношения емкостей

$$c = \frac{C_1}{C_2}, \tag{26.30}$$

находим выражения для номинальных значений элементов фильтра [26.6]:

$$C_1 = \frac{c}{2\pi f_M R} \sqrt{\frac{t(t-1)}{t-c^2}}, \tag{26.31}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_M R} \sqrt{\frac{t(t-1)}{t-c^2}}, \tag{26.32}$$

$$L = \frac{R}{2\pi f_M} \sqrt{\frac{(t-1)(t-c^2)}{t(t-c)^2}}. \tag{26.33}$$

Чтобы подкоренные выражения оставались положительными, соотношение емкостей следует выбирать в зависимости от способа преобразования:

$$\begin{aligned}
 t > 1 &\Rightarrow c < \sqrt{t}, \\
 t < 1 &\Rightarrow c > \sqrt{t}.
 \end{aligned}
 \tag{26.34}$$

Выбором соотношения емкостей c , можно влиять на номинальные значения элементов и ширину полосы. На рис. 26.26 показана относительная ширина полосы B/f_M , для которой модуль коэффициента отражения не превышает 0,1 при различных значениях преобразующего соотношения t . Как видно, его рост сопровождается уменьшением ширины полосы пропускания. На рис. 26.26 представлены только кривые для $t > 1$. Если t и c соответственно заменить на $1/t$ и $1/c$, то при $t < 1$ вход и выход поменяются местами.

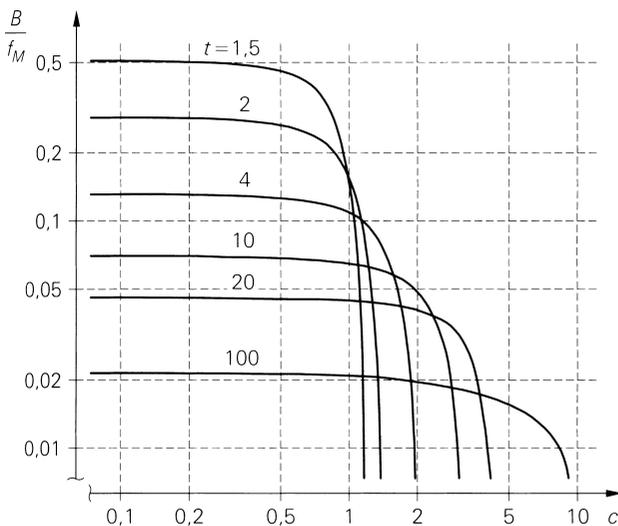


Рис. 26.26. Относительная ширина полосы фильтра Коллинза при различных значениях преобразующего соотношения t

Фильтр Коллинза также пригоден для согласования общих полных сопротивлений Z . Для этого исходят из представления

$$Z = R \parallel jX$$

и компенсируют мнимую составляющую параллельным реактивным сопротивлением $X_p = -X$:

$$Z_p = Z \parallel jX_p = R \parallel jX \parallel jX_p = R.$$

Реактивное сопротивление X_p с помощью параллельно включенной емкости C_2 сводится к реактивному сопротивлению X_2 :

$$jX_2 = \frac{1}{j2\pi f_M C_2} \parallel jX_p \Rightarrow X_2 = \frac{X_p}{1 - j2\pi f_M C_2 X_p}.$$

В соответствии с (26.26) последнее реализуется посредством емкости или индуктивности.

Фильтр Коллинза применяется главным образом для согласования усилителей, причем его элементы частично реализуются на паразитных элементах транзисторов (см. рис. 27.13), о чем будет сказано ниже.

Согласование с помощью полосковых линий

Индуктивности и емкости согласующей цепочки уменьшаются с ростом частоты, в результате чего становится все труднее реализовывать их с помощью обычных схемных элементов. К тому же рост частоты делает все более заметными паразитные эффекты, присущие применяемым катушкам и конденсаторам. Поэтому на частотах гигагерцевого диапазона часто прибегают к согласованию с помощью полосковых линий. В литературе подробно представлено множество подходящих структур [26.1]. Далее мы рассмотрим несколько типовых структур. При этом следует учитывать, что отдельные полосковые линии той или иной структуры должны быть непосредственно соединены между собой. На иллюстрациях они пространственно разделены только ради наглядности.

Важный класс согласующих структур из полосковых линий основан на четвертьволновом трансформаторе, который уже был рассмотрен в разделе 24.2 (см. выражение (24.22) и рис. 24.8). Такой трансформатор состоит из линии передачи длиной $\lambda/4$ с волновым сопротивлением Z_{w1} . Замкнув один конец линии полным сопротивлением $Z = R + jX$, получим на другом конце полное сопротивление:

$$Z_1 = \frac{Z_{w1}^2}{Z} = \frac{Z_{w1}^2}{R + jX} = Z_w.$$

В случае согласования оно должно совпадать с волновым сопротивлением Z_w межсоединений.

На рис. 26.27а представлен случай согласования сопротивления ($Z = R, X = 0$), когда линия четвертьволнового трансформатора должна характеризоваться волновым сопротивлением

$$Z_{w1} = \sqrt{Z_w R}.$$

Диапазон трансформирования сильно ограничен, так как практически волновое сопротивление полосковой линии поддается лишь 4-кратному изменению (см. рис. 24.10). При $Z_w/2 < Z_{w1} < 2Z_w$ отсюда следует диапазон трансформирования $Z_w/4 < R < 4Z_w$.

При общем полном сопротивлении Z можно воспользоваться структурой, показанной на рис. 26.27б, когда сначала выполняется четвертьволновое трансформирование

$$Z_1 = \frac{Z_{w1}^2}{Z} = \frac{Z_{w1} = \sqrt{Z_w R}}{Z = R + jX} = \frac{Z_w R}{R + jX} = \frac{1}{\frac{1}{Z_w} + j \frac{X}{Z_w R}},$$

а затем реактивная составляющая компенсируется реактивным сопротивлением X_2 . Из условия $Z_1 \parallel jX_2 = Z_w$ следует:

$$X_2 = \frac{Z_w R}{X}.$$

Параллельное реактивное сопротивление в емкостном ($X < 0 \rightarrow X_2 < 0$) и индуктивном ($X > 0 \rightarrow X_2 > 0$) случаях реализуется с помощью разомкнутой или короткозамкнутой линии соответственно. Необходимую при этом длину в емкостном случае определяют по (24.23):

$$l_2 = \frac{\lambda}{2\pi} \arctg\left(-\frac{Z_{w1}}{X_2}\right) = \frac{\lambda}{2\pi} \arctg\left(-\frac{Z_{w1} X}{Z_w R}\right) \text{ при } X < 0.$$

В индуктивном случае ее находят по (24.24):

$$l_2 = \frac{\lambda}{2\pi} \arctg\left(\frac{X_2}{Z_{W1}}\right) = \frac{\lambda}{2\pi} \arctg\left(\frac{Z_W R}{Z_{W1} X}\right) \text{ при } X > 0.$$

В емкостном случае волновое сопротивление Z_{W1} выбирают предельно малым (широкая полосковая линия), а в индуктивном – предельно большим (узкая полосковая линия) ради минимизации длины линий, которые называют емкостными и индуктивными реактивными согласующими шлейфами.

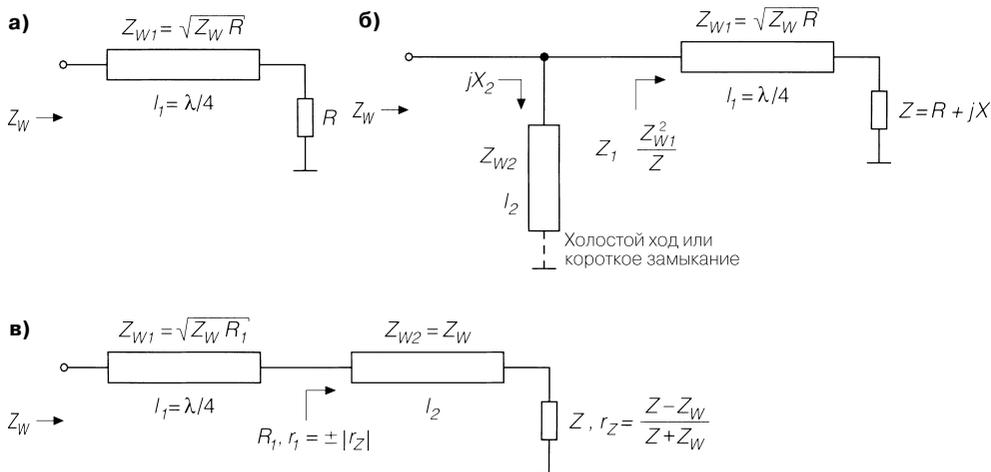


Рис. 26.27. Примеры согласования с помощью полосковых линий с использованием четвертьволнового трансформатора: **а** – преобразование сопротивления; **б** – преобразование импеданса поперечной компенсацией; **в** – преобразование последовательной компенсацией импеданса

Еще одна структура для согласования общего полного сопротивления Z показана на рис. 26.27в. Сначала с помощью соединительной линии ($Z_{W2} = Z_W$) длиной l_2 коэффициент отражения

$$r_z = |r_z| e^{j\varphi_z} = \frac{Z - Z_W}{Z + Z_W}$$

изменяется так, чтобы он стал действительным (последовательная компенсация): $r_1 = \pm |r_z|$, а затем соответствующее сопротивление

$$R_1 = \frac{1 \pm |r_z|}{1 \mp |r_z|}$$

посредством четвертьволнового трансформатора с

$$Z_{W1} = \sqrt{Z_W R_1}$$

преобразуется в волновое сопротивление Z_W . Изменение коэффициента отражения r_z происходит в соответствии с выражением (24.38):

$$r_1 = r_z e^{-j\frac{4\pi l_2}{\lambda}} = |r_z| e^{j\left(\varphi_z - \frac{4\pi l_2}{\lambda}\right)}$$

Он является действительным при

$$\varphi_z - \frac{4\pi l_2}{\lambda} = n\pi \Rightarrow l_2 = \frac{\lambda}{4} \left(\frac{\varphi_z}{\pi} - n \right), \text{ где } n - \text{ целое число.}$$

Чтобы сделать линию предельно короткой, выбираем

$$\begin{aligned} \varphi_z > 0 &\Rightarrow n = 0 \Rightarrow r_1 = |r_z|, \\ \varphi_z < 0 &\Rightarrow n = -1 \Rightarrow r_1 = -|r_z|. \end{aligned}$$

Структуры на рис. 26.27 устроены так, что первый шаг согласования осуществляется с помощью последовательной линии, в результате чего задается расстояние между согласуемым полным сопротивлением и последующими элементами, что облегчает размещение полосковых линий на подложке. На той стороне, где согласование состоялось, трудности с размещением прочих элементов не возникают, так как для их пространственного разделения можно применить соединительную линию с волновым сопротивлением Z_w .

Согласованию посредством четвертьволнового трансформатора присуще ограничение по коэффициенту трансформации, однако оно не оптимально по длине требуемых линий. Структуры на рис. 26.28 дают более приемлемый результат. Сначала рассмотрим согласование с помощью последовательной линии согласно рис. 26.28а. С этой целью воспользуемся уравнением (24.21) для определения входного полного сопротивления Z_1 линии с волновым сопротивлением Z_{w1} и длиной l_1 при подключении нагрузки с полным сопротивлением $Z_2 = Z = R + jX$, приняв $Z_1 = Z_w$:

$$Z_1 = \frac{Z + jZ_{w1} \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi l_1}{\lambda}\right)}{1 + j \frac{Z}{Z_{w1}} \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi l_1}{\lambda}\right)} = Z_w.$$

Перемножая и разделяя действительную и мнимую части и вводя сокращение

$$k_{l1} = \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi l_1}{\lambda}\right), \quad (26.35)$$

приходим к условиям:

$$R = Z_w \left(1 - \frac{k_{l1} X}{Z_{w1}} \right), \quad X = k_{l1} \left(\frac{Z_w R}{Z_{w1}} - Z_{w1} \right).$$

Разрешая относительно Z_{w1} и k_{l1} , находим выражения для расчета параметров:

$$\begin{aligned} Z_{w1} &= \sqrt{Z_{w1} \left(R - \frac{X^2}{Z_w - R} \right)}, \\ k_{l1} &= \frac{Z_{w1}}{X} \left(1 - \frac{R}{Z_w} \right). \end{aligned} \quad (26.36)$$

Если $R > Z_w$, согласование осуществимо при любых X ; напротив, если $R < Z_w$, подкоренное выражение в (26.36) положительно только при условии

$$|X| < \sqrt{R(Z_w - R)}. \quad (26.37)$$

Оно особенно легко отображается на плоскости: согласование посредством простой последовательной линии возможно для любого полного сопротивления, коэф-

коэффициент отражения которой лежит на плоскости внутри окружностей, показанных на рис. 26.29.

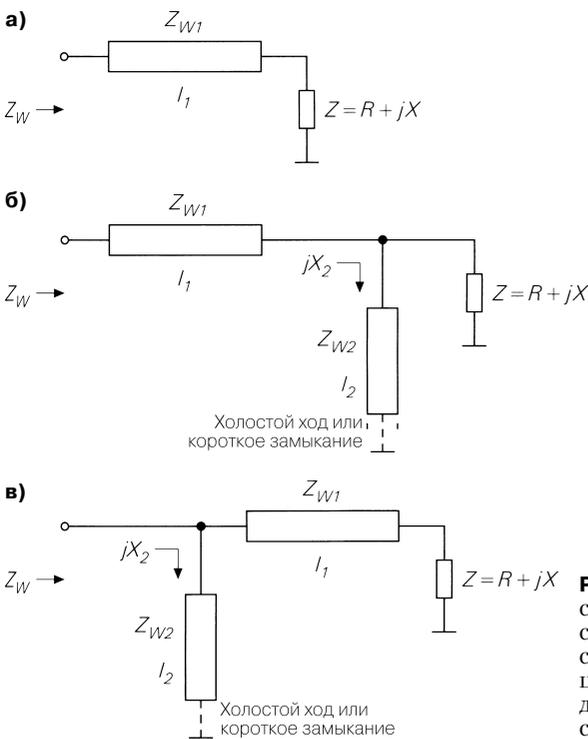


Рис. 26.28. Примеры согласования с помощью полосковых линий: **а** – с последовательной линией; **б** – с последовательной линией и компенсацией со стороны выхода; **в** – с последовательной линией и компенсацией со стороны входа



Рис. 26.29. Область возможного согласования с помощью последовательной линии

Согласование полных сопротивлений, для которых условие (26.37) не соблюдается, осуществляют посредством структур, представленных на рис. 26.28б и 26.28в. В первом случае реактивное сопротивление X компенсируется параллельным реак-

тивным сопротивлением X_2 настолько, чтобы выполнялось условие (26.37) и, следовательно, оказалось возможным согласование с помощью последовательной линии. В случае структуры на рис. 26.28в параллельное реактивное сопротивление X_1 добавляется к входу последовательной линии:

$$Z_1 = Z_w \parallel jX_1.$$

В конечном счете оно компенсируется параллельным реактивным сопротивлением $X_2 = -X_1$. Мы воздержимся от дальнейших подробностей, так как в этих ситуациях появляются дополнительные степени свободы, позволяющие оптимизировать волновые сопротивления Z_{w1} и Z_{w2} , а также длину линий. На практике это делается с помощью программ для имитационного моделирования высокочастотных схем с использованием соответствующих алгоритмов оптимизации. Обе структуры часто используются в сочетании друг с другом, что создает широкие возможности для осуществления оптимизации.

26.3.2

Подключение нагрузки

Для отбора мощности из параллельного колебательного контура к нему необходимо подключить нагрузку. Поскольку добротность такого контура без потерь, но с нагрузкой R_L , описывается выражением

$$Q_r = R_L \sqrt{\frac{C}{L}}$$

и в высокочастотных схемах обычно применяется $R_L = Z_w = 50$ Ом, отношение C/L должно быть сравнительно большим ради достаточной добротности, и поэтому для высокой резонансной частоты выбирают весьма низкую индуктивность. Для примера рассмотрим резонансный контур, у которого на резонансной частоте $f_r = 1$ ГГц добротность должна составлять $Q_r = 50$. Тогда

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 1 \text{ ГГц}, \quad Q_r = 50 \Rightarrow C = 159 \text{ пФ}, \quad L = 159 \text{ пГн}.$$

Индуктивность 159 пГн трудно реализуема, зато емкость слишком велика, так как собственная резонансная частота конденсатора с $C = 159$ пФ явно ниже 1 ГГц (см. рис. 26.5). Достаточная добротность и практически реализуемые номиналы схемных элементов достигаются только в случае преобразования сопротивления нагрузки. Для этого применяют способы подключения, представленные на рис. 26.30 (слева). Для каждого из них приводится эквивалентная (посередине) и упрощенная эквивалентная схема (справа).

Подключение с емкостным делителем напряжения

При коэффициенте деления

$$n_c = 1 + \frac{C_2}{C_1} \tag{26.38}$$

для элементов эквивалентной схемы, представленной на рис. 26.30а, находим:

$$R_p = n_c^2 R_L, \quad C_p = \frac{C_1}{n_c}, \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}. \tag{26.39}$$

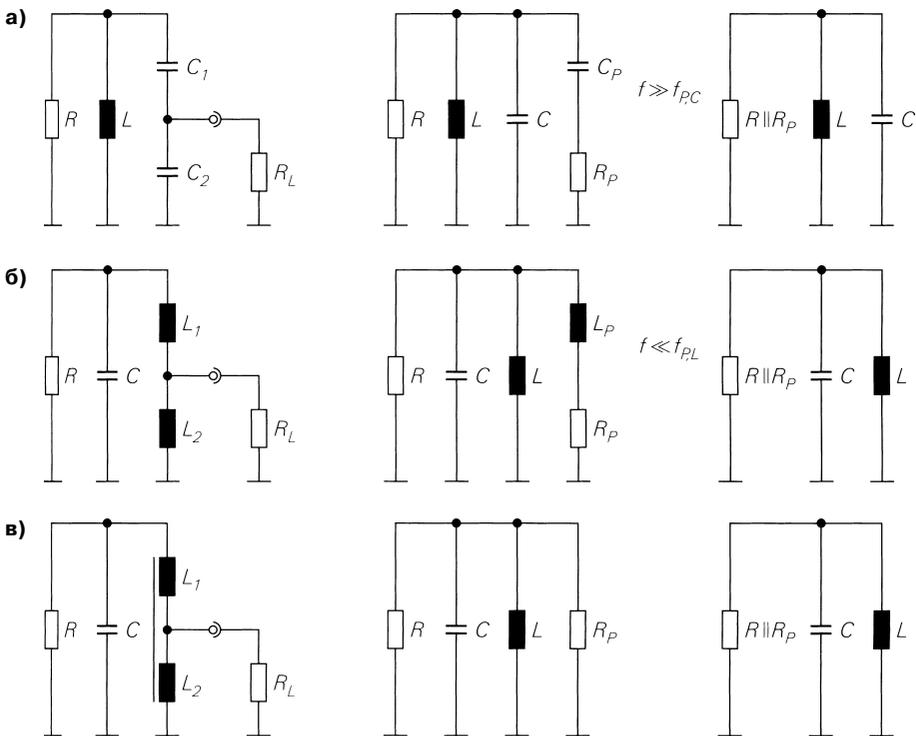


Рис. 26.30. Способы подключения нагрузки R_L к параллельному колебательному контуру: **а** – с емкостным делителем напряжения; **б** – с индуктивным делителем напряжения; **в** – с нерегулируемым индуктивным делителем напряжения

В случае

$$f \gg f_{p,c} = \frac{1}{2\pi C_p R_p} = \frac{1}{2\pi n_c C_1 R_L} \approx \frac{1}{2\pi C_2 R_L} \quad (26.40)$$

емкостью C_p можно пренебречь. Тогда нагрузкой колебательного контура окажется трансформированное сопротивление R_p , включенное параллельно сопротивлению контура R на резонансной частоте.

Подключение с индуктивным делителем напряжения

При коэффициенте деления

$$n_L = 1 + \frac{L_1}{L_2} \quad (26.41)$$

для элементов эквивалентной схемы, показанной на рис. 26.30б, находим:

$$R_p = n_L^2 R_L, \quad L_p = n_L L_1, \quad L = L_1 + L_2. \quad (26.42)$$

В случае

$$f \gg f_{p,l} = \frac{R_p}{2\pi L_p} = \frac{n_L R_L}{2\pi L_1} \approx \frac{R_L}{2\pi L_2} \quad (26.43)$$

можно пренебречь индуктивностью L_p . Тогда нагрузкой колебательного контура окажется трансформированное сопротивление R_p , включенное параллельно резонансному сопротивлению R .

Подключение с нерегулируемым индуктивным делителем напряжения

Если зафиксировать индуктивности индуктивного делителя напряжения, выбрав их так, чтобы соблюдалось соотношение для взаимной индуктивности

$$M = \sqrt{L_1 L_2},$$

получим коэффициент деления

$$n_{L,k} = 1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}. \quad (26.44)$$

В случае элементов на эквивалентной схеме рис. 26.30 справедливы равенства:

$$R_p = n_{L,k}^2 R_L, \quad L = L_1 + L_2 + 2M = (\sqrt{L_1} + \sqrt{L_2})^2. \quad (26.45)$$

Нагрузкой колебательного контура служит сопротивление R_p , включенное параллельно резонансному сопротивлению R . В данном случае преобразование не зависит от частоты.

26.4

Делитель мощности и гибриды

Если выходную мощность согласованного усилителя необходимо поделить между двумя нагрузочными резисторами, следует применить делитель мощности. Он обеспечит полное согласование без потерь с волновым сопротивлением Z_w . Принцип деления мощности на выходе согласованного усилителя ВЧ представлен на рис. 26.31 для решения задачи применительно к усилителю ПЧ. Последний, как правило, отличается весьма малым выходным сопротивлением r_a , что позволяет подключать к его выходу несколько нагрузочных резисторов при условии, что допустимый уровень выходного тока не будет превышен. Мощность, отбираемая от усилителя, зависит от сопротивлений нагрузки. Напротив, согласованный усилитель ВЧ должен работать с единственным сопротивлением нагрузки $R_L = Z_w$ с тем, чтобы обеспечить максимальный отбор мощности и предотвратить отражения, которые способны разрушить сам усилитель. Следовательно, отбираемая мощность постоянна и при наличии нескольких нагрузочных резисторов должна распределяться между ними при помощи делителя.

Далее описываются делители мощности с тремя и четырьмя нагрузками. Последний из них, называемый гибридом, может применяться в качестве сумматора мощности. Типичным примером использования делителя и сумматора мощности является высокочастотный усилитель мощности, состоящий из двух параллельно включенных каскадов (рис. 26.32). Входная мощность распределяется между каскадами делителем мощности, а выходная мощность обоих каскадов сводится воедино сумматором мощности.

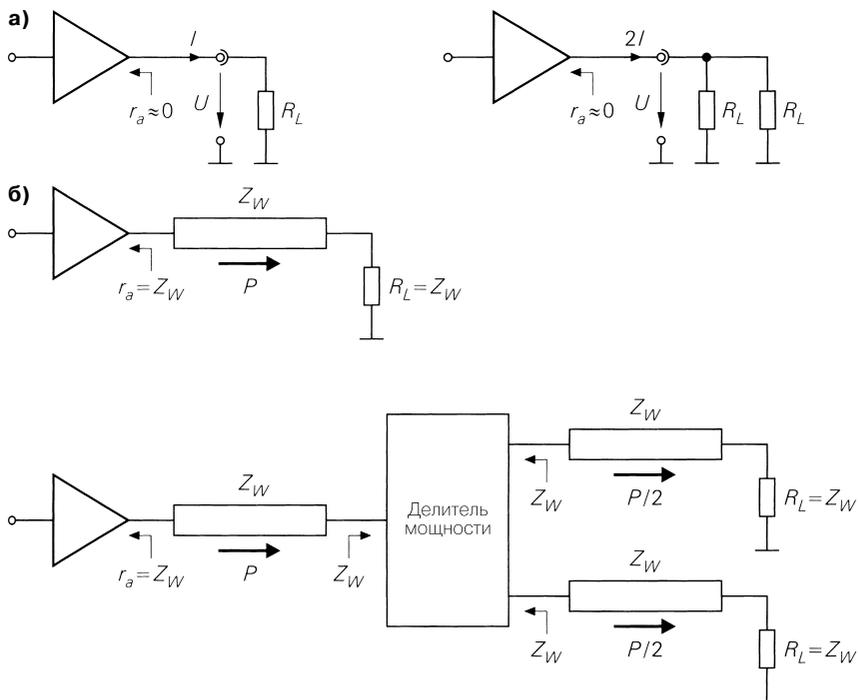


Рис. 26.31. Усилители с двумя нагрузочными резисторами: **а** – усилитель мощности с двумя нагрузочными резисторами; **б** – усилитель с делителем мощности на два нагрузочных резистора

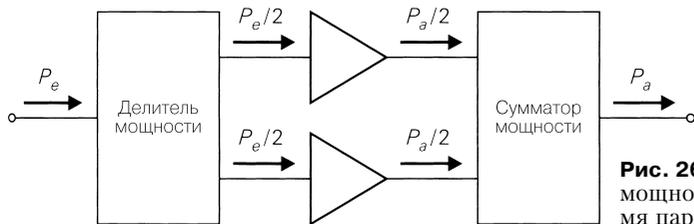


Рис. 26.32. Делитель и сумматор мощности в усилителе ВЧ с двумя параллельными каскадами

26.4.1 Делители мощности

Делители мощности с потерями, собранные на резисторах (резистивные делители мощности) и представленные на рис. 26.33, применяются для широкополосного распределения мощности.

Делители мощности с потерями, собранные на резисторах

Эти делители поддаются полному согласованию, но отдают нагрузке лишь половину подводимой мощности, тогда как другая ее часть теряется на резисторах. Поскольку на каждый выход поступает четверть входной мощности, их называют делителями мощности по уровню 6 дБ. В силу симметрии нет необходимости отдельно рассматривать случай с тремя нагрузками.

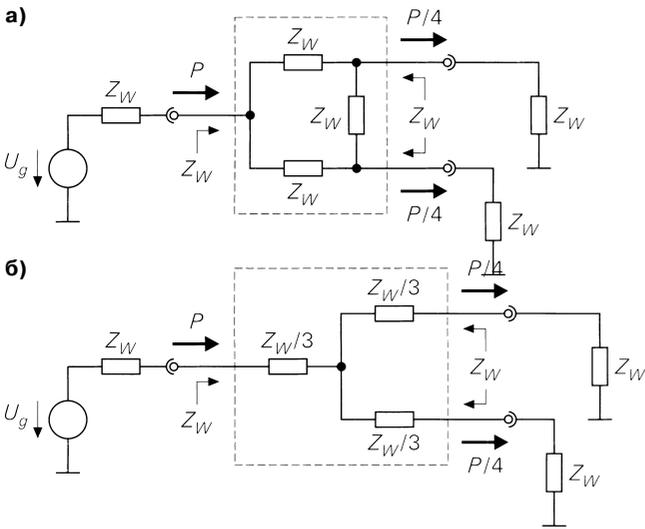


Рис. 26.33. Делитель мощности с потерями на резисторах

Делитель Уилкинсона

Делитель Уилкинсона (рис. 26.34) поддается полному согласованию и свободен от потерь. Он состоит из двух четвертьволновых линий и одного резистора и поэтому является узкополосным. Вход должен быть помечен, так как делитель несимметричен и функционирует без потерь только в конфигурации, показанной на рис. 26.34. Поскольку на каждый выход поступает половина входной мощности, такие делители также называют делителями мощности по уровню 3 дБ.

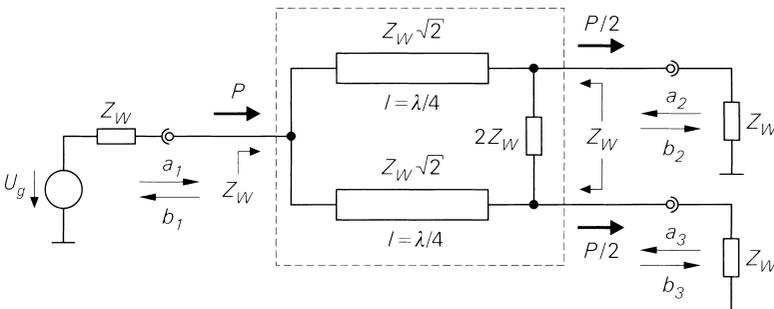


Рис. 26.34. Делитель Уилкинсона

Легче всего описать поведение делителя Уилкинсона при помощи S-параметров, где имеет место [26.1]:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}. \quad (26.46)$$

Полное согласование проявляется в том, что коэффициенты отражения на трех выводах равны нулю: $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$. Если на выводе 1 приходит волна a_1 мощностью $P_1 = |a_1|^2$, на выводах 2 и 3 образуются выходные волны мощностью

$$P_2 = |b_2|^2 = |S_{21}|^2 |a_1|^2 = \frac{|a_1|^2}{2} = \frac{P_1}{2},$$

$$P_3 = |b_3|^2 = |S_{31}|^2 |a_1|^2 = \frac{|a_1|^2}{2} = \frac{P_1}{2}.$$

Заметим, что в этом случае благодаря полному согласованию имеет место $b_1 = a_2 = a_3 = 0$. Если же на вывод 2 придет волна a_2 мощностью $P_2 = |a_2|^2$, получим $P_1 = |S_{12}|^2 |a_2|^2 = |a_2|^2/2 = P_2/2$ и $P_3 = |S_{32}|^2 |a_2|^2 = 0$. Следовательно, одна половина мощности приходится на вывод 1, а другая теряется на резисторе делителя. То же самое произойдет при наличии волны на выводе 3.

26.4.2

Гибриды

Известно, что симметричный делитель мощности без потерь, полностью согласованный с волновым сопротивлением, обязательно должен быть выполнен с четырьмя выводами. Наличие только трех выводов приводит к противоречию требований, предъявляемых к S-параметрам [26.1]. Делители мощности с четырьмя выводами называют *гибридами*, или кольцевыми элементами связи. Мощность, подводимая к одному из выводов, распределяется между двумя из трех оставшихся. На четвертый вывод сигнал не поступает.

S-параметры гибрида

Свойства гибрида проще всего описываются S-параметрами. При этом надо различать 180-градусный гибрид с

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (26.47)$$

и 90-градусный гибрид с

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -j \\ -j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}. \quad (26.48)$$

Оба гибрида полностью согласованы: $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$. Символьное представление вариантов гибрида показано на рис. 26.35.

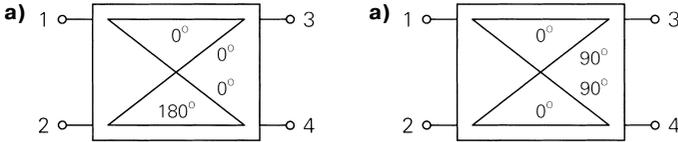


Рис. 26.35. Гибриды: **а** – 180-градусный гибрида; **б** – 90-градусный гибрида

Сначала рассмотрим 180-градусный гибрида. Волна a_1 , пришедшая на вывод 1, делится по мощности между выводами 3 и 4. При $a_2 = 0$ из (26.47) следует:

$$b_3 = S_{31}a_1 = \frac{-ja_1}{\sqrt{2}} \Rightarrow P_3 = |b_3|^2 = \frac{|a_1|^2}{2} = \frac{P_1}{2},$$

$$b_4 = S_{41}a_1 = \frac{-ja_1}{\sqrt{2}} \Rightarrow P_4 = |b_3|^2 = \frac{|a_1|^2}{2} = \frac{P_1}{2}.$$

Исходящие волны b_3 и b_4 синфазны. Волна a_2 , пришедшая на вывод 2, также делится по мощности между выводами 3 и 4, однако b_3 и b_4 сдвинуты по фазе на 180° . При $a_1 = 0$ из (26.47) следует:

$$b_3 = S_{32}a_2 = \frac{-ja_2}{\sqrt{2}} \Rightarrow P_3 = |b_3|^2 = \frac{|a_2|^2}{2} = \frac{P_2}{2},$$

$$b_4 = S_{42}a_2 = \frac{ja_2}{\sqrt{2}} \Rightarrow P_4 = |b_3|^2 = \frac{|a_2|^2}{2} = \frac{P_2}{2}.$$

Фазовый сдвиг на 180° между выводами 2 и 4 в символьном представлении показан на рис. 26.35а. В случае 90-градусного гибрида для волн, пришедших к выводам 1 и 2, соответственно получим:

$$b_3 = S_{31}a_1 = \frac{-a_1}{\sqrt{2}} \Rightarrow P_3 = |b_3|^2 = \frac{|a_1|^2}{2} = \frac{P_1}{2},$$

$$b_4 = S_{41}a_1 = \frac{-ja_1}{\sqrt{2}} \Rightarrow P_4 = |b_3|^2 = \frac{|a_1|^2}{2} = \frac{P_1}{2}.$$

и

$$b_3 = S_{32}a_2 = \frac{-ja_2}{\sqrt{2}} \Rightarrow P_3 = |b_3|^2 = \frac{|a_2|^2}{2} = \frac{P_2}{2},$$

$$b_4 = S_{42}a_2 = \frac{-a_2}{\sqrt{2}} \Rightarrow P_4 = |b_3|^2 = \frac{|a_2|^2}{2} = \frac{P_2}{2}.$$

Здесь исходящие волны в обоих случаях сдвинуты по фазе на 90° , что и отражено на рис. 26.35б.

Гибриды с катушками и конденсаторами

Гибриды, содержащие катушки и конденсаторы, показаны на рис. 26.36 [26.7]. Для 180-градусного гибрида на рис. 26.36а должно выполняться:

$$L = \frac{Z_W \sqrt{2}}{2\pi f_M}, \quad C = \frac{1}{2\pi f_M Z_W \sqrt{2}}, \tag{26.49}$$

где f_M – центральная частота, на которой он четко работает. Ширина полосы составляет около 20% от центральной частоты. Для 90-градусного гибрида на рис. 26.36б должно выполняться:

$$L = \frac{Z_W}{2\pi f_M \sqrt{2}}, \quad C_1 = \frac{1}{2\pi f_M Z_W}, \quad C_2 = \frac{\sqrt{2}-1}{2\pi f_M Z_W}. \tag{26.50}$$

Здесь ширина полосы составляет около 2% от центральной частоты. Для 90-градусного гибрида с парой индуктивно связанных катушек (рис. 26.36в) должно выполняться:

$$L = \frac{Z_W}{2\pi f_M}, \quad C = \frac{1}{2\pi f_M Z_W}. \tag{26.51}$$

Ширина полосы составляет около 2% от центральной частоты.

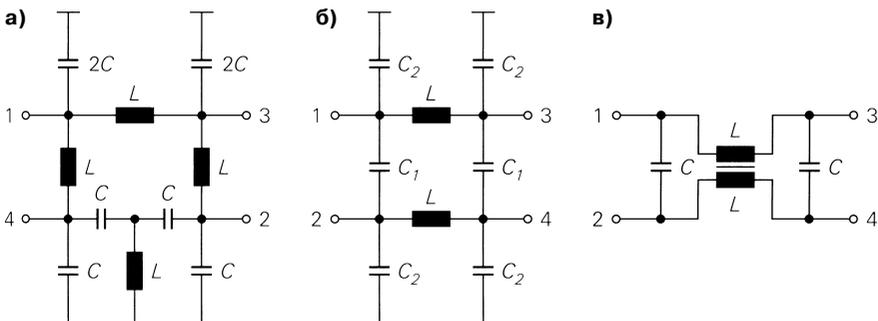


Рис. 26.36. Гибриды, содержащие катушки и конденсаторы: **а** – 180-градусный гибриды; **б** – 90-градусный гибриды; **в** – 90-градусный гибриды с трансформатором

Гибриды на линиях

В гигагерцевом диапазоне частот распространены гибриды, собранные на полосковых линиях (рис. 26.37) [26.1], [26.7]. Вариант на рис. 26.37в, состоящий из пары несвязанных линий длиной по $\lambda/8$ и двух емкостей, отличается особой компактностью и достаточной широкополосностью (ширина полосы составляет около 10% от центральной частоты):

$$f_g = \frac{1}{2\pi C_B (R_2 \parallel r_{BE1})}. \tag{26.52}$$

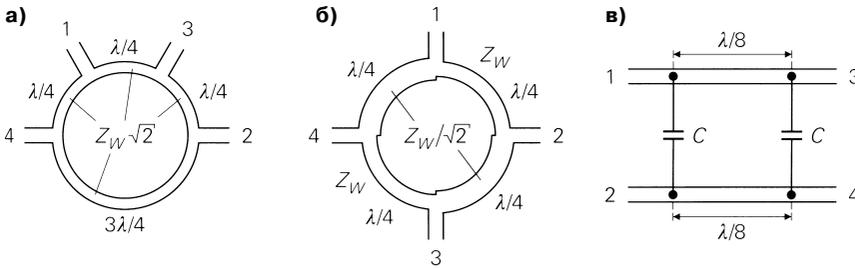


Рис. 26.37. Гибриды на линиях: **а** – 180-градусный гибриды; **б** – 90-градусный гибриды; **в** – 90-градусный гибриды с емкостями

Литература

- [26.1] Zinke, O.; Brunswig, H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. Band 1, 4. Auflage. Berlin: Springer, 1990.
- [26.2] SMD-Induktivitäten 1206CS und 1812CS. Datenblätter der Firma Coilcraft.
- [26.3] Saal, R.: Handbuch zum Filterentwurf. 2. Auflage. Heidelberg: Hüthig, 1988.
- [26.4] Chip Dielectric Filters. Datenblatt der Firma Toko.
- [26.5] SAW-Filter 851544/854652/855529. Datenblätter der Firma Sawtek.
- [26.6] Kupferschmidt, K. H.: Die Dimensionierung des π -Filters zur Resonanztransformation. Frequenz 24, 1970, S. 215–218.
- [26.7] Larson, L. E.: RF and Microwave Circuit Design for Wireless Communications. Boston: Artech House, 1996.

Глава 27

Высокочастотные усилители

В модулях ВЧ и ПЧ систем связи наряду с интегральными микросхемами все еще используются усилители на дискретных элементах с одним транзистором, прежде всего – в высокочастотных усилителях мощности передатчиков. Напротив, в низкочастотных модулях применяются исключительно усилители, собранные на интегральных схемах. Такое положение дел объясняется состоянием технологии изготовления полупроводников. В ходе развития новых технологических процессов, ориентированных на создание высокочастотных приборов, сначала реализуют дискретные транзисторы, тогда как переход к изготовлению микросхем на базе новых технологий, как правило, занимает многие годы. Кроме того, при изготовлении отдельных транзисторов, рассчитанных на работу с особенно высокими частотами, чаще всего применяются материалы и технологии, которые плохо или вовсе непригодны для изготовления микросхем по производственным или экономическим показателям. Однако стремительное распространение беспроводных систем связи привело к форсированному развитию полупроводниковых технологий для высокочастотных электронных устройств. Микросхемы на основе композиционных полупроводников, таких как арсенид галлия (GaAs) или кремний–германия (SiGe), пригодны для работы вплоть до гигагерцевого диапазона. В конструкциях, предназначенных для работы на частотах до 3 ГГц, преобладают биполярные транзисторы. В случае реализаций приборов из GaAs или SiGe их называют биполярными транзисторами на гетеропереходах (hetero-junction bipolar transistor – HBT). Устройство HBT-транзистора аналогично конструкции обычного биполярного варианта, однако в нем используются разные по составу материалы в зонах базы и эмиттера с целью повышения коэффициента усиления на высоких частотах. Полевые транзисторы с барьером Шотки (MESFET) используются на частотах выше 3 ГГц. Граничные частоты продвигаются в область 50...100 ГГц. Пример устройства MESFET представлен на рис. 3.27б.

27.1

Интегральные высокочастотные усилители

В принципе, интегральные высокочастотные усилители строятся по тем же схемотехническим канонам, что и низкочастотные или операционные усилители. Типовой усилитель состоит из дифференциального усилителя для усиления напряжения и схемы с общим коллектором в качестве усилителя тока или преобразователя полного сопротивления (рис. 27.1а). Дифференциальный усилитель обычно выполняется по каскодной схеме с тем, чтобы понизить реактивность и входную емкость (ослабление эффекта Миллера). Подобные схемы уже были описаны в разделе 4.1. Поскольку граничная частота ВЧ транзисторов ($f_T \approx 50...100$ ГГц) приблизительно в 100 раз

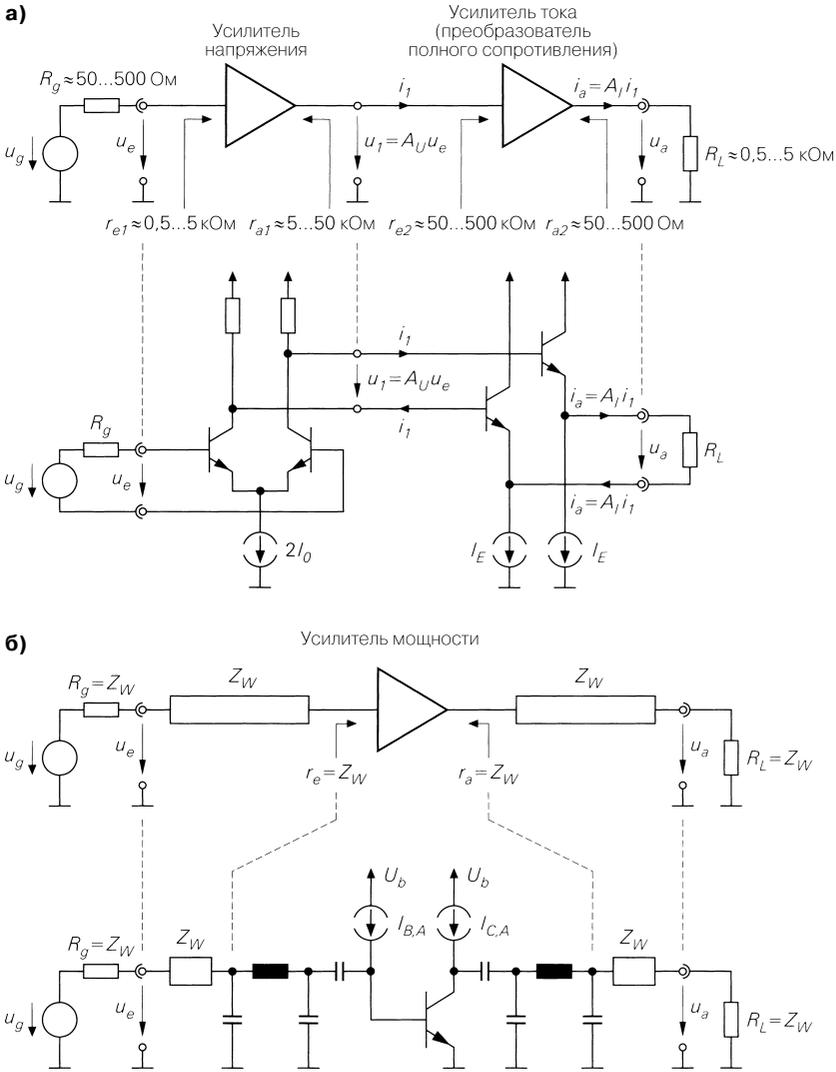


Рис. 27.1. Принципиальное устройство высокочастотных усилителей: **а** – принцип и устройство интегрального усилителя; **б** – принцип и устройство интегрального усилителя, предназначенного для работы на высоких частотах

выше, чем у низкочастотных ($f_T \approx 500 \dots 1 \text{ ГГц}$), во столько же раз возрастает и ширина полосы пропускания усилителя. Однако при этом надо заранее предусмотреть такое снижение паразитных влияний контактов и междукаскадных соединений внутри микросхемы, чтобы ширина полосы определялась прежде всего граничной частотой транзистора, а не этими соединениями. В этом состоит главная трудность при разработке и применении высокочастотной полупроводниковой технологии.

27.1.1

Согласование

Как правило, междуэлементные соединения внутри интегральной микросхемы настолько коротки, что могут считаться идеальными вплоть до гигагерцевого диапазона. Поэтому внутри схемы вообще не требуется согласования по волновому сопротивлению.

Речь идет об электрически коротких линиях (см. раздел 24.2), и поэтому определение идеальных соединений касается только потерь: в интегральных схемах они сравнительно высоки из-за малой толщины металлизации и потерь в подложке.

В то же время, во избежание отражений необходимо согласовывать волновое сопротивление внешних выводов микросхемы, участвующих в передаче сигналов. В идеале можно было бы подобрать параметры схемы так, чтобы входное и выходное полные сопротивления, включая паразитные влияния проволочек, ножек выводов и корпусов, соответствовали волновому сопротивлению. В равной степени для согласования следует использовать навесные элементы или полосковые линии (см. раздел 26.3).

На рис. 27.1а приведены типовые значения входных и выходных сопротивлений усилителей напряжения и тока в интегральном высокочастотном усилителе. При этом считается, что аналогичные усилители служат и источником сигнала, и нагрузкой.

Согласование по входу

На высокой частоте полное входное сопротивление дифференциального усилителя является емкостно-омическим из-за наличия емкостей транзистора. Обычно оно явно превышает стандартное волновое сопротивление $Z_w = 50$ Ом вплоть до частоты 100 МГц.

Способ строгого согласования состоит в том, чтобы включить согласующий резистор $R = 2Z_w = 100$ Ом между входами дифференциального усилителя (рис. 27.2а) и тем самым согласовать их с волновым сопротивлением $Z_w = 50$ Ом. Такой способ несложен и реализуется с помощью единственного резистора в интегральной схеме, обеспечивая приемлемую ширину полосы пропускания. Его недостаток заключается в низком коэффициенте передачи мощности из-за ее потерь на сопротивлении такого резистора и в значительном росте коэффициента шума (см. раздел 27.1.2). Каждый из входов дифференциального усилителя можно соединить с землей через резистор $R = Z_w$, не используя резистор с сопротивлением $R = 2Z_w$. Однако в этом случае оказывается невозможной гальваническая связь с источником сигнала, имеющим постоянную составляющую, так как входы соединяются с землей через низкоомные резисторы. По этим причинам предпочитают применять варианты с единственным резистором $R = 2Z_w$.

Вместо этого входные каскады могут быть реализованы в виде схемы с общей базой (рис. 27.2б), благодаря чему полное входное сопротивление становится приблизительно равным сопротивлению прямой передачи $1/S = U_T/I_0$ транзистора. При токе покоя $I_0 \approx 520$ мкА получим $1/S \approx Z_w = 50$ Ом. В этом случае подключение оказывается идеальным по мощности, однако достаточно высокий коэффициент шума (см. раздел 27.1.2) несколько портит дело.

Оба способа действены только в мегагерцевом диапазоне, так как в гигагерцевом сказывается влияние подводящих проводничков, ножек выводов и корпуса. Более высокое качество обеспечивают согласующие цепи без потерь на базе пассивных эле-

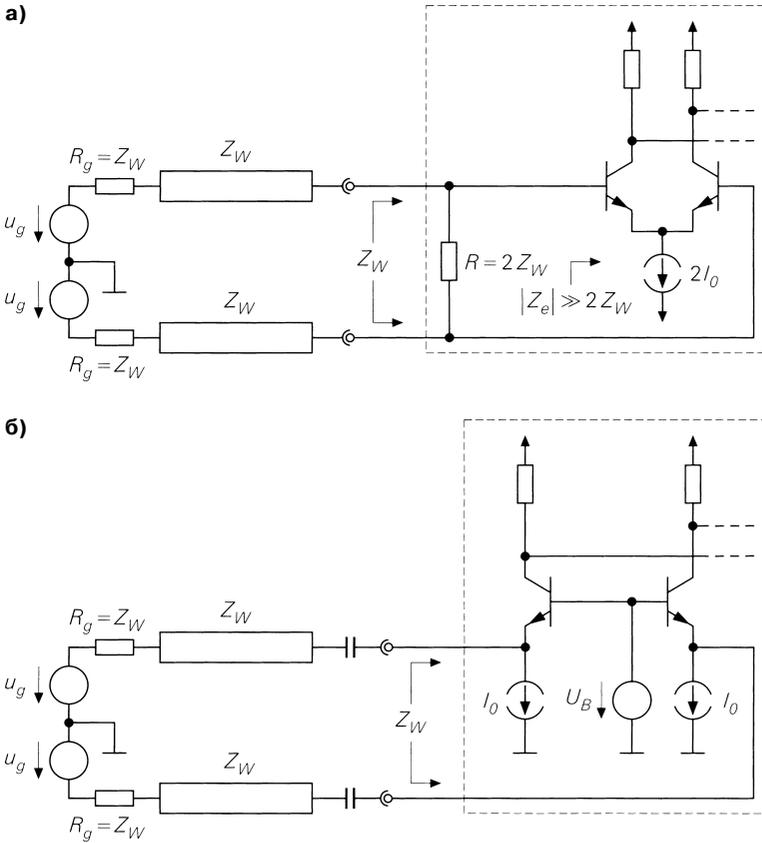


Рис. 27.2. Согласование интегрального усилителя по входу: **а** – с сопротивлениями нагрузки; **б** – с входным каскадом в схеме с общей базой

ментов и полосковых линий, реализуемых вне интегральной схемы, чем достигается оптимальное по мощности подключение при минимальном коэффициенте шума. На практике согласование производится ради оптимальности не по мощности, а по коэффициенту шума или как компромисс между двумя оптимумами. Подробнее об этом говорится в разделе 27.1.2.

Согласование по выходу

Полное выходное сопротивление схемы с общим коллектором поддается широкополосному согласованию с обычным волновым сопротивлением $Z_w = 50$ Ом при условии, что полное выходное сопротивление усилителя напряжения будет выбрано с учетом трансформации полного сопротивления схемы с общим коллектором. Этот вопрос уже рассматривался на качественном уровне при рассмотрении схемы на рис. 2.105а и варианта, показанного на рис. 2.106 (внизу слева): полное выходное сопротивление схемы с общим коллектором является омическим в широкой полосе,

если предыдущий каскад усиления характеризуется емкостно-омическим полным выходным сопротивлением с граничной частотой, равной граничной частоте транзистора $\omega\beta = 2\pi/\beta$. Количественно такое согласование достигается только путем имитационного моделирования с использованием вторичных эффектов. В гигагерцевом диапазоне и в этом случае сказывается влияние, связанное с проводничками, ножками выводов и корпусом, но все же согласование в принципе остается возможным, хотя и не в широкой полосе частот.

Если согласование становится недостижимым в силу влияния полного выходного сопротивления схемы с общим коллектором, применяются внешние согласующие цепочки на реактивных схемных элементах или полосковых линиях.

27.1.2 Коэффициент шума

Как было показано в разделе 2.3.4, коэффициент шума биполярного транзистора становится минимальным при токе коллектора $I_{C,A}$, когда эффективное сопротивление источника между выводами базы и эмиттера принимает оптимальное значение:

$$R_{gopt} = \sqrt{R_B^2 + \frac{\beta U_T}{I_{C,A}} \left(\frac{U_T}{I_{C,A}} + 2R_B \right)} \stackrel{R_B \rightarrow 0}{\approx} \frac{U_T \sqrt{\beta}}{I_{C,A}}, \quad (27.1)$$

где R_B – объемное сопротивление базы и β – коэффициент передачи транзистора по току. При $\beta \approx 100$ для тока коллектора в интервале $I_{C,A} \approx 0,1 \dots 1$ мА, типичном для интегральных высокочастотных микросхем, получаем интервал значений $R_{gopt} \approx 260 \dots 2600$ Ом. При больших токах коллектора R_{gopt} поддается дальнейшему снижению вплоть до 50 Ом при $I_{C,A} = 23$ мА и $R_B = 10$ Ом, однако при этом достигим лишь локальный минимум коэффициента шума, о чем свидетельствует рис. 2.52. Это обстоятельство обусловлено распределенным сопротивлением базы. В низкочастотных устройствах применяются крупные транзисторы, у которых такие сопротивления весьма малы, и потому глобальный минимум коэффициента шума приблизительно достигается даже при небольших сопротивлениях источника. Однако при этом резко падает граничная частота транзисторов, так что данный способ почти не применяется в высокочастотных конструкциях.

При согласовании по входу с помощью согласующего резистора (см. рис. 27.2а) эффективное сопротивление источника принимает значение $R_{g,eff} = R_g \parallel R/2 = Z_w/2 = 25$ Ом из-за параллельного подключения внешних резисторов $R_g = Z_w$ и внутреннего согласующего резистора $R = 2Z_w$ для каждого из двух транзисторов дифференциального усилителя. Такое значение $R_{g,eff}$ заметно ниже оптимального сопротивления источника $R_{gopt} \approx 260 \dots 2600$ Ом. Кроме того, сказывается влияние шума согласующего резистора. В результате заметно возрастает коэффициент шума. При напряжении на входе схемы с общей базой, показанной на рис. 27.2б, эффективное сопротивление источника имеет значение $R_{g,eff} = R_g = Z_w = 50$ Ом, однако коэффициент шума сравнительно велик и в этой ситуации.

В случае согласования с помощью реактивных схемных элементов или полосковых линий внутреннее сопротивление источника сигнала R_g преобразуется к входному сопротивлению r_e транзистора с помощью согласующего четырехполюсника, свободного от потерь и шумов. Если пренебречь объемным сопротивлением базы R_B , то

имеет место $r_e = r_{BE}$. Для эффективного сопротивления источника $R_{g,eff}$ между выводами базы и эмиттера отсюда следует: $R_{g,eff} = r_{BE}$. При $r_{BE} = \beta U_T / I_{C,A}$ и $R_{g,opt}$ из (27.1) находим зависимость для $R_B = 0$:

$$R_{g,eff} = r_{BE} = R_{g,opt} \sqrt{\beta}. \quad (27.2)$$

Следовательно, при согласовании эффективное сопротивление источника примерно в $\sqrt{\beta} \approx 10$ раз больше оптимального сопротивления. Коэффициент шума в этом случае хотя и меньше, чем в вариантах с согласующим резистором или схемы с общей базой, но все же он явно превышает оптимальное значение.

Оптимальный коэффициент шума получают в том случае, если вместо согласования по мощности осуществляется согласование по шумам. Тогда внутреннее сопротивление источника сигнала $R_g = Z_w$ преобразуется не в $r_e = r_{BE}$, а в $R_{g,opt} = r_{BE} / \sqrt{\beta}$. Отсюда следует, что входное сопротивление усилителя, согласованного по шумам, составляет не Z_w , а $Z_w \sqrt{\beta}$. Тогда получим коэффициент отражения по входу

$$r = \frac{Z_w \sqrt{\beta} - Z_w}{Z_w \sqrt{\beta} + Z_w} = \frac{\sqrt{\beta} - 1}{\sqrt{\beta} + 1} \stackrel{\beta \approx 100}{\approx} 0,82$$

и КСВ

$$s = \frac{1 + |r|}{1 - |r|} = \sqrt{\beta} \stackrel{\beta \approx 100}{\approx} 10.$$

Это неприемлемо для большинства устройств, и поэтому на практике, если важен малый коэффициент шума, добиваются компромисса между согласованием по мощности и по шумам. Если же коэффициент шума не критичен, реализуют согласование по мощности.

Выше $f = f_T \sqrt{\beta} \approx f_T / 10$ оптимальное сопротивление источника убывает, о чем свидетельствует уравнение для $R_{g,opt,HF}$ в разделе 2.3.4. Однако это вовсе не значит, что согласование в соответствии с рис. 27.2 в этом частотном диапазоне позволит снизить коэффициент шума: хотя множитель $R_{g,eff} / R_{g,opt}$ убывает, минимальный коэффициент шума растет, как это следует из уравнения для $F_{opt,HF}$ в разделе 2.3.4. Мы не будем останавливаться на этом вопросе, так как модель шумов биполярного транзистора, рассмотренная в разделе 2.3.4, пригодна только для качественных суждений, если речь идет о граничной частоте выше 10 ГГц. Когда область $f > f_T / 10$ оказывается целиком в гигагерцевом диапазоне, сказывается ряд вторичных эффектов, которыми пренебрегли в разделе 2.3.4 (например, корреляция между источниками шумов в транзисторе). В этих условиях оптимальное полное сопротивление источника перестает быть действительным.

Пример. Найдем коэффициенты шума описанных вариантов схем для интегрального усилителя с параметрами транзистора согласно табл. 4.1, воспользовавшись имитационным моделированием. В силу симметрии схемы ограничимся одним из входных транзисторов. Соответствующие схемы представлены на рис. 27.3. Применим транзистор размера 10 с током покоя $I_{C,A} = 1$ мА. В схеме, приведенной на рис. 27.3в, уменьшим ток покоя до 520 мкА, чтобы обеспечить согласование с $Z_w = 50$ Ом. Объемное сопротивление базы составляет $R_B = 50$ Ом, а частота $-f = 10$ МГц. Согласно (27.1) $R_{g,opt} = 575$ Ом при $I_{C,A} = 1$ мА и $R_{g,opt} = 867$ Ом при $I_{C,A} = 520$ мкА.

У схемы, приведенной на рис. 27.3а при $R_g = R_{g,opt} = 575$ Ом оптимальный коэффициент шума составляет $F_{opt} = 1,12$ (0,5 дБ). При $R_g = 50$ Ом имеет место $F = 1,52$ (1,8 дБ). Для схемы с сопротивлением нагрузки согласно рис. 27.3б получается

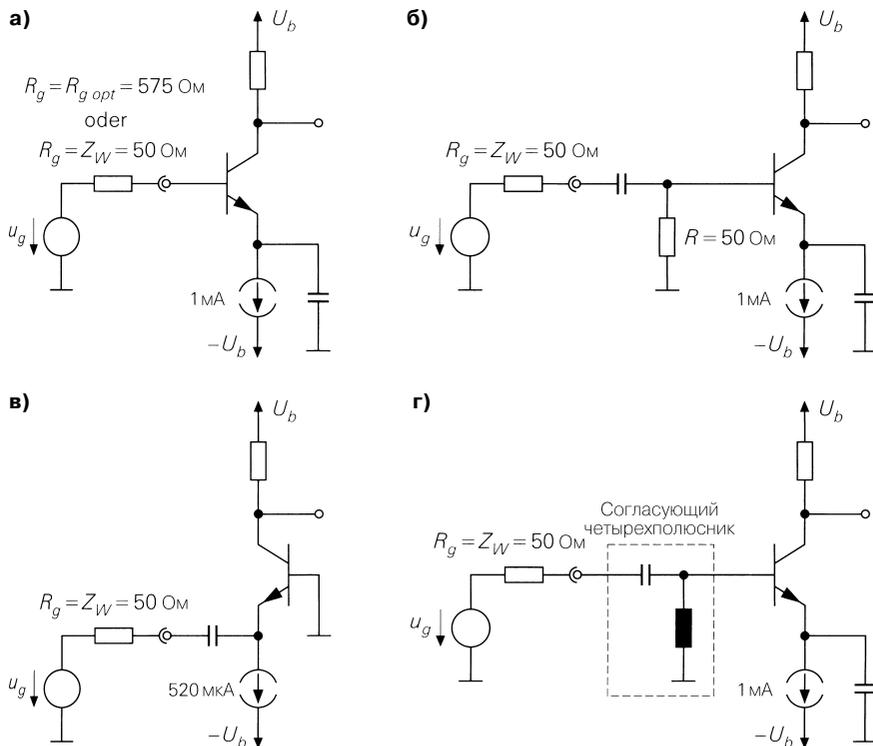


Рис. 27.3. Принципиальные схемы как примеры для сравнения коэффициентов шума: **а** – без согласования; **б** – с сопротивлением нагрузки; **в** – в схеме с общей базой; **г** – с согласующим четырехполюсником

$F = 2,66$ (4,2 дБ). Так что коэффициент шума здесь явно возрастает. Более приемлемое значение обеспечивает схема с общей базой, представленная на рис. 27.3в: здесь имеет место $F = 1,6$ (2 дБ). При согласовании по мощности с $R_g = Z_W = 50$ Ом по рис. 27.3г получим $F = 1,25$ (0,97 дБ), который всего лишь в 1,1 раза больше оптимального значения. Оптимальный коэффициент шума достигается при согласовании по коэффициенту шума.

Согласование по мощности во избежание отражений безусловно необходимо. Поэтому схема с согласующим четырехполюсником и согласованием по мощности на рис. 27.3г дает наименьший коэффициент шума, за ней следуют схемы с общей базой (см. рис. 27.3в) и согласующим сопротивлением (см. рис. 27.3б). Если не прибегать к согласованию по мощности, схема с согласующим четырехполюсником и согласованием по шумам, показанная на рис. 27.3г, явно превосходит схему без согласования при $R_g = 50$ Ом (см. рис. 27.3а) как по коэффициенту шума, так и по коэффициенту отражения.

27.2

Высокочастотный усилитель на одиночном транзисторе

На рис. 27.16 показано устройство высокочастотного усилителя на дискретном транзисторе. Нетрудно заметить, насколько существенны его схемотехнические отличия от интегрального усилителя, представленного на рис. 27.1а. Он образован биполяр-

ным транзистором в схеме с общим эмиттером и цепями установки рабочего тока, символически представленными на рис. 27.16 двумя источниками: $I_{B,A}$ и $I_{C,A}$. Подробности практической реализации УВЧ будут изложены далее. Вместо биполярного может быть применен также и полевой транзистор. До и после транзистора включены развязывающие конденсаторы, предотвращающие влияние остальных цепей схемы на установку рабочей точки. К ним подключаются цепочки для согласования с волновым сопротивлением линий передачи сигнала. На данной схеме для этого используется Р-образное звено (фильтр Коллинза) с последовательной индуктивностью и парой параллельных емкостей.

27.2.1

Обобщенный одиночный транзистор

Название «одиночный транзистор» не следует понимать в узком смысле, так как применяемые на практике фрагменты схем обычно содержат несколько транзисторов с дополнительными резисторами и конденсаторами для обеспечения установки рабочей точки. Будем называть такие фрагменты *обобщенными одиночными транзисторами*. Следовательно, напрашивается аналогия с операционным СС-усилителем, который также может рассматриваться как обобщенный одиночный транзистор (см. раздел 5.5 и рис. 5.82–5.88).

На рис. 27.4а показаны без добавочных элементов для установки рабочей точки условное символическое обозначение и основные варианты реализации обобщенного

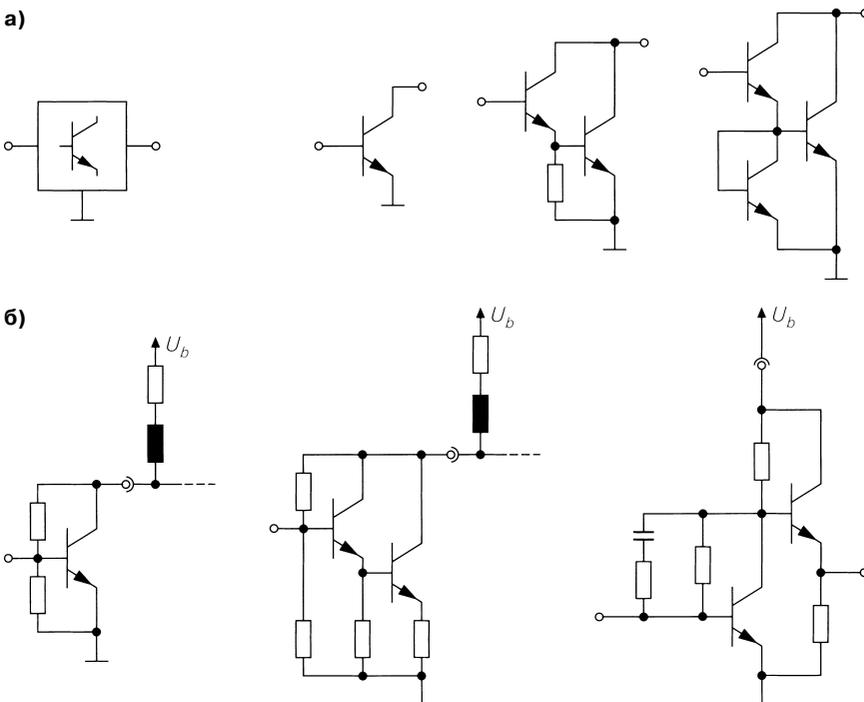


Рис. 27.4. Обобщенный одиночный транзистор: **а** – символ и исполнение; **б** – реализация с дополнительными элементами для установки рабочей точки

одинокного транзистора, в качестве которого, как правило, используется схема Дарлингтона с целью повышения коэффициента усиления на высоких частотах.

Типичные реализации транзисторов, дополненные элементами для установки рабочего тока, представлены на рис. 27.4б, причем вариант, изображенный слева, в равной степени применим к схемам Дарлингтона, показанным на рис. 27.4а. С помощью резисторов обеспечивается обратная связь по напряжению, которая, однако, практически не действует на высоких частотах при достаточно высокоомных резисторах, если полное сопротивление емкости перехода коллектор–база имеет примерно те же значения. В качестве внешнего элемента используется катушка, индуктивность которой выбирается так, чтобы на рабочей частоте она функционировала в режиме холостого хода. Тем самым производится разделение цепей сигнала и постоянного тока. На средней схеме рис. 27.4б показан вариант с добавочным резистором в цепи эмиттера, создающим обратную связь по току. Такой вариант особенно хорошо подходит для широкополосного усилителя или усилителя с жесткими требованиями к линейности амплитудной характеристики.

Вариант, показанный на правой схеме рис. 27.4б, образован схемой с общим эмиттером и обратной связью по напряжению, после которой следует схема с общим коллектором. Строго говоря, этот вариант не относится к обобщенным одиночным транзисторам, так как он подобно интегральному усилителю на рис. 27.1б состоит из усилителей напряжения (схема с общим эмиттером) и тока (схема с общим коллектором). Но мы приводим его здесь потому, что обычно он поставляется в корпусе, типовом для дискретных транзисторов. Как правило, цепь обратной связи по напряжению образуют два резистора и конденсатор. Установка рабочей точки зависит только от сопротивления резистора, непосредственно включенного между базой и коллектором. Напряжение на коллекторе в рабочей точке устанавливается с помощью этого резистора. Емкость конденсатора выбирается так, чтобы на рабочей частоте ее сопротивление приближалось к нулю и оба резистора функционировали как при параллельном включении.

Приборы на рис. 27.4 относятся к микросхемам низкой степени интеграции и называются полупроводниковыми интегральными схемами СВЧ диапазона (monolithic microwave integrated circuits – MMIC). Они изготавливаются по кремниевой (Si-MMIC), кремний-германиевой (SiGe-MMIC) или арсенид-галлиевой (GaAs-MMIC) технологиям и пригодны для частот до 20 ГГц.

27.2.2

Установка рабочей точки

В принципе, установка рабочей точки осуществляется так же, как это делается для низкочастотных транзисторов. Однако в случае высокочастотных транзисторов стремятся к тому, чтобы резисторы, необходимые для установки рабочей точки, утрачивали свои свойства на рабочей частоте, так как они отрицательно сказываются на коэффициенте усиления и величине коэффициента шума. С этой целью последовательно с резисторами включают одну или несколько катушек индуктивности, сопротивление которых для постоянного тока при установке рабочей точки ничтожно, но на рабочей частоте возрастает до величины, соответствующей размыканию цепи.

Далее рассмотрим установку рабочей точки на примере биполярного транзистора. Описываемые схемы с тем же успехом можно использовать применительно к полевым транзисторам.

Отрицательная обратная связь по постоянному току

Если для установки рабочего тока воспользоваться отрицательной обратной связью по току (см. рис. 2.75а), то получим схему, приведенную на рис. 27.5а, в которой база и коллектор транзистора развязаны по высокой частоте индуктивностями L_B и L_C соответственно. В этом случае можно отказаться от резистора в цепи коллектора, и тогда там не будет падения постоянной составляющей напряжения, что особенно благоприятно при низком напряжении питания. В крайнем случае можно удалить резисторы R_1 и R_2 , соединив напрямую освободившийся вывод катушки индуктивности L_B с клеммой напряжения электропитания. Тогда транзистор будет функционировать при $U_{BE,A} = U_{CE,A}$. Благодаря развязке базы шум резисторов R_1 и R_2 очень слабо влияет на коэффициент шума усилителя на рабочей частоте. Поэтому данный способ установки рабочей точки сводит влияние шумов к минимуму. Это справедливо прежде всего там, где применяется разделительный конденсатор C_B , который на рабочей частоте действует почти как короткозамкнутый проводник. Если незначительное увеличение коэффициента шума не опасно, вместо развязки базы можно воспользоваться схемой, предложенной на рис. 27.5б.

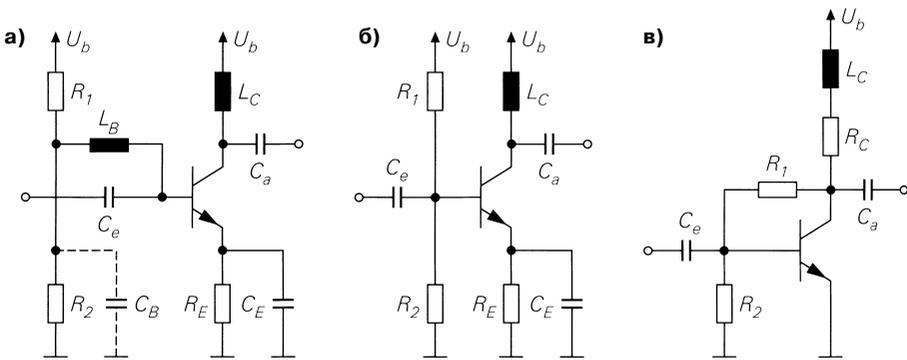


Рис. 27.5. Установка рабочей точки высокочастотных транзисторов: **а** – с обратной связью по току и малошумящей развязкой в цепи базы; **б** – с обратной связью по току и без развязки в цепи базы; **в** – с обратной связью по напряжению

С ростом частоты все труднее реализовать развязку из-за ухудшения свойств катушек, необходимых для создания индуктивностей. Чтобы максимизировать модуль полного сопротивления, выбирают катушки с собственной резонансной частотой, предельно близкой к рабочей частоте. Тем самым обеспечивается почти резонансное значение полного сопротивления, которое, однако, убывает с ростом резонансной частоты (см. рис. 26.4). Поэтому в гигагерцевом диапазоне вместо индуктивностей используют полосковые линии длиной, равной четверти длины волны. Окончание такой линии, удаленное от транзистора, делается короткозамкнутым по переменному току с помощью конденсатора C_B или путем подключения к шине напряжения питания. В этом случае вход линии (у транзистора) работает в режиме холостого хода.

Особые трудности связаны с конденсатором C_e , который должен как можно лучше имитировать короткое замыкание на рабочей частоте. Здесь также стараются применять конденсатор с резонансной частотой, предельно близкой к рабочей частоте. Тем

самым достигаются полные сопротивления, модуль которых по порядку величины соответствует последовательному сопротивлению конденсатора (обычно 0,2 Ом). Однако с ростом резонансной частоты резонансная добротность конденсатора увеличивается (см. рис. 26.5), что затрудняет настройку. Альтернативой могла бы стать разомкнутая четвертьволновая полосковая линия, которая бы действовала в режиме короткого замыкания на конце рядом с транзистором, но этот подход не находит практического применения из-за неизбежного излучения на холостом конце линии (антенный эффект).

Короткозамкнутая полосковая линия также исключается, так как она действует как короткое замыкание по постоянному току и накоротко замыкает резистор R_E . Все эти трудности приводят к тому, что отрицательная обратная связь по току применяется только в мегагерцевом диапазоне. В гигагерцевой области эмиттерный вывод транзистора должен соединяться непосредственно с корпусом.

Отрицательная обратная связь по постоянному напряжению

Установка рабочей точки с помощью отрицательной обратной связи по напряжению показана на рис. 27.5в. В этом виде она применяется во многих микроволновых интегральных схемах (см. рис. 27.4б). Здесь, безусловно, необходим коллекторный резистор R_C для эффективного функционирования отрицательной обратной связи и обеспечения стабильности рабочей точки. Коллектор развязывается с помощью катушки индуктивности L_C , благодаря чему на рабочей частоте выход нагружается не только сопротивлением в цепи коллектора. Для развязки базы можно воспользоваться последовательным подключением индуктивностей к резисторам R_1 и R_2 , но на практике этот прием не используется. Его недостаток заключается в увеличении коэффициента шума из-за вклада шумов резисторов R_1 и R_2 , который можно уменьшить, выбрав менее высокоомные номиналы сопротивлений.

Установка рабочей точки

Способ установки рабочей точки, представленный на рис. 27.6, широко применяется в усилителях на дискретных элементах и в интегральном исполнении. Здесь падение напряжения U_{RC} , определяемое током коллектора высокоочастотного транзистора T_1 , сравнивается с фиксированным напряжением U_{D1} . Транзистор T_2 управляет напряжением базы транзистора T_1 так, что соблюдается соотношение $U_{RC} \approx U_{D1} \approx 0,7$ В.

Начнем с рассмотрения схемы на рис. 27.6а. Имеем:

$$U_{RC} = (I_{C1,A} + I_{E2,A})R_C, \quad U_{BE1,A} = I_{R2}R_2, \quad I_{E2,A} \stackrel{I_{B2,A} \approx 0}{\approx} I_{B1,A} + I_{R2}.$$

Отсюда следует:

$$U_{RC} = \left(I_{C1,A} + I_{B1,A} + \frac{U_{BE1,A}}{R_2} \right) R_C \stackrel{I_{C1,A} \gg I_{B1,A}}{\approx} \left(I_{C1,A} + \frac{U_{BE1,A}}{R_2} \right) R_C.$$

Если напряжение база–эмиттер транзистора T_2 примерно равно напряжению на диоде D_2 , мы получим:

$$U_{RC} \approx U_{D1} \Rightarrow I_{C1,A} \approx \frac{U_{D1}}{R_C} - \frac{U_{BE1,A}}{R_2} \approx 0,7 \text{ А} \left(\frac{1}{R_C} - \frac{1}{R_2} \right).$$

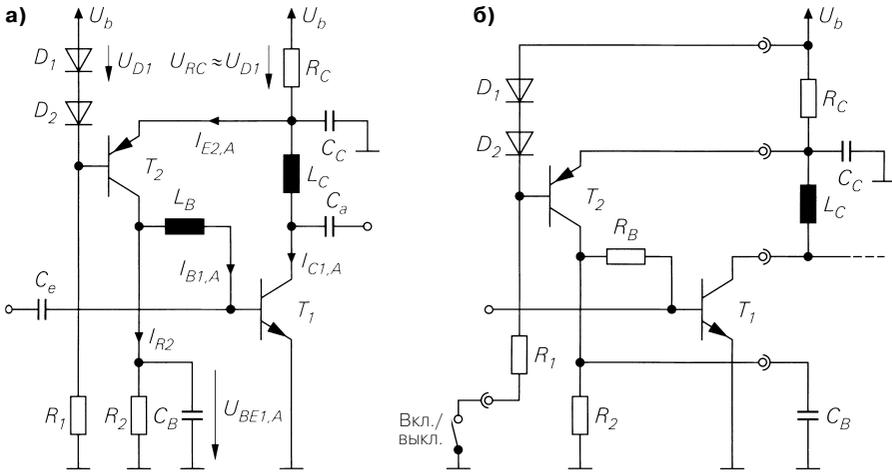


Рис. 27.6. Установка рабочей точки: **а** – дискретная структура; **б** – интегральная схема (например, BGC405)

Обычно на практике $R_2 \gg R_C$ и поэтому $I_{C,A} \approx 0,7 \text{ В}/R_C$.

Для обеспечения стабильности контур регулирования должен обладать хорошо выраженной характеристикой ФНЧ первого порядка, что обеспечивается конденсатором C_B . Его емкость выбирают так, чтобы граничная частота

$$f_g = \frac{1}{2\pi C_B (R_2 \parallel r_{BE1})}$$

была ниже рабочей частоты по крайней мере в 10^4 раз.

На рис. 27.6б показан вариант установки рабочей точки на примере интегральной схемы, где L_C и C_B реализуются как внешние элементы. Как правило, вместо катушки индуктивности L_B применяют резистор, что приводит лишь к ничтожному изменению положения рабочей точки. Резистор R_C реализуют как навесной элемент ради возможности устанавливать ток покоя. Это необходимо делать потому, что ток покоя, оптимальный или по усилению, или по коэффициенту шума, зависит от рабочей частоты. Для включения или выключения усилителя вывод от резистора R_1 отводят наружу микросхемы.

27.2.3

Согласование однокаскадного усилителя

Расчет согласующего четырехполюсника для усилителя с одним обобщенным транзистором чрезвычайно осложняется тем обстоятельством, что входное и выходное полные сопротивления вследствие относительно сильного реактивного воздействия зависят от цепей, подключенных к любому из остальных зажимов. Как правило, расчет ведется на основе S-параметров транзистора, Сюда же входит и установка рабочей точки.

Условия согласования

На рис. 27.7 показан транзистор с согласующим четырехполюсником и коэффициентами отражения для разных участков схемы. Коэффициенты отражения у источника сигнала и на нагрузке равны нулю, так как они согласованы. На входе транзистора имеем коэффициент отражения сигнала, преобразованный входным согласующим четырехполюсником из нуля в r_g , которому противостоит входной коэффициент отражения r_1 транзистора. Соответственно, на выходе транзистора получаем коэффициент отражения нагрузки, преобразованный выходным согласующим четырехполюсником из нуля в r_L , которому противостоит выходной коэффициент отражения r_2 транзистора. В случае двустороннего согласования соответствующие коэффициенты отражения должны быть взаимно комплексно-сопряженными:

$$r_g = r_1^*, \quad r_L = r_2^*. \tag{27.3}$$

Тогда соответствующие полные сопротивления также должны быть взаимно комплексно-сопряженными:

$$Z_g = Z_W \frac{1+r_g}{1-r_g} \stackrel{r_g=r_1^*}{=} Z_W \frac{1+r_1^*}{1-r_1^*} = Z_1^*,$$

$$Z_L = Z_W \frac{1+r_L}{1-r_L} \stackrel{r_L=r_2^*}{=} Z_W \frac{1+r_2^*}{1-r_2^*} = Z_2^*.$$

Тем самым удовлетворяются условия согласования по мощности.

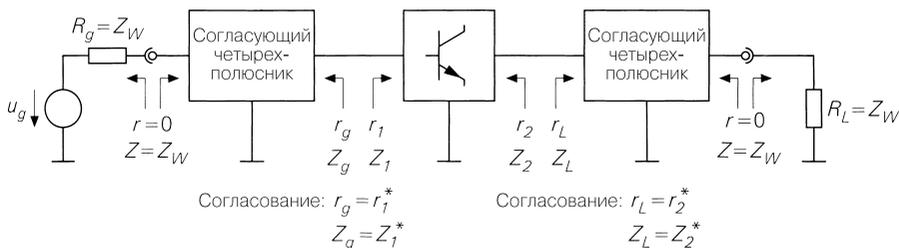


Рис. 27.7. Условия двустороннего согласования

Коэффициенты отражения транзистора

В силу реактивного воздействия коэффициенты отражения транзистора r_1 и r_2 зависят соответственно от r_L и r_g , (рис. 27.8). Для транзистора с учетом выбранной рабочей точки выполняется:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}.$$

Отсюда найдем входной коэффициент отражения r_1 при наличии цепи со стороны выхода при нагрузке с коэффициентом отражения r_L , если подставить условие $a_2 = b_2 r_L$ (рис. 27.8a) и решить относительно $r_1 = b_1/a_1$. Соответственно, для расчета выходного коэффициента отражения r_2 при наличии входной цепи с источником сигнала

с коэффициентом отражения r_g выбираем условие $a_1 = b_1 r_g$ (рис. 27.8б) и решаем относительно $r_2 = b_2/a_2$. В результате находим:

$$r_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}r_L}{1 - S_{22}r_L}, \quad (27.4)$$

$$r_2 = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}r_g}{1 - S_{11}r_g}. \quad (27.5)$$

В отсутствие обратной реакции ($S_{12} = 0$) взаимовлияние исчезает, и тогда $r_1 = S_{11}$ и $r_2 = S_{22}$.

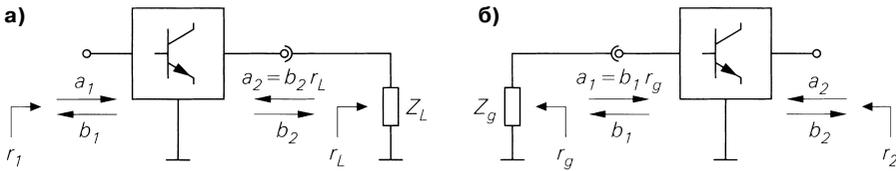


Рис. 27.8. Расчет коэффициентов отражения транзистора в составе схемы: **а** – коэффициент отражения по входу r_1 ; **б** – коэффициент отражения по выходу r_2

Расчет согласования

Подставив условия (27.3) в (27.4) и (27.5), после громоздких вычислений коэффициентов отражения r_g и r_L при согласовании [27.1] получим:

$$r_{g,a} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}, \quad (27.6)$$

$$r_{L,a} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}. \quad (27.7)$$

При этом выполняется:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D_S|^2,$$

$$B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |D_S|^2,$$

$$C_1 = S_{11} - D_S S_{22},$$

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11},$$

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}.$$

В (27.6) и (27.7) знак «минус» имеет место для $B_1 > 0$ и $B_2 > 0$, а знак «плюс» – для $B_1 < 0$ и $B_2 < 0$.

Стабильность на рабочей частоте

Стабильность усилителя обеспечивается при соблюдении условий

$$|r_{g,a}| < 1, \quad |r_{L,a}| < 1,$$

при которых действительные составляющие полных сопротивлений положительны:

$$\operatorname{Re}\{Z_g\} = \operatorname{Re}\{Z_1\} > 0, \quad \operatorname{Re}\{Z_L\} = \operatorname{Re}\{Z_2\} > 0.$$

Можно показать, что они положительны, если коэффициент устойчивости подчиняется соотношению

$$k = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (27.8)$$

и дополнительно выполняются условия [27.1]

$$|S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2, \quad |S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2. \quad (27.9)$$

Если обратная реакция отсутствует ($S_{12} = 0$), то $k \rightarrow \infty$. В этом случае дополнительные условия требуют $|S_{11}| < 1$ и $|S_{22}| < 1$, то есть действительные составляющие входного и выходного полного сопротивлений транзистора, включая элементы установки рабочего тока, должны быть больше нуля. Поэтому транзистор, свободный от обратной реакции, поддается двустороннему согласованию именно тогда, когда действительные составляющие полных сопротивлений положительны. При наличии обратной реакции ($S_{12} \neq 0$) добавочные условия сужаются, и положительные значения действительных составляющих полных сопротивлений оказываются недостаточными. Но в этом случае условие $k > 1$ чаще всего уже дополнительных условий, то есть последние соблюдаются даже тогда, когда $k > 1$ не выполняется.

Расчет согласующего четырехполюсника

При выполнении условий (27.8) и (27.9) коэффициенты отражения $r_{g,a}$ и $r_{L,a}$ из выражений (27.6) и (27.7) позволяют определить параметры согласующего четырехполюсника. Для этого сначала найдем полные входное и выходное сопротивления транзистора с установкой рабочей точки при согласовании:

$$Z_{1,a} = Z_W \frac{1 + r_{1,a}}{1 - r_{1,a}} \stackrel{r_{1,a} = r_{g,a}^*}{=} Z_W \frac{1 + r_{g,a}^*}{1 - r_{g,a}^*}, \quad (27.10)$$

$$Z_{2,a} = Z_W \frac{1 + r_{2,a}}{1 - r_{2,a}} \stackrel{r_{2,a} = r_{L,a}^*}{=} Z_W \frac{1 + r_{L,a}^*}{1 - r_{L,a}^*}. \quad (27.11)$$

Затем, используя метод, описанный в разделе 26.3, для этих полных сопротивлений рассчитаем согласующий четырехполюсник.

Невыполнение условий (27.8) и (27.9) делает невозможным однозначный подход к расчету согласующего четырехполюсника. В этом случае приходится смириться с рассогласованностью по входу или выходу. Проблема при этом состоит в поиске подходящих коэффициентов отражения r_g и r_L , при которых рассогласование оказалось бы наименьшим и была бы обеспечена достаточная стабильность рабочего режима. В [27.1] описан метод, основанный на применении контуров устойчивости, но мы не станем подробно на нем останавливаться. Сравнительно простой способ состоит в подключении к транзистору добавочных нагрузочных резисторов со стороны входа или выхода, которые нужно выбрать так, чтобы S-параметры транзистора в такой схеме отвечали условиям (27.8) и (27.9). Однако удастся ли улучшить общий результат по сравнению с некоторой рассогласованностью при определенных условиях – зависит от конкретного приложения.

Устойчивость во всем диапазоне частот

Условия устойчивости (27.8) и (27.9) гарантируют стабильность только на рабочей частоте, но это вовсе не говорит о том, что будет обеспечена стабильность работы усилителя на всех частотах. В этом можно убедиться, используя проверочное устройство или имитационное моделирование малосигнальной частотной характеристики во всем диапазоне частот от нуля до пропускаемой частоты транзистора. При измерении частотной характеристики с помощью схемного анализатора следует учитывать, что в этом случае при $R_g = Z_w$ и $R_L = Z_w$ усилитель является частью широкополосной схемы. С другой стороны, у самого усилителя может встретиться узкополосное согласование, способное оказаться причиной неустойчивого поведения вне рабочей полосы частот. Иначе говоря, устойчивость по показаниям схемного анализатора не всегда означает стабильность в конкретном применении.

Усиление мощности

При двустороннем согласовании с помощью реактивного, то есть лишнего потерь четырехполюсника получаем максимальный номинальный коэффициент усиления мощности при коэффициенте устойчивости $k > 1$ из (27.8) (maximum available power gain – MAG) [27.1]:

$$MAG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left(k - \sqrt{k^2 - 1} \right). \quad (27.12)$$

Подробнее об этом и других коэффициентах усиления мощности будет сказано в разделе 27.4.

Пример. Спроектируем двусторонне согласованный высокочастотный усилитель на транзисторе BFR93 для рабочей (центральной) частоты $f_M = 1,88$ ГГц, питание которого осуществляется напряжением 3,3 В. Воспользуемся установкой рабочей точки по схеме, предложенной на рис. 27.6а с током покоя $I_{C1,A} = 5$ мА. Согласно спецификации при этом транзистор обеспечивает минимальный коэффициент шума. В ней также указано, что максимальная граничная частота достигается при $I_C \approx 20$ мА, и в этом смысле $I_C = 5$ мА не является оптимальным. Но здесь надо проявить осторожность, так как граничная частота измеряется при короткозамкнутом выходе, что ограничивает достоверность заключений о достижимом коэффициенте усиления мощности при двустороннем согласовании. Так, например, параллельное проектирование усилителя при $I_C = 20$ мА дало лишь на 0,2 дБ более высокий коэффициент усиления мощности, что совершенно не оправдывает повышение тока покоя, тем более, что ему сопутствовал заметный рост коэффициента шума.

На рис. 27.9 представлена схема установки рабочей точки с указанием номиналов схемных элементов. В ней учитывались следующие аспекты:

- полное входное сопротивление транзистора весьма мало ($\text{Re}\{S_{11}\} < 0 \rightarrow \text{Re}\{Z_e\} < 50$ Ом), что позволяет отказаться от индуктивной развязки базы и воспользоваться сопротивлением $R_B = 1$ кОм вместо индуктивности L_B , показанной на рис. 27.6а;
- для развязки цепи коллектора используется катушка индуктивности с $L_C = 33$ нГн, частота собственного параллельного резонанса которой составляет около 1,9 ГГц ($C \approx 0,2$ пФ).
- сопротивление $R_{LC} = 100$ Ом включено последовательно с катушкой L_C , что приводит к потерям на частотах ниже рабочей частоты, но повышает коэффициент

стабильности k в интервале между частотами 100 МГц и 1,8 ГГц (рис. 27.10), в результате чего в этом диапазоне устраняется склонность к самовозбуждению;

- для емкостной блокировки на рабочей частоте применены конденсаторы C_{B1} и C_{C1} с собственной последовательной резонансной частотой, которая также равна 1,9 ГГц ($C = 4,7$ пФ, габариты 0604: $L \approx 1,5$ нГн);
- параллельно C_{C1} включен конденсатор C_{C2} большей емкости для улучшения емкостной блокировки на низких частотах;
- конденсатор C_{B2} определяет граничную частоту цепи установки рабочей точки, поэтому его емкость относительно велика.

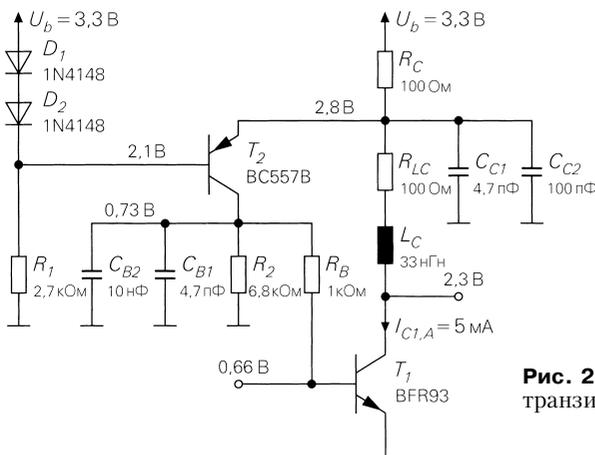


Рис. 27.9. Установка рабочей точки для транзистора BFR93

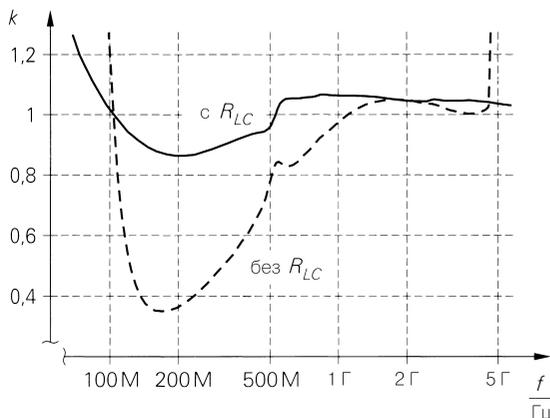


Рис. 27.10. Коэффициент устойчивости k

S-параметры транзисторов с цепью установки рабочей точки можно найти путем имитационного моделирования, в ходе которого будут учтены высоочастотные эквивалентные схемы резисторов и конденсаторов. Тем не менее полученные результаты нельзя применять при реальном моделировании схемы, так как модель, предлагаемая для транзистора BFR93 изготовителем, в указанном частотном интервале слишком неточна. На практике S-параметры транзистора, включая установки рабочей точки,

приходится измерять с помощью схемного анализатора. В данном случае мы применим S-параметры, полученные путем моделирования, с тем, чтобы завершить пример с помощью программы PSpice:

$$S_{11} = -0,3223 + j0,2527, \quad S_{12} = 0,1428 + j0,1833, \\ S_{21} = 1,178 + j1,3254, \quad S_{22} = 0,09015 + j0,249.$$

С учетом (27.8) отсюда следует $k = 1,05 > 1$, а это означает возможность двустороннего согласования. Требуемый коэффициент усиления мощности получим из (27.12): $MAG = 5,57 \approx 7,5$ дБ. Из (27.6) и (27.7) следует:

$$r_{g,a} = -0,6475 - j0,402, \quad r_{L,a} = 0,3791 - j0,6.$$

Отсюда, используя выражения (27.10) и (27.11), рассчитаем входное и выходное полные сопротивления транзистора в рабочей точке при согласовании:

$$Z_{1,a} = (7,3 + j14) \text{ Ом}, \quad Z_{2,a} = (33 - j80) \text{ Ом}.$$

У обоих полных сопротивлений действительная составляющая меньше $Z_w = 50$ Ом, поэтому для согласования необходимо выполнить восходящее преобразование в соответствии с рис. 26.21а.

Для согласования по входу из уравнения (26.25) при $R = 7,3$ Ом и $X = 14$ Ом получаем:

$$X_1 = \pm 20,7 \text{ Ом}, \quad X_2 = \mp 17,7 \text{ Ом} - 14 \text{ Ом}.$$

Выбираем характеристику ФВЧ ($X_1 > 0$, $X_2 < 0$) согласно рис. 26.22б, так как в этом случае последовательная емкость C_2 может служить конденсатором связи. Из значений

$$X_1 = 20,7 \text{ Ом}, \quad X_2 = -31,7 \text{ Ом}$$

согласно (26.26) следует:

$$L_{1,e} = 1,75 \text{ нГн}, \quad C_{2,e} = 2,65 \text{ пФ}.$$

Добавочный индекс e указывает на согласование по входу.

Для согласования по выходу, также исходя из выражения (26.25) при $R = 33$ Ом и $X = -80$ Ом, получаем:

$$X_1 = \pm 70 \text{ Ом}, \quad X_2 = \mp 24 \text{ Ом} + 80 \text{ Ом}.$$

В этом случае согласно рис. 26.22а выберем характеристику ФНЧ ($X_1 < 0$, $X_2 > 0$) с тем, чтобы суммарная характеристика соответствовала полосовому фильтру. Из полученных значений

$$X_1 = -70 \text{ Ом}, \quad X_2 = 104 \text{ Ом}$$

в соответствии с выражением (26.26) следует:

$$C_{1,a} = 1,2 \text{ пФ}, \quad L_{2,a} = 8,8 \text{ нГн}.$$

Добавочный индекс a указывает на согласование по выходу. В качестве необходимой на выходе дополнительной емкости связи воспользуемся конденсатором с емкостью $4,7$ пФ, частота последовательного собственного резонанса которого около $1,9$ ГГц. На рабочей частоте $f_M = 1,88$ ГГц он действует практически как короткое замыкание и потому не влияет на согласование.

Усилитель на рис. 27.11 показан вместе с обоими согласующими четырехполюсниками. Элементы последних идеальны, поэтому наш проект на данном этапе еще не достиг практического завершения. Предстоит проверить, где следует разместить катушки и конденсаторы и где в конкретных условиях выгодно или необходимо реа-

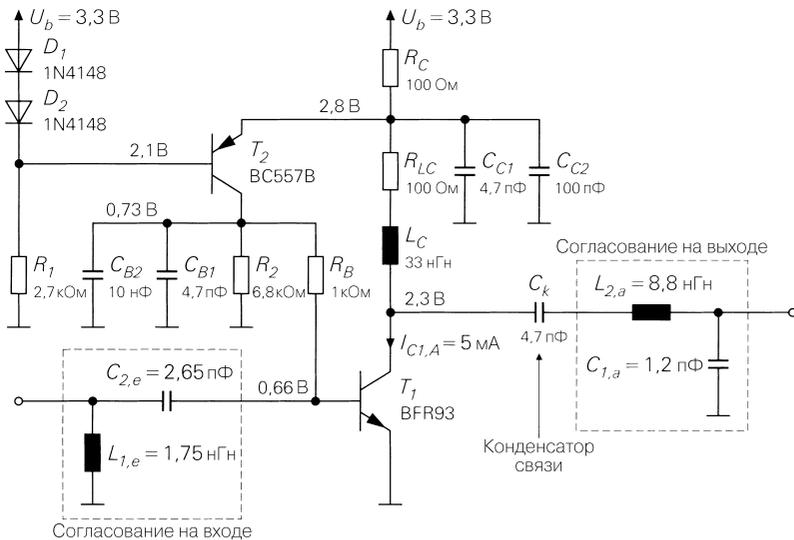


Рис. 27.11. Усилитель с согласующими четырехполюсниками

лизовать схемные элементы в виде полосковых линий. Более подробную информацию читатели могут получить из замечаний по согласованию многокаскадного усилителя в следующем разделе.

В заключение продемонстрируем достигнутое. В верхней части рис. 27.12 показаны модули S-параметров согласованного усилителя вблизи рабочей частоты $f_M = 1,88$ ГГц. Как свидетельствует график, согласование имеет место в относительно узкой полосе частот. Если для коэффициентов отражения потребовать $|S_{11}| < 0,1$ и $|S_{22}| < 0,1$, получим полосу шириной около 53 МГц. Согласование по входу относится к несколько более узкой полосе по сравнению с согласованием по выходу, так как здесь коэффициент преобразования действительной составляющей полного сопротивления больше: $7,3 \text{ Ом} \rightarrow 50 \text{ Ом}$ на входе против $33 \text{ Ом} \rightarrow 50 \text{ Ом}$ на выходе.

В средней части рис. 27.12 те же модули представлены в более широком частотном интервале. Примечательно, что выход оказался приблизительно согласованным в полосе около 600 МГц ($|S_{22}| \approx 0,1$). Ее положение зависит от емкости конденсатора связи на выходе и может изменяться с его помощью. Этим обстоятельством выгодно воспользоваться, когда за усилителем следует смеситель для преобразования рабочей частоты в более низкую промежуточную. Тогда надлежащий выбор конденсатора связи позволит обеспечить достаточно приличное согласование и на промежуточной частоте. Этим примером мы хотели бы подчеркнуть распространенность использования вторичных эффектов в высокочастотной схемотехнике.

В нижней части рис. 27.12 представлена частотная характеристика коэффициента усиления, выраженного в децибелах. Он достигает максимума на рабочей частоте, как уже было рассчитано согласно (27.12): $MAG = 7,5$ дБ. Коэффициент усиления сравнительно невелик, так как граничная частота транзистора BFR93 составляет лишь 5 ГГц,

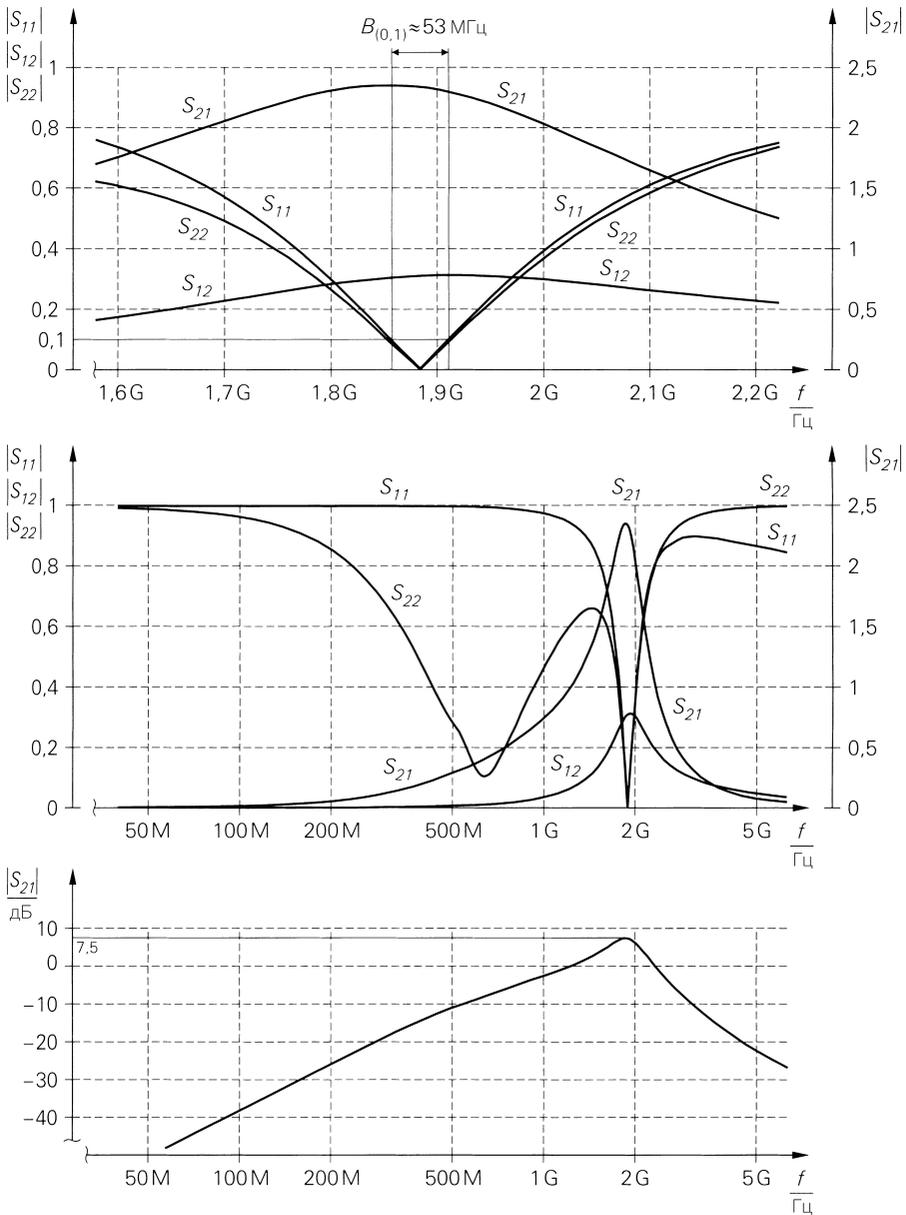


Рис. 27.12. S-параметры усилителя

и здесь он работает на пределе своих возможностей. В реальных схемах для частотного интервала вокруг частоты 2 ГГц применяются транзисторы с граничной частотой около 25 ГГц, позволяющие получить коэффициент усиления до 20...25 дБ.

27.2.4

Согласование многокаскадных усилителей

Многокаскадный усилитель может быть согласован аналогично однокаскадному, если выполнить двустороннее согласование каждого из каскадов, а затем включить их последовательно. При этом можно упростить согласующие междукаскадные четырехполосники, используя общие схемные элементы. Однако во многих случаях такой подход не является оптимальным. Поэтому на практике к нему обращаются только в тех случаях, когда требования к конструкции заставляют разносить каскады настолько, что междукаскадные соединения уже нельзя считать электрически короткими. Подобная ситуация характерна для гигагерцевого диапазона частот.

Во всех прочих случаях выход каждого каскада согласуется непосредственно с входом следующего. Расчет такого согласования громоздок, так как у n -каскадного усилителя должно быть $n + 1$ согласующих четырехполосников (на входе, на выходе и $n - 1$ между каскадами), которые зависят друг от друга из-за обратной реакции транзисторов. Задача решается в два этапа:

- на первом этапе, основываясь на S -параметрах отдельного транзистора, выбирают согласующие структуры, принципиально пригодные для решения задачи. При этом учитывают все прочие межсоединения, без которых нельзя обойтись по конструктивным соображениям. Иными словами, нужно разработать общую компоновку платы;
- на втором этапе с помощью средств имитационного моделирования находят значения схемных элементов отдельных структур. Для этого, используя итерационные методы оптимизации, находят номиналы элементов, оптимальные по критериям, заданным пользователем. Обычно требуется максимизировать $|S_{21}|$ при граничных условиях $|S_{11}| < 0,1$ и $|S_{22}| < 0,1$ в заданном интервале частот.

Если обратная реакция у транзисторов не слишком велика, то удовлетворительные результаты получаются уже после первого прогона. В противном случае необходимо варьировать структуры и продолжать прогоны. Повторения необходимы и в тех случаях, когда найденные номиналы элементов оказываются нереализуемыми или не вписываются в заданную конфигурацию печатной платы.

Данный подход может применяться и при согласовании однокаскадных усилителей. В этом случае идеальные четырехполосники рассчитываются с помощью вышеописанных способов, и их практическая реализация также нуждается в оптимизации расчетными методами с учетом свойств реальных схемных элементов и конструкции печатной платы.

Согласование с помощью последовательной индуктивности

У высокочастотных биполярных транзисторов с граничной частотой выше 10 ГГц емкость самого транзистора настолько мала, что емкости по входу и выходу определяются паразитными емкостями корпуса. К таким транзисторам применима эквивалентная схема, изображенная на рис. 27.13а, с емкостями C_{BE} и C_{CE} и индуктивностями L_B , L_C и L_E корпуса. При этом справедливы соотношения $C_{BE} > C_{CE} > C_C$ и $L_B \approx L_C > L_E$, которые позволяют упрощать эквивалентную схему. Применив ее в многокаскадном усилителе согласно рис. 27.13б, приходим к фильтру Коллинза между каскадами, емкости которого образованы емкостями транзисторов, а индуктивность соответству-

ет сумме индуктивностей выводов корпусов и внешней индуктивности. Поэтому при благоприятных соотношениях величин межкаскадное согласование может выполняться посредством последовательно включенной индуктивности. Паразитные элементы транзисторов на входе и выходе усилителя также могут быть интегрированы в фильтр Коллинза.

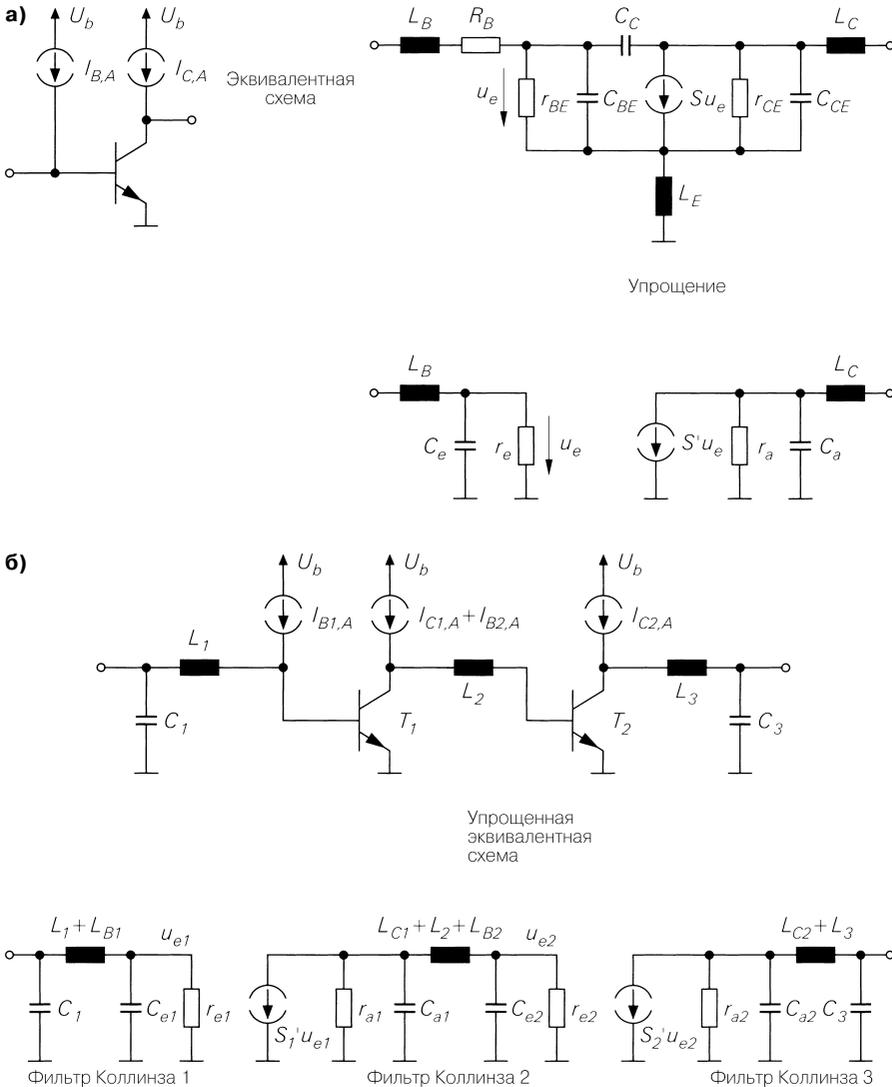


Рис. 27.13. Согласование двухкаскадного усилителя с помощью фильтра Коллинза с использованием паразитных элементов транзисторов: **а** – упрощенная эквивалентная схема биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером; **б** – упрощенная эквивалентная схема двухкаскадного усилителя с согласованием

27.2.5

Нейтрализация

Внутренняя обратная связь транзисторов составляет главную трудность при согласовании. Оно снижает коэффициент устойчивости k и не позволяет реализовать двустороннее согласование при $k < 1$. Для транзистора без внутренней обратной связи имеет место $S_{12} = 0$ и $k \rightarrow \infty$, что делает возможным двустороннее согласование при условии, что действительные составляющие входного и выходного полных сопротивлений положительны, то есть если справедливо $|S_{11}| < 1$ и $|S_{22}| < 1$. Транзистор без внутренней обратной связи является однонаправленным, то есть передает сигнал только в прямом направлении.

Схемы нейтрализации

Обратная связь обусловлена емкостью C_c коллектор–база у биполярных транзисторов и емкостью C_{GD} затвор–сток у полевых транзисторов. Она устраняется, если базу соединить через равновеликий нейтрализующий конденсатор C_n с точкой схемы, находящейся под инвертированным переменным потенциалом коллектора. Чтобы создать такую точку, катушка для развязки коллектора снабжается отводом от середины обмотки, который соединяется с шиной напряжения питания (рис. 27.14). Тогда вывод, дальний от коллектора, оказывается под инвертированным переменным потенциалом. Нейтрализация почти идеальна на частотах до 300 МГц. Выше этой частоты начинают сказываться паразитные влияния транзистора (объемное сопротивление базы и ее индуктивность), катушки и конденсатора. В усилителях с повышенной выходной мощностью часто используется двухтактная схема с парой транзисторов. В этом случае транзисторы нейтрализуют посредством перекрестной связи двумя конденсаторами C_{n1} и C_{n2} (рис.27.15). Аналогичный принцип лежит в основе нейтрализации дифференциального усилителя (рис. 27.16).

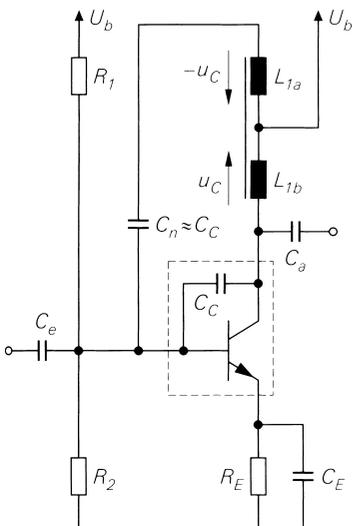


Рис. 27.14. Нейтрализация транзистора

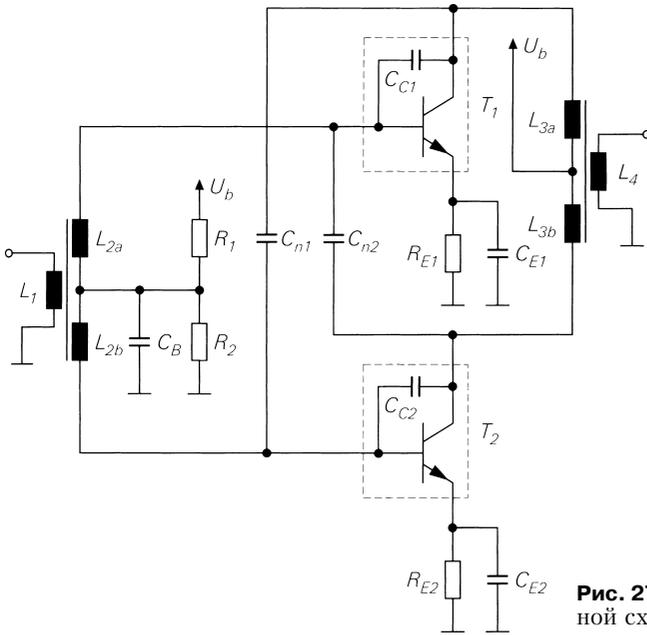


Рис. 27.15. Нейтрализация двухтактной схемы

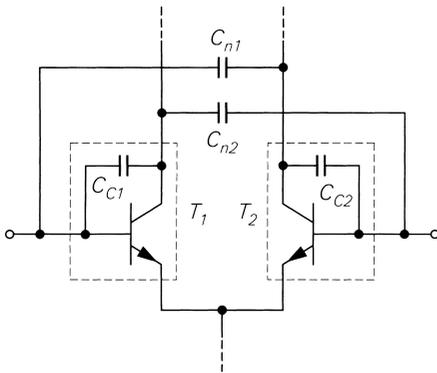


Рис. 27.16. Нейтрализация дифференциального усилителя

Коэффициент усиления при нейтрализации

При нейтрализации и двустороннем согласовании достигается максимально возможное или одностороннее усиление мощности [27.1]:

$$U = \frac{\frac{1}{2} \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} - 1 \right|^2}{k \left\{ \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| - \operatorname{Re} \left\{ \frac{S_{21}}{S_{12}} \right\} \right\}}, \quad (27.13)$$

куда надо подставить S-параметры транзистора без нейтрализации и коэффициент устойчивости k из (27.8). Также можно воспользоваться S-параметрами нейтрализованного транзистора. Тогда $S_{12,n} = 0$. Следовательно, получим:

$$U = \frac{|S_{21,n}|^2}{(1 - |S_{11,n}|^2)(1 - |S_{22,n}|^2)}.$$

Для нахождения этой зависимости рассчитывают коэффициент усиления передачи G_T согласно (27.30) для случая двустороннего согласования в отсутствие обратного воздействия. Тогда $S_{12} = 0$, $r_g = S_{11}^*$ и $r_L = S_{22}^*$.

27.2.6

Специальные схемы, улучшающие согласование

Если предложенными методами все же не удастся достигнуть достаточного согласования усилителя, можно использовать циркулятор или 90-градусный гибрид. Это целесообразно, например, в тех случаях, когда на входе усилителя для минимизации коэффициента шума производится согласование по шумам и одновременно необходим по возможности незначительный коэффициент отражения.

Согласование с помощью циркулятора

Циркулятором называют асимметричной многополосник для направленной передачи сигнала. На практике применяются только трехпортовые циркуляторы, подходящие для частот гигагерцевого диапазона. Несимметричность передачи сигнала поддерживается посредством ферритов с подмагничиванием [27.1].

Идеальный трехпортовый циркулятор описывается следующим выражением:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = e^{j\varphi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}, \quad (27.14)$$

где a_1, a_2, a_3 и b_1, b_2, b_3 – соответственно падающие волны на порты и отраженные от них. Циркулятор согласуется полностью: $S_{11,Z} = S_{22,Z} = S_{33,Z} = 0$. Падающие волны переносятся на следующий порт в последовательности $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3$, испытывая при этом вращение по фазе на угол φ . Несимметричность передачи проявляется в несимметричности S-матриц: $S_{12,Z} \neq S_{21,Z}$, $S_{13,Z} \neq S_{31,Z}$, $S_{23,Z} \neq S_{32,Z}$.

На рис. 27.17 показан несогласованный усилитель ($S_{11,V} \neq 0, S_{22,V} \neq 0$) с циркуляторами на входе и выходе. Направление передачи циркуляторов обозначено стрелками при символах. Сначала рассмотрим входной циркулятор и примем $\varphi = 0$, что не нарушит общность рассуждений. Тогда волна, пришедшая от источника сигнала, передается усилителю без изменений:

$$b_2 = S_{21,Z} a_1 \stackrel{\varphi=0}{=} a_1.$$

Волна $a_2 = S_{11,V} b_2$, отраженная от входа усилителя, передается на нагрузочное сопротивление Z_W порта 3:

$$b_3 = S_{32,Z} a_2 = S_{32,Z} S_{11,V} S_{21,Z} a_1 \stackrel{\varphi=0}{=} S_{11,V} a_1.$$

Там она поглощается без отражений. Отсюда следует, что на порте 3 нет входящей волны, а на порте 2 – отраженной:

$$a_3 = 0 \Rightarrow b_1 = S_{13,Z} a_3 = 0.$$

Тогда коэффициент отражения на входе обращается в нуль:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = 0.$$

Функционально такое согласование основано на том, что отраженные волны, пришедшие на вход усилителя, не достигая источника сигнала, поглощаются согласующим сопротивлением. На практике для этого требуется циркулятор как можно более высокого качества и тщательно согласованная нагрузка порта 3.

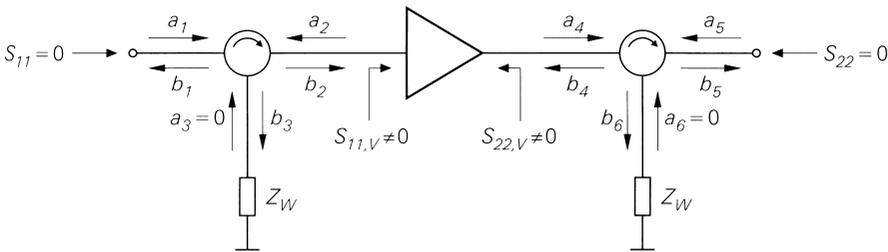


Рис. 27.17. Согласование с помощью циркуляторов

В действительности для улучшения одного из коэффициентов отражения обходятся единственным циркулятором. В маломощных усилителях обычно применяется входной циркулятор для устранения рассогласования по шумам на входе. О согласовании подробно будет рассказано в следующем разделе. Выходной циркулятор используется в усилителях мощности, где играет двойную роль:

- сводит к нулю коэффициент отражения S_{22} на выходе усилителя;
- обеспечивает поглощение волны, отраженной от нагрузки, нагрузочным сопротивлением Z_W , предотвращая ее появление на выходе усилителя.

Последнее особенно важно, так как отраженная волна способна разрушить усилитель мощности.

Согласование с помощью 90-градусных гибридов

Для согласования с помощью 90-градусного гибрида требуется пара гибридов и пара усилителей с одинаковыми характеристиками (рис. 27.18). Его S -параметры можно получить из уравнения (26.48).

Сначала обратимся к соотношениям величин на входе. Падающая волна a_1 распределяется по мощности между обоими усилителями, причем волна b_4 в усилителе 2 опережает b_3 на 90° :

$$b_3 = S_{31,H} a_1 = -\frac{a_1}{\sqrt{2}}, \quad b_4 = S_{41,H} a_1 = -j \frac{a_1}{\sqrt{2}}.$$

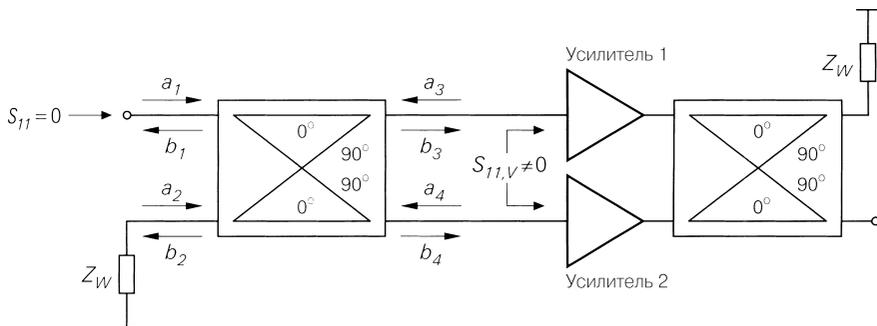


Рис. 27.18. Согласование с помощью 90-градусных гибридов

На входах усилителя волны претерпевают отражение в соответствии с входным коэффициентом отражения $S_{11,V}$:

$$a_3 = S_{11,V}b_3 = -S_{11,V} \frac{a_1}{\sqrt{2}}, \quad a_4 = S_{11,V}b_4 = -jS_{11,V} \frac{a_1}{\sqrt{2}}.$$

Теперь можно рассчитать отраженные волны для портов 1 и 2:

$$b_1 = S_{13,H}a_3 + S_{14,H}a_4 = -\frac{a_3}{\sqrt{2}} - j\frac{a_4}{\sqrt{2}} = 0,$$

$$b_2 = S_{23,H}a_3 + S_{24,H}a_4 = -j\frac{a_3}{\sqrt{2}} - \frac{a_4}{\sqrt{2}} = jS_{11,V}a_1.$$

Очевидно, что отраженные усилителем волны передаются нагрузочному сопротивлению Z_W порта 2, а коэффициент отражения порта 1 обращается в нуль:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{b_1=0} = 0.$$

На выходе аналогичным образом получим $S_{22} = 0$.

Гибрид на выходе работает как сумматор выходных мощностей обоих усилителей, поэтому описанные варианты согласования широко применяются в усилителях мощности несмотря на довольно существенные схемотехнические затраты.

27.2.7

Шумы

При обсуждении коэффициента шума интегрального высокочастотного усилителя в разделе 27.1 было показано, что в случае биполярного транзистора при согласовании по мощности, вообще говоря, невозможно минимизировать коэффициент шума, из-за того что согласующий четырехполюсник преобразует сопротивление источника R_g к входному сопротивлению r_{BE} транзистора, тогда как оптимальное сопротивление источника составляет

$$\frac{r_{BE}}{\sqrt{\beta}}.$$

Для минимизации коэффициента шума можно прибегнуть к согласованию по шумам вместо согласования по мощности, но чаще всего это приводит к недопусти-

тому росту коэффициента отражения на входе. Аналогичные соотношения действуют и в случае полевых транзисторов: здесь также имеют место явные различия между согласованиями.

Шумовые параметры и коэффициент шума

Модели шумов, описанные в разделах 2.3.4 и 3.3.4, недостаточно точно передают шумовые свойства биполярных и полевых транзисторов на частотах гигагерцевого диапазона, поэтому приходится пользоваться шумовыми параметрами из спецификаций производителя: минимальным коэффициентом шума F_{opt} , оптимальным коэффициентом отражения $r_{g,opt}$ входного сигнала и нормированным шумовым сопротивлением r_n , которое часто заменяют на шумовое сопротивление $R_n = r_n Z_w$. Шумовые параметры позволяют рассчитывать коэффициент шума при любом коэффициенте отражения r_g [27.2]:

$$F = F_{opt} + 4r_n \frac{|r_g - r_{g,opt}|^2}{(1 - |r_g|^2) |1 + r_{g,opt}|^2}. \tag{27.15}$$

При $r_g = r_{g,opt}$ имеет место $F = F_{opt}$.

Проектирование малошумящего усилителя

При проектировании усилителя коэффициент шума рассчитывается для всех коэффициентов отражения при $|r_g| < 1$ и отображается на r -плоскости в виде окружностей постоянных значений коэффициента шума. Подобным образом поступают с соответствующими коэффициентами усиления по мощности. При этом для коэффициента отражения $r_{g,a}$ при согласовании по мощности находят максимальный номинальный коэффициент усиления мощности MAG при условии, что возможно двустороннее согласование. Коэффициент усиления мощности для других значений r_g соответствует проходному усилению G_T и рассчитывается следующим образом:

$$r_g \stackrel{(27.5)}{\Rightarrow} r_2 = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} r_g}{1 - S_{11} r_g} \stackrel{\text{Согласование}}{\Rightarrow} r_L = r_2^* \stackrel{(27.30)}{\Rightarrow} G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |r_g|^2) (1 - |r_L|^2)}{|(1 - S_{11} r_g)(1 - S_{22} r_L) - S_{12} S_{21} r_g r_L|^2}.$$

Таким образом можно найти окружности постоянных коэффициентов усиления мощности. Как правило, расчеты выполняются с помощью подходящих программ для моделирования и вычислений.

Диаграмма на рис. 27.19 отражает поведение коэффициентов шума и усиления мощности полевого транзистора на арсениде галлия CFY10 для $f = 9$ ГГц ($I_{D,A} = 15$ мА, $U_{DS,A} = 4$ В). При $r_g = r_{g,a} = -0,68 + j0,5$ реализуется согласование по мощности, а при $r_g = r_{g,opt} = -0,24 + j0,33$ – по шумам. Как показывают окружности постоянного коэффициента шума, при согласовании по мощности его величина на 3 дБ больше, чем при согласовании по шумам. Соответственно, окружности постоянного коэффициента усиления мощности позволяют заключить, что при согласовании по шумам коэффициент усиления мощности на 3,1 дБ ниже величины MAG . Теперь можно выбирать коэффициент отражения r_g на прямой между $r_{g,a}$ и $r_{g,opt}$ так, чтобы наилучшим образом удовлетворить требования конкретной конструкции.

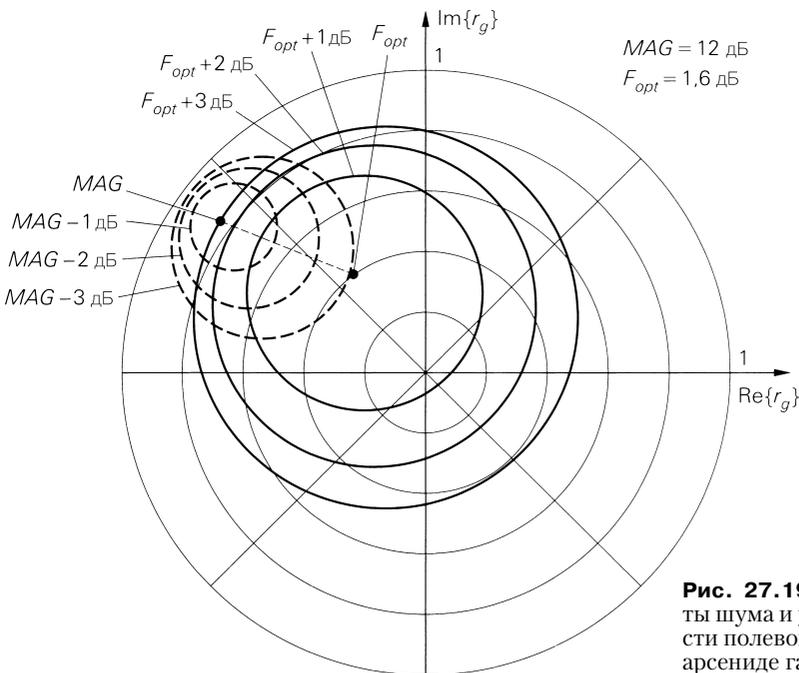


Рис. 27.19. Коэффициенты шума и усиления мощности полевого транзистора на арсениде галлия CFY10

Если двустороннее согласование невозможно, реализуют согласование по шумам на входе и по мощности – на выходе. С этой целью сначала строят окружности постоянного коэффициента шума на r -плоскости, а затем рассчитывают коэффициент усиления мощности для всех значений r_g , при которых возможен стабильный рабочий режим. При этом действуют в следующей последовательности:

- исходя из заданного коэффициента отражения r_g , рассчитывают коэффициент отражения на выходе:

$$r_2 = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}r_g}{1 - S_{11}r_g} \tag{27.5}$$

Если соблюдается условие $|r_2| \geq 1$, стабильный режим работы при согласовании по мощности на выходе вообще невозможен;

- если $|r_2| < 1$, реализуют согласование по мощности на выходе: $r_L = r_2^*$;
- рассчитывают соответствующий коэффициент отражения на входе:

$$r_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}r_L}{1 - S_{22}r_L} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}r_2^*}{1 - S_{22}r_2^*} \tag{27.4}$$

Если $|r_1| \geq 1$, стабильный режим работы при согласовании по мощности на выходе вообще невозможен;

- если $|r_1| < 1$, рассчитывают соответствующий проходной коэффициент усиления G_T :

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |r_g|^2) (1 - |r_L|^2)}{|(1 - S_{11}r_g)(1 - S_{22}r_L) - S_{12}S_{21}r_g r_L|^2}$$

В результате получают окружности постоянного коэффициента усиления мощности, ограниченные предельной окружностью устойчивости, на которой достигается максимальное стабильное усиление мощности (maximum stable power gain – *MSG*). Подробности приведены в разделе 27.4.

На рис. 27.20 показаны коэффициенты шума и усиления мощности биполярного транзистора BFP405 на частоте $f = 2,4$ ГГц. Коэффициент стабильности меньше единицы, что исключает двустороннее согласование по мощности. Согласование по шумам реализуется при $r_g = r_{g,opt} = 0,32 + j0,25$. Окружности постоянного коэффициента усиления мощности ограничены пределом устойчивости, на котором достигается максимальное стабильное усиление мощности *MSG*. Они показывают, что коэффициент усиления мощности при согласовании по шумам на 3,5 дБ ниже *MSG*. Если режим работы поддерживает *MSG*, то, судя по окружностям постоянного коэффициента шума, получаем шум на 1,8 дБ выше минимального коэффициента шума. Теперь можно выбрать подходящий коэффициент отражения r_g .

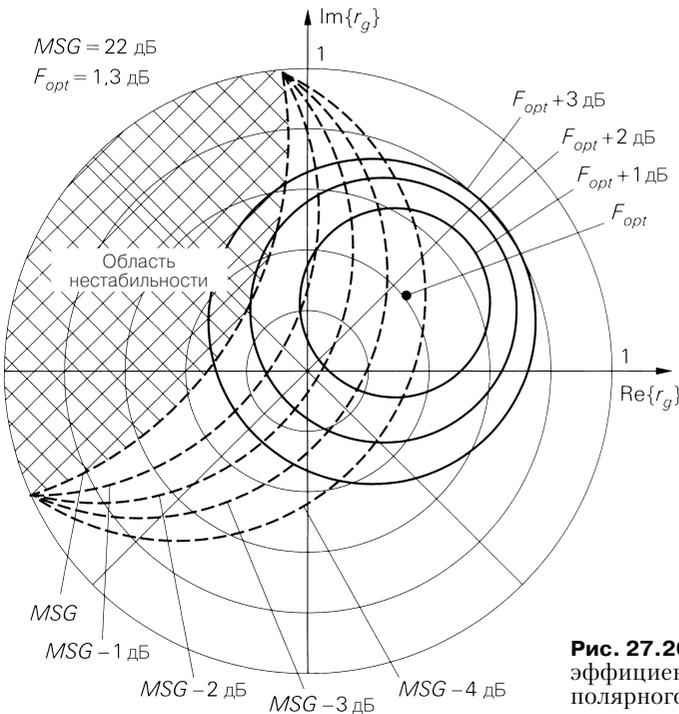


Рис. 27.20. Коэффициент шума и коэффициент усиления мощности биполярного транзистора BFP405

Если оптимальный коэффициент отражения $r_{g,opt}$ при согласовании по мощности на выходе лежит в области неустойчивости, следует отказаться от такого согласования и, выбрав подходящий $r_L \neq r_2^*$, сместить предел устойчивости настолько, чтобы $r_{g,opt}$ оказался в этой области.

На практике оптимизация параметров r_g и r_L по шумам и усилению мощности, а иногда и по другим критериям, осуществляется с помощью программного обеспечения для моделирования и расчетов, оснащенного средствами нелинейной оптимизации.

27.3

Широкополосные усилители

Широкополосными называют усилители, коэффициент усиления которых постоянен в широком частотном диапазоне. Высокочастотные усилители считаются широкополосными, если ширина их полосы пропускания B превышает центральную частоту f_M . Из этого определения следуют нижняя граничная частота (нижний срез) $f_U = f_M - B/2 < f_M/2$, верхняя граничная частота (верхний срез) $f_O = f_M + B/2 > 3f_M/2$ и отношение $f_O/f_U > 3$. Иногда критерием служит $f_O/f_U > 2$. Эти усилители называют широкополосными только потому, что их полоса пропускания явно шире полосы типичных усилителей для высокочастотных применений с $f_O/f_U < 1,1$, согласованных посредством реактивных элементов. Кроме того, широкополосность высокочастотного усилителя означает также согласование по волновому сопротивлению, когда ширина полосы пропускания оценивается не по уровню 3 дБ, а по ширине полосы, в пределах которой модули коэффициентов отражения на входе и выходе не превышают заданную величину. Если реактивно-согласованные усилители обычно должны отвечать критерию $|r| < 0,1$, то для широкополосных усилителей считается допустимым $|r| < 0,2$. Снижение требований отражает тот факт, что широкополосное согласование по сравнению с узкополосным, основанным на реактивных элементах, выполнить намного труднее.

27.3.1

Принцип действия широкополосного усилителя

Действие широкополосного усилителя основано том, что управляемый напряжением источник тока может быть двусторонне согласован с волновым сопротивлением Z_W посредством резистора в цепи отрицательной обратной связи. Указанный источник реализуется с помощью одиночного обобщенного транзистора согласно рис. 27.4, однако вариант, показанный на рис. 27.4б справа, неприменим из-за отсутствия высокоомного выхода. Принцип действия широкополосного усилителя показан на рис. 27.21.

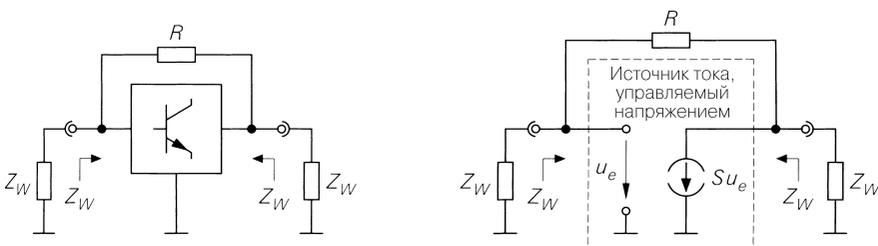


Рис. 27.21. Принцип действия широкополосного усилителя

Начнем с расчета коэффициента усиления, руководствуясь эквивалентной схемой, приведенной на рис. 27.22а. Согласно узловому уравнению на выходе имеем:

$$\frac{u_e - u_a}{R} = Su_e + \frac{u_a}{R_L}.$$

Отсюда найдем коэффициент усиления:

$$A = \frac{u_a}{u_e} = \frac{R_L(1-SR)}{R+R_L}. \quad (27.16)$$

Для входного тока имеем:

$$i_e = \frac{u_e - u_a}{R} = \frac{u_e(1-A)}{R}.$$

Тогда входное сопротивление составит:

$$r_e = \frac{u_e}{i_e} = \frac{R+R_L}{1+SR_L}. \quad (27.17)$$

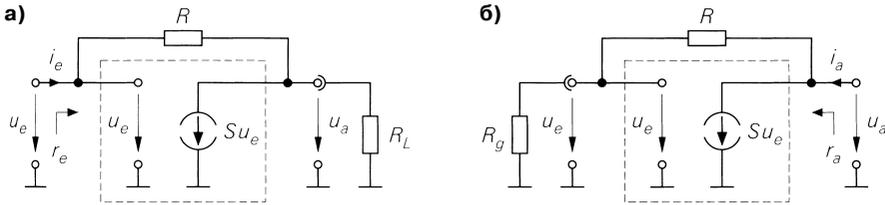


Рис. 27.22. Эквивалентная схема для расчета коэффициента усиления, а также входного и выходного сопротивлений широкополосного усилителя: **а** – коэффициент усиления и входное сопротивление; **б** – выходное сопротивление

По рис. 27.22б находим:

$$i_a = \frac{u_a}{R+R_g} + Su_e = \frac{u_a}{R+R_g} + S \frac{R_g u_a}{R+R_g}.$$

Отсюда следует выходное сопротивление:

$$r_a = \frac{u_a}{i_a} = \frac{R+R_g}{1+SR_g}. \quad (27.18)$$

Примем $R_L = R_g = Z_W$ и рассчитаем коэффициенты отражения на входе и выходе:

$$S_{11} = \left. \frac{r_e + Z_W}{r_e - Z_W} \right|_{R_L=Z_W} = \frac{R - SZ_W^2}{R + 2Z_W + SZ_W^2}, \quad (27.19)$$

$$S_{22} = \left. \frac{r_a + Z_W}{r_a - Z_W} \right|_{R_g=Z_W} = \frac{R - SZ_W^2}{R + 2Z_W + SZ_W^2} = S_{11}. \quad (27.20)$$

Коэффициенты отражения S_{11} и S_{22} равны и обращаются в нуль при

$$R = SZ_W^2. \quad (27.21)$$

В этом случае имеет место двустороннее согласование. Следовательно, коэффициент передачи в прямом направлении составляет:

$$S_{21} = A \Big|_{R_L=Z_W, R=SZ_W^2} = -\frac{R}{Z_W} + 1 = -SZ_W + 1. \quad (27.22)$$

Он равен коэффициенту усиления при двустороннем согласовании. На него влияет только крутизна S , поскольку с ней связана величина резистора в цепи отрицательной обратной связи. Рост крутизны увеличивает коэффициент усиления.

27.3.2

Реализация широкополосного усилителя

Практическая реализация широкополосного усилителя на основе интегрального транзистора Дарлингтона с резисторами для установки рабочей точки показана на рис. 27.23. Сопротивления резисторов R_3 и R_4 лежат в килоомном диапазоне. Ими можно пренебречь, тем более что сопротивление внутреннего резистора в цепи обратной связи R_3 по крайней мере в десять раз больше сопротивления R , необходимого для согласования. Поэтому для эффективного сопротивления в цепи обратной связи справедливо соотношение:

$$R_{eff} = R \parallel R_3 \stackrel{R \ll R_3}{\approx} R.$$

Резистор R_C служит для установки тока покоя. В малосигнальном режиме он параллелен выходу усилителя и действует как дополнительный резистор нагрузки. Следовательно, условие симметрии $S_{11} = S_{22}$, характерное для идеального широкополосного усилителя, уже не соблюдается строго в усилителе, а условие согласования $S_{11} = S_{22} = 0$ может выполняться лишь приближительно. Поэтому сопротивление резистора R_C необходимо выбрать как можно более высоким. Индуктивности L_R и L_C позволяют улучшить коэффициент усиления и согласование вблизи верхней граничной частоты. В индуктивность L_R входят также паразитные индуктивности резистора R и конденсатора развязки C_k . Поэтому в качестве последнего можно взять конденсатор с относительно высокой емкостью и паразитной индуктивностью и, следовательно, пониженной резонансной частотой без ущерба для работы усилителя. Конденсаторы C_e и C_a служат развязками и создают определенные трудности, так как у обычных конденсаторов полное сопротивление $|X| \ll Z_w = 50$ Ом имеет место лишь в относительно узком интервале вблизи резонансной частоты (см. рис. 26.5). Поэтому именно конденсаторы развязки ограничивают частотную полосу согласования.

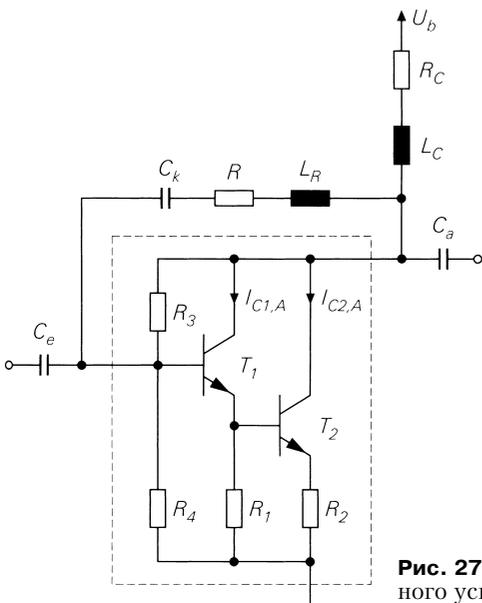


Рис. 27.23. Практическая реализация широкополосного усилителя

По заданному коэффициенту усиления, пользуясь (27.22), находят требуемую крутизну S регулируемого напряжением источника тока. При учете обратной связи по току через R_2 она меньше крутизны транзистора T_2 :

$$S \approx \frac{S_2}{1 + S_2 R_2} \quad \text{при} \quad S_2 = \frac{I_{C2,A}}{U_T}.$$

Максимальную выходную мощность усилителя задают установкой тока покоя $I_{C2,A}$. На практике имеет смысл выбрать величину изменения тока $I_{eff} \approx I_{C2,A}/2$. Тогда коэффициент гармоник не превысит 10%. Отсюда вытекают соотношения для выходной мощности и тока покоя:

$$P_{a,max} = I_{eff}^2 Z_W \approx \frac{I_{C2,A}^2 Z_W}{4} \Rightarrow I_{C2,A} > \sqrt{\frac{4P_{a,max}}{Z_W}}. \quad (27.23)$$

Однако для поддержания требуемой крутизны ток покоя должен быть достаточно большим: $I_{C2,A} \geq S U_T$. При соблюдении этого условия сопротивление резистора в цепи обратной связи составляет

$$R_2 \stackrel{I_{C,A} > S U_T}{=} = \frac{1}{S} - \frac{U_T}{I_{C2,A}}. \quad (27.24)$$

Во избежание нежелательной реактивной обратной связи паразитная индуктивность резистора R_2 должна быть предельно малой, что особенно важно при сопротивлениях ниже 20 Ом. Если при создании широкополосного усилителя с обратной связью по току не удастся получить предполагаемую ширину полосы пропускания, причина чаще всего кроется в чрезмерной паразитной индуктивности в цепи эмиттера транзистора T_2 .

Ширина полосы зависит также от обратной связи по току через R_2 , то есть растет с ее углублением. Поэтому отрицательную обратную связь по току применяют в широкополосных усилителях, даже если этого не требуется для достижения требуемой выходной мощности. Типичным примером тому служит широкополосный измерительный усилитель.

Пример. Спроектируем широкополосный усилитель, используя схему на рис. 27.23 для 50-омной системы, применив для этого пару транзисторов BFR93, включенных по схеме Дарлингтона (рис. 27.24). Потребуем выполнения следующих характеристик: коэффициент усиления $A = 16$ дБ и максимальная выходная мощность $P_{a,max} = 0,3$ мВт = -5 дБм. Выберем напряжение питания $U_b = 5$ В. Исходя из указанной величины коэффициента усиления, находим:

$$|A| = |S_{21}| = 10^{\frac{A[\text{дБ}]}{20}} = 10^{\frac{16 \text{ дБ}}{20}} = 6,3.$$

Теперь из (27.22) найдем требуемую крутизну:

$$S_{21} = -S Z_W + 1 = 6,3 \quad \stackrel{!}{\Rightarrow} \quad S = \frac{Z_W = 50 \text{ Ом}}{50 \text{ Ом}} = 146 \text{ мА/В}.$$

Отсюда для тока покоя транзистора T_2 получаем: $I_{C2,A} > S U_T = 3,8$ мА. С учетом (27.23) из максимальной выходной мощности следует $I_{C2,A} > 4,9$ мА. Возьмем $I_{C2,A} = 5$ мА. Из (27.24) для резистора R_2 получим $R_2 = 1,6$ Ом. Пока откажемся от обратной связи по току, так как в силу вторичных эффектов следует ожидать потери коэффициента усиления.

Для тока покоя транзистора T_1 возьмем $I_{C1,A} = 2$ мА, так как граничная частота быстро убывает при малых токах. Поскольку напряжение база-эмиттер транзистора T_2 составляет около 0,66 В, а током базы $I_{B2,A} \approx 50$ мкА (коэффициент усиления тока около 100) можно пренебречь по сравнению с $I_{C1,A} = 2$ мА, для резистора R_1 получим:

$R_1 \approx 0,66 \text{ В}/2 \text{ мА} = 330 \text{ Ом}$. Выберем $R_3 = 5,6 \text{ кОм}$ и $R_4 = 4,7 \text{ кОм}$ для делителя напряжения цепи установки рабочего тока. В результате на коллекторах транзисторов формируется напряжение 3 В (см. рис. 27.24). Чтобы установить ток покоя $I_{C2,A} = 5 \text{ мА}$, необходимый транзистору T_2 , при напряжении питания $U_b = 5 \text{ В}$ в цепи коллектора потребуется резистор с сопротивлением $R_C = 270 \text{ Ом}$.

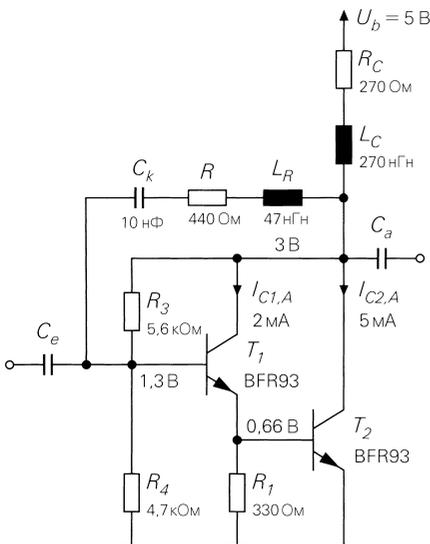


Рис. 27.24. Пример широкополосного усилителя

Определив номиналы всех резисторов для установки рабочего тока, приступим к расчету крутизны. Обратимся к соответствующему уравнению транзистора Дарлингтона при наличии резистора R (см. раздел 2.4.4), приняв $R = R_1$:

$$S \approx S_1 \frac{1 + S_2(r_{BE2} \parallel R_1)}{1 + S_1(r_{BE2} \parallel R_1)}.$$

При $S_1 = I_{C1,A}/U_T = 77 \text{ мА/В}$, $S_2 = I_{C2,A}/U_T = 192 \text{ мА/В}$ и $R_1 = 330 \text{ Ом}$ получим $S \approx 185 \text{ мА/В}$. Тогда согласно (27.21) сопротивление резистора в цепи обратной связи составит $R = SZ_W^2 = 463 \text{ Ом}$.

Продолжим проектирование, пользуясь моделированием схемы. При этом воспользуемся высокочастотными эквивалентными схемами всех резисторов, катушек и конденсатора C_k и только емкости конденсаторов развязки C_e и C_a будем считать идеальными. Сначала оптимизируем коэффициенты отражения S_{11} и S_{22} на низких частотах путем тонкой настройки резистора в цепи обратной связи R , в результате чего находим $R \approx 440 \text{ Ом}$. Затем оптимизируем коэффициент усиления и согласование на высоких частотах с помощью катушек L_R и L_C . При $L_R = 47 \text{ нГн}$ и $L_C = 270 \text{ нГн}$ получим частотную зависимость S-параметров модуля (рис. 27.25) для широкополосного усилителя, представленного на рис. 27.24. Требование $|S_{22}| < 0,2$, типичное для широкополосных усилителей, выполняется почти до 1 ГГц. В этом диапазоне $|S_{11}| < 0,1$, то есть согласование по входу для широкополосного усилителя оказалось успешным. Требуемый коэффициент усиления $|S_{21}| = 6,3 = 16 \text{ дБ}$ реализован вплоть до частоты 300 МГц, а граничная частота по уровню 3 дБ приходится на 700 МГц.

Расчитанную цепь обратной связи для транзистора T_2 при $R_2 \approx 1,6 \text{ Ом}$ можно удалить, так как усилитель поддерживает заданное усиление. Расхождение с расчетами обусловлено двумя причинами: во-первых, крутизна $S = 185 \text{ мА/В}$ транзистора Дарлингтона меньше крутизны $S_2 = 192 \text{ мА/В}$ транзистора T_2 , и, во-вторых, у транзистора BFR93 в цепи эмиттера уже имеется паразитное сопротивление около 1 Ом.

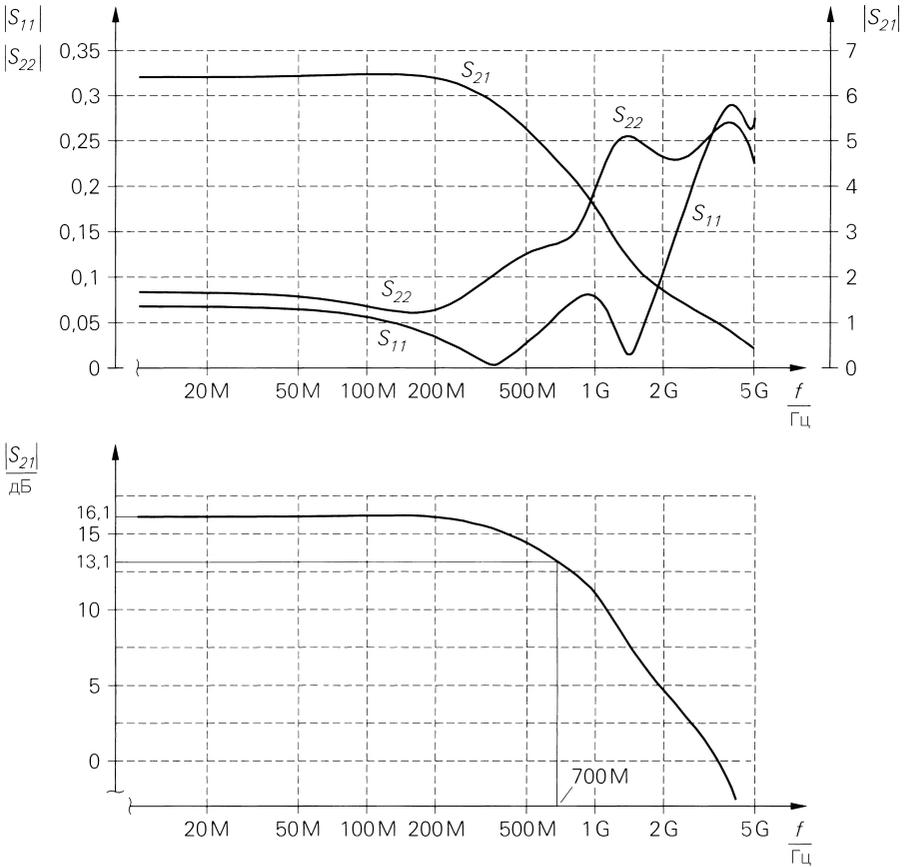


Рис. 27.25. S-параметры широкополосного усилителя

При всем совершенстве этого усилителя его удастся использовать на практике лишь в сравнительно узком интервале частот, так как конденсаторы C_e и C_a невозможно изготовить широкополосными и низкоомными. При определенных условиях можно воспользоваться несколькими конденсаторами, резонансные частоты которых смещены соответствующим образом.

27.4

Усиление мощности

Как правило, среди характеристик высокочастотных усилителей указывают коэффициент усиления мощности. Существует несколько определений этой характеристики, различающихся исходным параметром. Соответствующие уравнения с использованием S- и Y-параметров достаточно громоздки и, следовательно, мало наглядны. Поэтому сначала дадим определение коэффициента усиления мощности на примере идеализированного усилителя, а затем расширим его до общего случая. Громоздкие

уравнения на основе S- и Y-параметров предназначены для оценки с помощью вычислительных средств, так как расчеты вручную оказываются слишком трудоемкими.

На рис. 27.26 представлен идеализированный усилитель с коэффициентом усиления A в режиме холостого хода на выходе, входным сопротивлением r_e и выходным сопротивлением r_a . При этом внутренняя обратная связь отсутствует. К усилителю подключены источник сигнала с внутренним сопротивлением R_g и нагрузка R_L . Для дальнейших расчетов нам понадобится коэффициент усиления

$$A_B = \frac{u_a}{\underline{g}} = \frac{r_e}{R_g + r_e} A \frac{R_L}{r_a + R_L}$$

и усиление под нагрузкой

$$A_L = \frac{u_a}{u_e} = A \frac{R_L}{r_a + R_L}.$$

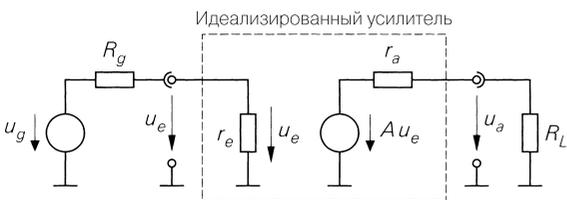


Рис. 27.26. Идеализированный усилитель с источником сигнала и нагрузкой

Для общего случая воспользуемся усилителем, который описывается с помощью S- или Y-параметров. Он функционирует в паре с источником сигнала с полным сопротивлением $Z_g = 1/Y_g$ и нагрузкой $Z_L = 1/Y_L$ (рис. 27.27). Для представления с помощью S-параметров также нужны коэффициенты отражения источника и приемника

$$r_g = \frac{Z_g - Z_W}{Z_g + Z_W}, \quad r_L = \frac{Z_L - Z_W}{Z_L + Z_W}$$

и определитель S-матрицы:

$$\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}.$$

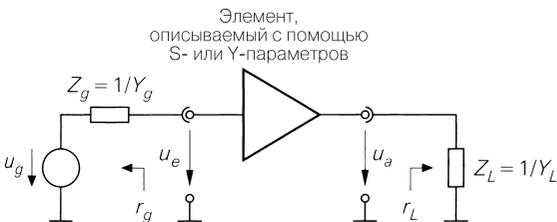


Рис. 27.27. Обобщенный усилитель с источником сигнала и нагрузкой

Отметим, что в контексте величин r_g и r_L речь идет о коэффициентах отражения, тогда как на рис. 27.26 r_e и r_a являются идеализированными сопротивлениями.

27.4.1

Коэффициент усиления выходной мощности

Выигрыш выходной мощности соответствует коэффициенту усиления мощности в обычном словоупотреблении:

$$G = \frac{P_L}{P_e} = \frac{\text{Эффективная мощность, снимаемая с нагрузки}}{\text{Эффективная мощность, потребляемая усилителем на входе}}.$$

Для идеализированного усилителя, представленного на рис. 27.26, имеет место:

$$P_L = \frac{u_a^2}{R_L}, \quad P_e = \frac{u_e^2}{r_e}.$$

Мы используем эффективные значения, и потому $P = u^2/R$. Отсюда следует:

$$G = \left(\frac{u_a}{u_e} \right)^2 \frac{r_e}{R_L} = A_L^2 \frac{r_e}{R_L} = \frac{A^2 r_e R_L}{(r_a + R_L)^2}. \quad (27.25)$$

Соответствующие расчеты для усилителя, изображенного на рис. 27.27, приводят к выражению:

$$\begin{aligned} G &= \frac{|S_{21}|^2 (1 - |r_L|^2)}{1 - |S_{11}|^2 + |r_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta_S|^2) - 2 \operatorname{Re}\{r_L (S_{22} - \Delta_S S_{11}^*)\}} = \\ &= \frac{|Y_{21}|^2 \operatorname{Re}\{Y_L\}}{\operatorname{Re}\left\{Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} Y_L}\right\} |Y_{22} + Y_L|^2}. \end{aligned} \quad (27.26)$$

Коэффициент усиления мощности не зависит от полного сопротивления источника сигнала и не дает никакой информации о согласовании по входу. Если, например, сравнить два усилителя, которые от одного и того же источника и на одинаковых нагрузках развивают одинаковую эффективную мощность, более высоким коэффициентом усиления мощности будет обладать усилитель, потребляющий меньшую эффективную мощность на входе.

27.4.2

Вносимое усиление

Вносимое усиление определяется отношением эффективных мощностей, рассеиваемых в нагрузке при наличии и в отсутствие усилителя:

$$G_I = \frac{P_L}{P_{L,ov}} = \frac{\text{Мощность, рассеиваемая в нагрузке при наличии усилителя}}{\text{Мощность, рассеиваемая в нагрузке в отсутствие усилителя}}.$$

В соответствии с этим определением $P_{L,ov}$ – это эффективная мощность, напрямую поступающая от источника сигнала в нагрузке. В случае идеализированного усилителя, представленного на рис. 27.26, справедливы соотношения:

$$P_L = \frac{u_a^2}{R_L}, \quad P_{L,ov} = \frac{g^2 R_L}{(R_g + R_L)^2}.$$

Откуда следует:

$$G_I = \left(\frac{u_a}{\underline{g}} \right)^2 \left(\frac{R_g + R_L}{R_L} \right)^2 = A_B^2 \left(\frac{R_g + R_L}{R_L} \right)^2 = \left(\frac{r_e}{R_g + r_e} \right)^2 A^2 \left(\frac{R_g + R_L}{r_a + R_L} \right)^2. \quad (27.27)$$

Соответствующие выкладки для усилителя на рис. 27.27 приводят к выражению:

$$G_I = \frac{|S_{21}|^2 |1 - r_g r_L|^2}{\left| (1 - S_{11} r_g)(1 - S_{22} r_L) - S_{12} S_{21} r_g r_L \right|^2} = \frac{|Y_{21}|^2 \operatorname{Re}\{Y_g\} \operatorname{Re}\{Y_L\} |Y_g + Y_L|^2}{\left| (Y_{11} + Y_g)(Y_{22} + Y_L) - Y_{12} Y_{21} \right|^2 |Y_g Y_L|^2}. \quad (27.28)$$

Вносимое усиление зависит от полного сопротивления источника сигнала и нагрузки и, следовательно, учитывает согласование по входу и выходу. Однако при двустороннем согласовании максимум этой величины, вообще говоря, не достигается. Поясним это на примере идеализированного усилителя. При двустороннем согласовании имеем $R_g = r_e$ и $R_L = r_a$. Подставляя эти значения в (27.27), находим:

$$G_{I,amp} = \left(\frac{1}{2} \right)^2 A^2 \left(\frac{R_g + R_L}{2R_L} \right)^2.$$

Следовательно, несмотря на двустороннее согласование вносимое усиление зависит от отношения R_g/R_L . К тому же его постоянство обеспечивается только при условии равенства сопротивлений на входе и выходе, то есть $R_g = r_e = r_a = R_L$. По этой причине параметр вносимого усиления почти не применяется.

27.4.3

Коэффициент передачи

Коэффициент передачи выражается отношением эффективной мощности, рассеиваемой в нагрузке, к доступной мощности источника сигнала. По определению доступная мощность является эффективной мощностью и не нуждается в явном обозначении этого обстоятельства:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{\Lambda,g}} = \frac{\text{Эффективная мощность, снимаемая с нагрузки}}{\text{Располагаемая мощность источника сигнала}}.$$

В случае идеализированного усилителя, представленного на рис. 27.26, справедливости соотношения

$$P_L = \frac{u_a^2}{R_L}, \quad P_{\Lambda,g} = \frac{U_g^2}{4R_g},$$

откуда следует:

$$G_T = \left(\frac{u_a}{\underline{g}} \right)^2 \frac{4R_g}{R_L} = A_B^2 \frac{4R_g}{R_L} = \left(\frac{r_e}{R_g + r_e} \right)^2 A^2 \frac{4R_g R_L}{(r_a + R_L)^2}. \quad (27.29)$$

Соответствующие выкладки для усилителя на рис. 27.27 приводят к выражению:

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |r_g|^2)(1 - |r_L|^2)}{\left| (1 - S_{11} r_g)(1 - S_{22} r_L) - S_{12} S_{21} r_g r_L \right|^2} = \frac{4|Y_{21}|^2 \operatorname{Re}\{Y_g\} \operatorname{Re}\{Y_L\}}{\left| (Y_{11} + Y_g)(Y_{22} + Y_L) - Y_{12} Y_{21} \right|^2}. \quad (27.30)$$

Коэффициент передачи зависит от полных сопротивлений источника сигнала и нагрузки и достигает максимума при двустороннем согласовании, что выражается с помощью (27.29):

$$\frac{\partial G_T}{\partial R_g} = 0, \quad \frac{\partial G_T}{\partial R_L} = 0 \Rightarrow R_g = r_e, \quad R_L = r_a.$$

Благодаря этим качествам коэффициент передачи удовлетворяет требованиям, которым должно отвечать содержательное определение усиления.

27.4.4

Усиление доступной мощности

Под усилением доступной мощности понимают отношение доступных мощностей усилителя и нагрузки:

$$G_A = \frac{P_{A,V}}{P_{A,g}} = \frac{\text{Доступная мощность усилителя}}{\text{Доступная мощность источника сигнала}}.$$

Эту величину называют также коэффициентом усиления доступной мощности. В случае идеализированного усилителя, представленного на рис. 27.26, справедливы соотношения:

$$P_{A,V} = \frac{(Au_e)^2}{4r_a}, \quad P_{A,g} = \frac{U_g^2}{4R_g}.$$

Из этого следует:

$$G_A = \left(\frac{Au_e}{u_g} \right)^2 \frac{R_g}{r_a} = \left(\frac{r_e}{R_g + r_e} \right)^2 A^2 \frac{R_g}{r_a}. \quad (27.31)$$

Соответствующие выкладки для усилителя на рис. 27.27 приводят к выражению:

$$\begin{aligned} G_A &= \frac{|S_{21}|^2 (1 - |r_g|^2)^2}{1 - |S_{22}|^2 + |r_g|^2 (|S_{11}|^2 - |\Delta_S|^2) - 2\operatorname{Re}\{r_g(S_{11} - \Delta_S S_{22}^*)\}} = \\ &= \frac{|Y_{21}|^2 \operatorname{Re}\{Y_g\}}{\operatorname{Re}\{(Y_{11} + Y_g)Y_{22} - Y_{12}Y_{21}\}(Y_{11} + Y_g)}. \end{aligned} \quad (27.32)$$

Коэффициент усиления доступной мощности не зависит от нагрузки и поэтому ничего не говорит о согласованности выхода. Он необходим при вычислении шумов, так как оно проводится на основе доступной мощности, коэффициент которой мы уже применяли в разделе 4.2.4 для вычисления коэффициента шума последовательной цепочки усилителей в выражениях (4.200) и (4.201).

27.4.5

Сравнение определений коэффициентов усиления

В соответствующих разделах уже отмечались особенности отдельных определений коэффициентов усиления, поэтому здесь мы ограничимся их кратким сопоставлением.

Коэффициент усиления выходной мощности G не представляет интереса для высокочастотных усилителей, так как главные усилия нацелены на максимальное использование допустимой мощности источника сигнала, а необходимое для этого согласование по входу не связано с указанной характеристикой. Напротив, она достигает своего максимума, когда усилитель отбирает минимум мощности от источника сигнала, то есть при наихудшем согласовании. Коэффициент усиления мощности существенен для низкочастотных усилителей в силу стремления как можно меньше нагружать источник сигнала ради максимального усиления напряжения. В случае высокочастотных усилителей такая рассогласованность нежелательна из-за сопутствующих отражений.

Величина вносимого усиления G_I не имеет смысла, если речь идет о согласованных усилителях. Это положение уже разъяснялось на примере идеализированного усилителя, изображенного на рис. 27.26. В случае двустороннего согласования и наличия неодинаковых сопротивлений на входе и выходе при непосредственном подключении источника и нагрузки возникает рассогласованность, которую на практике приходится устранять с помощью согласующего четырехполюсника. Поэтому оба режима, которые сравнивались при определении вносимого усиления, в этом случае служат не практической, а лишь теоретической альтернативой. При двустороннем согласовании и равных сопротивлениях на входе и выходе имеет место согласование, даже если источник сигнала и нагрузка подключены напрямую ($R_g = R_L$). Однако в этом случае допустимая мощность источника сигнала отдается нагрузке, и вносимое сопротивление равно коэффициенту передачи G_T .

В высокочастотной технике предпочитают применять коэффициент передачи G_T как наиболее подходящую характеристику. При этом пользуются терминами «выигрыш» и «усиление». Мы рекомендуем употреблять первый. Термин «усиление» вводит в заблуждение и имеет строгий смысл только при двустороннем согласовании и равенстве входного и выходного сопротивлений. В этом случае коэффициенты усиления напряжения и мощности, а также коэффициент передачи, выраженные в децибелах, равны друг другу.

Как уже говорилось, коэффициент усиления вносимой мощности G_A применяется для расчета шумов. Вне этого контекста он не имеет смысла.

27.4.6

Коэффициент усиления при двустороннем согласовании

При двустороннем согласовании и равенстве сопротивлений на входе и выходе для идеализированного усилителя, представленного на рис. 27.26, справедливо равенство $R_g = r_e = r_a = R_L = Z_w$. В этом случае все определения коэффициентов усиления равнозначны:

$$G = G_I = G_T = G_A = \frac{A^2}{4} = 4A_B^2. \quad (27.33)$$

Данное равенство справедливо и для обобщенного усилителя. Это можно показать, сравнивая уравнения на основе S- и Y-параметров с учетом соответствующих условий согласования, однако мы не станем этого делать из-за громоздкости необходимых выкладок.

При использовании S-параметров для двусторонне согласованного усилителя с $R_g = R_L = Z_w$ имеет место:

$$S_{11} = S_{22} = r_g = r_L = 0 \Rightarrow G = G_I = G_T = G_A = |S_{21}|^2.$$

В результате получим простую зависимость, когда условие измерений $R_L = Z_W$ для определения S_{21} соответствует условиям рабочего режима.

Если используются Y-параметры, двустороннее согласование с $1/Y_g = 1/Y_L = Z_W$ реализуется, как только выполняются условия, вытекающие из оценки Y-параметров по S-параметрам согласно табл. 24.8 с учетом $S_{11} = S_{22} = 0$:

$$Y_{11} = Y_{22}, \quad (Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})Z_W^2 = 1. \quad (27.34)$$

В этом случае

$$G = G_I = G_T = G_A = \frac{|Y_{21}|^2 Z_W^2}{|1 + Y_{11}Z_W|^2}. \quad (27.35)$$

В усилителе без обратной реакции $Y_{12} = 0$. Тогда из вышеприведенных условий вытекает $Y_{11} = Y_{22} = 1/Z_W$, то есть входное сопротивление $r_e = 1/Y_{11}$ и выходное сопротивление $r_a = 1/Y_{22}$ должны быть равны волновому сопротивлению. Этот случай соответствует идеализированному усилителю, представленному на рис. 27.26, для которого можно непосредственно указать условия согласования: $r_e = Z_W$ и $r_a = Z_W$ при $R_g = R_L = Z_W$.

27.4.7

Максимальный коэффициент усиления мощности транзисторами

Как уже было сказано в разделе 27.2, обобщенный одиночный транзистор поддается двустороннему согласованию, если коэффициент устойчивости подчиняется неравенству

$$k = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (27.36)$$

и соблюдается дополнительное условие

$$|S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2, \quad |S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2, \quad (27.37)$$

где S_{11}, \dots, S_{22} – S-параметры транзистора. Для Y-параметров должны выполняться

$$k = \frac{2\operatorname{Re}\{Y_{11}\}\operatorname{Re}\{Y_{22}\} - \operatorname{Re}\{Y_{12}Y_{21}\}}{|Y_{12}Y_{21}|} > 1 \quad (27.38)$$

и

$$\operatorname{Re}\{Y_{11}\} \geq 0, \quad \operatorname{Re}\{Y_{22}\} \geq 0. \quad (27.39)$$

Максимальный коэффициент вносимого усиления

Равенство $S_{11,a} = S_{22,a} = 0$ выполняется для транзистора в сочетании с согласующими четырехполюсниками при двустороннем согласовании (рис. 27.28). Соответствующий коэффициент усиления мощности называется *максимальным коэффициентом вносимого усиления мощности* (maximum available power gain – MAG) и определяется выражением [27.1]

$$\operatorname{MAG} = |S_{21,a}|^2 = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \left(k - \sqrt{k^2 - 1} \right) \right| = \left| \frac{Y_{21}}{Y_{12}} \left(k - \sqrt{k^2 - 1} \right) \right|. \quad (27.40)$$

На высоких частотах он обратно пропорционален квадрату частоты: $\operatorname{MAG} \sim 1/f^2$, что соответствует уменьшению 20 дБ/декада. Причиной тому служит частотная зависимость S- и Y-параметров.

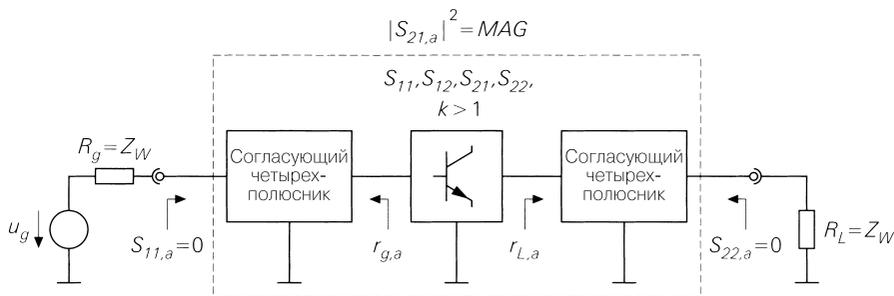


Рис. 27.28. Максимальный коэффициент вносимого усиления мощности MAG двусторонне согласованного усилителя

Максимальный коэффициент устойчивого усиления мощности

Обычно условия двустороннего согласования выполняются на частотах, превышающих четверть граничной частоты. Ниже этого интервала $k < 1$, то есть двустороннее согласование оказывается невозможным; в этом случае уже нельзя дать определение максимальному коэффициенту вносимого усиления мощности и достигается только максимальный коэффициент устойчивого усиления мощности (maximum stable power gain – MSG) [27.1]:

$$MSG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| = \left| \frac{Y_{21}}{Y_{12}} \right|. \tag{27.41}$$

На низких частотах он приблизительно обратно пропорционален частоте ($MSG \sim 1/f$), что соответствует уменьшению 10 дБ/декада. С приближением к частоте, на которой $k = 1$, уменьшение достигает 20 дБ на декаду, чем обеспечивается плавность перехода от MSG к MAG .

Коэффициент однонаправленного усиления мощности

Коэффициент однонаправленного усиления мощности является наибольшим среди достижимых коэффициентов усиления мощности:

$$U = \frac{\frac{1}{2} \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} - 1 \right|^2}{k \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| - \operatorname{Re} \left\{ \frac{S_{21}}{S_{12}} \right\}} = \frac{|Y_{21} - Y_{12}|^2}{4(\operatorname{Re}\{Y_{11}\}\operatorname{Re}\{Y_{22}\} - \operatorname{Re}\{Y_{12}Y_{21}\})}. \tag{27.42}$$

При этом предполагается, что транзистор нейтрализован (нейтрализована внутренняя обратная связь) с помощью специальной схемы и работает в одном направлении. Схемы нейтрализации уже описывались в разделе 27.2. Коэффициент однонаправленного усиления мощности на высоких частотах приблизительно обратно пропорционален квадрату частоты ($U \sim 1/f^2$), что соответствует уменьшению 20 дБ/декада.

Граничные частоты

Максимальный коэффициент вносимого усиления мощности MAG принимает значение 1 или 0 дБ на граничной частоте f_T . Коэффициент однонаправленного усиления мощности U превышает единицу даже на частотах выше граничной частоты благодаря отсутствию обратной связи. Частота, на которой U становится равным единице или 0 дБ, называется максимальной частотой усиления мощности f_{max} и представляет собой наибольшую частоту, при которой транзистор может использоваться в качестве генератора.

Пример. На рис. 27.29 показаны максимальные коэффициенты усиления мощности для транзистора BFR93 при $U_{CEA} = 5$ В и $I_{CA} = 30$ мА. Максимальный коэффициент вносимого усиления мощности MAG определен только для частот $f > 500$ МГц, так как только здесь коэффициент устойчивости превышает единицу. Он убывает с частотой на 20 дБ/декада, становясь равным единице или 0 дБ при граничной частоте $f_T = 5$ ГГц. При $f < 500$ МГц достигается максимальный коэффициент устойчивого усиления мощности MSG , уменьшающийся на более низких частотах на 10 дБ/декада. Коэффициент однонаправленного усиления мощности U на высоких частотах примерно на 7,5 дБ превышает MAG , а при $f_{max} = 12$ ГГц становится равным единице или 0 дБ.

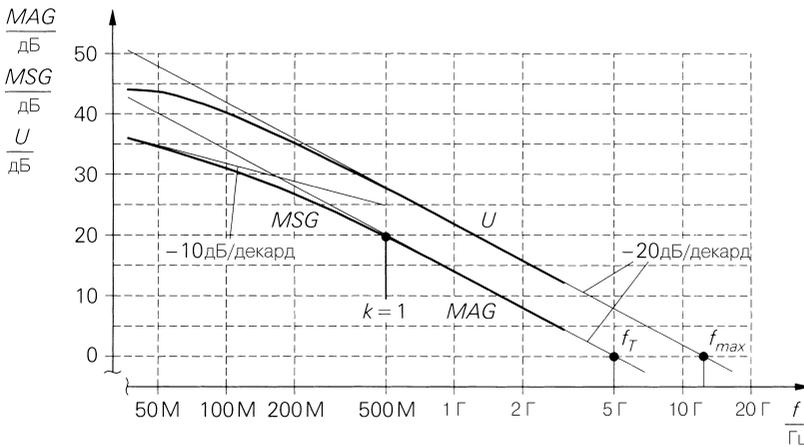


Рис. 27.29. Максимальные коэффициенты усиления мощности для транзистора BFR93

У транзисторов с граничной частотой выше 20 ГГц емкости коллектор–база C_C или затвор–сток C_{GD} обычно настолько малы, что транзистор можно считать практически лишенным обратной связи, и тогда максимальная частота усиления мощности f_{max} лишь незначительно выше граничной частоты f_T .

Литература

[27.1] Zinke, O.; Brunswig, H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. Band 1, 4. Auflage. Berlin: Springer, 1990.

[27.2] Hewlett Packard: S-Parameter Design. Application Note 154.

Глава 28

Смесители

Смесители применяются для преобразования частоты в передатчиках и приемниках и наряду с усилителями и фильтрами принадлежат к важнейшим компонентам беспроводных систем связи. Мы начнем с изложения принципов работы смесителей, а затем рассмотрим практические схемы.

28.1

Принцип действия идеального смесителя

Идеальный смеситель (рис. 28.1) аналогичен мультиплексору. На входы поступают преобразуемый сигнал и сигнал гетеродина, необходимый для преобразования. В идеальном случае последний из них является синусоидальным. На выходе получают преобразованный сигнал вместе с дополнительными составляющими, возникшими в ходе преобразования. Нежелательные составляющие подлежат подавлению с помощью фильтров в процессе последующей обработки сигнала. Поэтому для преобразования частоты в дополнение к смесителю нужны еще один или два фильтра. Обычно вход для преобразуемого сигнала называют просто входом, а вход для сигнала гетеродина – входом гетеродина.



Рис. 28.1. Идеальный смеситель

Преобразование входного сигнала на более высокую частоту называют восходящим преобразованием, соответствующий смеситель – повышающим смесителем. Соответственно, говорят о нисходящем преобразовании и понижающем смесителе, если преобразование входного сигнала смесителем приводит к понижению его частоты. Ниже приведены частотные параметры повышающего и понижающего смесителей (рис. 28.2):

- промежуточная частота (ПЧ) f_{ZF} понижена по сравнению с обеими несущими, то есть несущей выходного сигнала у повышающего смесителя и несущей входного сигнала у понижающего смесителя. При повышающем преобразовании сигнала с частотой основной полосы или понижающем преобразовании сигнала до частоты основной полосы справедливо равенство $f_{ZF} = 0$. Так, например, обстоит дело у синфазно-квадратурных смесителей;

- высокая частота (ВЧ) f_{HF} больше любой из несущих (несущей частоты входного сигнала у повышающего смесителя и несущей частоты выходного сигнала у понижающего смесителя);
- частота гетеродина (ЧГ) f_{LO} равна смещению частоты вследствие преобразования.

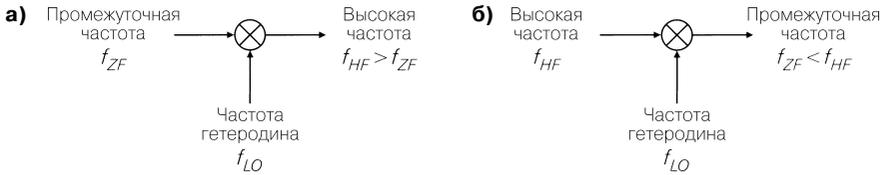


Рис. 28.2. Частоты смесителей: **а** – повышающий смеситель; **б** – понижающий смеситель

Сигналы, участвующие в преобразовании, соответственно обозначаются как сигналы ПЧ, ВЧ и ЧГ.

Не следует путать частоты, связанные с отдельным смесителем, и частоты в конкретном передатчике или приемнике. В передатчике каждая ПЧ передатчика в одном из смесителей встречается как промежуточная частота. Соответственно, каждая ПЧ и передаваемая частота передатчика генерируются смесителем и появляются в том или ином смесителе в качестве промежуточной частоты. То же самое имеет место и в приемнике. Далее мы будем иметь дело с частотами в отдельном смесителе, оставляя открытым вопрос о их назначении в конкретном передатчике или приемнике.

28.1.1
Повышающий смеситель

На вход повышающего смесителя подается сигнал ПЧ. Следует отметить, что здесь используется представление сигнала через амплитудную $a(t)$ и угловую $\varphi(t)$ модуляцию, поскольку это компактнее представления через квадратурные компоненты ($s_{ZF}(t) = i(t)\cos\omega_{ZF}t - q(t)\sin\omega_{ZF}t$):

$$s_{ZF}(t) = a(t)\cos[\omega_{ZF}t + \varphi(t)]$$

Данный сигнал перемножается с сигналом гетеродина (рис. 28.3):

$$s_{LO}(t) = 2\cos\omega_{LO}t.$$

Сигналу гетеродина присваивается амплитуда 2 с тем, чтобы в последующих уравнениях исключить появление множителя 1/2 без ущерба для основных закономерностей. На выходе получим:

$$s_{HF}(t) = s_{ZF}(t) \times s_{LO}(t) = a(t)\cos[\omega_{ZF}t + \varphi(t)] \times 2\cos\omega_{LO}t =$$

$$= \underbrace{a(t)\cos[(\omega_{LO} + \omega_{ZF})t + \varphi(t)]}_{\text{Верхняя полоса (} f > f_{LO} \text{)}} + \underbrace{a(t)\cos[(\omega_{LO} - \omega_{ZF})t - \varphi(t)]}_{\text{Нижняя полоса (} f < f_{LO} \text{)}}.$$

Верхняя полоса ($f > f_{LO}$) в прямом порядке
Нижняя полоса ($f < f_{LO}$) в обратном порядке

Составляющая на частоте $f_{LO} + f_{ZF}$ называется верхней боковой полосой и характеризуется той же последовательностью частот спектра, что и сигнал ПЧ. Ее называют

прямым порядком. Составляющая на частоте $f_{LO} - f_{ZF}$ называется нижней боковой полосой и характеризуется последовательностью частот спектра, обратной по отношению к сигналу ПЧ. Ее называют *обратным порядком*. Каждая из полос может служить выходным сигналом. Ненужная полоса должна подавляться с помощью фильтра.

$$s_{ZF}(t) = a(t) \cos[\omega_{ZF}t + \varphi(t)] \longrightarrow \otimes \longrightarrow s_{HF}(t) = a(t) \cos[(\omega_{LO} + \omega_{ZF})t + \varphi(t)] + a(t) \cos[(\omega_{LO} - \omega_{ZF})t - \varphi(t)]$$

$2 \cos \omega_{LO}t$

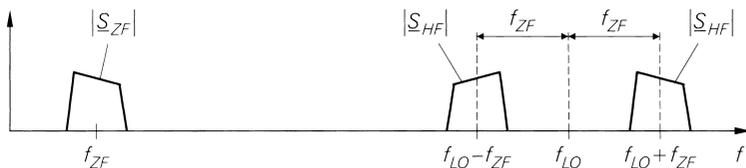


Рис. 28.3. Спектры сигналов в случае повышающего смесителя

28.1.2

Понижающий смеситель

На вход понижающего смесителя подается сигнал ВЧ

$$s_{HF}(t) = a(t)\cos[\omega_{HF}t + \varphi(t)]$$

и перемножается с сигналом гетеродина (рис. 28.4)

$$s_{LO}(t) = 2\cos\omega_{LO}t.$$

На выходе получаем:

$$s_M(t) = s_{ZF}(t) \times s_{LO}(t) = a(t)\cos[\omega_{HF}t + \varphi(t)] \times 2\cos\omega_{LO}t =$$

$$= \begin{cases} a(t)\cos[(\omega_{HF} - \omega_{LO})t + \varphi(t)] + & \text{Прямой порядок } (f_{HF} > f_{LO}) \\ \quad + a(t)\cos[(\omega_{HF} + \omega_{LO})t + \varphi(t)] \\ a(t)\cos[(\omega_{LO} - \omega_{HF})t - \varphi(t)] + & \text{Обратный порядок } (f_{HF} < f_{LO}) \\ \quad + a(t)\cos[(\omega_{LO} + \omega_{HF})t + \varphi(t)]. \end{cases}$$

Помимо полезной составляющей с разностной частотой выходной сигнал содержит дополнительную составляющую с суммарной частотой, которую необходимо подавить с помощью фильтра. Тогда для сигнала ПЧ имеем:

$$s_{ZF}(t) = \begin{cases} a(t)\cos[(\omega_{HF} - \omega_{LO})t + \varphi(t)] & \text{Прямой порядок } (f_{HF} > f_{LO}), \\ a(t)\cos[(\omega_{LO} - \omega_{HF})t - \varphi(t)] & \text{Обратный порядок } (f_{HF} < f_{LO}). \end{cases}$$

Если ВЧ выше частоты гетеродина, получим сигнал ПЧ в прямом порядке с той же последовательностью частот (см. рис. 28.4а). В противном случае образуется сигнал ПЧ в обратном порядке с обращенной последовательностью частот (см. рис. 28.4б).

Сигнал ВЧ, поступающий на вход понижающего смесителя, нередко содержит не только полезный сигнал с частотой $f_{HF} = f_{LO} \pm f_{ZF}$, но и зеркальный сигнал с зеркальной частотой $f_{HF.sp} = f_{LO} \mp f_{ZF}$, который также преобразуется в промежуточную частоту.

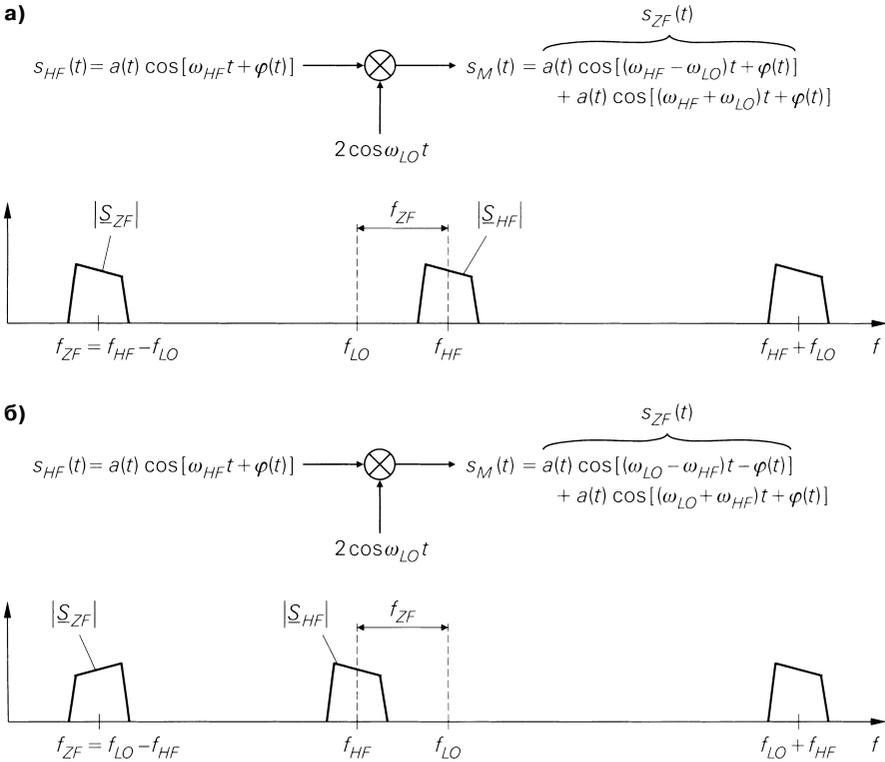


Рис. 28.4. Спектры сигналов в случае понижающего смесителя: **а** – в прямом порядке; **б** – в обратном порядке

В этом случае смеситель работает в прямом и обратном порядке. Это показано на рис. 28.5 на примере понижающего смесителя с ВЧ $f_{HF} = f_{LO} + f_{ZF}$ в прямом порядке и зеркальной частотой $f_{HF,Sp} = f_{LO} - f_{ZF}$ – в обратном, причем последовательность частот зеркального сигнала инвертирована из-за обратного порядка. Для того чтобы смеситель преобразовывал только полезный сигнал ВЧ, зеркальный сигнал должен быть подавлен фильтром зеркальной частоты, включенным перед смесителем. Мы уже рассматривали этот вопрос в разделе 25.2 применительно к радиоприемникам. Зеркальный сиг-

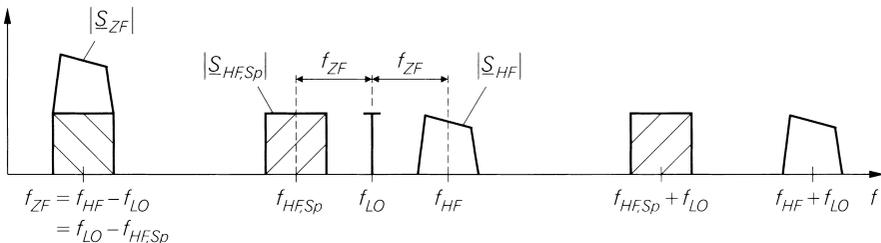


Рис. 28.5. Зеркальная частота $f_{HF,Sp}$ в случае понижающего смесителя в обратном порядке

нал существует как следствие функциональной симметрии повышающего и понижающего смесителей: первый из них преобразует сигнал ПЧ в два сигнала ВЧ, один из которых должен быть выбран после смесителя. Соответственно, понижающий смеситель преобразует два сигнала ВЧ в один сигнал ПЧ, так что в этом случае один из сигналов ВЧ должен быть выбран до смесителя.

28.2

Принцип действия практических смесителей

На практике мультиплексоры в качестве смесителей почти не применяются. Реальные мультиплексоры характеризуются высокой линейностью по обоим входам, которая, однако, не требуется для преобразования частоты. Практические мультиплексоры в роли смесителей даже вредны, поскольку высокая линейность достигается ценой схемотехнических ухищрений, результатом которых становится весьма высокий коэффициент шума, недопустимый в большинстве случаев функционирования в режиме смесителя.

Для практического смесителя вполне достаточно, чтобы сигналы идеального восходящего или нисходящего преобразования содержались в напряжениях и токах смесителя, в которых могут присутствовать любые другие сигналы, лишь бы их удавалось отделить по частоте от полезного сигнала и подавлять на выходе с помощью фильтров. В этой связи важно отличать *аддитивное смешивание* от *мультипликативного*. Далее мы опишем оба способа смешивания на примере повышающего смесителя.

28.2.1

Аддитивное смешивание

При аддитивном смешивании происходит сложение сигналов промежуточной частоты и гетеродина, добавляется постоянная составляющая U_0 , и результат подается на схемный элемент с нелинейной вольт-амперной характеристикой. Благодаря нелинейности появляется множество комбинационных частот, среди которых имеется и полезная частота, которую выделяют полосовым фильтром. Принцип аддитивного смешивания показан на рис. 28.6.

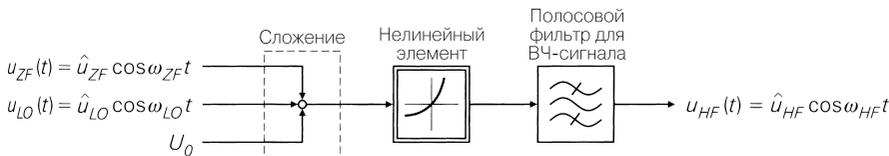


Рис. 28.6. Принцип аддитивного смешивания

Уравнения, описывающие аддитивное смешивание

На практике в качестве нелинейной вольт-амперной характеристики используют зависимость тока от напряжения $I(U)$ диода или транзистора, так что входным сигналом служит напряжение, а выходным – ток. Характеристику представляют в виде разложения Тейлора в рабочей точке U_0 :

$$I(U) = I(U_0) + \left. \frac{dI}{dU} \right|_{U=U_0} (U - U_0) + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2 I}{dU^2} \right|_{U=U_0} (U - U_0)^2 + \\ + \frac{1}{6} \left. \frac{d^3 I}{dU^3} \right|_{U=U_0} (U - U_0)^3 + \frac{1}{24} \left. \frac{d^4 I}{dU^4} \right|_{U=U_0} (U - U_0)^4 + \dots$$

Перейдя к малосигнальным величинам

$$i = I(U) - I(U_0), \quad u = U - U_0$$

и применив обозначения a_1, a_2, \dots для производных, получим:

$$i = a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + a_4 u^4 + \dots$$

Теперь подставим малосигнальное напряжение

$$u(t) = u_{ZF}(t) + u_{LO}(t) = \hat{u}_{ZF} \cos \omega_{ZF} t + \hat{u}_{LO} \cos \omega_{LO} t$$

и найдем

$$\dot{i}(t) = a_1 (\hat{u}_{ZF} \cos \omega_{ZF} t + u_{LO} \cos \omega_{LO} t) + \\ + a_2 (\hat{u}_{ZF}^2 \cos^2 \omega_{ZF} t + 2\hat{u}_{ZF} \hat{u}_{LO} \cos \omega_{ZF} t \cos \omega_{LO} t + \hat{u}_{LO}^2 \cos^2 \omega_{LO} t) + \dots$$

В члене, состоящем из произведения косинусов, содержится требуемое выражение

$$2a_2 \hat{u}_{ZF} \hat{u}_{LO} \cos \omega_{ZF} t \cos \omega_{LO} t = a_2 \hat{u}_{ZF} \hat{u}_{LO} [\cos(\omega_{LO} + \omega_{ZF})t + \cos(\omega_{LO} - \omega_{ZF})t].$$

Пропустим ток $i(t)$ через полосовой фильтр, который выделит составляющие с частотой $f_{HF} = f_{LO} + f_{ZF}$ (прямой порядок) или $f_{HF} = f_{LO} - f_{ZF}$ (обратный порядок) и преобразует их в выходное напряжение

$$u_{HF}(t) = \hat{u}_{HF} \cos \omega_{HF} t = R_{BP} a_2 \hat{u}_{ZF} \hat{u}_{LO} \cos \omega_{HF} t,$$

где R_{BP} – сопротивление передачи полосового фильтра в полосе прозрачности. Напомним о размерностях: $[R_{BP}] = \text{Ом}$, $[a_2] = \text{А/В}^2$, $[\hat{u}_{ZF}] = [\hat{u}_{LO}] = \text{В}$. Так что $[R_{BP} a_2 \hat{u}_{ZF} \hat{u}_{LO}] = \text{В}$.

Амплитуда \hat{u}_{HF} выходного напряжения пропорциональна коэффициенту a_2 нелинейной характеристики. Следует добиваться максимальной величины этого коэффициента с тем, чтобы можно было довольствоваться малой амплитудой сигнала гетеродина \hat{u}_{LO} .

Нелинейность

Анализ остальных членов разложения тока $i(t)$ показывает, что все коэффициенты a_i с четными индексами i вносят вклад в сигнал на частоте f_{HF} . Например, в слагаемое

$$a_4 u^4(t) = a_4 (\hat{u}_{ZF} \cos \omega_{ZF} t + \hat{u}_{LO} \cos \omega_{LO} t)^4$$

входят составляющие

$$\frac{3}{2} a_4 \hat{u}_{ZF} \hat{u}_{LO}^3 [\cos(\omega_{LO} + \omega_{ZF})t + \cos(\omega_{LO} - \omega_{ZF})t]$$

и

$$\frac{3}{2} a_4 \hat{u}_{ZF}^3 \hat{u}_{LO} [\cos(\omega_{LO} + \omega_{ZF})t + \cos(\omega_{LO} - \omega_{ZF})t].$$

Амплитуда первой составляющей пропорциональна \hat{u}_{ZF} и складывается с полезным выходным сигналом. Амплитуда второй составляющей пропорциональна \hat{u}_{ZF}^3 и потому нелинейна. При малых амплитудах ПЧ нелинейной составляющей можно пренебречь, для чего должно соблюдаться следующее условие:

$$\left| \frac{3}{2} a_4 \hat{u}_{ZF}^3 \hat{u}_{LO} \right| \ll |a_2 \hat{u}_{ZF} \hat{u}_{LO}| \Rightarrow \hat{u}_{ZF} \ll \sqrt{\frac{2a_2}{3a_4}}.$$

Оценивая остальные составляющие тока $i(t)$, приходим к дальнейшим условиям для \hat{u}_{ZF} в зависимости от коэффициентов a_6, a_8, \dots . Следовательно, аддитивное смешивание нелинейно и лишь при малых амплитудах может рассматриваться как квазилинейное. Оно является строго линейным только тогда, когда все коэффициенты с четными индексами $i \geq 4$ равны нулю, например в случае квадратичной характеристики $i = a_2 u^2$.

Частоты, возникающие при аддитивном смешивании, могут быть систематизированы в виде пирамиды (рис. 28.7). Коэффициенты a_i позволяют выделять частоты с групповым признаком (m, n) при целочисленных неотрицательных m, n и $m + n = i$. Для коэффициента a_2 , например, получаются группы $(2, 0)$, $(1, 1)$ и $(0, 2)$. Частоты, входящие в группу (m, n) , рассчитываются путем суммирования по всем возможным сочетаниям знаков (для неотрицательных значений):

$$\underbrace{\pm f_{LO} \pm \dots \pm f_{LO}}_{m \text{ слагаемых}} \underbrace{\pm f_{ZF} \pm \dots \pm f_{ZF}}_{n \text{ слагаемых}}$$

Тогда, например, для группы $(1, 1)$ получаем суммы

$$f_{LO} + f_{ZF}, f_{LO} - f_{ZF}, -f_{LO} + f_{ZF}, -f_{LO} - f_{ZF}$$

и, предполагая, что $f_{LO} > f_{ZF}$, частоты

$$f_{LO} + f_{ZF} \text{ и } f_{LO} - f_{ZF}$$

Число частот в группе растет вслед за значениями m и n . Все частоты группы (m, n) также содержатся в группах $(m + 2, n)$ и $(m, n + 2)$. Пользуясь рекурсией, нетрудно показать, что все частоты, обусловленные коэффициентом a_i , также генерируются коэффициентами $a_{(i+2)}, a_{(i+4)}, a_{(i+6)}, \dots$. Поэтому при аддитивном смешивании наряду с коэффициентом a_2 значимы также коэффициенты a_4, a_6, a_8, \dots . Амплитуды группы (m, n) пропорциональны $\hat{u}_{LO}^m \hat{u}_{ZF}^n$. Полезный выходной сигнал с частотой $f_{HF} = f_{LO} \pm f_{ZF}$ содержится в группе $(1, 1)$ и потому пропорционален $\hat{u}_{LO} \hat{u}_{ZF}$. Другие составляющие с такой же частотой имеются, например, в группах $(3, 1)$ и $(1, 3)$. Составляющая в группе $(3, 1)$ пропорциональна $\hat{u}_{LO}^3 \hat{u}_{ZF}$ и потому линейна относительно \hat{u}_{ZF} . Напротив, составляющая в группе $(1, 3)$ пропорциональна $\hat{u}_{LO} \hat{u}_{ZF}^3$, а следовательно, нелинейна относительно \hat{u}_{ZF} .

Нелинейность аддитивного смешивания приводит не только к нелинейной зависимости между амплитудой ПЧ \hat{u}_{ZF} и амплитудой ВЧ \hat{u}_{HF} , но в случае модулированных сигналов ПЧ влечет за собой интермодуляционные искажения. В связи с этим мы заменяем постоянную амплитуду ПЧ \hat{u}_{ZF} амплитудно-модулированным сигналом без несущей с частотой модуляции f_m и тогда

$$u_{ZF}(t) = \hat{u}_{ZF} \cos \omega_m t \cos \omega_{ZF} t = \frac{\hat{u}_{ZF}}{2} [\cos(\omega_{ZF} + \omega_m)t + \cos(\omega_{ZF} - \omega_m)t].$$

Как показывают выкладки, подробности которых здесь не приводятся, все коэффициенты a_i с четными индексами i дают составляющую с полезными частотами $f_{LO} \pm \pm f_{ZF} \pm f_m$. Кроме того, коэффициенты a_i при $i = 4, 6, 8, \dots$ дают дополнительно составляющие с частотами $f_{LO} \pm f_{ZF} \pm 3f_m$, а при $i = 6, 8, \dots$ — составляющие с частотами $f_{LO} \pm f_{ZF} \pm 5f_m$ и т.д. Эти паразитные составляющие пропорциональны высоким степеням амплитуды ПЧ, поэтому по мере возможности их нужно снижать путем ограничения амплитуды ПЧ. Такие составляющие называют интермодуляционными. Для данного случая также может быть сформирована пирамида частот, если в группе $(0, 1)$ вместо частоты f_{ZF} подставить частоты $f_{ZF} + f_m$ и $f_{ZF} - f_m$ и вычислить остальные группы обыч-

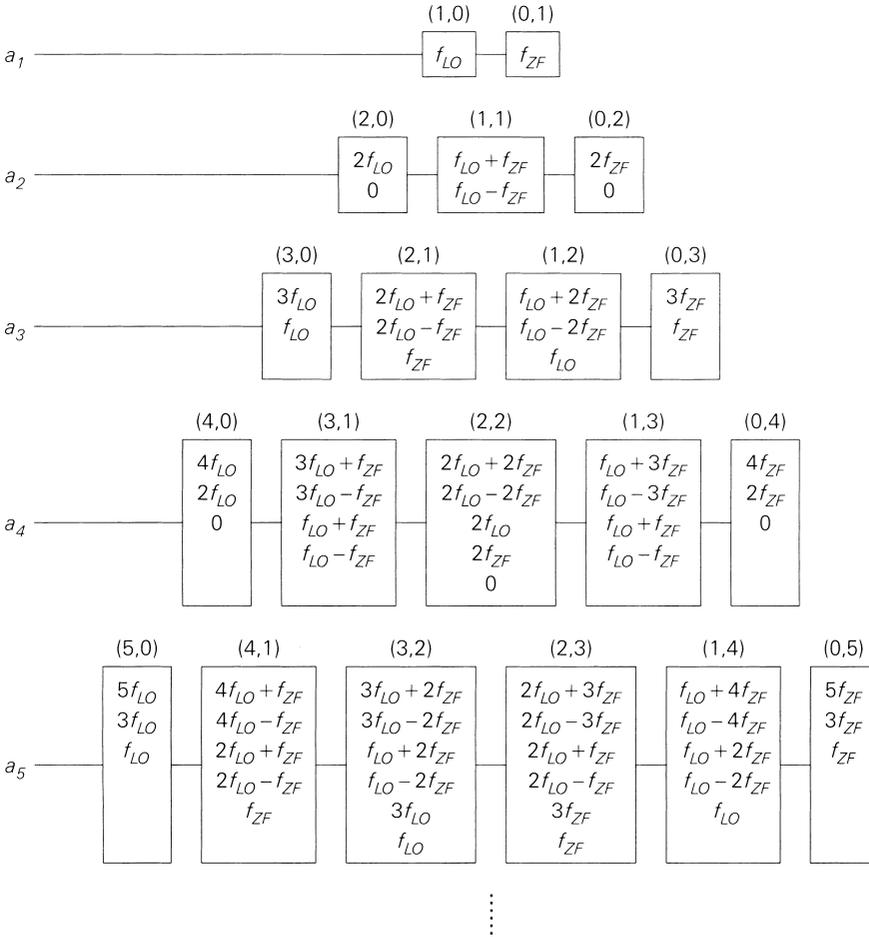


Рис. 28.7. Пирамида частот

ным способом. При этом количество частот в группах возрастет по сравнению с тем, что показано на рис. 28.7, поскольку теперь придется вычислять суммы

$$\underbrace{\pm f_{LO} \pm \dots \pm f_{LO}}_{m \text{ слагаемых}} \underbrace{\pm (f_{ZF} \pm f_m) \pm \dots \pm (f_{ZF} \pm f_m)}_{n \text{ слагаемых } (f_{ZF} \pm f_m)}$$

На рис. 28.8 показан фрагмент пирамиды частот для интермодуляционных составляющих вплоть до составляющих 3-го порядка ($f_{LO} \pm f_{ZF} \pm 3f_m$) в группе (1,3), пропорциональных $\hat{u}_{LO} \hat{u}_{ZF}^3$.

В принципе, зависимости аналогичны тем, которые характерны для нелинейных усилителей, и поэтому в случае смесителей нелинейные параметры (точка сжатия и точки отсечки) могут задаваться соответствующим образом. Однако зависимости между параметрами и коэффициентами нелинейной характеристики различны, так как в усилителе все определяется коэффициентами a_i с нечетным индексом i , а у сме-

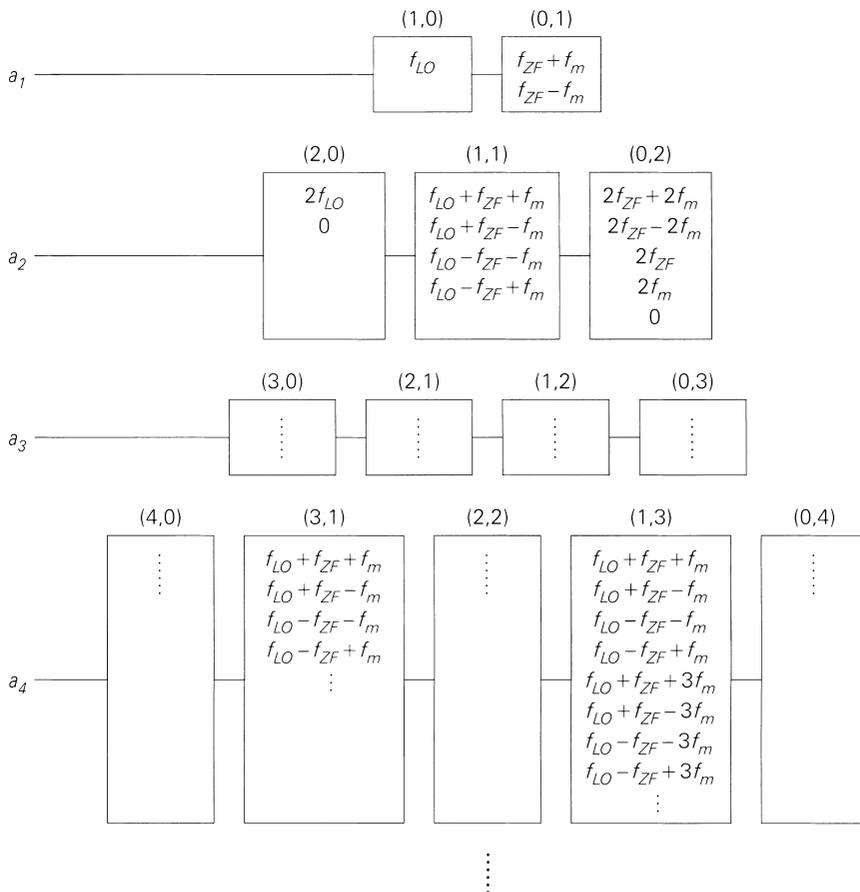


Рис. 28.8. Пирамиды частот для интермодуляционных составляющих

сителя – с четным. Нелинейный смеситель может рассматриваться как нелинейный усилитель с добавочным сдвигом частот. Более подробную информацию по этому вопросу можно получить в разделе 4.2.3.

Практическая реализация

Несколько типовых схем для аддитивного смешивания представлено на рис. 28.9. В схеме с диодом на рис. 28.9а сигнал ПЧ вводится вместе с напряжением U_0 для установки рабочей точки, а сигнал гетеродина подается через трансформатор. Параллельный колебательный контур служит полосовым фильтром для сигнала ВЧ. Напряжение на диоде равно сумме $U_0 + u_{ZF} + u_{LO}$, так как сопротивление колебательно-го контура равно сопротивлению короткого замыкания на промежуточной частоте и частоте гетеродина. На выходе колебательный контур накоротко замыкает все составляющие тока. Исключение составляет компонента ВЧ, которая порождает выходное напряжения u_{HF} на сопротивлении колебательного контура. Недостаток схемы состо-

ит в том, что ток ВЧ должен протекать через источники сигналов ПЧ и гетеродина во избежание разрыва в контуре тока ВЧ. Это требование можно обойти, если между трансформатором и диодом включить на землю последовательный колебательный контур, накоротко замыкающий ток ВЧ в этом месте (см. рис. 28.9а). Для оптимального функционирования необходимо полностью развязать входы сигналов ВЧ, ПЧ и гетеродина. Для этого в цепи ПЧ и гетеродина надо ввести по одному параллельному колебательному контуру, который бы работал в режиме холостого хода на «своей» частоте, а для остальных действовал почти как короткое замыкание. Подробнее об этом будет сказано в разделе 28.3. Поскольку диод является пассивным элементом, высокочастотная мощность на выходе существенно уступает подводимой мощности промежуточной частоты – иначе говоря, возникают потери преобразования (смешивания).

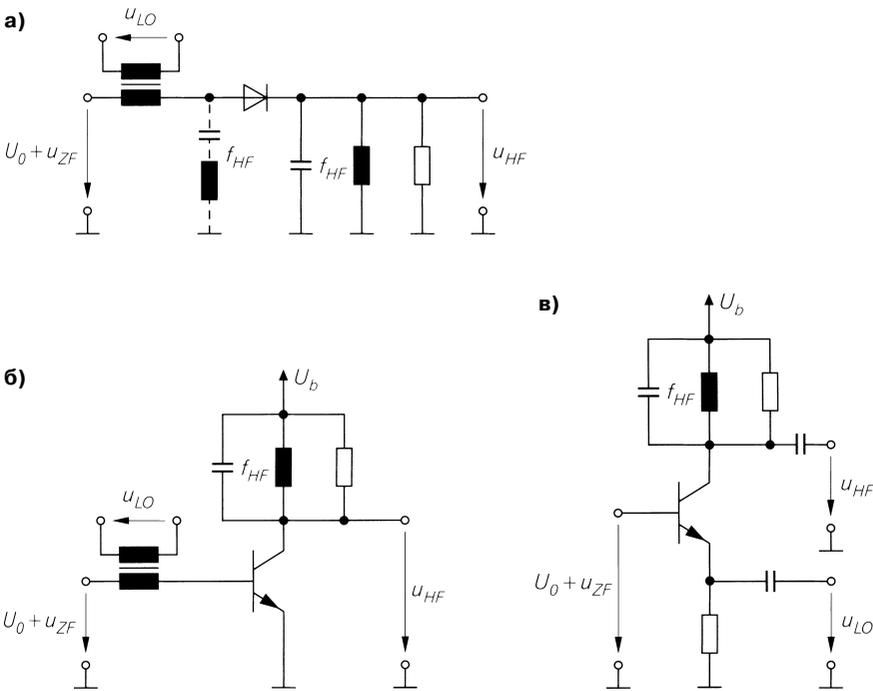


Рис. 28.9. Типовые схемы аддитивного смешивания. Параллельные колебательные контуры настроены на частоту f_{HF} : **а** – с диодом и сложением с помощью трансформатора; **б** – с биполярным транзистором и сложением с помощью трансформатора; **в** – с биполярным транзистором и сложением с помощью отдельной подачи сигналов на базу и эмиттер

Усиление при преобразовании достигается при использовании биполярного транзистора (см. рис. 28.9б), когда высокочастотный ток не протекает через источники сигналов ПЧ и гетеродина. Составляющая ВЧ достаточно надежно развязывается с остальными составляющими тока. Такая развязка улучшится, если воспользоваться каскодным транзистором. Поскольку у транзистора ток ВЧ может быть выведен через отдельную клемму (клемму коллектора), сложение сигнала ПЧ и сигнала гетеро-

дина можно реализовать так, чтобы один из сигналов подавался на базу, а другой – на эмиттер (см. рис. 28.9в). Тогда отпадает необходимость в трансформаторе, однако в этом случае ток ВЧ потечет через источник сигнала гетеродина.

По экспоненциальной характеристике

$$I(U) = I_S \left(e^{\frac{U}{nU_T}} - 1 \right)$$

диода ($U = U_D, I = I_D, n = 1 \dots 2$) или биполярного транзистора ($U = U_{BE}, I = I_C, n = 1$) рассчитываются коэффициенты нелинейной характеристики в рабочей точке $I_0 = I(U_0)$:

$$a_i = \frac{1}{i!} \frac{d^i I}{dU^i} \Big|_{U=U_0} = \frac{1}{i!} \frac{I_0}{(nU_T)^i} \Rightarrow a_2 = \frac{1}{2} \frac{I_0}{(nU_T)^2}, \dots$$

Коэффициенты пропорциональны току покоя. При $I_0 = 100$ мкА и $n = 1$ находим $a_2 \approx 74$ мА/В². Ток покоя I_0 и амплитуды сигналов ПЧ и гетеродина следует выбирать так, чтобы пиковый ток

$$I_{max} = I_S \left(e^{\frac{U_0 + \hat{u}_{LO} + \hat{u}_{ZF}}{nU_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{U_0 + \hat{u}_{LO} + \hat{u}_{ZF}}{nU_T}} = I_0 e^{\frac{\hat{u}_{LO} + \hat{u}_{ZF}}{nU_T}}$$

оказался не слишком большим. При $\hat{u}_{LO} + \hat{u}_{ZF} = 100$ мВ и $n = 1$ уже получим $I_{max} \approx 47I_0$. На практике уровни выбирают так, чтобы максимальная амплитуда сигнала ПЧ была меньше амплитуды сигнала гетеродина. Тогда пиковый ток почти не зависит от сигнала промежуточной частоты.

Вместо биполярного транзистора можно воспользоваться полевым транзистором. Это тем более целесообразно, что в силу почти квадратичной передаточной функции ($a_2 \neq 0$ и $a_i \approx 0$ при $i > 2$) полевой транзистор вносит лишь весьма слабые интермодуляционные искажения. На рис. 28.10а показана широко применяемая реализация схемы на полевом транзисторе с затвором Шоттки, которая позволяет отказаться от напряжения смещения U_0 и устанавливать рабочую точку с помощью резистора R_S . Параллельные колебательные контуры настроены на ВЧ f_{HF} . Из передаточной характеристики

$$I_D = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{th})^2$$

следует

$$a_2 = \frac{1}{2} \frac{d^2 I_D}{dU_{GS}^2} = \frac{K}{2}.$$

Следовательно, коэффициент a_2 зависит не от тока покоя, а лишь от габаритов полевого транзистора, что выражается в зависимости от удельной крутизны K . У очень крупных полевых транзисторов она явно ниже, чем у биполярного транзистора с типовой рабочей точкой: как правило, характерные значения составляют $a_2 \approx 1 \dots 10$ мА/В².

Аналогичной, почти квадратичной характеристикой $I_{CA} \sim (I_1)^2$ обладает квадратор тока на биполярных транзисторах (см. рис. 28.10б). В случае равновеликих транзисторов (с одинаковым обратным током насыщения I_S) и в пренебрежении токами базы имеем:

$$U_{BE1} = U_{BE2} = U_T \ln \frac{I_1}{I_S}, \quad U_{BE3} = U_T \ln \frac{I_0}{I_S}, \quad U_{BE4} = U_T \ln \frac{I_{CA}}{I_S}.$$

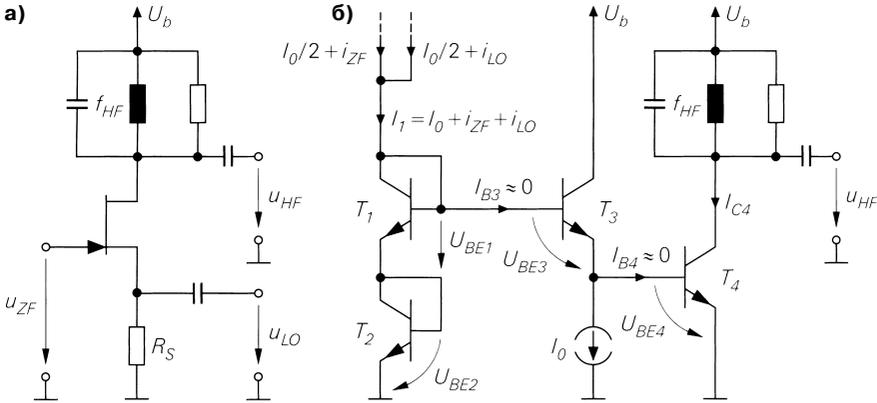


Рис. 28.10. Аддитивный смеситель с почти квадратичной характеристикой: **а** – на полевом транзисторе; **б** – квадрататор тока на биполярных транзисторах

Пользуясь уравнением контурных токов

$$U_{BE1} + U_{BE2} = U_{BE3} + U_{BE4},$$

получим:

$$U_{BE4} = U_{BE1} + U_{BE2} - U_{BE3} = U_T \ln \frac{I_1^2}{I_0 I_S} \Rightarrow I_{C4} = \frac{I_1^2}{I_0}.$$

К числу самых распространенных относится смеситель на двух МОП транзисторах в каскодной схеме (рис. 28.11а), который на практике чаще всего реализуют на МОП транзисторах с двойным затвором (рис. 28.11б). Здесь мы используем равновеликие МОП транзисторы, то есть оба они характеризуются одинаковой удельной крутизной K . Нижний МОП транзистор работает в линейной области, и поэтому ток стока I_{D1} зависит не только от напряжения затвор–исток U_{GS1} , но и в той же степени от напряжения сток–исток U_{DS1} . При $U_1 = U_{GS1}$ выполняется соотношение:

$$I_{D1} = K U_{DS1}^{(3,2)} \left(U_1 - U_{th} - \frac{U_{DS1}}{2} \right).$$

Здесь можно пренебречь изменением тока за счет длины канала полевого транзистора. Верхний МОП транзистор работает в области отсечки. Относительно нижнего МОП транзистора он функционирует как истоковый повторитель и, следовательно, задает напряжение U_{DS1} . Из выражений

$$I_{D2} = \frac{K}{2} (U_{GS2} - U_{th})^2$$

и

$$I_{D1} = I_{D2}$$

следует:

$$U_{DS1} = U_2 - U_{GS2} = U_2 - U_{th} - \sqrt{\frac{2I_{D1}}{K}}.$$

Если это выражение подставить в уравнение для I_{D1} , среди прочего получим член $KU_1 U_2$, содержащий искомую комбинацию сигналов ПЧ и гетеродина в силу того, что

$U_1 = U_{1,A} + u_{ZF}$ и $U_2 = U_{2,A} + u_{LO}$. Поскольку U_{DS1} зависит еще и от I_{D1} , окончательное уравнение невозможно решить относительно I_{D1} . Поэтому ток стока и сигнал ВЧ, отфильтрованный параллельным колебательным контуром, поддаются определению лишь с помощью численного метода. Сигнал гетеродина и напряжение рабочей точки $U_{2,A}$ выбирают так, чтобы линейная область нижнего МОП транзистора становилась полностью доступной, благодаря чему сигнал ВЧ достигает максимальной величины. В литературе этот смеситель обычно относят к мультипликативным, так как сигналы ПЧ и гетеродина подаются на отдельные клеммы и неявно складываются. Мы же классифицируем его как аддитивный смеситель, так как напряжение сток–исток U_{DS1} , будучи зависимым от I_{D1} , также зависит не только от U_2 , но и от U_1 , так как $U_{DS1} = U_{DS1}(U_1, U_2)$. Поэтому ток стока содержит составляющие, нелинейные относительно U_1 .

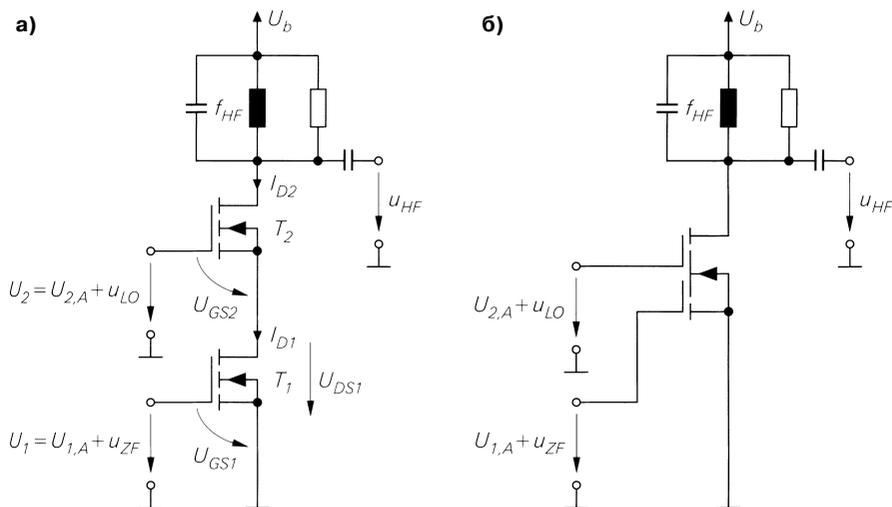


Рис. 28.11. Аддитивные смесители с двумя МОП транзисторами: **а** – с двумя одиночными МОП транзисторами; **б** – с двухзатворным полевым транзистором (например, BF999)

Аддитивные смесители достаточно редко используются в современных передатчиках и приемниках. Выделяют две основные причины:

- реальный смеситель должен быть сконструирован так, чтобы обеспечивались как можно более надежная развязка входов и выходов и их согласование по волновому сопротивлению, а усиление было предельно высоким при минимальном коэффициенте шума. В случае аддитивного смесителя эти условия выполнимы лишь отчасти;
- вследствие принципиальной нелинейности интермодуляционные искажения сравнительно велики, что приводит к ограничению динамического диапазона.

28.2.2

Мультипликативное смешивание

При мультипликативном смешивании сигнал ПЧ перемножается с сигналом гетеродина. В отличие от принципа действия идеального смесителя при этом применяется

не синусоидальный, а общий периодический сигнал гетеродина с базовой частотой f_{LO} . Полезная частота ВЧ отфильтровывается из смеси частот с помощью полосового фильтра.

Мультипликативное смешивание существенно упрощается, если сигналу гетеродина придать прямоугольную форму, позволяющую реализовать умножение с помощью ключей. На рис. 28.12 показан принцип данного вида смешивания и особые случаи с использованием одно- и двуполярного прямоугольного сигнала. При однополярном

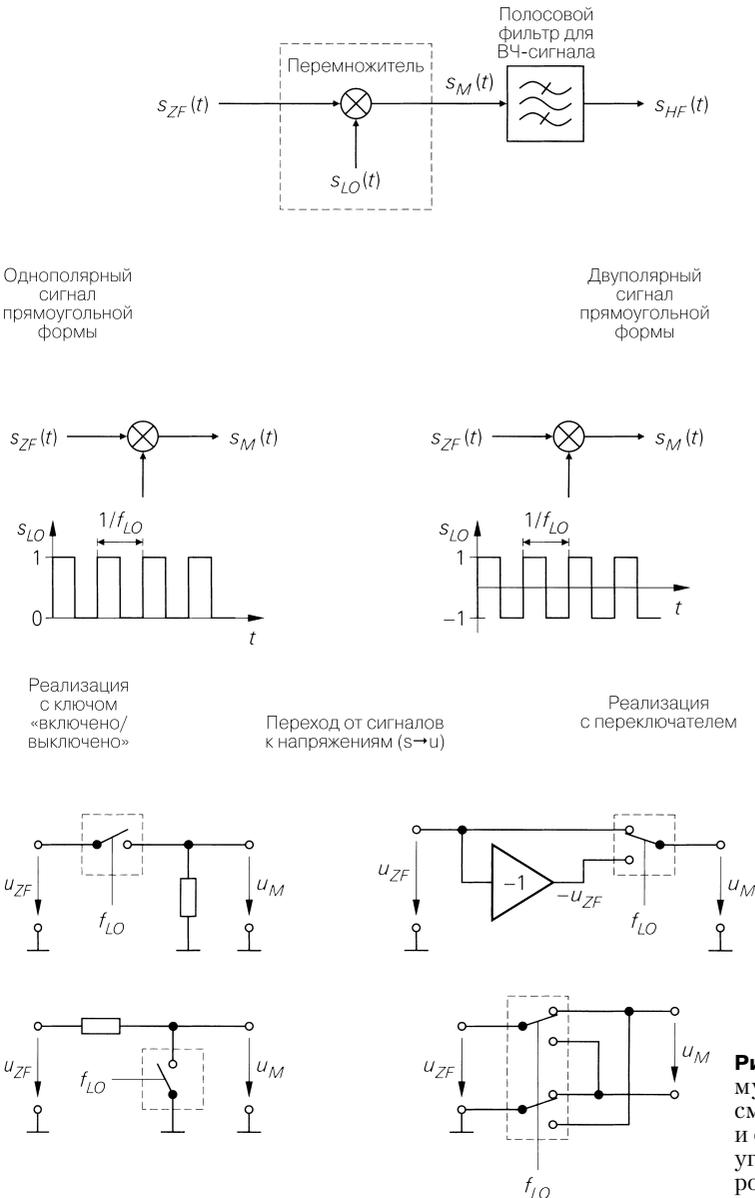


Рис. 28.12. Принцип мультипликативного смешивания (вверху) и особые случаи прямоугольного сигнала гетеродина

сигнале, сигнал промежуточной частоты умножается только на 0 или 1. Для этого может служить переключатель «включено–выключено», работающий как переключатель на несколько направлений или как проходной ключ. В случае двуполярного прямоугольного сигнала гетеродина сигнал ПЧ умножается на +1 или -1. Для этого с помощью инвертирующего усилителя создается напряжение $-u_{ZF}$ и u_{ZF} , после чего $-u_{ZF}$ коммутируется с помощью переключателя. Вместо этого можно применить двухполосный переключатель. Его реализуют в виде электронного блока и переключают прямоугольным сигналом с частотой гетеродина.

Уравнения мультипликативного смешивания

Сигнал $s_M(t)$ на выходе мультиплексора (см. рис. 28.12) находим воспользовавшись разложением сигнала гетеродина в ряд Фурье:

$$\begin{aligned} s_M(t) &= s_{ZF}(t) \times s_{LO}(t) = s_{ZF}(t) [c_0 + c_1 \cos(\omega_{LO}t + \varphi_1) + c_2 \cos(2\omega_{LO}t + \varphi_2) + \dots] = \\ &= s_{ZF}(t) \left[c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega_{LO}t + \varphi_n) \right]. \end{aligned}$$

Следовательно, сигнал промежуточной частоты умножается на первую (c_1) и более высокие (c_2, \dots) гармоники сигнала гетеродина. Кроме того, происходит непосредственная передача по постоянной составляющей (c_0).

Для прямоугольных сигналов на рис. 28.12 получаем ряды Фурье:

$$\begin{aligned} s_{LO}(t) &= \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_{LO}t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_{LO}t + \dots & \text{однополярный сигнал} \\ \frac{4}{\pi} \cos \omega_{LO}t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_{LO}t + \dots & \text{двуполярный сигнал} \end{cases} = \\ &= \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n+1} \cos(2n+1)\omega_{LO}t & \text{однополярный сигнал} \\ \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n+1} \cos(2n+1)\omega_{LO}t & \text{двуполярный сигнал.} \end{cases} \end{aligned} \quad (28.1)$$

Здесь фигурируют только нечетные кратные частоты гетеродина, а у двуполярного прямоугольного сигнала отсутствует постоянная составляющая. В случае модулированного сигнала промежуточной частоты

$$s_{ZF}(t) = a(t) \cos[\omega_{ZF}t + \varphi(t)]$$

на выходе мультиплексора получим однополярный прямоугольный сигнал:

$$\begin{aligned} s_M(t) &= \frac{a(t)}{2} \cos[\omega_{ZF}t + \varphi(t)] + \\ &+ \frac{a(t)}{\pi} \{ \cos[(\omega_{LO} + \omega_{ZF})t + \varphi(t)] + \cos[(\omega_{LO} - \omega_{ZF})t - \varphi(t)] \} - \\ &- \frac{a(t)}{3\pi} \{ \cos[(3\omega_{LO} + \omega_{ZF})t + \varphi(t)] + \cos[(3\omega_{LO} - \omega_{ZF})t - \varphi(t)] \} + \dots \end{aligned}$$

В случае двуполярного прямоугольного сигнала отпадает составляющая на промежуточной частоте, а все остальные характеризуются удвоенной амплитудой. Соот-

ветствующие спектры модулей сигналов показаны на рис. 28.13. На частоте гетеродина и на нечетно-кратных ей частотах верхняя полоса реализуется в прямом порядке, а нижняя – в обратном. С ростом частоты амплитуды составляющих убывают в соответствии с коэффициентами Фурье сигнала гетеродина. Выходным сигналом ВЧ служит верхняя или нижняя полоса частоты гетеродина, то есть $f_{HF} = f_{LO} \pm f_{ZF}$. Все прочие составляющие подавляются фильтром. Однако составляющие с более высокими частотами также могут использоваться как выходной сигнал ВЧ.

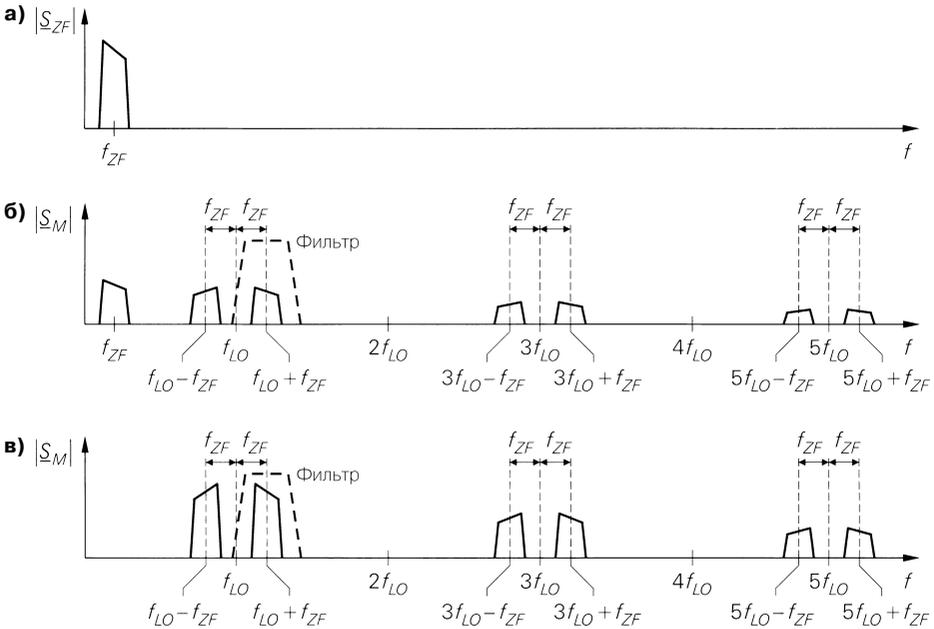


Рис. 28.13. Спектры модулей сигнала при мультипликативном восходящем преобразовании с прямоугольным сигналом гетеродина: **а** – спектр сигнала ПЧ; **б** – спектр сигнала на выходе перемножителя при однополярном прямоугольном сигнале; **в** – спектр сигнала на выходе перемножителя при двуполярном прямоугольном сигнале

Если прямоугольный сигнал несимметричен (коэффициент заполнения $\neq 50\%$), в разложении Фурье появляются составляющие, четно-кратные частоте гетеродина, и тогда на выходе смесителя на тех же частотах появляются верхняя и нижняя полосы, например $2f_{LO} \pm f_{ZF}$.

Характеристика коммутационного процесса переключателя

Электронные переключатели в реальных смесителях не обладают идеальными характеристиками коммутации из-за присущих им переходных процессов. Поэтому сигнал ПЧ перемножается не с идеальным сигналом, а с искаженным в зависимости от характеристик коммутации (рис. 28.14). По этой причине следует различать подаваемый сигнал гетеродина s_{LO} и эффективный сигнал гетеродина s'_{LO} , участвующий

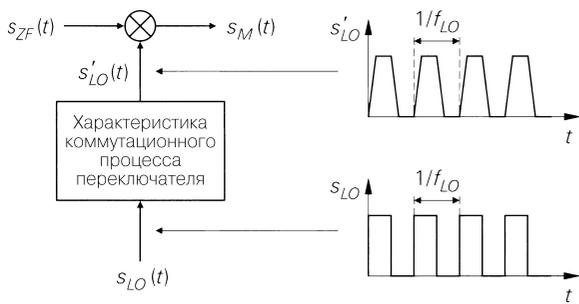


Рис. 28.14. Влияние коммутационной характеристики электронного переключателя

в операции перемножения. Однако это не вредит основному назначению смесителя, так как искажения формы приводят лишь к некоторому изменению коэффициентов Фурье сигнала гетеродина, которое считается допустимым, если первая гармоника эффективного сигнала гетеродина остается достаточно большой.

На практике подаваемый сигнал гетеродина часто не является прямоугольным, так как генерация высокочастотных сигналов прямоугольной формы затруднительна и сопровождается излучением помех, поэтому вместо прямоугольного применяют почти синусоидальный сигнал высокочастотного генератора. В этом случае эффективный сигнал гетеродина зависит от коммутационной характеристики электронного переключателя при управлении синусоидальным сигналом.

С увеличением частоты гетеродина нарастает неидеальность коммутационной характеристики. На частотах выше 10 ГГц даже самые быстрые переключательные диоды перестают функционировать как ключи, продолжая работать в пределах переходной области, в силу чего мультипликативный смеситель превращается в аддитивный.

Зеркальные частоты в режиме понижающего смесителя. Говоря об идеальном смесителе, мы указывали на функциональную симметрию между повышающим и понижающим смесителями в связи с зеркальными частотами. В общем случае правило гласит: каждая полоса, возникающая при восходящем смешивании, проявляется как зеркальная полоса при нисходящем смешивании. Для мультипликативного понижающего смесителя отсюда следует: если высокая частота составляет $f_{HF} = f_{LO} + f_{ZF}$ то не только полоса при $f_{LO} - f_{ZF}$ но и полосы на частотах верхних гармоник сигнала гетеродина ($nf_{LO} \pm f_{ZF}$ при $n = 2, 3, \dots$) проявляются как зеркальные частоты, так как они также преобразуются в промежуточную частоту. Поэтому фильтр зеркальных частот в этой области должен обладать достаточно внушительным ослаблением.

Нелинейность

Согласно уравнениям мультипликативное смешивание линейно в том, что касается связи между амплитудами ПЧ и ВЧ. Однако на практике это положение не выполняется, так как требуемые электронные переключатели работают не строго линейно, а их управляемость ограничена. Поэтому нелинейные параметры (точка сжатия и точка перехвата) задаются и при мультипликативном смешивании. В принципе, здесь действуют те же зависимости, что и в аддитивных смесителях, но, как правило, при гораздо меньшей нелинейности, из-за того что она порождается вторичными эффектами, тогда как у аддитивного смесителя нелинейность лежит в основе его работы. По этой причине мультипликативные смесители позволяют получать более сильные точки сжатия и перехвата.

Практическая реализация

В принципе, любой аддитивный смеситель может применяться как мультипликативный, если воспользоваться сигналом гетеродина прямоугольной формы и выбрать его рабочую точку и амплитуду сигнала так, чтобы диод или транзистор аддитивного смесителя переключались между режимами пропускания и запираения с частотой гетеродина. Одновременно амплитуда входного сигнала должна быть выбрана достаточно малой, чтобы реализовать малосигнальный режим работы. В этом случае входной сигнал усиливается в соответствии с малосигнальным коэффициентом усиления, то есть попеременно умножается на нуль (соответствует малосигнальному коэффициенту усиления в режиме запираения) или константу (соответствует малосигнальному коэффициенту усиления в режиме пропускания). В результате приходим к мультипликативному смесителю с коммутатором типа «включено–выключено» и, в зависимости от схемы, дополнительным усилением или ослаблением. Ситуацию поясняет рис. 28.15 на примере смесителя на диоде согласно рис. 28.9а. Имеются две раздель-

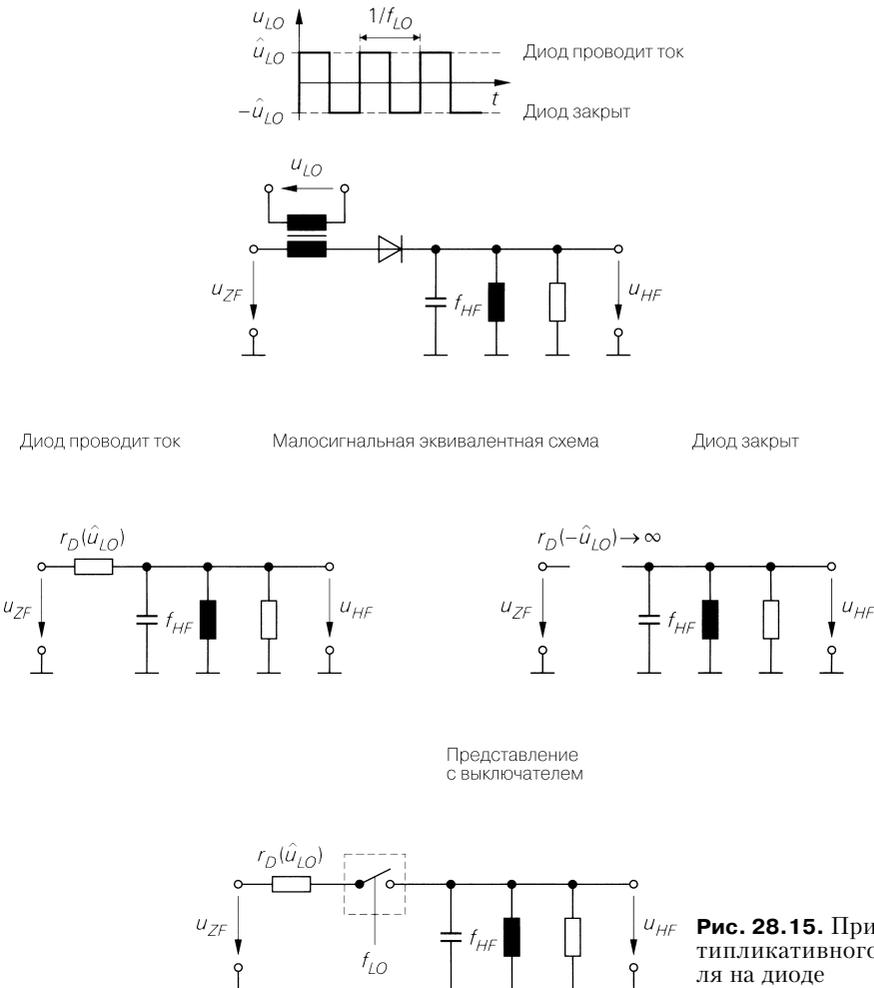


Рис. 28.15. Пример мультипликативного смесителя на диоде

ные малосигнальные эквивалентные схемы для диода в открытом и закрытом состояниях. Таким образом, диод функционирует как электронный переключатель «включено–выключено» с прямым сопротивлением, равным малосигнальному сопротивлению $r_D(\hat{u}_{LO})$ в проводящем состоянии.

В следующих разделах будут рассмотрены мультипликативные смесители, широко применяемые на практике.

28.3

Смесители на диодах

Смесители на диодах широко распространены и применяются, прежде всего, в схемах, собранных на дискретных элементах. Они функционируют практически как мультипликативные смесители. Другими словами, диоды работают как переключатели. Поскольку диод является пассивным элементом, таким смесителям присущи потери преобразования, обычно достигающие 5...8 дБ. Их также называют пассивными смесителями.

Возможность работы на высоких частотах обеспечивается применением диодов с хорошими коммутационными характеристиками. Используются специальные диоды Шоттки (смесительные диоды) с весьма низкой барьерной емкостью. Их диффузионная емкость всегда пренебрежимо мала. Для минимизации барьерной емкости необходимо сводить к минимуму поверхность перехода металл–полупроводник и уменьшать легирование по сравнению со стандартными диодами, что, однако, приводит к повышению объемного сопротивления.

Поэтому смесительные диоды характеризуются крайне низкой емкостью и довольно значительным объемным сопротивлением.

Далее рассматриваются только смесители с одним диодом, так как любые смесители на диодах сводятся к этой структуре в том, что касается передаточной характеристики.

28.3.1

Однотактный смеситель

На рис. 28.16а показана схема смесителя на диоде, который называют однотактным диодным смесителем. Напряжение сигнала гетеродина U_{LO} , обеспечивающее режим больших сигналов, периодически переключает рабочую точку диода между состояниями пропускания и запираения. Напряжение ПЧ u_{ZF} , будучи малосигнальным, передается на выход ВЧ в соответствии с малосигнальной характеристикой диода. Напряжение гетеродина, поступающее через трансформатор с коэффициентом трансформации 1:1, складывается с напряжением промежуточной частоты.

Распределение частот между тремя клеммами осуществляется с помощью трех узкополосных параллельных колебательных контуров. На резонансной частоте они работают в режиме холостого хода и поэтому не влияют на такую частоту. Напротив, на остальных частотах они действуют практически как короткозамыкающая перемычка. Следовательно, на каждую из клемм попадают только напряжения и токи, соответствующие определенной резонансной частоте. Емкость диода входит в состав параллельных колебательных контуров и поэтому не может рассматриваться как са-

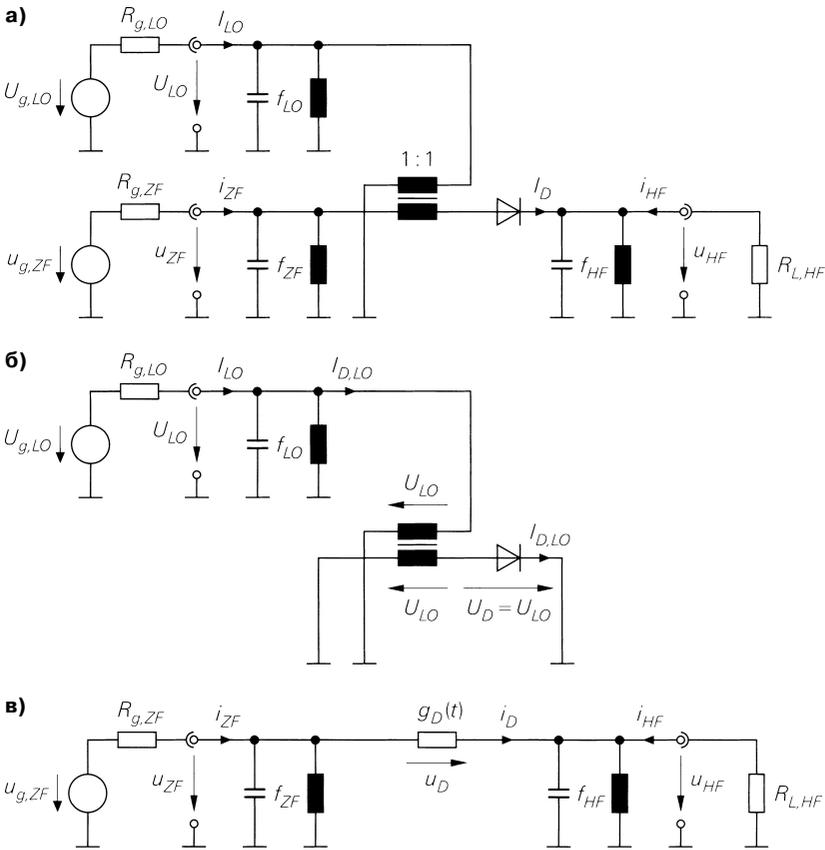


Рис. 28.16. Однотактный смеситель: **а** – схема с источниками сигнала и резистором ВЧ нагрузки; **б** – цепь гетеродина; **в** – малосигнальная эквивалентная схема цепей ВЧ и ПЧ

мостоятельный компонент. Взаимодействие емкости и объемного сопротивления диода приводит к потерям, пропорциональным частоте, которые не учитываются нами при упрощенном изложении. Подробные расчеты имеются в [28.1].

В принципе, расчеты выполняются теми же методами, что и для любых малосигнальных схем: нахождение рабочей точки, линеаризация схемы и расчет малосигнальной характеристики. Но в отличие от усилителей рабочая точка смесителей не постоянна, а периодически изменяется в соответствии с напряжением сигнала гетеродина. В результате получаем рабочую точку, изменяющую свое положение во времени. Ее расчет осуществляется путем анализа цепи гетеродина.

Цепь гетеродина

Цепь гетеродина однотактного смесителя представлена на рис. 28.16б. При этом учитывается, что на частоте гетеродина и кратных ей частотах параллельные колебательные контуры, подключенные к выводам промежуточной и высокой частоты, представ-

ляют собой короткое замыкание. Трансформатор с коэффициентом трансформации 1:1 передает напряжение гетеродина на диод. Оно изменяется по синусоидальному закону с частотой гетеродина f_{LO} , так как параллельный колебательный контур гетеродина подавляет все частоты, кратные f_{LO} :

$$U_D(t) = U_{LO}(t) = \hat{u}_{LO} \cos \omega_{LO} t.$$

По напряжению и характеристике диода находим ток $I_{D,LO}(t)$ в рабочей точке, изменяющийся во времени

$$I_{D,LO}(t) = I_D(U_{LO}(t))$$

с максимумом

$$I_{D,max} = I_D(\hat{u}_{LO}).$$

Он не поддается расчету по обычной экспоненциальной характеристике диода согласно (1.1), так как смесительные диоды должны работать в области, где объемное сопротивление имеет заметную величину. Зависимости напряжения гетеродина $U_{LO}(t)$, тока диода $I_{D,LO}(t)$ и результирующая временная зависимость малосигнальной проводимости $g_D(t)$ от времени показаны на рис. 27.17 (U_F – прямое напряжение диода). Для протекания заметного тока амплитуда \hat{u}_{LO} должна быть больше прямого напряжения диода U_F .

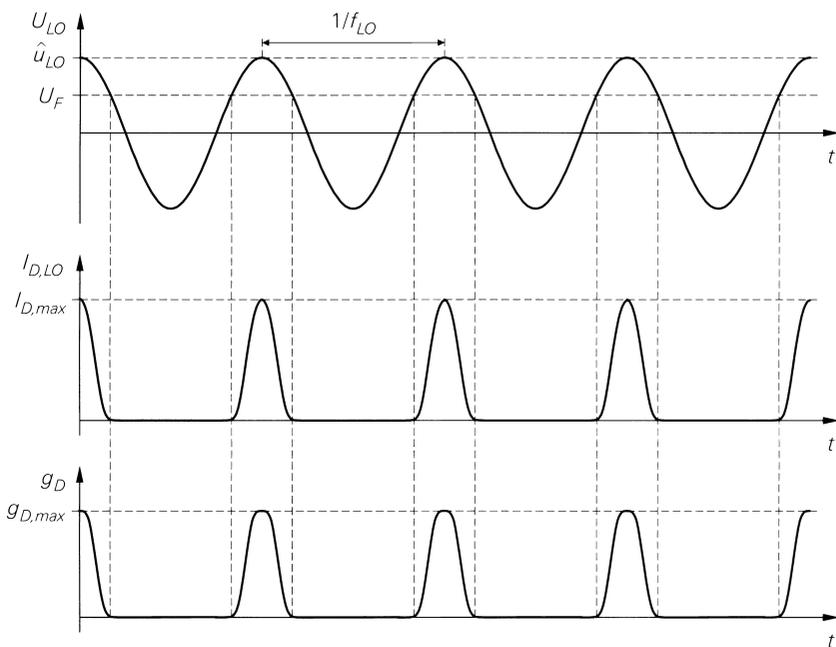


Рис. 28.17. Однотактный смеситель

Ток $I_{D,LO}(t)$ может быть представлен в виде ряда Фурье:

$$I_{D,LO}(t) = I_{D,0} + \sum_{n=1}^{\infty} \hat{i}_{D,n} \cos n \omega_{LO} t, \quad (28.2)$$

где $I_{D,0}$ – постоянная составляющая, а $\hat{i}_{D,1}$ – амплитуда первой гармоники с частотой f_{LO} . Ряд образован только косинус-составляющими, так как ток на рис. 28.17 является четной функцией времени ($I_{D,LO}(-t) = I_{D,LO}(t)$). В этом случае для коэффициентов ряда Фурье получим:

$$I_{D,0} = f_{LO} \int_0^{1/f_{LO}} I_{D,LO}(t) dt,$$

$$\hat{i}_{D,n} = 2 f_{LO} \int_0^{1/f_{LO}} I_{D,LO}(t) \cos n \omega_{LO} t dt.$$

На практике коэффициенты определяют с помощью имитационного моделирования схемы, если смоделировать цепь гетеродина во временной области, представить ток $I_{D,LO}(t)$ в виде спектра и произвести считывание амплитуд составляющих. В пакете PSpice это делается с помощью функции FFT из программы Probe.

На рис. 28.18а показаны постоянная составляющая $I_{D,0}$, составляющая первой гармоники $\hat{i}_{D,1}$ и максимальный ток $I_{D,max}$. На рис. 28.18б – сопротивления для согласова-

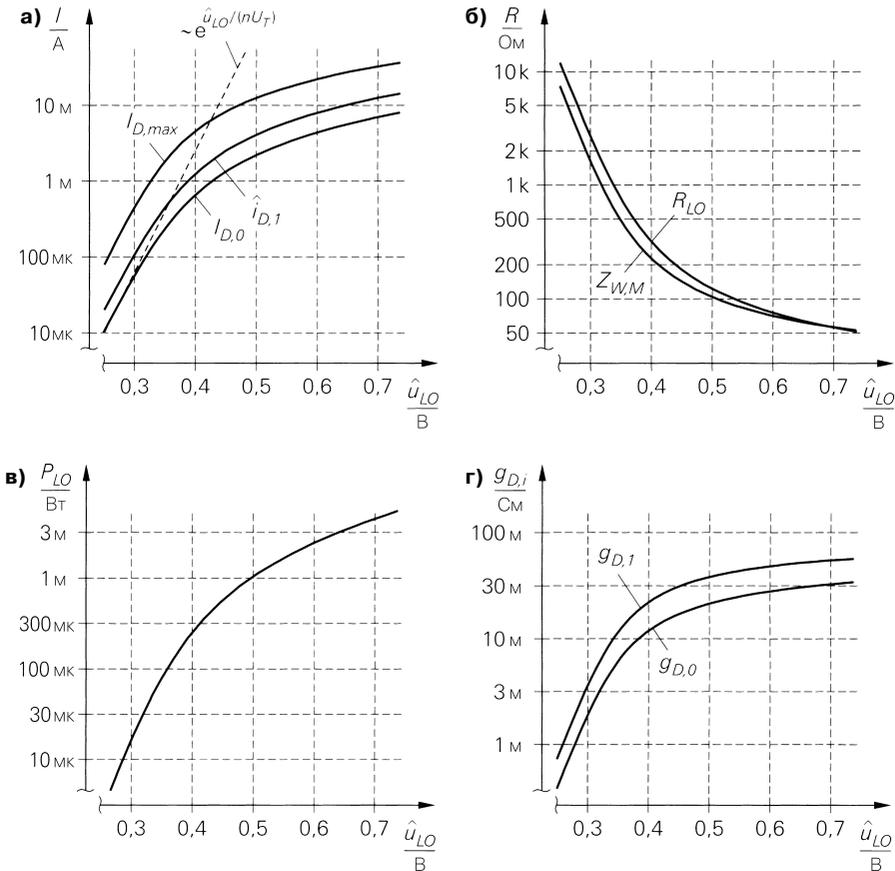


Рис. 28.18. Характеристики однократного смесителя на диоде Шоттки типа BAS40 в зависимости от амплитуды сигнала гетеродина \hat{u}_{LO}

ния по мощности: R_{LO} на выводе сигнала гетеродина и Z_{WM} на выводах сигналов ПЧ и ВЧ. На рис. 28.18в – мощность P_{LO} сигнала гетеродина. На рис. 28.18г – малосигнальная проводимость: постоянная составляющая $g_{D,0}$ и составляющая первой гармоники $g_{D,1}$. Выше $\hat{u}_{LO} = 0,3$ В составляющие перестают подчиняться экспоненциальному закону из-за влияния объемного сопротивления.

Постоянная составляющая и высшие гармоники тока $I_{D,LO}(t)$ замыкаются накоротко параллельным колебательным контуром гетеродина. Он не влияет только на первую гармонику гетеродина. Следовательно, ток $I_{LO}(t)$ от гетеродина равен току $I_{D,LO}(t)$:

$$I_{LO}(t) = I_{D,LO}(t) \Big|_{f=f_{LO}} = \hat{i}_{D,1} \cos \omega_{LO} t.$$

Поскольку и $U_{LO}(t)$, и $I_{LO}(t)$ синусоидальны, при постоянных амплитудах сигнала гетеродина его цепь внешне ведет себя как омическое сопротивление:

$$R_{LO} = \frac{U_{LO}(t)}{I_{LO}(t)} = \frac{\hat{u}_{LO}}{\hat{i}_{D,1}}. \quad (28.3)$$

Поэтому при работе с источником напряжения гетеродина $U_{g,LO}$ синусоидальной формы с внутренним сопротивлением $R_{g,LO}$ ток $I_{LO}(t)$ вообще не содержит высших гармоник. При $R_{LO} = R_{g,LO}$ имеет место согласование источника напряжения гетеродина и цепи гетеродина по мощности. Если $R_{LO} \neq R_{g,LO}$, можно воспользоваться согласующим четырехполюсником или изменить коэффициент трансформации. Однако согласованность по мощности достигается лишь для заданной амплитуды сигнала гетеродина, так как сопротивление R_{LO} убывает с ростом этой амплитуды вследствие нелинейной зависимости между \hat{u}_{LO} и $\hat{i}_{D,1}$. Зависимость сопротивления R_{LO} от амплитуды сигнала гетеродина для диода Шоттки типа BAS40 показана на рис. 28.18б.

На практике напряжение гетеродина получают с помощью высокочастотного генератора. При этом заслуживает внимания мощность, потребляемая от гетеродина:

$$P_{LO} = \frac{1}{2} \hat{u}_{LO} \hat{i}_{D,1} = \frac{1}{2} \frac{\hat{u}_{LO}^2}{R_{LO}}. \quad (28.4)$$

Она увеличивается с ростом амплитуды сигнала гетеродина быстрее, чем при омическом сопротивлении, из-за одновременного убывания R_{LO} . На рис. 28.18в показана зависимость мощности гетеродина от амплитуды сигнала гетеродина для диода Шоттки типа BAS40.

Малосигнальная эквивалентная схема

Малосигнальная эквивалентная схема для цепей промежуточной и высокой частоты, представленная на рис. 28.16в, получена в результате линеаризации диода. Поскольку положение рабочей точки изменяется во времени, диод описывается переменной малосигнальной проводимостью $g_D(t)$

$$g_D(t) = g_D(U_{LO}(t)) = \left. \frac{dI_D}{dU_D} \right|_{U_D=U_{LO}(t)} \quad (28.5)$$

с максимальным значением

$$g_{D,max} = g_D(\hat{u}_{LO}) = \left. \frac{dI_D}{dU_D} \right|_{U_D=\hat{u}_{LO}}.$$

Здесь приходится применять малосигнальную проводимость, так как малосигнальное сопротивление $r_D(t) = 1/g_D(t)$ стремится к бесконечности в области запира-ния и поэтому не может быть представлено адекватным образом.

Временная зависимость малосигнальной проводимости показана на рис. 28.17. Она пропорциональна $I_{D,LO}(t)$ при малых токах, так как согласно (1.3) здесь

$$g_D(t) = \frac{1}{r_D(t)} \approx \frac{I_{D,LO}(t)}{nU_T}. \quad (28.6)$$

При сильных токах становится заметным влияние объемного сопротивления. Здесь проводимость растет непропорционально току. Поэтому ее пики оказываются не столь острыми, как максимумы тока.

Малосигнальную проводимость также можно представить в виде ряда Фурье:

$$g_D(t) = g_{D,0} + \sum_{n=1}^{\infty} g_{D,n} \cos n\omega_{LO}t. \quad (28.7)$$

Как и в случае тока $I_{D,LO}(t)$, расчет коэффициентов осуществляется по интеграль-ным уравнениям разложения в ряд Фурье. Практически в этом нет необходимости, так как необходимые коэффициенты определяются путем моделирования схемы, о чем будет сказано далее. На рис. 28.18г представлена зависимость постоянной со-ставляющей $g_{D,0}$ и первой гармоники $g_{D,1}$ от амплитуды сигнала гетеродина для диода Шоттки типа BAS40.

Малосигнальные характеристики

Далее мы будем использовать смеситель в режиме прямого порядка при $f_{HF} = f_{LO} + f_{ZF}$ и сначала определим малосигнальный ток $i_D(t)$ диода. Согласно рис. 28.16в имеем:

$$i_D(t) = g_D(t)u_D(t) = g_D(t)(u_{ZF}(t) - u_{HF}(t)). \quad (28.8)$$

Напряжения $u_{ZF}(t)$ и $u_{HF}(t)$ содержат только составляющие промежуточной и вы-сокой частот, так как составляющие прочих частот замыкаются параллельными коле-бательными контурами:

$$u_{ZF}(t) = \hat{u}_{ZF} \cos \omega_{ZF}t, \quad u_{HF}(t) = \hat{u}_{HF} \cos \omega_{HF}t. \quad (28.9)$$

Подставляя выражения (28.7) и (28.9) в (28.8), получим:

$$\begin{aligned} i_D(t) &= \left(g_{D,0} + \sum_{n=1}^{\infty} g_{D,n} \cos n\omega_{LO}t \right) (\hat{u}_{ZF} \cos \omega_{ZF}t - \hat{u}_{HF} \cos \omega_{HF}t) = \\ &= (g_{D,0} + g_{D,1} \cos \omega_{LO}t + \dots) (\hat{u}_{ZF} \cos \omega_{ZF}t - \hat{u}_{HF} \cos \omega_{HF}t) = \\ &= g_{D,0} \hat{u}_{ZF} \cos \omega_{ZF}t - g_{D,0} \hat{u}_{HF} \cos \omega_{HF}t + \\ &+ g_{D,1} \hat{u}_{ZF} \cos \omega_{LO}t \times \cos \omega_{ZF}t - g_{D,1} \hat{u}_{HF} \cos \omega_{LO}t \times \cos \omega_{HF}t + \dots = \\ &= g_{D,0} \hat{u}_{ZF} \cos \omega_{ZF}t - g_{D,0} \hat{u}_{HF} \cos \omega_{HF}t + \\ &+ \frac{g_{D,1} \hat{u}_{ZF}}{2} [\underbrace{\cos(\omega_{LO} + \omega_{ZF})t}_{\omega_{HF}} + \cos(\omega_{LO} - \omega_{ZF})t] - \\ &- \frac{g_{D,1} \hat{u}_{HF}}{2} [\underbrace{\cos(\omega_{HF} + \omega_{LO})t}_{\omega_{ZF}} + \cos(\omega_{HF} - \omega_{LO})t] + \dots \end{aligned}$$

Как видно из выражения, составляющая первой гармоники $g_{D,1}$ малосигнальной проводимости $g_D(t)$ реализует необходимое преобразование частоты из f_{ZF} в f_{HF} , формируя составляющую на частоте $f_{LO} + f_{ZF} = f_{HF}$, пропорциональную амплитуде промежуточной частоты \hat{u}_{ZF} . Аналогичным образом осуществляется преобразование из f_{HF} в f_{ZF} , то есть возникает составляющая с частотой $f_{HF} - f_{LO} = f_{ZF}$, пропорциональная амплитуде высокой частоты \hat{u}_{HF} . Благодаря составляющим высших гармоник малосигнальной проводимости появляются дополнительные составляющие на еще более высоких частотах, однако они не имеют значения в последующих вычислениях.

Малосигнальный ток диода $i_D(t)$ протекает через цепи промежуточной и высокой частот. Параллельные колебательные контуры замыкают составляющие в цепи ПЧ с частотой $f \neq f_{ZF}$ и составляющие в цепи ВЧ с частотой $f \neq f_{HF}$ в силу чего на выводах присутствуют лишь сигналы соответствующих резонансных частот. Следовательно, для получения малосигнальных токов $i_{ZF}(t)$ и $i_{HF}(t)$ достаточно вычесть из тока $i_D(t)$ составляющие с частотой f_{ZF} и f_{HF} :

$$i_{ZF}(t) = i_D(t)|_{f=f_{ZF}} = \left(g_{D,0} \hat{u}_{ZF} - \frac{g_{D,1} \hat{u}_{HF}}{2} \right) \cos \omega_{ZF} t,$$

$$i_{HF}(t) = -i_D(t)|_{f=f_{HF}} = \left(g_{D,0} \hat{u}_{HF} - \frac{g_{D,1} \hat{u}_{ZF}}{2} \right) \cos \omega_{HF} t.$$

Отсюда вытекают зависимости для векторов напряжения и тока:

$$\dot{i}_{ZF} = g_{D,0} \underline{u}_{ZF} - \frac{g_{D,1} \underline{u}_{HF}}{2}, \quad (28.10)$$

$$\dot{i}_{HF} = g_{D,0} \underline{u}_{HF} - \frac{g_{D,1} \underline{u}_{ZF}}{2}. \quad (28.11)$$

Эти уравнения соответствуют уравнениям четырехполюсника в Y-представлении, что позволяет описывать малосигнальную характеристику смесителя посредством Y-матрицы:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ZF} \\ \dot{i}_{HF} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{D,0} & -\frac{g_{D,1}}{2} \\ -\frac{g_{D,1}}{2} & g_{D,0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{u}_{ZF} \\ \underline{u}_{HF} \end{bmatrix}. \quad (28.12)$$

Подобная Y-матрица позволяет рассчитывать любые, представляющие интерес величины, например, такие как малосигнальный коэффициент усиления или входные и выходные сопротивления на вводах.

Из Y-представления смесителя непосредственно следует метод определения коэффициентов $g_{D,0}$ и $g_{D,1}$ с использованием имитационного моделирования схемы. Для этого в соответствии с рис. 28.19 смеситель должен работать в сочетании с источником напряжения сигнала гетеродина с заданной амплитудой \hat{u}_{LO} и источником напряжения промежуточной частоты с малосигнальной амплитудой $\hat{u}_{ZF} \ll \hat{u}_{LO}$. В ходе имитационного моделирования оба источника напряжения могут напрямую включаться последовательно без всякого трансформатора. Также отпадает необходимость в параллельных колебательных контурах на вводах сигнала гетеродина и ПЧ, так как источники напряжения выдают только составляющие с требуемыми частотами, а прочие частоты короткозамкнуты. Тем самым они берут на себя функции колебательных контуров. Выход ВЧ замкнут, благодаря чему отпадает надобность в использовании параллельного колебательного контура высокой частоты. Согласно (28.12) при $\underline{u}_{HF} = 0$ в этом режиме

$$i_{ZF} = g_{D,0} u_{ZF}, \quad i_{HF} = -\frac{g_{D,1}}{2} u_{ZF}.$$

Подставляя малосигнальные амплитуды, находим уравнения для определения коэффициентов:

$$g_{D,0} = \frac{\hat{i}_{ZF}}{\hat{u}_{ZF}}, \quad g_{D,1} = -\frac{2\hat{i}_{HF}}{\hat{u}_{ZF}}.$$

Малосигнальная амплитуда \hat{u}_{ZF} задается источником напряжения промежуточной частоты. Теперь определим ток диода $I_D(t)$, опираясь на моделирование во временной области. Малосигнальные амплитуды \hat{i}_{ZF} (составляющая с частотой f_{ZF}) и \hat{i}_{HF} (составляющая с частотой f_{HF}) находим по спектральному представлению $I_D(t)$.

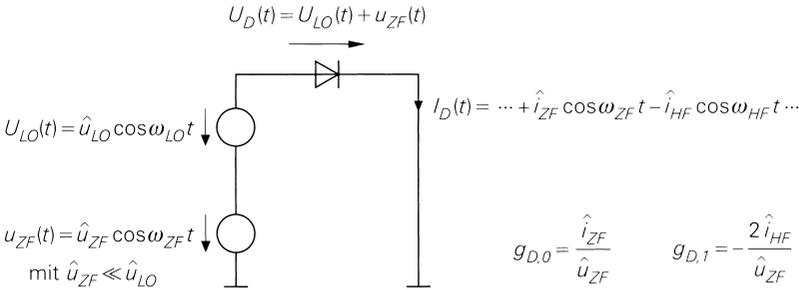


Рис. 28.19. Имитационное моделирование схемы для определения коэффициентов $g_{D,0}$ и $g_{D,1}$ одноконтного смесителя

Коэффициент усиления при преобразовании

Теперь можно рассчитать коэффициент усиления при преобразовании

$$A_M = \frac{u_{HF}}{u_{ZF}}.$$

В соответствии с рис. 28.16в для тока через вывод ВЧ справедливо следующее равенство:

$$i_{HF} = -\frac{u_{HF}}{R_{L,HF}}.$$

Подстановка в выражение (28.11) и разрешение относительно u_{HF}/u_{ZF} дают следующий результат:

$$A_M = \frac{u_{HF}}{u_{ZF}} = \frac{1}{2} \frac{g_{D,1} R_{L,HF}}{1 + g_{D,0} R_{L,HF}}. \tag{28.13}$$

Коэффициент усиления при преобразовании пропорционален составляющей первой гармоники $g_{D,1}$ малосигнальной проводимости диода. Он максимален при $R_{L,HF} \rightarrow \infty$, однако в этом случае мощность вообще не передается в цепь ВЧ.

Усиление мощности при преобразовании

Как правило, смесители применяются в согласованных системах, где внутреннее сопротивление $R_{g,ZF}$ источника напряжения промежуточной частоты и сопротивление

нагрузки ВЧ $R_{L,HF}$ соответствуют волновому сопротивлению системы Z_W : $R_{g,ZF} = R_{L,HF} = Z_W$. В этом случае достижимое усиление мощности называют усилением мощности при преобразовании G_M . Оно соответствует коэффициенту передачи усилителя G_T . Используя Y-параметры смесителя

$$Y_{11} = Y_{22} = g_{D,0}, \quad Y_{12} = Y_{21} = -\frac{g_{D,1}}{2}$$

и проводимости источника и нагрузки

$$\operatorname{Re}\{Y_g\} = \frac{1}{R_{g,ZF}}, \quad \operatorname{Re}\{Y_L\} = \frac{1}{R_{L,HF}},$$

из (27.30) получим:

$$G_M = \frac{g_{D,1}^2 R_{g,ZF} R_{L,HF}}{\left[(1 + g_{D,0} R_{g,ZF})(1 + g_{D,0} R_{L,HF}) - \frac{1}{4} g_{D,1}^2 R_{g,ZF} R_{L,HF} \right]^2}.$$

При $R_{g,ZF} = R_{L,HF} = Z_W$ отсюда следует

$$G_M = \left[\frac{g_{D,1} Z_W}{(1 + g_{D,0} Z_W)^2 - \frac{1}{4} g_{D,1}^2 Z_W^2} \right]^2. \quad (28.14)$$

Поскольку смесители на диоде характеризуются коэффициентом усиления мощности при преобразовании ниже 1, нередко указывают не усиление мощности, а потери при преобразовании $L_M = 1/G_M$, выражая их в децибелах:

$$G_M [\text{дБ}] = 10 \lg G_M, \quad L_M [\text{дБ}] = 10 \lg L_M = -G_M [\text{дБ}].$$

В разделе 27.4.6 было показано, что строгое двустороннее согласование усилителя с волновым сопротивлением Z_W имеет место только в том случае, если Y-параметры отвечают условиям

$$Y_{11} = Y_{22}, \quad (Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}) Z_W^2 = 1,$$

которые отражены в выражении (27.34). Поскольку смеситель на диоде отвечает первому условию, второе позволяет рассчитать волновое сопротивление, необходимое для двустороннего согласования:

$$Z_{W,M} = \frac{1}{\sqrt{Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}}} = \frac{1}{\sqrt{g_{D,0}^2 - \frac{g_{D,1}^2}{4}}}. \quad (28.15)$$

Соответствующее усиление мощности равно максимальному вносимому усилению мощности MAG усилителя и рассчитывается по формуле (27.35):

$$MAG = \frac{|Y_{21}|^2 Z_{W,M}^2}{|1 + Y_{11} Z_{W,M}|^2} = \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{g_{D,1}}{g_{D,0}} \right)^2}}{1 + \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{g_{D,1}}{g_{D,0}} \right)^2}}. \quad (28.16)$$

Аналогичный результат будет получен, если выражение (28.15) подставить в формулу (28.14) или определить максимальное усиление мощности при преобразовании через условие

$$\frac{dG_M}{dZ_W} = 0.$$

Максимальное вносимое усиление мощности зависит только от соотношения коэффициентов $g_{D,1}$ и $g_{D,0}$ малосигнальной проводимости диода (рис. 28.20). Для устойчивой работы смесителя при двустороннем согласовании важно, чтобы соблюдалось условие устойчивости

$$g_{D,0} > \frac{g_{D,1}}{2}, \tag{28.17}$$

так как только в этом случае подкоренные выражения в формулах (28.15) и (28.16) положительны. Условием устойчивости определяется ее предел на рис. 28.20. У смесителей на диодах условие устойчивости всегда соблюдается благодаря пассивности диодов.

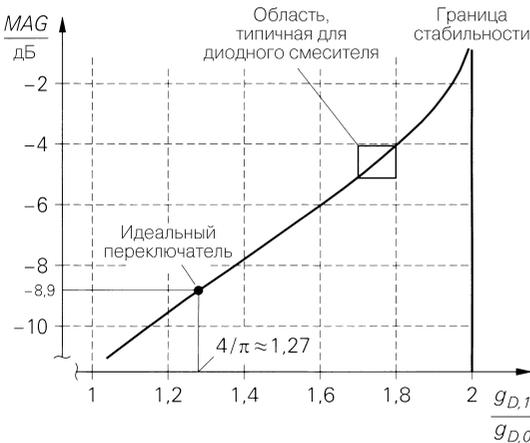


Рис. 28.20. Максимальное вносимое усиление мощности MAG в зависимости от соотношения коэффициентов $g_{D,1}$ и $g_{D,0}$ малосигнальной проводимости диода $g_D(t)$

На рис. 28.21 представлены коэффициент усиления мощности при преобразовании в 50-омной системе ($R_{g,ZF} = R_{L,HF} = 50 \text{ Ом}$) и максимальное вносимое усиление мощности MAG ($R_{g,ZF} = R_{L,HF} = Z_{W,M}$) для одноконтурного смесителя на диоде Шоттки типа BAS40 в зависимости от амплитуды сигнала гетеродина. Волновое сопротивление $Z_{W,M}$ при двустороннем согласовании представлено на рис. 28.186. При $\hat{u}_{LO} \approx 0,3 \text{ В}$ максимальное вносимое усиление мощности MAG принимает предельное значение около -3 дБ , а затем медленно убывает. При малых амплитудах сигнала гетеродина коэффициент усиления мощности при преобразовании $G_{M(50)}$ крайне низок из-за сильной рассогласованности ($Z_{W,M} \gg 50 \text{ Ом}$), но быстро возрастает с увеличением этой амплитуды и в интервале $\hat{u}_{LO} = 0,5 \dots 0,6 \text{ В}$ выходит на размытый максимум. Выше него $G_{M(50)}$ и MAG становятся почти равными, так как здесь $Z_{W,M}$ приближается к величине 50 Ом .

В большинстве случаев смесители на диодах применяются без специальных согласующих четырехполюсников. Амплитуда сигнала гетеродина выбирается так, чтобы приблизиться к максимуму коэффициента усиления $G_{M(50)}$. Тем самым обеспечивается разумный компромисс между усилением и мощностью гетеродина. На рис. 28.21 обозначена оптимальная рабочая область для диода BAS40, в которой поддерживает

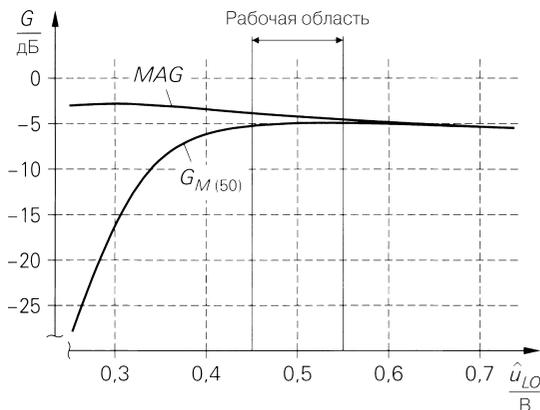


Рис. 28.21. Усиление мощности при преобразовании $G_{M(50)}$ и максимальное вносимое усиление мощности MAG для одноконтурного смесителя на диоде Шоттки типа BAS40

ся значение $G_{M(50)} \approx -5$ дБ. В данном случае затраты на согласование не окупаются, так как прирост коэффициента вносимого усиления мощности составляет всего 1 дБ.

Вследствие влияния объемного сопротивления и емкости диода возникают дополнительные потери, пропорциональные частоте. В нашем изложении они не учитывались, так что в зависимости от типа диода и частоты коэффициент усиления мощности при преобразовании понижается до величины $G_{M(50)} \approx -5 \dots -8$ дБ. Эти потери подробно рассмотрены в [28.1].

Сравнение с идеальным переключателем

На рис. 28.15 показан одноконтурный смеситель с сигналом гетеродина прямоугольной формы как пример мультипликативного смесителя с переключателем. При идеальной характеристике коммутации он поддерживает изменение малосигнальной проводимости $g_D(t)$ между значениями $g_D = 0$ (ключ разомкнут) и $g_{D,max} = 1/r_D(\hat{u}_{LO})$ (ключ замкнут). Используя разложение однополярного сигнала в ряд согласно (28.1), находим:

$$g_{D,0} = \frac{g_{D,max}}{2}, \quad g_{D,1} = \frac{2g_{D,max}}{\delta} \Rightarrow \frac{g_{D,1}}{g_{D,0}} = \frac{4}{\pi}.$$

Подставляя результаты в выражение (28.16), получим

$$MAG = \frac{1 - \sqrt{1 - 4/\pi^2}}{1 + \sqrt{1 - 4/\pi^2}} \approx 0,13$$

или $MAG \approx -8,9$ дБ. Следовательно, максимальный коэффициент вносимого усиления мощности при прямоугольном сигнале гетеродина заметно ниже, чем при синусоидальном напряжении гетеродина ($MAG \approx -4 \dots -5$ дБ). Это связано с тем, что максимальный коэффициент вносимого усиления мощности решающим образом зависит от отношения $g_{D,1}/g_{D,0}$. У идеального переключателя оно составляет $4/\pi \approx 1,27$, уступающая значению, характерному для типичного смесителя на диоде при синусоидальном напряжении гетеродина ($g_{D,1}/g_{D,0} \approx 1,7 \dots 1,8$), что показано на рис. 28.20. Для практики этот результат выгоден потому, что в любом случае приходится иметь дело с выходным напряжением гетеродина приблизительно синусоидальной формы, выдаваемым высокочастотным генератором.

Недостатки одноконтурного смесителя

Развязка выводов представляется основной трудностью при использовании одноконтурных смесителей. Разделение частот с помощью параллельных колебательных контуров, которое при вычислениях полагалось идеальным, на практике реализуется лишь приблизительно. Прежде всего, ВЧ и частота гетеродина обычно близки настолько, что влияние сильного сигнала гетеродина на цепь высокой частоты удается устранять ценой сложных фильтров.

При применении смесителя в передатчике или приемнике с переменными рабочими частотами неизбежно непостоянство ВЧ и частоты гетеродина, что усугубляет трудности разделения частот. Если области согласования этих частот перекрываются, их разделение с помощью неперестраиваемых фильтров оказывается невозможным.

28.3.2

Балансный смеситель

На рис. 28.22а показана схема балансного (диодного) смесителя на двух диодах. Напряжение гетеродина U_{LO} периодически переводит рабочую точку диодов из области пропускания в область запираения и обратно. Малосигнальное напряжение промежуточной частоты u_{ZF} с помощью трансформатора \dot{U}_1 с коэффициентом трансформации 1:1:1 складывается с напряжением на диоде D_1 и вычитается из напряжения на диоде D_2 , благодаря чему реализуется малосигнальное балансное управление, означающее, что через оба диода протекает одинаковый по модулю малосигнальный ток I_D противоположного направления. На высокочастотной стороне с помощью трансформатора \dot{U}_2 с таким же коэффициентом трансформации 1:1:1 отбирается малосигнальный ток I_D , который подается на фильтр ВЧ.

В балансных смесителях цепи ПЧ и ВЧ развязаны от цепи гетеродина. Малосигнальный ток диодов I_D , протекающий в этих цепях, не содержит составляющих с частотой гетеродина f_{LO} или с кратными ей частотами. И наоборот, в цепи гетеродина не протекают токи с промежуточной или высокой частотами. Рисунок 28.23 поясняет эти обстоятельства на примере применения трансформатора \dot{U}_1 . Как свидетельствует рис. 28.23а, ток не протекает по среднему отводу вторичной обмотки при симметричной нагрузке, в силу чего напряжение промежуточной частоты u_{ZF} не появляется в цепи гетеродина. Рисунок 28.23б показывает, что симметричное изменение сигнала на вторичных обмотках трансформатора не влияет на первичные цепи благодаря взаимной компенсации намагничивания вторичных обмоток в силу протекающих в них токов противоположного направления. По этой причине напряжение гетеродина U_{LO} не приводит к появлению тока в цепи ПЧ, что и обеспечивает развязку цепей промежуточной частоты и гетеродина. Аналогичным образом развязываются цепи высокой частоты и гетеродина. Следовательно, фильтры в цепях ПЧ и ВЧ теперь требуются не для подавления частоты гетеродина, а лишь для подавления иных посторонних частот. Тем самым снижаются требования прежде всего к фильтру ВЧ, так как уже нет необходимости разделять близкие частоты f_{HF} и f_{LO} . Аналогично снижаются требования к фильтру частоты гетеродина, так как теперь приходится подавлять только высшие гармоники, кратные f_{LO} . Надобность в этом фильтре вообще отпадает, если допустимо наличие высших гармоник на входе сигнала гетеродина. Однако в этом случае меняется временная зависимость напряжения и тока гетеродина и, как следствие, малосигнальные характеристики.

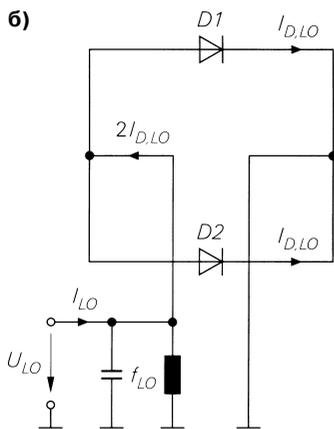
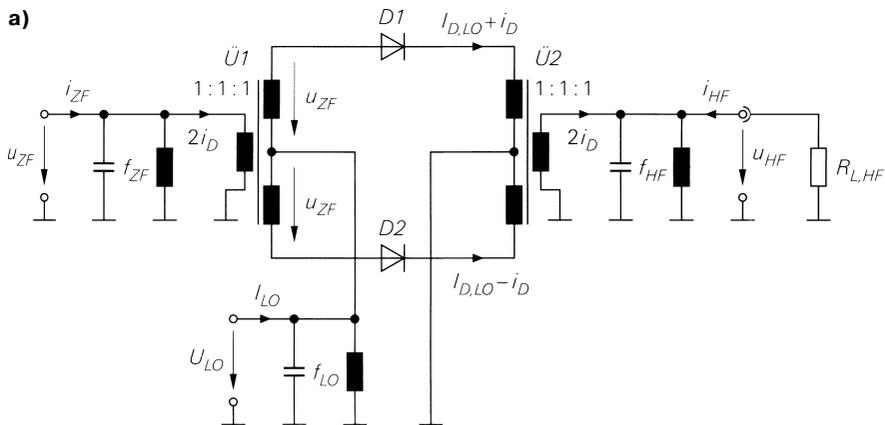


Рис. 28.22. Балансный смеситель: **а** – схема с нагрузочным резистором; **б** – цепь гетеродина

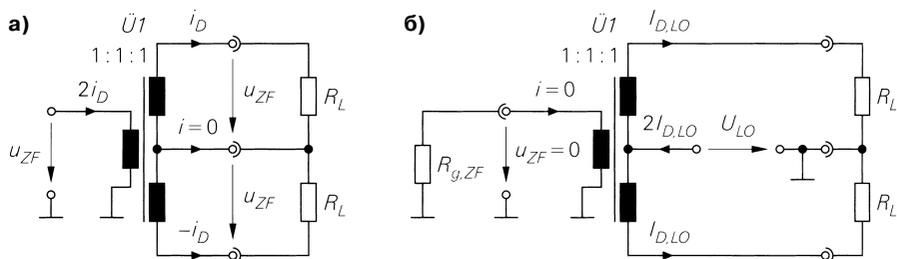


Рис. 28.23. Напряжения и токи в трансформаторе \ddot{U}_j при симметричной нагрузке вторичных обмоток: **а** – модуляция со стороны первичной обмотки; **б** – симметричная модуляция со стороны вторичной обмотки

Цепь гетеродина

Цепь гетеродина балансного смесителя показана на рис. 28.22б. Через оба диода течет одинаковый ток $I_{D,LO}(t)$, определяемый амплитудой напряжения гетеродина \hat{u}_{LO} , как и в случае одноконтного смесителя. Диоды включены параллельно друг другу, в силу чего ток $I_{LO}(t)$ в точке подключения гетеродина вдвое выше, чем у одноконтного смесителя:

$$I_{LO}(t) = 2I_{D,LO}(t) \Big|_{f=f_{LO}}.$$

Поэтому вдвое уменьшается сопротивление

$$R_{LO} = \frac{1}{2} R_{LO(ET)}. \tag{28.18}$$

Малосигнальные эквивалентная схема и характеристика

Линеаризация диодов позволяет получить малосигнальную эквивалентную схему, представленную на рис. 28.24. Малосигнальные проводимости $g_{D1}(t)$ и $g_{D2}(t)$ равны по величине и соответствуют малосигнальной проводимости одноконтного смесителя при равной амплитуде сигнала гетеродина, так как в обоих случаях напряжения и токи диодов равны:

$$g_{D1}(t) = g_{D2}(t) = g_{D(ET)}(t). \tag{28.19}$$

Малосигнальная эквивалентная схема балансного смесителя может быть переведена в аналогичную схему одноконтного смесителя, если пересчитать малосигнальные

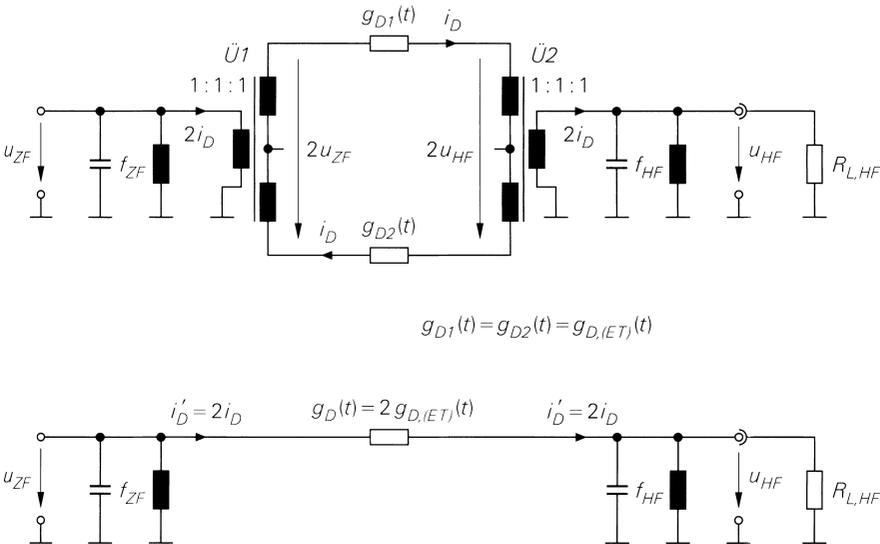


Рис. 28.24. Малосигнальная эквивалентная схема балансного смесителя

проводимости диодов в первичную обмотку трансформатора. Для этого сначала рассчитывается малосигнальный ток $I_D(t)$ диода:

$$2u_{ZF}(t) - 2u_{HF}(t) = \frac{i_D(t)}{g_{D1}(t)} + \frac{i_D(t)}{g_{D2}(t)} \stackrel{(28.19)}{=} \frac{2i_D(t)}{g_{D(ET)}(t)}$$

$$\Rightarrow i_D(t) = g_{D(ET)}(t)(u_{ZF}(t) - u_{HF}(t)).$$

При пересчете в первичную обмотку трансформатора получаем:

$$i'_D(t) = 2i_D(t) = 2g_{D(ET)}(t) \times (u_{ZF}(t) - u_{HF}(t)).$$

Отсюда следует малосигнальная эквивалентная схема (см. рис. 28.24), соответствующая малосигнальной эквивалентной схеме одноконтурного смесителя. Малосигнальная проводимость $g_D(t)$ вдвое превышает ту же характеристику одноконтурного смесителя при равной амплитуде сигнала гетеродина:

$$g_D(t) = 2g_{D(ET)}(t). \quad (28.20)$$

Поэтому коэффициенты разложения $g_D(t)$ в ряд Фурье также удваиваются:

$$g_{D,0} = 2g_{D,0(ET)}, \quad g_{D,1} = 2g_{D,1(ET)}. \quad (28.21)$$

Исходя из этого можно составить Y-матрицу балансного смесителя согласно (28.12) и рассчитать все прочие величины по уравнениям (28.13)–(28.16) одноконтурного смесителя.

Максимальный коэффициент вносимого усиления мощности MAG в точности равен аналогичной характеристике одноконтурного смесителя при равной амплитуде сигнала гетеродина, так как согласно (28.16) все определяется соотношением $g_{D,1}$ и $g_{D,0}$. Однако соответствующее волновое сопротивление вдвое ниже. Это отражено в (28.15):

$$Z_{W,M} = \frac{1}{2} Z_{W,M(ET)}. \quad (28.22)$$

Коэффициент усиления при смешивании $G_{M(50)}$ в 50-омной системе подчиняется той же зависимости, что и у одноконтурного смесителя. Смесители на диодах Шоттки типа BAS40 сравниваются на рис. 28.25. Максимум $G_{M(50)}$ у балансного смесителя всегда несколько выше, чем у одноконтурного, и достигается при меньшей амплитуде сигнала гетеродина.

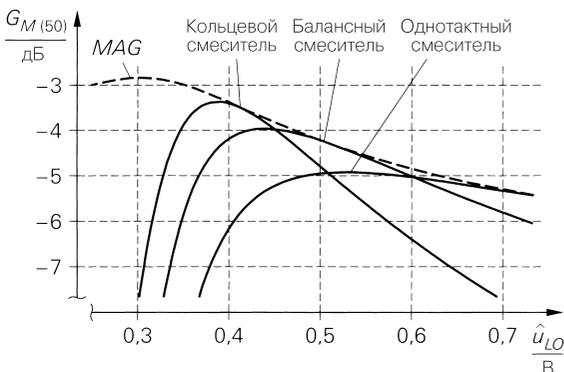


Рис. 28.25. Коэффициент усиления $G_{M(50)}$ в 50-омной системе для одноконтурного, балансного и кольцевого смесителей на диодах Шоттки типа BAS40

Достоинства и недостатки балансного смесителя

Существенное преимущество балансного смесителя перед однотактным заключается в развязке цепи гетеродина от цепи высокой частоты, чем предотвращается проникновение сильного сигнала гетеродина в высокочастотную часть схемы. На практике эффективность развязки зависит от симметричности трансформатора. Другое преимущество состоит в меньшей нелинейности благодаря противофазной модуляции диодов, в силу чего значения точек сжатия и перехвата оказываются выше, чем у однотактного смесителя.

Существенный недостаток балансного смесителя, впрочем, как и однотактного, заключается в использовании лишь одного полупериода напряжения гетеродина.

28.3.3 Кольцевые смесители

На рис. 28.26 представлена схема смесителя на четырех диодах, который называют кольцевым смесителем, или кольцевым модулятором. Он образован парой встречно-

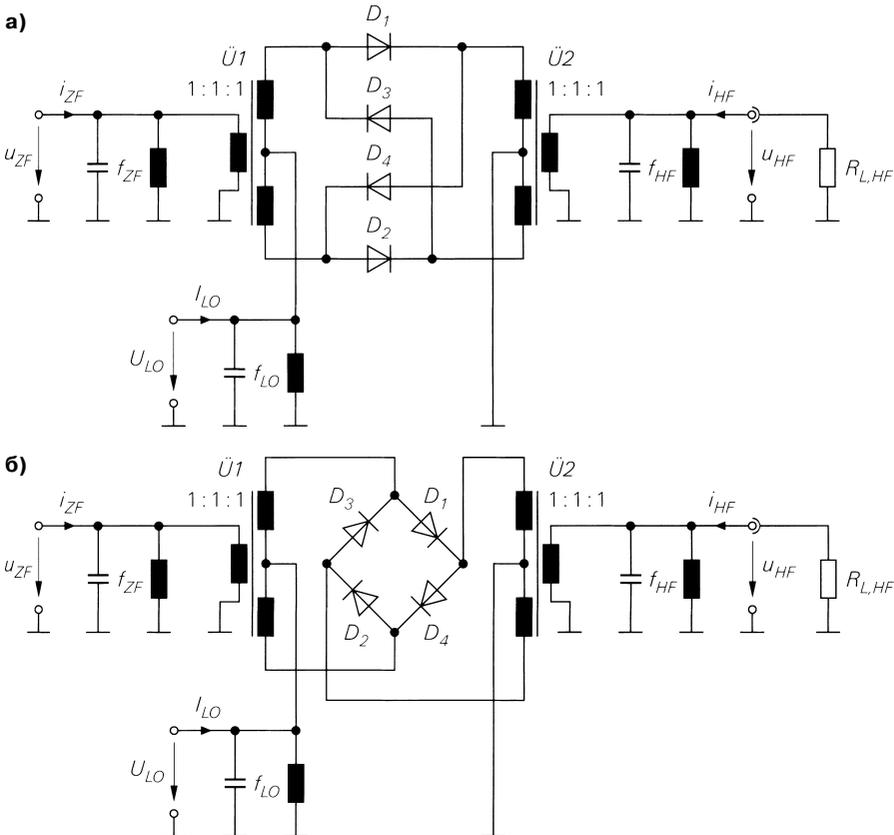


Рис. 28.26. Кольцевой смеситель: **а** – представление в виде двух встречнопараллельных балансных смесителей; **б** – представление в виде диодного кольца

параллельно включенных балансных смесителей (D_1/D_2 и D_3/D_4) с перекрестным соединением между ними (рис. 28.26а). Перерисовав схемные соединения, приходим к изображению схемы с кольцом диодов (рис. 28.26б), которому кольцевой смеситель обязан своим названием. Далее как более наглядная используется конфигурация с парой балансных смесителей.

Благодаря встречнопараллельному включению двух балансных смесителей в кольцевом смесителе используются оба полупериода напряжения сигнала гетеродина: при положительном напряжении пропускают ток диоды D_1 и D_2 , а при отрицательном – диоды D_3 и D_4 . Эти состояния цепи гетеродина показаны на рис. 28.27, где U_F – прямое напряжение диодов. В результате перекрестного соединения с каждым полупериодом напряжения сигнала гетеродина происходит смена полярности малосигнального тока $2i_D$ в высокочастотной части схемы. Поэтому кольцевой смеситель по принципу действия подобен мультипликативному смесителю с двуполярным сигналом прямоугольной формы.

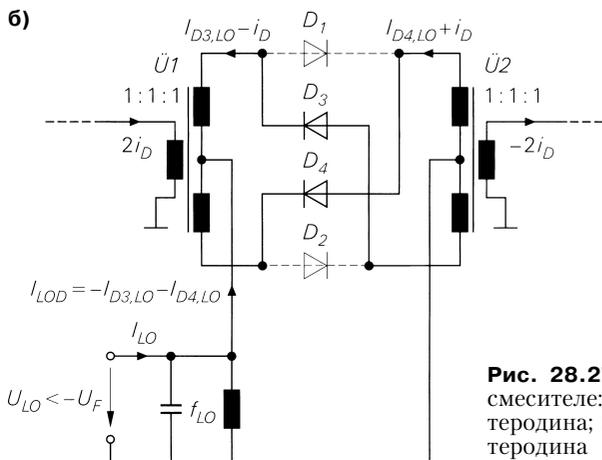
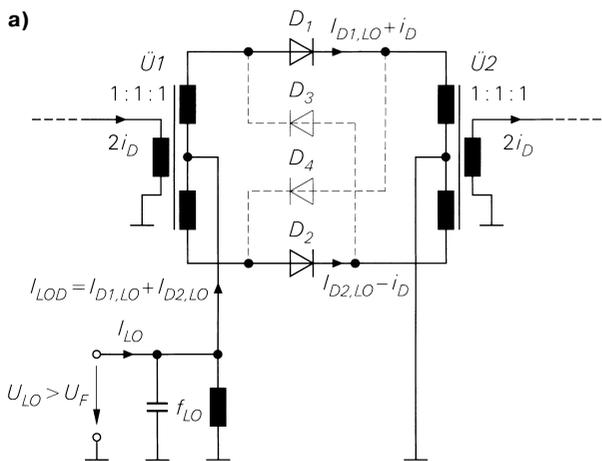


Рис. 28.27. Цепь гетеродина в кольцевом смесителе: **а** – положительное напряжение гетеродина; **б** – отрицательное напряжение гетеродина

Как было показано в разделе 28.2.2, в высокочастотном сигнале мультипликативного смесителя с двуполярным сигналом прямоугольной формы нет составляющей промежуточной частоты (см. рис. 28.13в). Соответственно, в сигнале промежуточной частоты отсутствует составляющая высокочастотного сигнала. Следовательно, цепи ПЧ и ВЧ кольцевого смесителя развязаны. Цепь гетеродина развязана с ними благодаря качествам обоих балансных смесителей, а это означает, что все три цепи также взаимно развязаны.

Однако это не позволяет уменьшить количество необходимых фильтров, так как в сигналах и промежуточной, и высокой частот имеются составляющие, кратные частоте гетеродина.

Цепь гетеродина

На рис. 28.27 представлена цепь гетеродина для обоих полупериодов напряжения его сигнала, а на рис. 28.28 показаны напряжение $U_{LO}(t)$, приложенное к цепи гетеродина, токи диодов $I_{D1,LO}(t), \dots, I_{D4,LO}(t)$, суммарный ток диодов $I_{LOD}(t)$, прямое напряжение диодов U_D и малосигнальные проводимости $g_D(t), g'_D(t)$. Через каждый диод протекает ток, равный току одноконтурного смесителя с такой же амплитудой сигнала гетеродина. В суммарном токе $I_{LOD}(t)$ в силу симметрии отсутствует постоянная составляющая и содержатся лишь составляющие с частотами, кратными нечетным гармоникам частоты гетеродина:

$$I_{LOD}(t) = \hat{i}_{LOD,1} \cos \omega_{LO} t + \hat{i}_{LOD,3} \cos 3\omega_{LO} t + \hat{i}_{LOD,5} \cos 5\omega_{LO} t + \dots$$

Фильтр частоты гетеродина замыкает высшие гармоники $I_{LOD}(t)$. Составляющая первой гармоники тока гетеродина $I_{LO}(t)$ равна

$$I_{LO}(t) = I_{LOD}(t) \Big|_{f=f_{LO}} = \hat{i}_{LOD,1} \cos \omega_{LO} t.$$

Амплитуда $\hat{i}_{LOD,1}$ в четыре раза больше, чем у одноконтурного смесителя при равной амплитуде сигнала гетеродина, так как ток через диоды протекает в течение обоих полупериодов напряжения гетеродина, причем в каждом полупериоде параллельно включены два диода, что и приводит к четырехкратному уменьшению сопротивления R_{LO} :

$$R_{LO} = \frac{\hat{u}_{LO}}{\hat{i}_{LOD,1}} = \frac{1}{4} R_{LO(ET)}.$$

Малосигнальная эквивалентная схема и характеристика

Малосигнальная эквивалентная схема кольцевого смесителя показана на рис. 28.29. Она получается из малосигнальной эквивалентной схемы балансного смесителя при добавлении двух переключателей для имитации переменной полярности. Малосигнальная проводимость $g_D(t)$ складывается из малосигнальных проводимостей обоих балансных смесителей, причем проводимости взаимно сдвинуты на полупериод сигнала гетеродина. Временная зависимость $g_D(t)$ представлена на рис. 28.28.

Из-за переменной полярности рассчитывать малосигнальную характеристику у кольцевого смесителя сложнее, чем у одноконтурного или балансного смесителей. Сначала вычисляются малосигнальные токи $i'_D(t)$ и $i''_{D,U}(t)$ со стороны промежуточной и высокой частоты. Из рис. 28.29 следует:

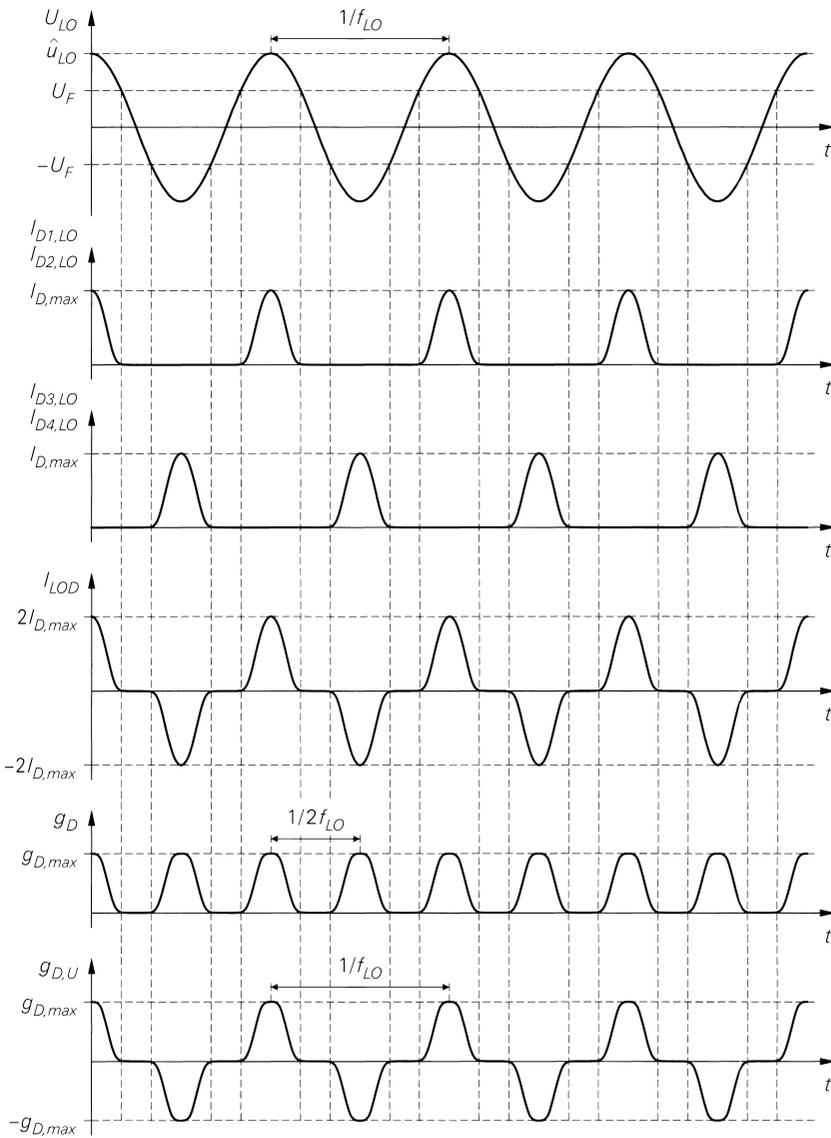
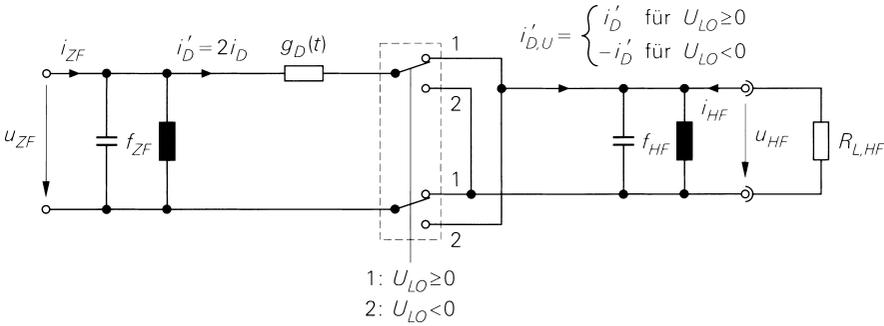


Рис. 28.28. Временные диаграммы напряжений, токов и проводимости кольцевого смесителя

$$i'_D(t) = \begin{cases} g_D(t)[u_{ZF}(t) - u_{HF}(t)] & U_{LO} \geq 0 \\ g_D(t)[u_{ZF}(t) + u_{HF}(t)] & U_{LO} < 0 \end{cases}$$

и

$$i'_{D,U}(t) = \begin{cases} i'_D(t) = g_D(t)[u_{ZF}(t) - u_{HF}(t)] & U_{LO} \geq 0 \\ -i'_D(t) = -g_D(t)[u_{ZF}(t) + u_{HF}(t)] & U_{LO} < 0. \end{cases}$$


Рис. 28.29. Малосигнальная эквивалентная схема кольцевого смесителя

Различия условий устраняются, если ввести малосигнальную проводимость

$$g_{D,U}(t) = \begin{cases} g_D(t) & U_{LO} \geq 0, \\ -g_D(t) & U_{LO} < 0. \end{cases}$$

Тогда

$$\begin{aligned} i'_D(t) &= g_D(t)u_{ZF}(t) - g_{D,U}(t)u_{HF}(t), \\ i'_{D,U}(t) &= g_{D,U}(t)u_{ZF}(t) - g_D(t)u_{HF}(t). \end{aligned} \quad (28.23)$$

Временная зависимость $g_{D,U}(t)$ показана на рис. 28.28. Уравнения свидетельствуют о том, что токи и напряжения по одну и ту же сторону переключателя связаны между собой посредством малосигнальной проводимости $g_D(t)$, тогда как перекрестное соединение осуществляется через $g_{D,U}(t)$.

Малосигнальные проводимости $g_D(t)$ и $g_{D,U}(t)$ могут быть выражены через малосигнальные проводимости одноконтурного смесителя с той же амплитудой сигнала гетеродина:

$$\begin{aligned} g_D(t) &= 2[g_{D(ET)}(t) + g_{D(ET)}(t - T_{LO}/2)], \\ g_{D,U}(t) &= 2[g_{D(ET)}(t) - g_{D(ET)}(t - T_{LO}/2)]. \end{aligned}$$

При этом учитывается, что каждая из малосигнальных проводимостей обоих балансных смесителей вдвое превышает проводимость одноконтурного смесителя и складывается или вычитается со сдвигом, равным половине периода сигнала гетеродина ($T_{LO} = 1/f_{LO}$). При подстановке ряда Фурье из (28.7)

$$g_{D(ET)}(t) = g_{D,0(ET)} + \sum_{n=1}^{\infty} g_{D,n(ET)} \cos n\omega_{LO}t$$

в $g_D(t)$ устраняются все составляющие с частотами, равными нечетным гармоникам f_{LO} , а в $g_{D,U}(t)$ исчезают все составляющие с частотами, равными четным гармоникам f_{LO} , в том числе и постоянная составляющая. Тогда выполняются следующие условия:

$$\begin{aligned} g_D(t) &= 4[g_{D,0(ET)} + g_{D,2(ET)} \cos 2\omega_{LO}t + \dots] \\ g_{D,U}(t) &= 4[g_{D,1(ET)} \cos \omega_{LO}t + g_{D,3(ET)} \cos 3\omega_{LO}t + \dots]. \end{aligned} \quad (28.24)$$

Эти особенности проявляются и в изменениях $g_D(t)$ и $g_{D,U}(t)$ на рис. 28.28: в $g_D(t)$ имеется основная частота $2f_{LO}$, и, следовательно, есть составляющие на частотах $0, 2f_{LO}, 4f_{LO}, \dots$ Напротив, $g_{D,U}(t)$ имеет основную частоту f_{LO} , благодаря симметрии лишена постоянной составляющей и, следовательно, имеет составляющие на частотах $f_{LO}, 3f_{LO}, 5f_{LO}, \dots$

Подставив разложение в ряд Фурье для малосигнальной проводимости из выражения (28.24) в уравнение (28.23) для малосигнальных токов и упорядочив подобные члены по частотам, получим составляющие на следующих частотах:

$$i'_D(t): f_{ZF}, 2f_{LO} \pm f_{ZF}, 4f_{LO} \pm f_{ZF}, 6f_{LO} \pm f_{ZF}, \dots$$

$$i'_{D,U}(t): \underbrace{f_{LO} + f_{ZF}}_{f_{HF}}, \underbrace{f_{LO} - f_{ZF}}_{f_{HF,sp}}, 3f_{LO} \pm f_{ZF}, 5f_{LO} \pm f_{ZF}, \dots$$

Малосигнальный ток $i'_D(t)$ со стороны промежуточной частоты не имеет составляющей ВЧ, а малосигнальный ток $i'_{D,U}(t)$ со стороны высокой частоты лишен составляющей ПЧ. Иными словами, цепи ПЧ и ВЧ развязаны, о чем уже было сказано выше.

Извлекая соответствующие составляющие из малосигнальных токов $i'_D(t)$ и $i'_{D,U}(t)$, находим токи ПЧ и ВЧ:

$$i_{ZF}(t) = i'_D(t)|_{f=f_{ZF}}, \quad i_{HF}(t) = -i'_{D,U}(t)|_{f=f_{HF}}.$$

Остальные составляющие замыкаются фильтром. Не вдаваясь в подробности, отметим только, что выполнение расчетов, аналогичных выкладкам для одноктных смесителей, приводит также к Y-матрице в виде

$$\begin{bmatrix} i_{ZF} \\ i_{HF} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{D,0} & -\frac{g_{D,1}}{2} \\ -\frac{g_{D,1}}{2} & g_{D,0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ZF} \\ u_{HF} \end{bmatrix}.$$

Коэффициент $g_{D,0}$ соответствует постоянной составляющей в $g_D(t)$, а коэффициент $g_{D,1}$ – первой гармонике в $g_{D,U}(t)$. Согласно выражению (28.24) отсюда следует связь с коэффициентами одноктного смесителя при равной амплитуде сигнала гетеродина:

$$g_{D,0} = 4g_{D,0(ET)}, \quad g_{D,1} = 4g_{D,1(ET)}. \quad (28.25)$$

Это позволяет составить Y-матрицу кольцевого смесителя и рассчитать все остальные величины по уравнениям (28.13)–(28.16) одноктного смесителя.

Максимальное вносимое усиление мощности MAG имеет такое же значение, как и у одноктного или балансного смесителя при равной амплитуде сигнала гетеродина, так как согласно формуле (28.16) оно определяется только отношением $g_{D,1}$ и $g_{D,0}$. Однако соответствующее волновое сопротивление в четыре раза ниже – см. (28.15):

$$Z_{W,M} = \frac{1}{4} Z_{W,M(ET)}. \quad (28.26)$$

Коэффициент усиления при преобразовании $G_{M(50)}$ в 50-омной системе ведет себя так же, как и в случае одноктного или балансного смесителей, собранных на диодах Шоттки типа BAS40 (см. рис. 28.25). У кольцевого смесителя максимум $G_{M(50)}$ всегда приходится на несколько более высокую частоту, чем у одноктного или балансного смесителя, и достигается при меньшей амплитуде сигнала гетеродина.

Широкополосный режим

Чаще всего кольцевые смесители работают в составе устройства, представленного на рис. 28.30. Здесь фильтры промежуточной и высокой частоты отделены от смесителя усилителями. Паразитные составляющие малосигнальных токов $i'_D(t)$ на входе и $i'_{D,U}(t)$ на выходе смесителя уже не замыкаются накоротко фильтрами, а действуют в соответ-

ствии с полными сопротивлениями $Z_{ZF}(s)$ и $Z_{HF}(s)$ усилителя. Прежде всего, это касается зеркальной составляющей на частоте $f_{HF,Sp}$, имеющей ту же величину, что и составляющая на частоте f_{HF} . Как и прочие паразитные составляющие, она усиливается усилителем высокой частоты (рис. 28.30) и подавляется только следующим фильтром ВЧ.

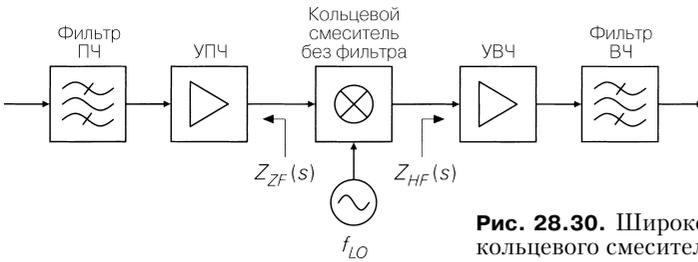


Рис. 28.30. Широкополосный режим работы кольцевого смесителя

Малосигнальная характеристика смесителя зависит от величины полных сопротивлений $Z_{ZF}(s)$ и $Z_{HF}(s)$ для всех имеющихся частот и поддается определению только с помощью численных методов или путем имитационного моделирования. В этом контексте говорят о широкополосном режиме смесителя. На качественном уровне здесь имеют место те же зависимости, что и в рассмотренном выше узкополосном режиме. Однако при количественном подходе широкополосный режим приводит к следующим изменениям:

- коэффициент усиления при преобразовании $G_{M(50)}$ и максимальный коэффициент вносимого усиления MAG оказываются на 1...2 дБ ниже;
- при согласовании по мощности на выводах сигналов промежуточной и высокой частоты волновые сопротивления $Z_{w,M(ZF)}$ и $Z_{w,M(HF)}$ превосходят аналогичные характеристики узкополосного режима, переставая быть равными друг другу. Ниже приведены их типичные значения:

$$Z_{w,M(ZF)} \approx (2...3)Z_{w,M} \quad \text{и} \quad Z_{w,M(HF)} \approx (1,2...1,5)Z_{w,M}$$

где $Z_{w,M}$ – волновое сопротивление при узкополосном режиме – см. (28.15). Поэтому волновое сопротивление $Z_{w,M(ZF)}$ на входе ПЧ вдвое выше волнового сопротивления $Z_{w,M(HF)}$ на выводе ВЧ.

При широкополосном режиме не применяют отдельные согласующие схемы. Оптимизацию коэффициента усиления при преобразовании $G_{M(50)}$ осуществляют путем подбора подходящей амплитуды сигнала гетеродина и коэффициента трансформации трансформатора.

28.3.4

Реализация диодных смесителей

На практике применяют главным образом кольцевые смесители. Они поставляются в виде дискретных элементов и наряду с четырьмя диодами содержат также два трансформатора. На рис. 28.31 показано стандартное исполнение кольцевого смесителя с четырьмя выводами: гетеродин, ПЧ, ВЧ и общая клемма корпуса. У некоторых вариантов исполнения последняя отсутствует, и тогда смеситель снабжается шестью выводами.

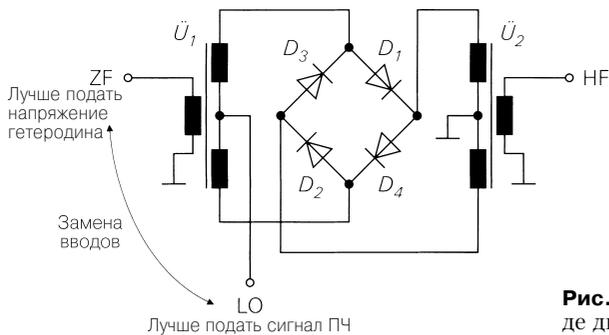


Рис. 28.31. Кольцевой смеситель в виде дискретного элемента

Благодаря развязке выводов и симметричности схемы имеется возможность произвольного использования выводов кольцевого смесителя. При этом изменяются напряжения и токи диодов, однако сохраняется малосигнальная эквивалентная схема и рабочие параметры (R_{LO} , $Z_{w,MP}$, MAG и др.) при условии, что трансформаторы симметричны. В практических реализациях кольцевых смесителей обычно меняют местами выводы гетеродина и ПЧ (см. рис. 28.31). В этом случае трансформатор \ddot{U}_1 работает уже не на ПЧ, а на гораздо более высокой частоте гетеродина, что позволяет уменьшить габариты трансформатора и выбрать весьма низкую промежуточную частоту. Соответствующее распределение токов показано на рис. 28.32. В цепи гетеродина поочередно проводят ток диоды D_1/D_4 ($U_{LO} > 0$) и D_2/D_3 ($U_{LO} < 0$), благодаря чему ток ПЧ поочередно протекает через вторичные обмотки трансформатора \ddot{U}_2 .

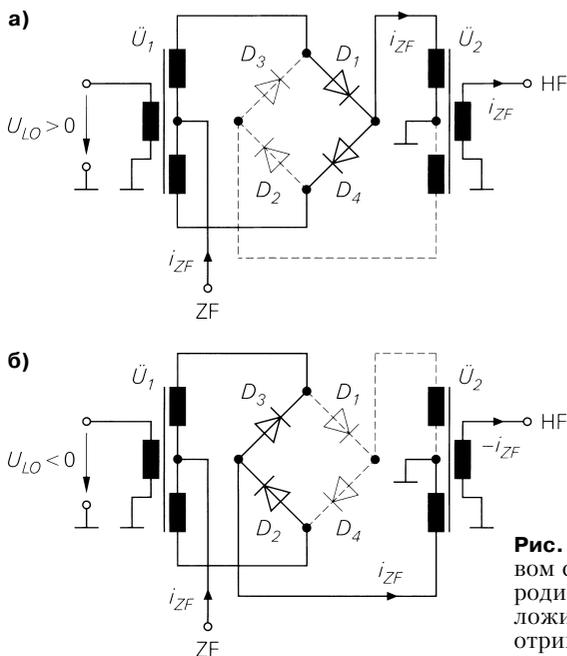


Рис. 28.32. Распределение тока в кольцевом смесителе при перемене выводов гетеродина и промежуточной частоты: **а** – положительное напряжение гетеродина; **б** – отрицательное напряжение гетеродина

Дискретные кольцевые смесители всегда рассчитываются на определенную мощность гетеродина. В 50-омной системе при такой мощности обеспечивается максимальное значение коэффициента усиления при преобразовании $G_{M(50)}$ и наилучшее согласование выводов с 50-омным сопротивлением. Это достигается благодаря применению соответствующих диодов и подбору коэффициентов трансформации трансформаторов. Как следствие, кольцевой смеситель лишается симметричности, то есть назначение выводов уже не подлежит изменениям. В спецификациях вместо усиления указывают потери преобразования в децибелах:

$$L_{M(50)} [\text{дБ}] = -G_{M(50)} [\text{дБ}] = -10 \lg G_{M(50)},$$

Мощность гетеродина выражается в децибелах:

$$P_{LO} [\text{дБм}] = 10 \lg(P_{LO}/1 \text{ мВт}).$$

Смеситель, рассчитанный на мощность гетеродина n дБм, называют смесителем уровня n .

Для сопряжений ПЧ и гетеродина с ВЧ указываются частотные диапазоны, в пределах которых соблюдаются спецификации смесителя. Эти диапазоны определяются шириной полосы пропускания диодов и трансформаторов. Развязка сопряжений оказывается неидеальной вследствие несимметричности трансформаторов и в силу емкостных и индуктивных связей. Особенно опасны наводки сильного сигнала гетеродина на цепи промежуточной и высокой частоты. Поэтому в спецификациях приводится сопротивление изоляции между выводами гетеродин–ВЧ и гетеродин–ПЧ. С повышением частоты гетеродина сопротивление изоляции убывает. Типовые значения лежат в интервале 50...70 дБ при $f_{LO} < 10$ МГц и 20...30 дБ при $f_{LO} > 1$ ГГц. Однако они справедливы лишь при условии, что нагрузка выводов ПЧ и ВЧ на частоте гетеродина составляет 50 Ом (то есть смеситель работает в широкополосном режиме). Обычно изоляция гораздо выше, если смеситель работает в узкополосном режиме и фильтры ПЧ и ВЧ имеются внутри него. Широкий выбор смесителей представлен в [28.2].

На частотах выше 5 ГГц вместо трансформаторов используются гибриды на плосковых линиях. На рис. 28.33 показан весьма распространенный вариант балансного смесителя с 180-градусным гибридом. Сигнал гетеродина подается на 4-й вывод гибрида, и половина его мощности поступает на каждый из выводов 1 и 2. Эти сигналы противофазны благодаря 180-градусной дорожке гибрида. Поэтому диоды оказываются включенными последовательно для сигнала гетеродина и пропускают его в течение полупериода, во время которого цепи ПЧ и ВЧ связаны между собой благодаря малосигнальной проводимости диодов. Поскольку сигналы на выводах 1 и 2 характеризуются одинаковой фазой относительно цепей промежуточной и высокой частоты, противофазный сигнал гетеродина не передается в эти цепи, и, соответственно, сигналы ПЧ и ВЧ не поступают в цепь гетеродина, поскольку сигналы равной фазы на выводах 1 и 2 компенсируются на клемме 4. Благодаря такому качеству развязка цепи гетеродина от цепей промежуточной и высокой частоты в случае балансного смесителя на 180-градусном гибриде достигается даже с единственным гибридом, тогда как для трансформаторного балансного смесителя необходимы два трансформатора.

На частотах выше 10 ГГц часто применяют одноконтурный смеситель. При этом сложение сигналов гетеродина и ПЧ, осуществляемое на рис. 28.16а с помощью трансформатора, выполняется посредством связанных полосковых линий.

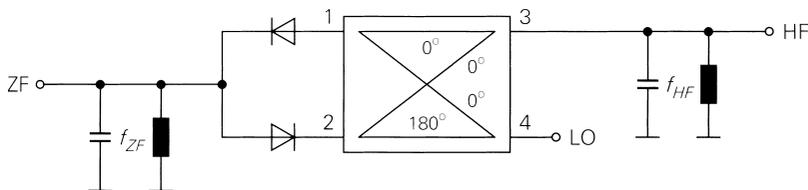


Рис. 28.33. Балансный смеситель на 180-градусном гибриде

28.4 Смесители на транзисторах

В интегральных схемах применяются главным образом мультипликативные смесители на транзисторах. В таких смесителях входной сигнал преобразуется в ток с помощью преобразователя напряжение–ток и подается на выход с помощью одного или двух дифференциальных усилителей, работающих в режиме переключателя. Далее мы рассмотрим две широко распространенные схемы: балансный и двойной балансный смесители. Последний называют также смесителем Гильберта по имени его создателя. Обе схемы реализуются на биполярных или МОП транзисторах. Ниже мы ограничимся вариантом с использованием биполярного транзистора.

28.4.1 Балансный смеситель

На рис. 28.34 представлена схема балансного смесителя, работающего в режиме повышающего смесителя. Он состоит из схемы с общим эмиттером и цепи обратной связи по току (T_3 , R_E). Схема функционирует как преобразователь напряжение–ток (U/I -преобразователь) и содержит дифференциальный усилитель (T_1 , T_2), с помощью которого выходной ток схемы с общим эмиттером поочередно подается на высо-

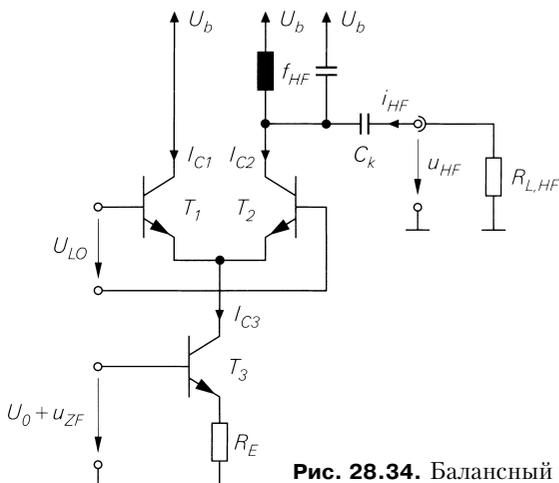


Рис. 28.34. Балансный смеситель на транзисторах

кочастотный выход или напрямую в цепь источника питающего напряжения. Для установки рабочей точки на вход подается малосигнальное напряжение промежуточной частоты u_{ZF} вместе с постоянным напряжением U_0 . Переключение дифференциального усилителя происходит под воздействием напряжения сигнала гетеродина U_{LO} , которое в идеальном случае имеет прямоугольную форму. Из составляющих тока I_{C2} , образованных при смешивании, малосигнальный ток i_{HF} выделяется фильтром ВЧ и подается на резистор высокочастотной нагрузки $R_{L,HF}$ через емкость связи C_k .

Принцип действия балансного смесителя на транзисторах показан на рис. 28.35. Как видно, передаточная функция переключателя соответствует действию «включено/выключено». Поэтому балансный смеситель такого типа работает как мультипликативный смеситель с однополярным прямоугольным сигналом, на что указывает сравнение с рис. 28.12.

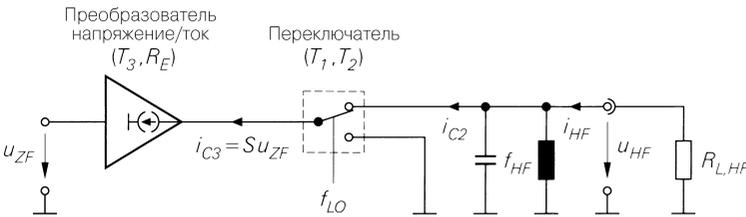


Рис. 28.35. Принцип действия (или малосигнальная эквивалентная схема) балансного смесителя на транзисторах

Расчет передаточной характеристики

Ток I_{C3} на выходе схемы с общим эмиттером состоит из тока покоя $I_{C3,A}$ и малосигнального тока i_{C3} :

$$I_{C3} = I_{C3,A} + i_{C3}. \tag{28.27}$$

Ток покоя устанавливается постоянным входным напряжением U_0 . Для малосигнального тока i_{C3} имеет место

$$i_{C3} = Su_{ZF} \tag{28.28}$$

где

$$S = \frac{S_3}{1 + S_3 R_E} = \frac{S_3 = I_{C3,A} / U_T}{U_T + I_{C3,A} R_E} \tag{28.29}$$

является крутизной преобразователя напряжение–ток.

Пользуясь токовой характеристикой дифференциального усилителя, по току I_{C3} находят коллекторные токи транзисторов T_1 и T_2 . Из выражения (4.61) в силу соотношений $2I_0 = I_{C3}$ и $U_D = U_{LO}$ следует:

$$I_{C1} = \frac{I_{C3}}{2} \left(1 + \text{th} \frac{U_{LO}}{2U_T} \right), \quad I_{C2} = \frac{I_{C3}}{2} \left(1 - \text{th} \frac{U_{LO}}{2U_T} \right), \tag{28.30}$$

где $U_T = 26$ мВ – температурный потенциал. Зависимость токов от напряжения сигнала гетеродина показана на рис. 28.36. При $U_{LO} < -5U_T = -130$ мВ и $U_{LO} > 5U_T = 130$ мВ дифференциальный усилитель работает, как и требуется, в качестве переключателя.

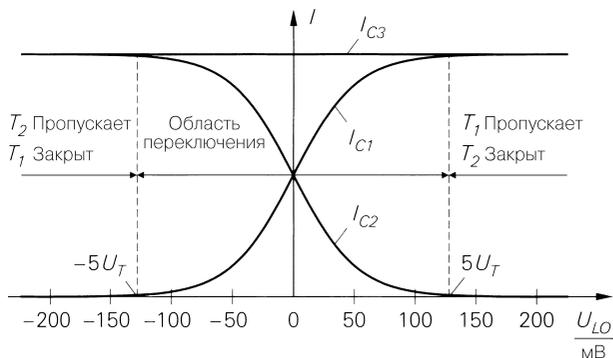


Рис. 28.36. Токовая характеристика дифференциального усилителя

Между крайними состояниями лежит область переключения, где ток проводят оба транзистора.

Временная зависимость тока I_{C2} определяется путем подстановки выражений (28.27) и (28.28) в формулу (28.30):

$$I_{C2}(t) = [I_{C3,A} + \underbrace{Su_{ZF}(t)}_{s_{ZF}(t)}] \underbrace{\left[\frac{1}{2} \left(1 - \text{th} \frac{U_{LO}(t)}{2U_T} \right) \right]}_{s'_{LO}(t)}. \quad (28.31)$$

Видно, что балансный смеситель работает по принципу мультипликативного: сигнал промежуточной частоты $s_{ZF}(t)$ перемножается с сигналом гетеродина $s'_{LO}(t)$. Кроме того, возникает постоянная составляющая, соответствующая току покоя $I_{C3,A}$, которая также перемножается с $s'_{LO}(t)$. Величина сигнала гетеродина определяется напряжением гетеродина U_{LO} с учетом переходной характеристики дифференциального усилителя. Эти соотношения поясняют графики на рис. 28.37.

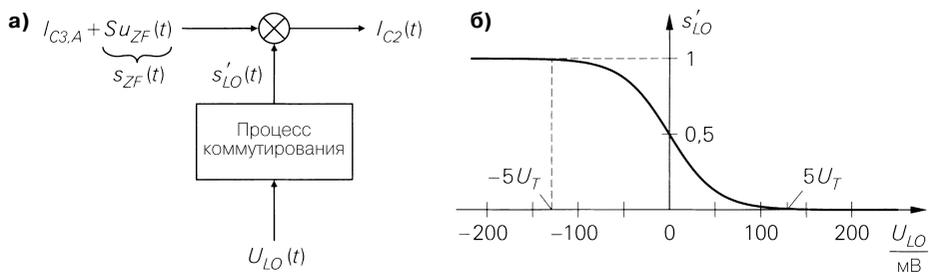


Рис. 28.37. Представление балансного смесителя в качестве мультипликативного с учетом переходной характеристики дифференциального усилителя: **а** – модель балансного смесителя; **б** – характеристика процесса коммутации

Прямоугольное напряжение гетеродина

Сначала рассмотрим режим работы с двуполярным прямоугольным напряжением гетеродина при амплитуде \hat{u}_{LO} . В этом случае сигнал гетеродина $s'_{LO}(t)$ принимает следующие значения:

$$s'_{LO} = \frac{1}{2} \left(1 - \text{th} \frac{U_{LO}}{2U_T} \right) \stackrel{U_{LO} = \pm \hat{u}_{LO}}{\text{th}(-x) = -\text{th}x} = \frac{1}{2} \left(1 \mp \text{th} \frac{\hat{u}_{LO}}{2U_T} \right).$$

Временная зависимость $U_{LO}(t)$ и $s'_{LO}(t)$ при различных амплитудах $\hat{u}_{LO} = 50$ мВ/100 мВ/200 мВ показана на рис. 28.38а. При $\hat{u}_{LO} > 5U_T = 130$ мВ для $s'_{LO}(t)$ получим приблизительно однополярный прямоугольный сигнал со значениями 0 и 1. В этом случае смеситель можно рассматривать как идеальный переключатель.

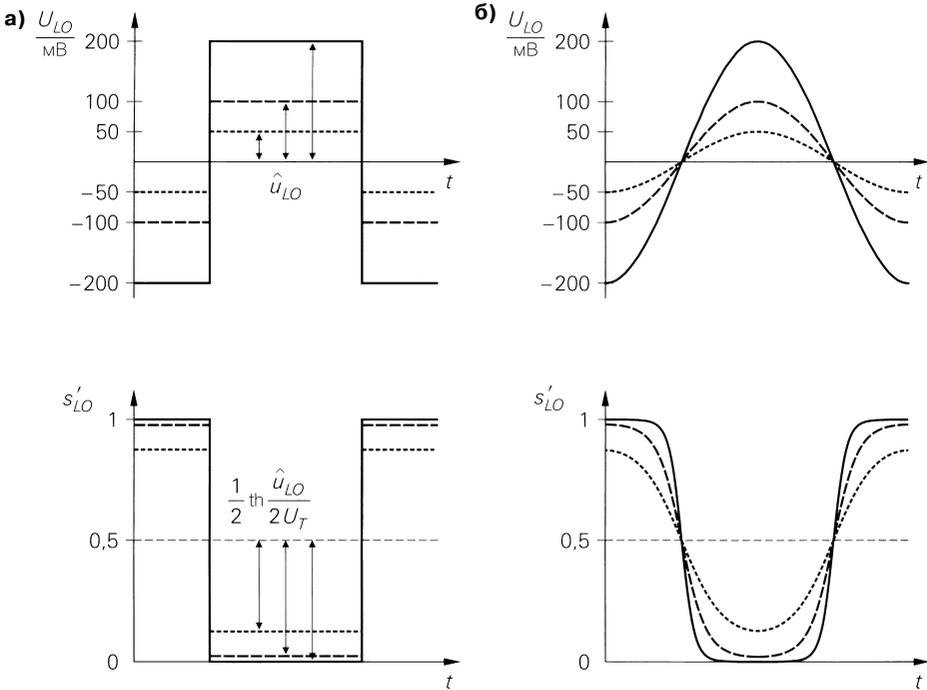


Рис. 28.38. Напряжение гетеродина $U_{LO}(t)$ и сигнал гетеродина $s'_{LO}(t)$: **а** – прямоугольное напряжение гетеродина; **б** – синусоидальное напряжение гетеродина

Для дальнейших выкладок разложим сигнал $s'_{LO}(t)$ в ряд Фурье:

$$\begin{aligned} s'_{LO}(t) &= c_0 + c_1 \cos \omega_{LO} t + c_3 \cos 3\omega_{LO} t + c_5 \cos 5\omega_{LO} t + \dots \\ &= c_0 + \sum_{n=0}^{\infty} c_{(2n+1)} \cos(2n+1)\omega_{LO} t. \end{aligned} \quad (28.32)$$

Кроме постоянной составляющей c_0 в разложении присутствуют только косинусные составляющие с частотой гетеродина f_{LO} и частотами, равными нечетным гармоникам f_{LO} , так как согласно рис. 28.38 $s'_{LO}(t)$ является четной функцией (скважность равна двум), которую можно представить в виде суммы постоянной составляющей $c_0 = 1/2$ и двуполярного прямоугольного сигнала с амплитудой

$$\frac{1}{2} \text{th} \frac{\hat{u}_{LO}}{2U_T}.$$

Тогда, используя разложение в ряд для двуполярного прямоугольного сигнала согласно формуле (28.1), найдем коэффициенты:

$$c_0 = \frac{1}{2}, \quad c_1 = \frac{2}{\pi} \operatorname{th} \frac{\hat{u}_{LO}}{2U_T}, \quad c_3 = -\frac{2}{3\pi} \operatorname{th} \frac{\hat{u}_{LO}}{2U_T}, \dots \quad (28.33)$$

Зависимость коэффициентов c_1 и $|c_3|$ от амплитуды \hat{u}_{LO} представлена на рис. 28.39. При $\hat{u}_{LO} \rightarrow \infty$ они переходят в коэффициенты однополярного прямоугольного сигнала. Фактически же это происходит при $\hat{u}_{LO} > 5U_T$.

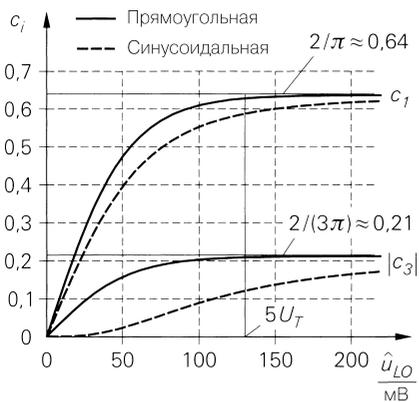


Рис. 28.39. Коэффициенты c_1 и $|c_3|$ ряда Фурье для напряжения гетеродина $s'_{LO}(t)$ при синусоидальной и прямоугольной формах

Синусоидальное напряжение гетеродина

С ростом частоты становится все труднее генерировать напряжение гетеродина прямоугольной формы. Поэтому на высоких частотах применяется приблизительно синусоидальное выходное напряжение высокочастотного генератора. Временные зависимости $U_{LO}(t)$ и $s'_{LO}(t)$ для этого случая показаны на рис. 28.38б. Здесь также с ростом амплитуды сигнал гетеродина $s'_{LO}(t)$ приобретает однополярную прямоугольную форму. За исключением постоянной составляющей c_0 , коэффициенты ряда Фурье оказываются меньше по сравнению с их значениями в случае прямоугольного напряжения гетеродина равной амплитуды. Коэффициенты c_1 и $|c_3|$ для обоих случаев сравниваются на рис. 28.39.

Малосигнальная характеристика

Теперь можно рассчитать малосигнальную передаточную характеристику. При этом надо воспользоваться синусоидальным напряжением промежуточной частоты

$$u_{ZF}(t) = \hat{u}_{ZF} \cos \omega_{ZF} t$$

и подставить ряд Фурье для $s'_{LO}(t)$ из (28.32) в (28.31):

$$\begin{aligned} I_{C2}(t) &= [I_{C3,A} + S u_{ZF}(t)] s'_{LO}(t) = \\ &= [I_{C3,A} + S \hat{u}_{ZF} \cos \omega_{ZF} t] [c_0 + c_1 \cos \omega_{LO} t + c_3 \cos 3\omega_{LO} t + \dots] = \\ &= I_{C3,A} [c_0 + c_1 \cos \omega_{LO} t + c_3 \cos 3\omega_{LO} t + \dots] + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+ c_0 \widehat{S} u_{ZF} \cos \omega_{ZF} t + \\
 &+ \frac{c_1 \widehat{S} u_{ZF}}{2} [\cos(\omega_{LO} + \omega_{ZF}) t + \cos(\omega_{LO} - \omega_{ZF}) t] + \\
 &+ \frac{c_3 \widehat{S} u_{ZF}}{2} [\cos(3\omega_{LO} + \omega_{ZF}) t + \cos(3\omega_{LO} - \omega_{ZF}) t] + \\
 &+ \dots
 \end{aligned}$$

Спектр модуля тока I_{C2} показан на рис. 28.40. Предполагается, что смеситель работает в прямом порядке, тогда $f_{HF} = f_{LO} + f_{ZF}$. Фильтр ВЧ замыкает все составляющие, кроме высокочастотной. Отсюда для тока высокой частоты следует:

$$i_{HF}(t) = I_{C2}(t) \Big|_{f=f_{HF}=f_{LO}+f_{ZF}} = \frac{c_1}{2} \widehat{S} u_{ZF} \cos \omega_{HF} t.$$

А для высокочастотного напряжения получим

$$u_{HF}(t) = -R_{L,HF} i_{HF}(t) = -\frac{c_1}{2} S R_{L,HF} \widehat{u}_{ZF} \cos \omega_{HF} t.$$

При этом предполагается, что выходным сопротивлением транзистора T_2 можно пренебречь. Для вектора напряжения справедливо:

$$\underline{u}_{HF} = -\frac{c_1}{2} S R_{L,HF} \underline{u}_{ZF}. \quad (28.34)$$

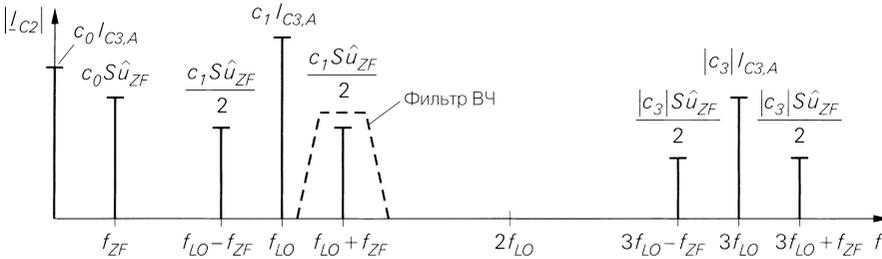


Рис. 28.40. Спектр модуля тока $I_{C2}(t)$ при синусоидальном напряжении промежуточной частоты

Усиление при преобразовании

Из выражения (28.34) следует, что балансный смеситель функционирует как усилитель с усилением при преобразовании

$$A_M = \frac{u_{HF}}{u_{ZF}} = -\frac{c_1}{2} S R_{L,HF} \stackrel{(28.29)}{=} \frac{c_1}{2} \frac{S_3 R_{L,HF}}{1 + S_3 R_E}. \quad (28.35)$$

Здесь преобразование частоты в явном виде уже не обнаруживается.

Коэффициент усиления при преобразовании с учетом коэффициента $c_1/2$ меньше коэффициента усиления A эквивалентной схемы с общим эмиттером и цепью обратной связи по току:

$$A \stackrel{(2.70)}{=} -\frac{S R_C}{1 + S R_E} \stackrel{S=S_3}{R_C=R_{L,HF}} = -\frac{S_3 R_{L,HF}}{1 + S_3 R_E} \Rightarrow A_M = \frac{c_1}{2} A.$$

Коэффициент c_1 вытекает из принципа действия мультипликативного смесителя и способен принимать максимальное значение $2/\pi \approx 0,64$ (см. рис. 28.39). Множитель $1/2$ обусловлен тем, что при преобразовании наряду с полезной полосой $f_{LO} + f_{ZF}$ возникает зеркальная полоса $f_{LO} - f_{ZF}$, подавляемая фильтром ВЧ (см. рис. 28.40). Поэтому коэффициент усиления при преобразовании по крайней мере в π раз (на ≈ 10 дБ) меньше коэффициента усиления эквивалентной схемы с общим эмиттером и цепью обратной связи по току.

Ширина полосы пропускания

Коэффициент усиления при преобразовании A_M рассчитывался для статического случая, то есть без учета влияния емкостей транзисторов, и поэтому, строго говоря, характеризует работу на низких частотах. Однако обычно частотная полоса балансного смесителя весьма широка по трем причинам:

- схема с общим эмиттером и цепь обратной связи по току вместе с транзисторами дифференциального усилителя образует каскодную схему и поэтому характеризуется граничной частотой, лежащей между предельной частотой проводимости прямой передачи f_{v21e} и граничной частотой f_T транзистора T_3 ;
- транзистор T_2 работает при малых изменениях тока в схеме с общей базой с частотой альфа-среза $f_\alpha \approx f_T$;
- выходная емкость транзистора T_2 может использоваться как часть емкости фильтра ВЧ, не вызывая затруднений.

По этим причинам оценки коэффициента усиления при преобразовании, полученные для низких частот, справедливы и на высоких частотах.

Согласование

На высоких частотах балансный смеситель должен быть полностью согласован с волновым сопротивлением Z_W внешних линий передачи во избежание отражений и преобразования полного сопротивления. Для этого применяются те же методы, что и в случае усилителей:

- схемы преобразования полных сопротивлений согласно разделу 26.3.1;
- способ согласования интегрального усилителя из раздела 27.1.1 (см. рис. 27.2). Типичный пример показан на рис. 28.41;
- схема с общим эмиттером на входе заменяется схемой с общей базой с током покоя I_0 и входным сопротивлением

$$\frac{1}{S_3} = \frac{U_T}{I_0}. \quad (28.36)$$

при $I_0 \approx 520$ мкА реализуется согласование для $Z_W = 50$ Ом. В случае, если для улучшения линейности понадобится обратная связь по току, можно выбрать больший ток покоя и включить последовательно еще один резистор

$$R_E = Z_W - \frac{1}{S_3} = Z_W - \frac{U_T}{I_0}, \quad (28.37)$$

обеспечив тем самым согласование. Однако недостаток схемы с общей базой состоит в жесткой привязке крутизны S преобразования напряжение–ток к волновому сопротивлению Z_W . Подставляя выражения (28.36) и (28.37) в формулу (28.29), при наличии или без R_E получим

$$S = \frac{1}{Z_W}, \quad (28.38)$$

что не позволяет влиять на коэффициент усиления при преобразовании, изменяя S ;

- на входе гетеродина включается нагрузочный резистор R_{LO} . При симметричном подключении напряжения гетеродина должно выполняться равенство $R_{LO} = 2Z_W$ с тем, чтобы каждый вход имел сопротивление Z_W . При этом можно пренебречь полными входными сопротивлениями транзисторов T_1 и T_2 , так как они существенно превосходят Z_W ;
- резистор нагрузки $R_{L,HF} = Z_W$ на выходе подключено к емкостному делителю напряжения (C_1, C_2), благодаря чему согласно формулам (26.38) и (26.39) получаем преобразованное сопротивление нагрузки:

$$R_p = Z_W \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right)^2. \quad (28.39)$$

Теперь емкость связи C_k , показанная на рис. 28.34, не нужна, так как нагрузка уже развязана по постоянному напряжению благодаря емкостному делителю напряжения. Такое преобразование представлено на рис. 28.42. Далее принимается, что сопротивление потерь R_V представляет все сопротивления потерь параллельного колебательного контура, включая потери, связанные с выходным сопротивлением транзистора T_2 . В этом случае условие согласования выражается равенством $R_V = R_p$.

Под выходным сопротивлением транзистора здесь понимается величина, обратная действительной части полной выходной проводимости $r_a = 1/\text{Re}\{Y_a\}$. На низких частотах справедливо $r_a = r_{CE} = U_A/I_{C,A}$ – см. (2.13). На высоких частотах выходное сопротивление заметно снижается.

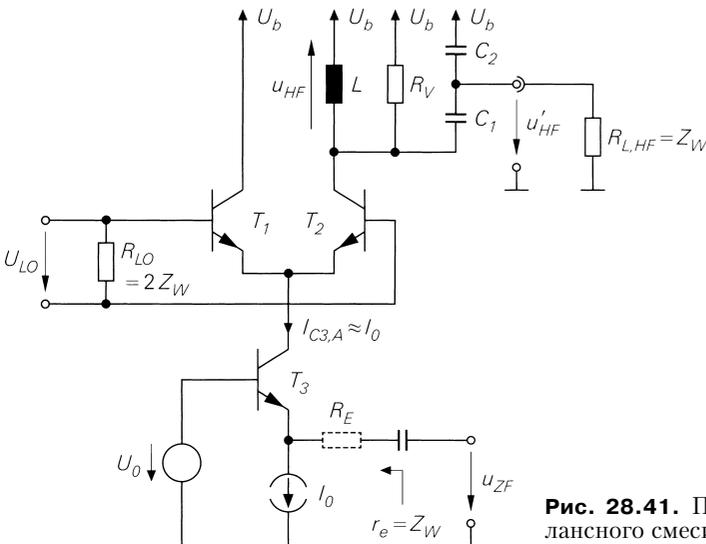


Рис. 28.41. Пример согласования балансного смесителя

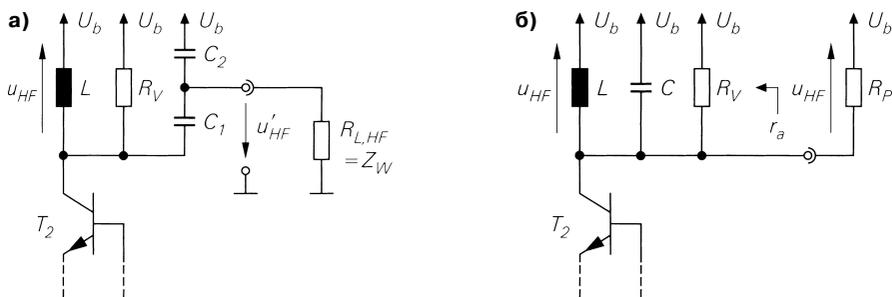


Рис. 28.42. Преобразование сопротивления нагрузки с использованием емкостной связи: **а** – принципиальная схема; **б** – преобразованное изображение

Согласование по входу важно, прежде всего, в режиме нисходящего преобразования, так как в этом случае высокочастотный сигнал подается на вход, а компоненты, предшествующие смесителю, весьма остро реагируют на рассогласованность.

Усиление при преобразовании

Теперь мы в состоянии определить коэффициент усиления при преобразовании G_M балансного смесителя. Он соответствует коэффициенту усиления при передаче G_T усилителя и вычисляется по формуле (27.29):

$$G_M = G_T = \left(\frac{r_e}{R_g + r_e} \right)^2 A^2 \frac{4R_g R_L}{(r_a + R_L)^2},$$

где r_e – входное сопротивление, A – коэффициент усиления в режиме холостого хода, r_a – выходное сопротивление балансного смесителя, R_g – внутреннее сопротивление источника сигнала, R_L – сопротивление нагрузки. Здесь мы ограничимся случаем двустороннего согласования при $r_e = R_g = Z_W$ и $r_a = R_L$. В этом случае справедливо следующее равенство:

$$G_M = \frac{A^2 Z_W}{4r_a}. \tag{28.40}$$

Коэффициент усиления в режиме холостого хода и выходное сопротивление могут быть найдены с помощью преобразованного изображения, показанного на рис. 28.42б, так как преобразование осуществляется без потерь: на R_p выделяется та же мощность, что и на $R_{L,HF}$. Поскольку принято, что R_v представляет все сопротивления потерь, из рис. 28.42б следует:

$$r_a = R_v. \tag{28.41}$$

В холостом режиме, то есть без R_p , R_v служит сопротивлением нагрузки, что позволяет определить коэффициент усиления в режиме холостого хода, пользуясь формулой (28.35) и подставляя R_v вместо $R_{L,HF}$:

$$A = -\frac{1}{2} c_1 S R_v. \tag{28.42}$$

В этом случае S – крутизна преобразователя напряжение–ток:

$$S = \begin{cases} S_3 & \text{без обратной связи по току,} \\ S_3/(1 + S_3 R_E) & \text{с обратной связи по току.} \end{cases} \quad (28.43)$$

Подставляя выражения (28.41) и (28.42) в формулу (28.40), находим коэффициент усиления при преобразовании для балансного смесителя при двустороннем согласовании:

$$G_M = \frac{1}{16} c_1^2 S^2 Z_W R_V. \quad (28.44)$$

Он пропорционален сопротивлению потерь R_V . На низких частотах R_V весьма велико и должно быть уменьшено соответствующим параллельно включенным резистором во избежание чрезмерного напряжения на параллельном колебательном контуре. Отметим, что R_V убывает с ростом частоты. Положительная сторона этого обстоятельства состоит в том, что коэффициент усиления при преобразовании (равный коэффициенту усиления мощности) линейно зависит от R_V , и поэтому при соблюдении согласованности и снижении сопротивления потерь коэффициент усиления по напряжению убывает пропорционально $(R_V)^{1/2}$, а не R_V , как, например, коэффициент усиления в режиме холостого хода в формуле (28.42).

При соблюдении согласования на стороне выхода выполняется $R_V = R_p$. Из выражения (28.39) следует требуемое отношение емкостей емкостного делителя напряжения:

$$R_V = Z_W \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right)^2 \Rightarrow \frac{C_2}{C_1} = \sqrt{\frac{R_V}{Z_W}} - 1. \quad (28.45)$$

Пример. Рассмотрим согласованный балансный смеситель, в котором используется схема с общей базой согласно рис. 28.41. В соответствии с формулой (28.38) здесь соблюдается соотношение $S = 1/Z_W$. Подстановка в выражение (28.44) для дифференциального усилителя, работающего с большим сигналом ($c_1 = 2/\pi$) при $Z_W = 50$ Ом дает следующую зависимость:

$$G_M \stackrel{S=1/Z_W}{=} \frac{1}{16} c_1^2 \frac{R_V}{Z_W} = \frac{1}{16} \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 \frac{R_V}{50 \text{ Ом}} = \frac{R_V}{1974 \text{ Ом}}.$$

Следовательно, чтобы обеспечить коэффициент усиления при преобразовании $G_M = 4$ (6 дБ), потребуется сопротивление потерь $R_V \approx 7,9$ кОм. Отсюда в соответствии с формулой (28.45) оценим отношение емкостей емкостного делителя напряжения: $C_2/C_1 \approx 11,6$. Тем самым достигается предельный коэффициент усиления. Этим способом уже невозможно обеспечить более высокий коэффициент усиления при преобразовании. Причина кроется в зависимости $S = 1/Z_W$, фундаментальной для согласованного балансного смесителя, в котором применена схема с общей базой. В силу этой зависимости крутизна S , квадрат которой входит в выражение для коэффициента усиления при преобразовании, не должна превышать сравнительно малого значения.

Более высокие результаты обеспечивает балансный смеситель с использованием схемы с общим эмиттером (рис. 28.43). Она делает выбор крутизны S свободным и позволяет согласовывать сравнительно высокоомный вход с помощью нагрузочного сопротивления $R_1 \approx Z_W$ независимо от крутизны S . Отказавшись здесь от обратной связи по току, выберем $I_0 = 2$ мА. Тогда $S = S_3 = I_0/U_T \approx 77$ мА/В. При $\beta_3 = 100$ для входного сопротивления транзистора T_3 получаем $r_{BE3} = \beta_3/S_3 \approx 1,3$ кОм, а при $R_1 = 52$ Ом $r_c = (R_1 || r_{BE}) = 50$ Ом. Подставляя в формулу (28.44), при $c_1 = 2/\pi$ получим:

$$G_M = \frac{1}{16} \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 (77 \text{ мА/В})^2 \times 50 \text{ Ом} \times R_V = \frac{R_V}{1330 \text{ Ом}}.$$

Положим, что сопротивление потерь R_V обусловлено выходным сопротивлением транзистора T_3 . Поскольку ток покоя выше, чем у балансного смесителя по схеме с общей базой, исходим из соответственно пониженного значения: $R_V = 7,9 \text{ кОм} \times \times (520 \text{ мкА} / 2 \text{ мА}) \approx 2050 \text{ Ом}$. Тогда коэффициент усиления при преобразовании составит $G_M \approx 15$ (12 дБ). Для емкостного делителя напряжения из выражения (28.45) следует $C_2/C_1 \approx 5,4$.

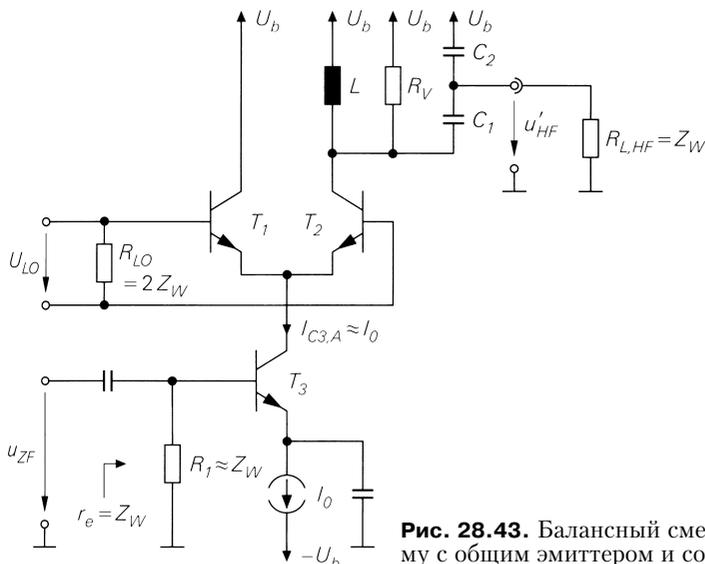


Рис. 28.43. Балансный смеситель, включающий схему с общим эмиттером и согласование

В этом примере коэффициент усиления при преобразовании у балансного смесителя на основе схемы с общим эмиттером оказался приблизительно вчетверо (6 дБ) выше, чем у балансного смесителя по схеме с общей базой. Однако при этом возрос коэффициент шума из-за резистора нагрузки R_1 . По этой причине данный вариант в качестве понижающего смесителя в приемниках не используется.

Практическая реализация

Практическая реализация балансного смесителя со всеми схемными элементами, необходимыми для установки рабочей точки и согласования при $Z_w = 50 \text{ Ом}$, показана на рис. 28.44. Сопротивлениями резисторов R_1 , R_2 и R_3 задаются напряжения U_0 и U_1 для установки рабочей точки. Конденсаторы C_3 и C_6 служат блокировочными емкостями, через резисторы R_4 и R_5 подводят напряжение U_1 к входу дифференциального усилителя и одновременно они служат нагрузкой гетеродина: $R_4 = R_5 = 50 \text{ Ом}$. Последовательная цепочка R_4 и R_5 соответствует резистору $R_{LO} = 2Z_w$ на рис. 28.41 и 28.43. Напряжение гетеродина подается через конденсаторы связи C_4 и C_5 . С помощью резистора R_6 устанавливается ток покоя $I_{C3,A} \approx 520 \text{ мкА}$, необходимый для 50-омного согласования. Обратная связь по току не используется. Напряжение промежуточной частоты подается через конденсатор связи C_7 . Часть схемы со стороны выхода с емкостным делителем напряжения C_1 , C_2 и резонансным сопротивлением R_V заимствована из схемы, показанной на рис. 28.41. Однако конденсатор C_2 связан здесь не с напряжением питания U_b (землей по переменному току), а с землей, благодаря чему выходной

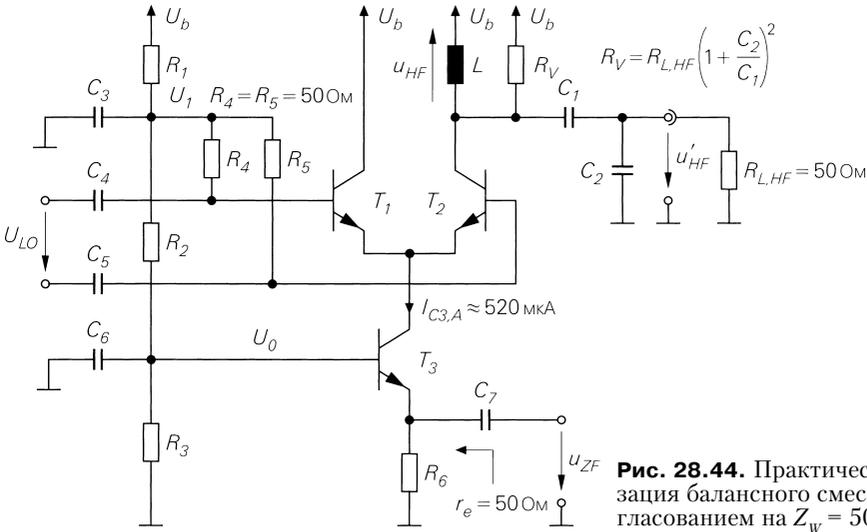


Рис. 28.44. Практическая реализация балансного смесителя с согласованием на $Z_w = 50 \text{ Ом}$

ток промежуточной частоты, который при больших коэффициентах деления напряжения почти целиком течет через C_2 , не проникает в шину питающего напряжения.

Симметричное напряжение гетеродина можно генерировать единственным генератором с дифференциальным выходом. Однако обычно доступно только несимметричное напряжение гетеродина, и тогда имеет смысл воспользоваться дополнительными схемными решениями, показанными на рис. 28.45. На рис. 28.45а напряжение гетеродина подается на один из гетеродинных входов смесителя с нарушением симметрии, тогда как другой вход замыкается на землю по переменному току (C_5 подключен к земле). Однако несимметричность отрицательно сказывается на переходной характеристике смесителя, поэтому на практике чаще используется подача напряжения с помощью симметрирующего трансформатора (см. рис. 28.45б). Он гарантирует выполнение условия $I_1 = I_2$, чем обеспечивает строго дифференциальный режим работы гетеродинных входов смесителя.

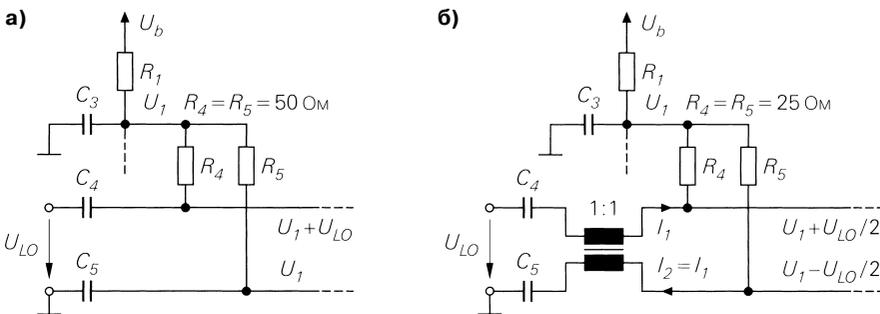


Рис. 28.45. Использование несимметричного напряжения гетеродина: **а** – несимметричное подключение; **б** – симметричное подключение с помощью симметрирующего трансформатора

В интегральных схемах несимметричное напряжение гетеродина превращается в симметричное с помощью дифференциального усилителя с несимметричным входом и симметричным выходом. Подобный дифференциальный усилитель одновременно служит усилителем сигнала гетеродина и гальванически связан с дифференциальным усилителем балансного смесителя. Типовая реализация этого подхода представлена на рис. 28.46. Как правило, индуктивность L и емкости C_1, \dots, C_4 не входят в микросхему и подключаются к ней снаружи. Согласование со стороны гетеродина осуществляется изменением сопротивления резистора $R_B \approx Z_W$. Дифференциальный усилитель T_4, T_5 работает в режиме больших сигналов и превращает синусоидальное напряжение U'_{LO} в почти прямоугольное напряжение гетеродина U_{LO} с амплитудой $I_1 R_C > 5U_T$. Максимальное напряжение U_1 на гетеродинных входах задается резистором R_1 , благодаря чему напряжение на них поочередно принимает значения U_1 и $U_1 - I_1 R_C$.

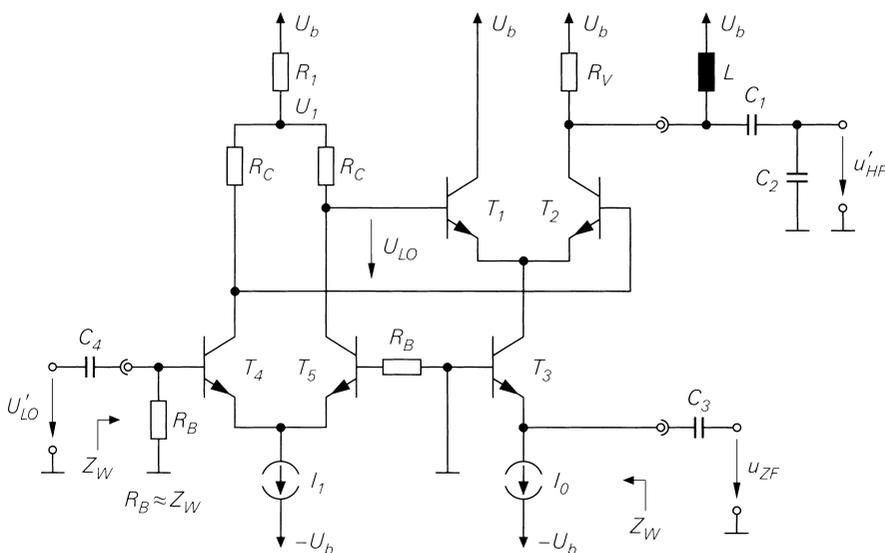


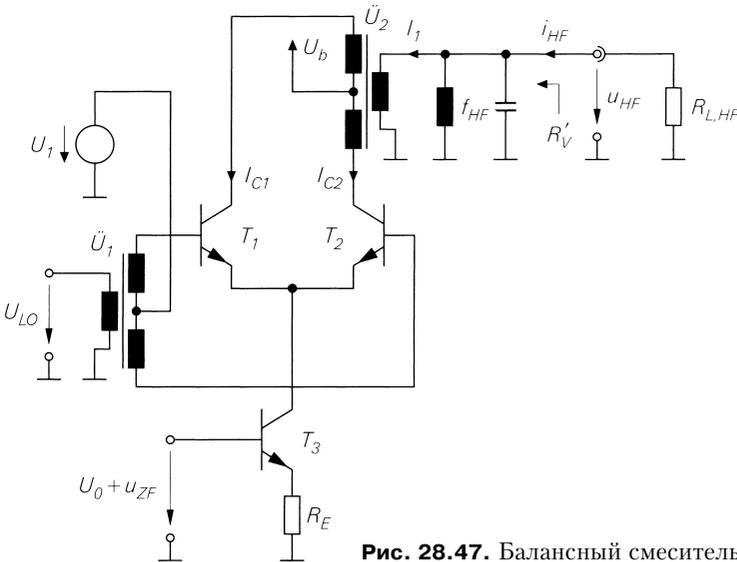
Рис. 28.46. Практическая реализация интегрального балансного смесителя

Балансный смеситель с трансформаторами

Как правило, балансные смесители строятся с трансформаторами. На рис. 28.47 показана типовая реализация такого смесителя с двумя трансформаторами. Гетеродинный трансформатор \tilde{U}_1 служит для симметричной подачи несимметричного напряжения гетеродина. Одновременно он способен обеспечить согласование при условии, что его коэффициент трансформации будет выбран должным образом.

Выходной трансформатор \tilde{U}_2 также выполняется симметричным, что позволяет использовать ток I_{C1} транзистора T_1 . Дальнейшие построения основаны на применении трансформатора с коэффициентом трансформации 1:1:1. В этом случае вторичный ток I_1 равен разности первичных токов:

$$I_1(t) = I_{C2}(t) - I_{C1}(t).$$


Рис. 28.47. Балансный смеситель с трансформаторами

Согласно выражению (28.31) для тока I_{C2} справедливо следующее равенство:

$$I_{C2}(t) = [I_{C3,A} + Su_{ZF}(t)] \left[\frac{1}{2} \left(1 - \text{th} \frac{U_{LO}(t)}{2U_T} \right) \right].$$

Соответственно, для тока I_{C1} имеет место

$$I_{C1}(t) = [I_{C3,A} + Su_{ZF}(t)] \left[\frac{1}{2} \left(1 + \text{th} \frac{U_{LO}(t)}{2U_T} \right) \right].$$

Отсюда для вторичного тока трансформатора находим

$$I_1(t) = [I_{C3,A} + Su_{ZF}(t)] \left[\underbrace{-\text{th} \frac{U_{LO}(t)}{2U_T}}_{s'_{LO}(t)} \right]. \quad (28.46)$$

В этом случае сигнал гетеродина $s'_{LO}(t)$ лишен постоянной составляющей и характеризуется удвоенной амплитудой, как и у балансного смесителя без выходного трансформатора. Применительно к коэффициентам разложения Фурье для $s'_{LO}(t)$ это означает, что коэффициент c_0 равен нулю, а все остальные коэффициенты удвоены. Благодаря этому также удваивается коэффициент усиления при преобразовании A_M пропорциональный коэффициенту c_1 согласно формуле (28.35). Коэффициент усиления при преобразовании G_M в условиях согласования пропорционален квадрату коэффициента c_1 – см. (28.44). Следовательно, он должен возрасти вчетверо. На практике этого обычно не происходит, так как сказывается влияние выходного сопротивления транзистора T_1 , из-за чего убывает сопротивление потерь R_V . В предельном случае сопротивление потерь обусловлено только транзисторами, и тогда указанный коэффициент всего лишь удваивается.

Трансформатор \dot{U}_2 применяется также для согласования со стороны выхода. Для этого коэффициент трансформации \dot{i} выбирают так, чтобы сопротивление потерь на вторичной стороне $R'_V = R_V/\dot{i}^2$ оказалось равным сопротивлению нагрузки $R_{L,HF}$.

Несовершенство балансного смесителя на транзисторах

Существенный недостаток балансного смесителя заключается в том, что дифференциальный усилитель переключает не только переменную составляющую тока $i_{C3} = Su_{ZF}$ но и ток покоя $I_{C3,A}$ преобразователя напряжение–ток. Поэтому в коллекторных токах транзисторов T_1 и T_2 при работе дифференциального усилителя в режиме переключения появляется составляющая прямоугольной формы с амплитудой $I_{C3,A}$ и частотой f_{LO} , существенно превышающая малосигнальную составляющую. В результате в спектре коллекторных токов возникают составляющие на частоте гетеродина и частотах, равных ее нечетным гармоникам, пропорциональные $I_{C3,A}$ (см. рис. 28.40). Особенно вредна составляющая, имеющая частоту гетеродина, которая располагается рядом с высокой частотой и должна подавляться фильтром ВЧ, что сильно повышает требования к последнему.

Этот недостаток затрудняет построение эффективного интегрального балансного смесителя. Для устранения этого эффекта желательно заменить фильтр ВЧ резистором, результирующий выходной сигнал согласовать с волновым сопротивлением Z_W посредством интегрального преобразователя полного сопротивления (а это одна или несколько схем с общим коллектором) и лишь затем подвергнуть сигнал фильтрации. Здесь также мешает прямоугольная составляющая коллекторного тока T_2 . Во избежание перегрузки под действием этой составляющей сопротивление резистора нагрузки должно быть настолько малым, что ни о каком усилении при преобразовании не может быть и речи.

28.4.2

Двойной балансный смеситель (смеситель Гильберта)

Схема двойного балансного смесителя (смесителя Гильберта) представлена на рис. 28.48. Она названа так по имени своего создателя Б. Гильберта. Такому смесителю отдают предпочтение в интегральных схемах, так как он способен функционировать без фильтра, расположенного непосредственно в смесителе. В этом случае подавление паразитных составляющих осуществляется в последующих компонентах устройства. Далее мы рассмотрим повышающий смеситель.

Как показывает сравнение двойного балансного смесителя, схема которого приведена на рис. 28.48, с балансным смесителем на рис. 28.34, смеситель Гильберта состоит из пары балансных смесителей, выходы которых связаны между собой: T_1 , T_2 и T_5 , а также T_3 , T_4 и T_6 . Схемы с общим эмиттером и обратной связью по току (T_5 , T_6), работающие как преобразователь напряжение–ток, подключены к дифференциальному усилителю с обратной связью по току и противофазно управляются напряжением промежуточной частоты u_{ZF} . Благодаря этому точка соединения обоих резисторов цепи обратной связи R_E служит точкой виртуальной земли (земля по переменному току). Ток покоя задается источником тока $2I_0$ благодаря тому, что $I_{C5,A} = I_{C6,A} = I_0$. Напряжение гетеродина U_{LO} , в идеале имеющее прямоугольную форму, противофазно подается на дифференциальный усилитель (T_1 , T_2 и T_3 , T_4), работающий в режиме переключателя. Эту часть схемы называют ячейкой Гильберта. Вместо высокочастотного

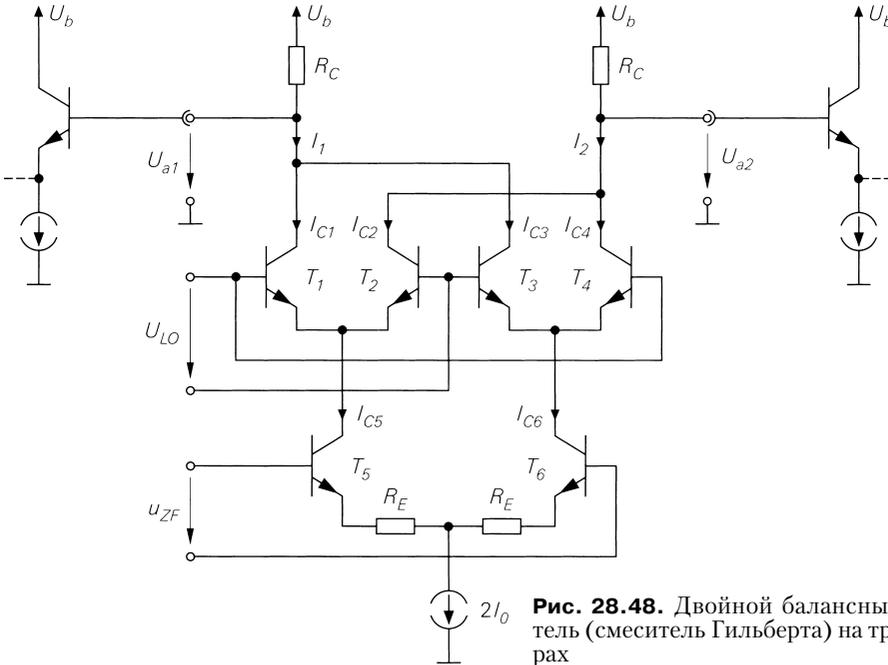


Рис. 28.48. Двойной балансный смеситель (смеситель Гильберта) на транзисторах

фильтра используются два резистора в цепи коллектора R_C , поэтому здесь фильтрация сигнала вообще отсутствует и выходные напряжения наряду с полезной высокочастотной составляющей содержат и другие сигналы, генерируемые при смешивании частот. Как правило, на выходах имеют схемы с общим коллектором в качестве преобразователей полного сопротивления. Только после этого включают фильтр ВЧ, причем в большинстве случаев используется диэлектрический фильтр или фильтры ПАВ.

Двойной балансный смеситель на рис. 28.48 соответствует дифференциальному усилителю с обратной связью по току и коллекторными резисторами, в котором возможно переключение полярности между входами и выходами промежуточной частоты. Как и всякий дифференциальный усилитель, двойной балансный смеситель может эксплуатироваться в несимметричном режиме, если на один из входов ПЧ подать постоянный потенциал, использовать лишь один выход или сочетание обоих выходов. Возможен также несимметричный гетеродинный вход. Однако несимметричный режим отрицательно влияет на переходную характеристику. Поэтому несимметричное напряжение гетеродина уже до смесителя преобразуется в симметричное с помощью симметрирующего трансформатора или несимметричного дифференциального усилителя. Эти способы представлены на рис. 28.45б и 28.46 на примере балансного смесителя с несимметричным напряжением гетеродина. Соответственно, при несимметричном выходе обычно сохраняется коллекторный резистор незадействованного выхода.

Принцип действия двойного балансного смесителя представлен на рис. 28.49. Нетрудно заметить, что каждый из балансных смесителей управляется противофазно относительно другой половиной напряжения промежуточной частоты. Балансный

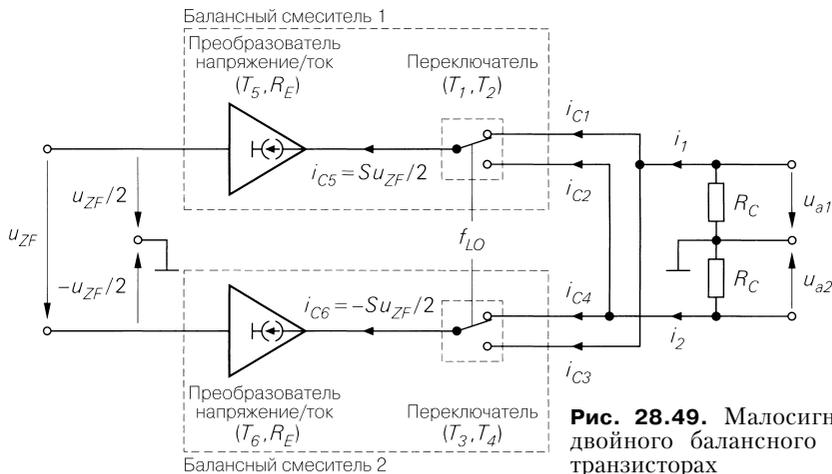


Рис. 28.49. Малосигнальная схема двойного балансного смесителя на транзисторах

Двойной балансный смеситель работает как мультипликативный смеситель с двупольным прямоугольным сигналом, на что указывает сравнение с рис. 28.12.

Расчет переходной характеристики

Расчет выполняется аналогично случаю с балансным смесителем. Для коллекторных токов дифференциального усилителя (T_5, T_6) имеет место

$$I_{C5} = I_0 + \frac{1}{2} Su_{ZF}, \quad I_{C6} = I_0 - \frac{1}{2} Su_{ZF}, \quad (28.47)$$

где крутизна преобразователя напряжение–ток

$$S = \frac{S_5}{1 + S_5 R_E} = \frac{S_6}{1 + S_6 R_E} \stackrel{S_5=S_6=I_0/U_T}{=} = \frac{I_0}{U_T + I_0 R_E}. \quad (28.48)$$

По аналогии с (28.30) для коллекторных токов транзисторов T_1, \dots, T_4 справедливы следующие соотношения:

$$\begin{aligned} I_{C1} &= \frac{I_{C5}}{2} \left(1 + \text{th} \frac{U_{LO}}{2U_T} \right), & I_{C2} &= \frac{I_{C5}}{2} \left(1 - \text{th} \frac{U_{LO}}{2U_T} \right), \\ I_{C3} &= \frac{I_{C6}}{2} \left(1 - \text{th} \frac{U_{LO}}{2U_T} \right), & I_{C4} &= \frac{I_{C6}}{2} \left(1 + \text{th} \frac{U_{LO}}{2U_T} \right). \end{aligned} \quad (28.49)$$

Токи складываются на выходе ячейки Гильберта:

$$I_1 = I_{C1} + I_{C3}, \quad I_2 = I_{C2} + I_{C4}. \quad (28.50)$$

Подставив выражения (28.47) и (28.49) в формулу (28.50), получим временную зависимость токов:

$$\begin{aligned} I_1(t) &= I_0 + \frac{1}{2} Su_{ZF}(t) \text{th} \frac{U_{LO}(t)}{2U_T}, \\ I_2(t) &= I_0 - \frac{1}{2} Su_{ZF}(t) \text{th} \frac{U_{LO}(t)}{2U_T}. \end{aligned} \quad (28.51)$$

Очевидно, что у двойного балансного смесителя переключаются только переменные составляющие, тогда как токи покоя I_0 остаются неизменными, в чем и состоит его преимущество перед простым балансным смесителем, которому свойственна коммутация токов покоя – см. (28.31). Поэтому в дальнейшем можно ограничиться рассмотрением переменных токов:

$$i_1(t) = \underbrace{Su_{ZF}(t)}_{s_{ZF}(t)} \underbrace{\left[\frac{1}{2} \text{th} \frac{U_{LO}(t)}{2U_T} \right]}_{s'_{LO}(t)}, \quad i_2(t) = -i_1(t). \quad (28.52)$$

Видно, что балансный смеситель двойного действия функционирует как мультипликативный смеситель: сигнал промежуточной частоты $s_{ZF}(t)$ умножается на сигнал гетеродина $s'_{LO}(t)$. Последний образуется из напряжения $U_{LO}(t)$ с учетом переходной характеристики. Эти зависимости поясняет рис. 28.50.

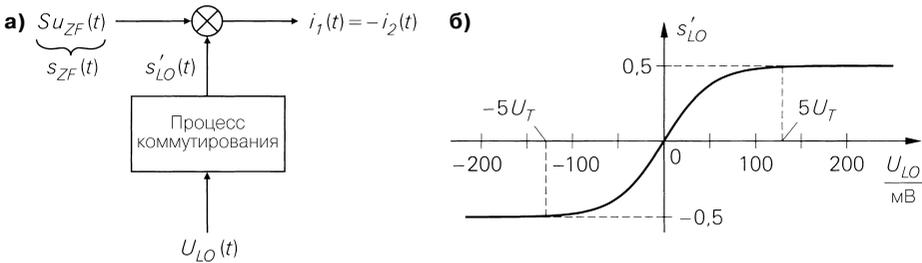


Рис. 28.50. Представление двойного балансного смесителя как мультипликативного смесителя с учетом передаточной характеристики: **а** – модель двойного балансного смесителя; **б** – коммутационная характеристика

Мы уже демонстрировали связь между напряжением гетеродина $U_{LO}(t)$ прямоугольной или синусоидальной формы и сигналом гетеродина $s'_{LO}(t)$ в балансных смесителях. В двойном балансном смесителе отпадает постоянная составляющая в $s'_{LO}(t)$, так как характеристика коммутации симметрична относительно начала координат. Для преобразования характеристики балансного смесителя, представленной на рис. 28.37б, в характеристику двойного балансного смесителя (см. рис. 28.50б) наряду с вертикальным смещением на $1/2$ необходимо зеркально отобразить ось U_{LO} . Причина этого состоит в том, что в случае двойного балансного смесителя рассматривается ток I_1 со стороны транзистора T_1 , а у балансного смесителя ток I_{C2} со стороны транзистора T_2 .

По этой причине коэффициент c_0 разложения $s'_{LO}(t)$ в ряд Фурье обращается в нуль. В результате, из выражения (28.32) следует:

$$s'_{LO}(t) = c_1 \cos \omega_{LO} t + c_3 \cos 3\omega_{LO} t + c_5 \cos 5\omega_{LO} t + \dots \quad (28.53)$$

Коэффициенты c_1, c_3, \dots имеют те же значения, что и у балансного смесителя.

В литературе часто встречается высказывание о том, что коэффициенты c_1, c_3, \dots у двойного балансного смесителя вдвое больше, чем у обычного балансного смесителя. В этом случае множитель $1/2$ в формуле (28.52) рассматривается не как часть $s'_{LO}(t)$, а как нечто обособленное. Хотя при этом коэффициенты действительно удваиваются, это удвоение исчезает при дальнейших выкладках отдельно присутствующим

щим множителем $1/2$. В связи с этим необходимо точно знать, каково определение крутизны S и снимается ли выходной сигнал симметричным или асимметричным способом.

Согласно формуле (28.33) для прямоугольного напряжения гетеродина с амплитудой \hat{u}_{LO} имеют место следующие выражения:

$$c_1 = \frac{2}{\delta} \operatorname{th} \frac{\hat{u}_{LO}}{2U_T}, \quad c_3 = -\frac{2}{3\delta} \operatorname{th} \frac{\hat{u}_{LO}}{2U_T}, \dots$$

Коэффициенты c_1 и $|c_3|$ для прямоугольного и синусоидального напряжений гетеродина представлены на рис. 28.39.

Малосигнальная характеристика

Теперь можно рассчитать переменные выходные напряжения

$$u_{a1}(t) = -R_C i_1(t), \quad u_{a2}(t) = -R_C i_2(t) = -u_{a1}(t)$$

при синусоидальном напряжении промежуточной частоты

$$u_{ZF}(t) = \hat{u}_{ZF} \cos \omega_{ZF} t.$$

Подставляя переменные токи из выражения (28.52) и разложение в ряд Фурье из (28.53), получим:

$$\begin{aligned} u_{a1}(t) &= -SR_C \hat{u}_{ZF} \cos \omega_{ZF} t [c_1 \cos \omega_{LO} t + c_3 \cos 3\omega_{LO} t + \dots] = \\ &= -\frac{c_1}{2} SR_C \hat{u}_{ZF} [\cos(\omega_{LO} + \omega_{ZF})t + \cos(\omega_{LO} - \omega_{ZF})t] - \\ &\quad - \frac{c_3}{2} SR_C \hat{u}_{ZF} [\cos(3\omega_{LO} + \omega_{ZF})t + \cos(3\omega_{LO} - \omega_{ZF})t] - \dots \end{aligned}$$

с высокочастотной составляющей

$$u_{HF}(t) = u_{a1}(t) \Big|_{f_{HF}=f_{LO}+f_{ZF}} = -\frac{c_1}{2} SR_C \hat{u}_{ZF} \cos \omega_{HF} t. \quad (28.54)$$

Соответствующий спектр модуля амплитуды представлен на рис. 28.51. Он аналогичен спектру модуля мультипликативного смесителя при двуполярном прямоугольном сигнале (см. рис. 28.13в). Как показывает сравнение с рис. 28.40, здесь исчезли паразитные составляющие на частоте гетеродина f_{LO} и частотах ее гармоник, обусловленные переключением тока покоя в балансном смесителе.

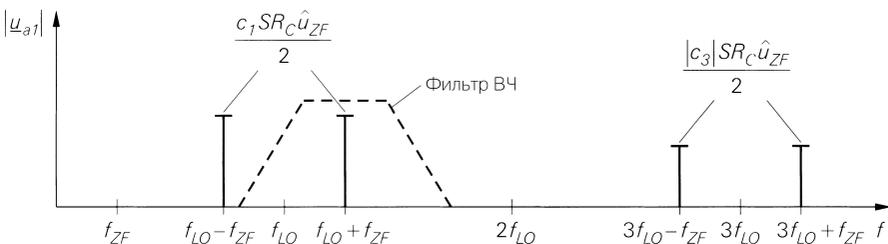


Рис. 28.51. Спектр модуля выходного напряжения $u_{a1}(t)$ при синусоидальном напряжении промежуточной частоты

Максимальное значение выходного напряжения $u_{a1}(t)$ составляет

$$u_{a1,max} = \max |u_{a1}(t)| = \frac{1}{2} SR_C \hat{u}_{ZF}$$

и при идеальной коммутации ($c_1 = 2/\pi$) только в $1/c_1 = 2/\pi \approx 1,57$ раз (на 4 дБ) превышает амплитуду высокочастотной составляющей в формуле (28.54). Поэтому без особого ущерба для динамического диапазона можно сначала продолжить обработку всего выходного напряжения и лишь позднее отфильтровать составляющую ВЧ. Требования к фильтру ВЧ не столь жесткие, как в случае балансного смесителя, поскольку отсутствует составляющая на частоте гетеродина. В связи с этим мы рекомендуем читателям сравнить рис. 28.51 и 28.40.

Усиление при преобразовании

Исходя из формулы (28.54), для вектора напряжения находим:

$$\underline{u}_{HF} = -\frac{c_1}{2} SR_C \underline{u}_{ZF}. \quad (28.55)$$

Отсюда получим выражение для коэффициента усиления при преобразовании:

$$A_M = \frac{\underline{u}_{HF}}{\underline{u}_{ZF}} = -\frac{c_1}{2} SR_C \stackrel{(28.48)}{=} -\frac{c_1}{2} \frac{S_5 R_C}{1 + S_5 R_E}. \quad (28.56)$$

В этой оценке учитывается только высокочастотная составляющая выходного напряжения $u_{a1}(t)$, и поэтому формально она соответствует коэффициенту дифференциального усиления A_D дифференциального усилителя. Однако в большинстве случаев используется разностное выходное напряжение $u_a(t) = u_{a1}(t) - u_{a2}(t)$, и тогда коэффициент усиления при преобразовании увеличивается вдвое:

$$A_{M,diff} = 2A_M = -c_1 SR_C \quad (28.57)$$

В дальнейшем будем называть A_M односторонним коэффициентом усиления при преобразовании, а $A_{M,diff}$ – разностным коэффициентом усиления при преобразовании.

Односторонний коэффициент усиления при преобразовании A_M двойного балансного смесителя соответствует коэффициенту усиления при преобразовании балансного смесителя в (28.35), если принять $R_C = R_{L,HF}$, то есть равные сопротивления нагрузки для составляющей ВЧ. Типовые значения лежат в области $|A_M| \approx 2...10$ (от 6 до 20 дБ).

Ширина полосы пропускания

Относительно полосы частот справедливы те же соображения, что и в случае балансного смесителя. Однако в двойном балансном смесителе с резисторами в цепи коллектора и последующими преобразователями полного сопротивления отсутствует возможность компенсации выходных емкостей транзисторов T_1, \dots, T_4 . Вместе с коллекторными резисторами они образуют фильтры НЧ, ограничивая ширину полосы со стороны выхода. Это особенно заметно у повышающих смесителей с выходным сигналом повышенной частоты f_{HF} , но не столь важно для понижающих смесителей с их гораздо более низкой выходной промежуточной частотой f_{ZF} . Для улучшения ситуации повышают крутизну S и, соответственно, понижают сопротивления резисторов R_C , однако это увеличивает потребление тока.

Вместо этого можно воспользоваться индуктивностями для компенсации емкостей. На рис. 28.52 показаны два варианта такого подхода. Оба приводят к появлению выходных параллельных колебательных контуров, которые согласуются по высокой частоте в повышающих смесителях и по своим функциям соответствуют высокочастотному фильтру балансного смесителя. В интегральных схемах этот метод представляет интерес главным образом там, где индуктивности настолько миниатюрны, что поддаются интегрированию в схему или реализуются с помощью проволочек для контактных соединений. В противном случае приходится применять внешние катушки индуктивности.

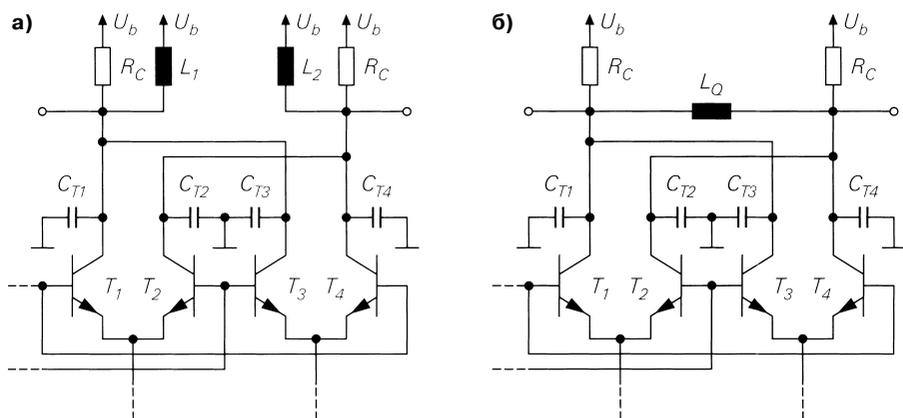


Рис. 28.52. Компенсация выходных емкостей транзисторов T_1, \dots, T_4 путем резонансной настройки с помощью индуктивностей: **а** – с парой индуктивностей, подключенных к U_b ; **б** – с поперечной индуктивностью

Двойной балансный смеситель в интегральных схемах

Двойной балансный смеситель в интегральных схемах часто реализуют в сочетании с другими усилителями. Типичный пример приведен на рис. 28.53.

В этом случае согласование с волновым сопротивлением внешней линии передачи требуется только на входах и выходах микросхемы, а сам смеситель функционирует без согласования. Преобразование несимметричных внешних напряжений в симметричные для смесителя осуществляется посредством трех дифференциальных усилителей, работающих в несимметричном режиме. Поскольку входные и выходные усилители должны рассчитываться на определенный интервал частот, подобные интегральные схемы чаще всего применимы лишь в узком частотном диапазоне. Однако это не касается усилителя сигнала гетеродина, который может быть построен как широкополосный усилитель–ограничитель. Пример использования схем с общей базой для согласования на входах представлен на рис. 28.54.

Смеситель в интегральной схеме описывается коэффициентом усиления при преобразовании и полными входными и выходными сопротивлениями на трех парах выводов. Поскольку речь идет о режиме работы без согласования, нет смысла указывать коэффициент усиления мощности.

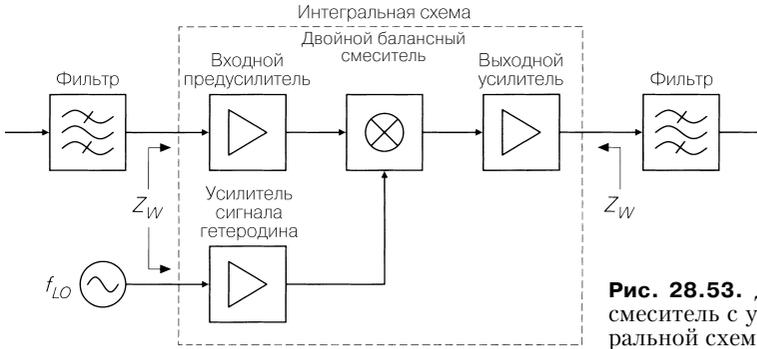


Рис. 28.53. Двойной балансный смеситель с усилителями в интегральной схеме

Согласование

Для универсальных применений используются интегральные двойные балансные смесители без входных и выходных усилителей. В этом случае необходимо согласование входов и выходов смесителя по волновому сопротивлению, для чего используются те же методы, что и в случае балансного смесителя. Ряд примеров согласования по входу приведен на рис. 28.55. Подобно балансному смесителю, здесь предпочитают применять схемы с общей базой, а не с общим эмиттером. Если требуется несимметричный вход, используется симметрирующий трансформатор. Вместо этого можно воспользоваться согласующими четырехполюсниками (см. раздел 26.3.1). При симметричном входе применяют два несимметричных четырехполюсника или один симметричный. Это иллюстрирует рис. 28.56 на примере восходящего преобразования от $r_e < Z_w$ к Z_w с помощью четырехполюсника, изображенного на рис. 26.226.

Согласующие четырехполюсники из раздела 26.3.1 применяются и для согласования по выходу. Это показано на рис. 28.57 на примере восходящего преобразования с использованием согласующего четырехполюсника, приведенного на рис. 26.236. В случае понижающих или повышающих смесителей с пониженной высокой частотой полное выходное сопротивление транзисторов T_1, \dots, T_4 на выходной частоте очень велико. В таких условиях резисторы в цепях коллекторов должны поддерживать ограничение амплитуд напряжений на коллекторах транзисторов и вместе с тем обеспечить получение разумного коэффициента трансформации R_c/Z_w . Такой случай с использованием симметричного согласующего четырехполюсника представлен на рис. 28.57а. У повышающих смесителей с повышенной высокой частотой полное выходное сопротивление транзисторов обычно настолько низкое, что надобность в коллекторных резисторах отпадает. В этом случае для согласования достаточно воспользоваться парой несимметричных согласующих четырехполюсников согласно рис. 28.57б, так как теперь через катушки индуктивности можно подавать питающее напряжение.

Для перехода от несимметричных источников сигнала и нагрузок к симметричным входам и выходам двойного балансного смесителя используются симметрирующие трансформаторы, а также трансформаторы с коэффициентами трансформации 1:1:n и n:1, что позволяет добиваться полного или частичного согласования соответствующим выбором коэффициентов трансформации (отношения числа витков в обмотках). Пример с тремя трансформаторами приведен на рис. 28.58. Полная входная проводимость транзисторов по своей природе емкостно-омическая. Следовательно, такой

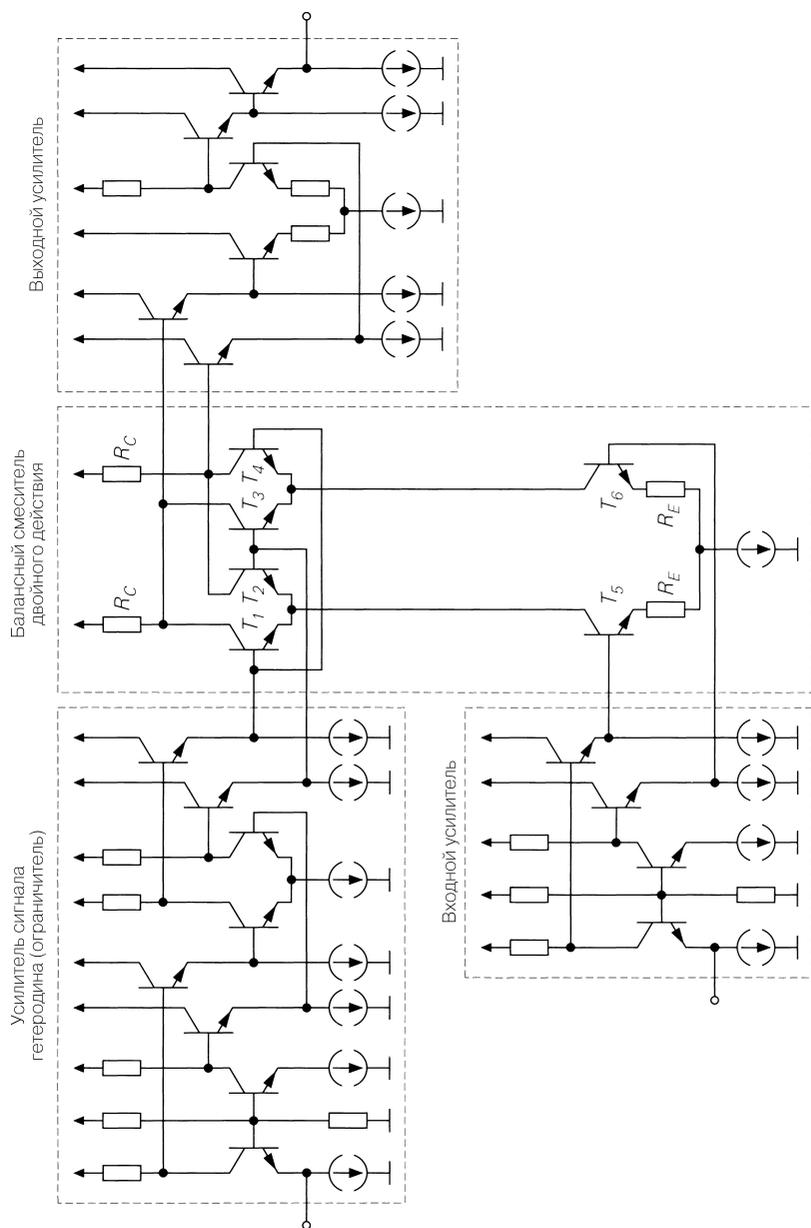


Рис. 28.54. Пример двойного балансного смесителя с усилителями в интегральной схеме

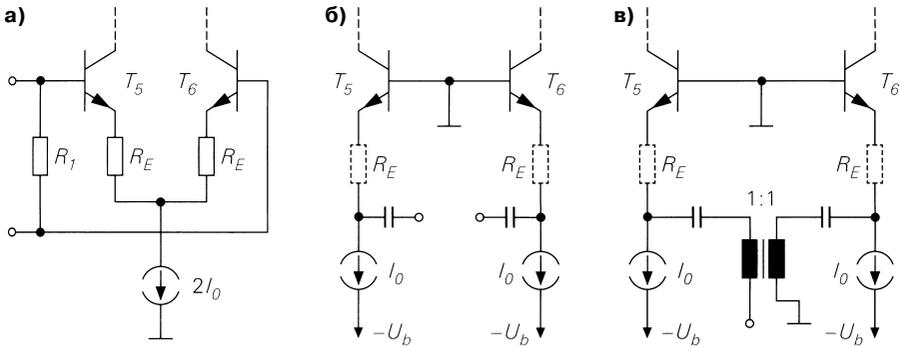


Рис. 28.55. Примеры согласования со стороны входа двойного балансного смесителя: **а** – схема с общим эмиттером и нагрузочным резистором; **б** – схема с общей базой; **в** – схема с общей базой и симметрирующим трансформатором

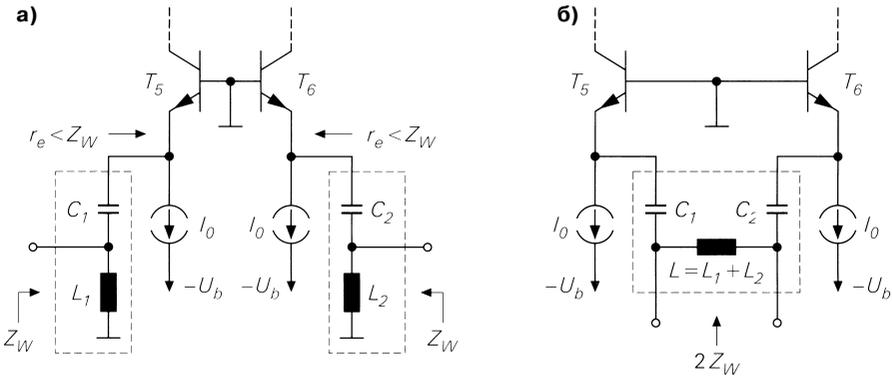


Рис. 28.56. Согласование входа двойного балансного смесителя с помощью согласующего четырехполюсника: **а** – два несимметричных согласующих четырехполюсника; **б** – симметричный согласующий четырехполюсник

же является и полная проводимость с первичной стороны трансформаторов \ddot{U}_1 и \ddot{U}_2 . По этой причине для согласования с волновым сопротивлением необходимо дополнительно компенсировать емкостную составляющую. Простейший способ состоит в использовании резонансной настройки с помощью катушек индуктивности L_1 и L_2 . Полная выходная проводимость трансформатора \ddot{U}_3 также содержит емкостную составляющую, но здесь она может рассматриваться как компонент высокочастотного фильтра.

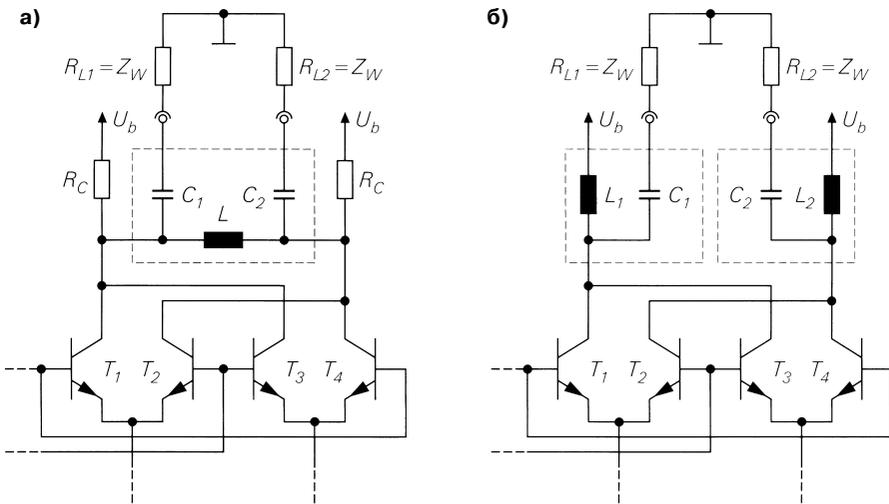


Рис. 28. 57. Согласование двойного балансного смесителя со стороны выхода: **а** – с коллекторными резисторами; **б** – без коллекторных резисторов

Коэффициент усиления при преобразовании

Для расчета усиления при преобразовании в случае двустороннего согласования сопротивления коллекторных резисторов R_C и выходные сопротивления транзисторов T_1, \dots, T_4 сводим к двум сопротивлениям потерь R_V . Благодаря согласующим четырехполосникам сопротивления нагрузки $R_{L1} = R_{L2} = Z_W$ преобразуются в пару сопротивлений R_p , включенных параллельно сопротивлениям потерь. В случае согласования имеет место $R_V = R_p$. Рис. 28.59 показывает, как происходит преобразование на одном из двух выходов. Таким образом, на каждом из них действуют те же соотношения, что и в балансном смесителе (см. рис. 28.42). Согласно формуле (28.40) для усиления при преобразовании справедливо следующее соотношение:

$$G_M = \frac{A^2 Z_W}{r_a} \stackrel{r_a=R_V}{=} \frac{A^2 Z_W}{R_V}, \tag{28.58}$$

где Z_W – входное сопротивление одного входа и R_V – преобразованное сопротивление нагрузки на одном выходе. Поэтому в качестве коэффициента усиления в режиме холостого хода A следует подставлять аналогичный коэффициент усиления от одного входа к одному выходу, иначе говоря, дифференциальный коэффициент усиления в режиме холостого хода. Последний следует из дифференциального коэффициента усиления при преобразовании $A_{M,diff}$ при замене R_V на R_C :

$$A = A_{M,diff} \Big|_{R_C=R_V} \stackrel{(28.57)}{=} -c_1 S R_V.$$

Подставив в (28.58), получим коэффициент усиления при преобразовании для двойного балансного смесителя при двустороннем согласовании:

$$G_M = \frac{1}{4} c_1^2 S^2 Z_W R_V. \tag{28.59}$$

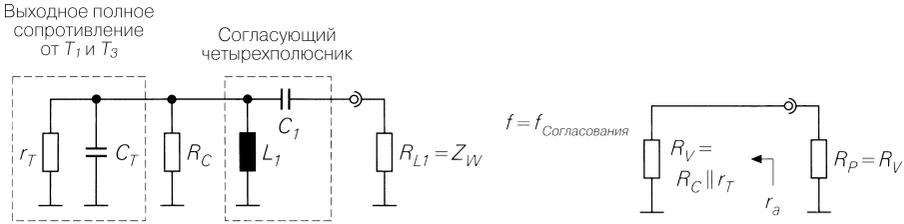


Рис. 28.59. Малосигнальная эквивалентная схема для преобразования сопротивления нагрузки на одном из двух выходов

Сравнение с коэффициентом усиления при преобразовании для балансного смесителя в выражении (28.44) показывает, что эта характеристика вчетверо выше у двойного балансного смесителя при равных сопротивлениях потерь R_V . Однако случай равных сопротивлений потерь реализуется только на низких частотах, когда выходные сопротивления транзисторов пренебрежимо малы, а сопротивления потерь соответствуют сопротивлениям коллекторных резисторов. В этом случае благодаря своему дифференциальному выходу двойной балансный смеситель развивает вдвое большее напряжение и отдает вчетверо большую мощность. Напротив, на высоких частотах преобладают выходные сопротивления транзисторов. Поскольку в двойном балансном смесителе на каждом выходе параллельно включено по два транзистора, сопротивления потерь в этом случае вдвое ниже, чем у балансного смесителя на рис. 28.42. В такой ситуации коэффициент усиления при преобразовании у двойного балансного смесителя лишь вдвое выше, чем у обычного балансного смесителя.

Синфазно-квадратурный смеситель с двойным балансным смесителем

Двойной балансный смеситель особенно хорошо подходит для реализации синфазно-квадратурного смесителя в цифровых модуляторах и демодуляторах. При этом используется по два смесителя. На рис. 28.60 показаны структурные схемы для обоих вариантов смесителей, заимствованные из рис. 24.60 и 24.61.

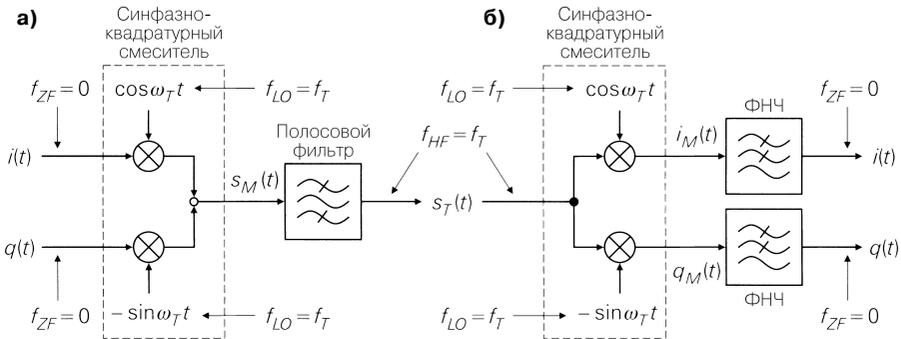


Рис. 28.60. Синфазно-квадратурные смесители: **а** – с цифровым модулятором (повышающий синфазно-квадратурный смеситель); **б** – с цифровым детектором (понижающий синфазно-квадратурный смеситель)

В синфазно-квадратурном смесителе высокая частота и частота гетеродина обоих смесителей равны несущей частоте f_T , несущего сигнала $s_T(t)$: $f_{HF} = f_{LO} = f_T$. Квадратурные составляющие $i(t)$ и $q(t)$ являются сигналами основной полосы с нулевой несущей частотой: $f_{ZF} = 0$. В этом случае зеркальная частота вообще отсутствует, так как в силу $f_{ZF} = 0$ высокая и зеркальная частоты совпадают: $f_{HF} = f_{LO} \pm f_{ZF} = f_{LO} \mp f_{ZF} = f_{HF,sp}$. Синфазно-квадратурный смеситель функционирует правильно только тогда, когда коэффициент усиления при преобразовании обоих смесителей равны между собой, а фазовый сдвиг между двумя сигналами гетеродинов составляет 90° . Эти требования соблюдаются без коррекции, если оба смесителя вместе с компонентами для генерации сигнала гетеродина реализуются в виде одной микросхемы. Здесь применяются исключительно двойные балансные смесители по типу, представленному на рис. 28.48, поскольку такому смесителю не нужен «свой» фильтр. Поэтому он изготавливается без внешних компонентов.

В повышающем синфазно-квадратурном смесителе по схеме, приведенной на рис. 28.60б, используется пара двойных балансных смесителей. Они связаны по входам, но выходные сигналы в дальнейшем обрабатываются отдельно. В повышающем синфазно-квадратурном смесителе, собранном по схеме на рис. 28.60а, должны складываться выходные сигналы пары двойных балансных смесителей. Сложение реализуется без дополнительных схемных затрат, если складывать не выходные напряжения, а выходные токи и применить общие коллекторные резисторы в соответствии с рис. 28.61. При этом каждое из двух выходных напряжений или выходных дифференциальных

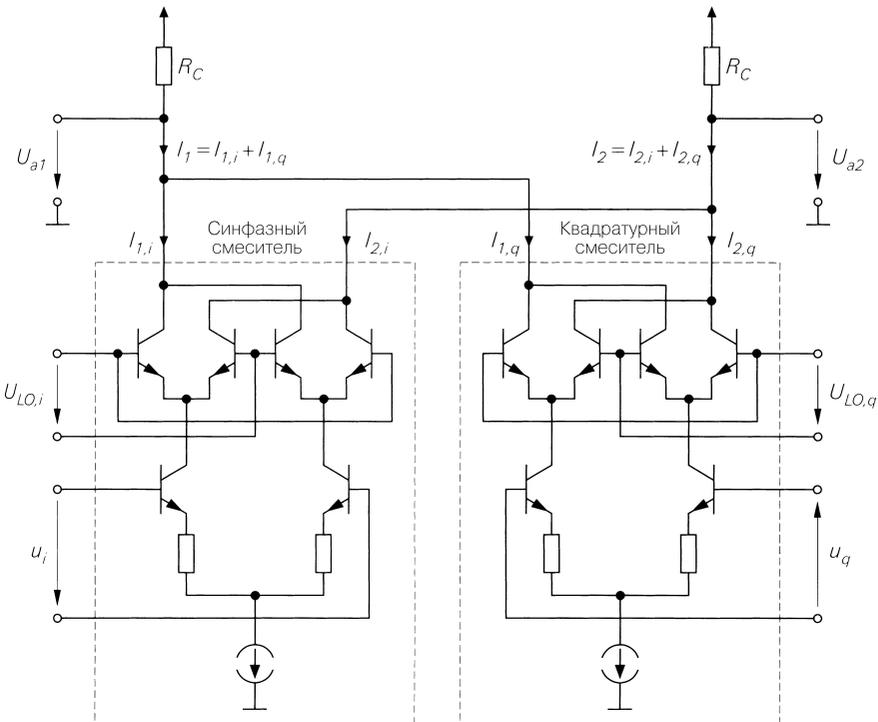


Рис. 28.61. Повышающий синфазно-квадратурный смеситель с двумя двойными балансными смесителями и сложением токов

напряжений можно рассматривать как выходной сигнал $s_M(t)$ повышающего синфазно-квадратурного смесителя.

Литература

- [28.1] Meinke, Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. 5.Auflage. Berlin: Springer, 1992.
- [28.2] SMD-Mischer. Datenblätter der Firma Mini-Circuits.

Глава 29

Приложения

29.1

Введение в программу PSpice

29.1.1

Общие сведения

PSpice представляет собой программный продукт фирмы MicroSim семейства Spice (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), предназначенный для компьютерного моделирования аналоговых, цифровых и цифро-аналоговых схем. Программа Spice была разработана в 1970 г. в университете Беркли (Калифорния) и ныне доступна для применения без лицензирования в версии 3F4. На основе Spice общего доступа созданы программы, оснащенные специальными дополнениями и модулями для графического ввода схем, отображения результатов и управления процессом проектирования. Самыми распространенными разновидностями являются PSpice и HSpice. Последняя поддерживается фирмой Metasoft и предназначена для высокопроизводительных рабочих станций или больших ЭВМ для разработки интегральных микросхем со многими тысячами транзисторов. Также HSpice входит во многие пакеты проектирования ИС в качестве средства моделирования. PSpice отличает приемлемая стоимость и удобство применения на ПК в среде Windows при разработке небольших и средних схем. Имеется демонстрационная версия PSpice для Windows Version 8.

29.1.2

Программы и данные

Spice

Все программы моделирования семейства Spice работают с таблицами соединений. Такая таблица представляет собой описание схемы, составленное с помощью текстового процессора, в котором наряду со схемными элементами и сведениями о топологии схемы содержатся инструкции по моделированию и ссылки на библиотеки моделей. Ход моделирования вместе с необходимыми программами и данными показан на рис. 29.1.1:

1. Таблица соединений моделируемой схемы составляется с помощью текстового процессора и сохраняется в файле схемы <имя>.CIR (CIRcuit);
2. Программа моделирования (PSpice или 3F4) читает схему и выполняет моделирование в соответствии с инструкциями, по мере надобности обращаясь к библиотекам схемных элементов <xxx>.LIB (LIBrary);

3. Результаты моделирования и сообщения (об ошибках) сохраняются в выходном файле <имя>.OUT (OUTput) и могут быть просмотрены и распечатаны с помощью текстового процессора.

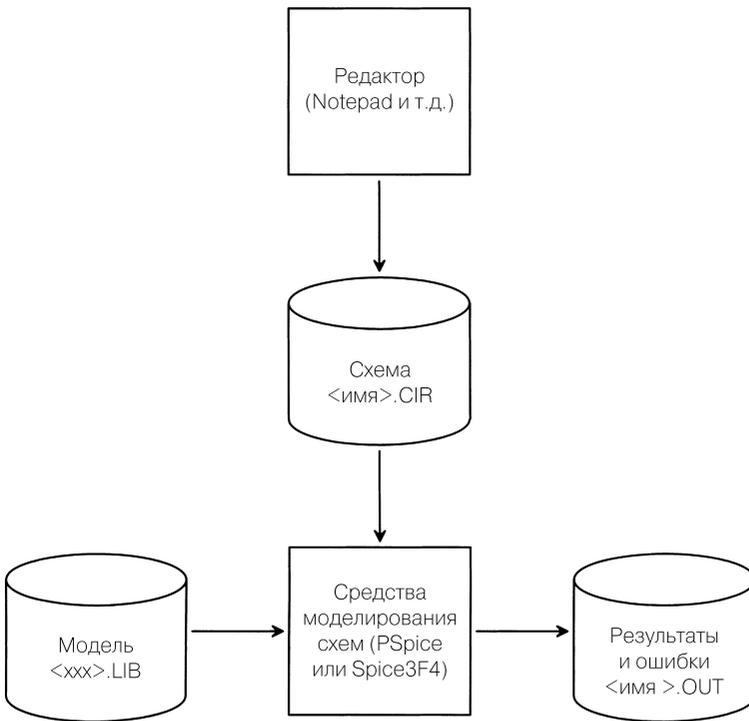


Рис. 29.1.1. Программы и данные Spice

PSpice

Кроме моделирующей программы PSpice пакет PSpice содержит графический ввод схемы (Schematics) и программу для графического представления результатов моделирования (Probe). Ход моделирования вместе с задействованными программами и данными показан на рис. 29.1.2:

1. С помощью программы Schematics вводится схема моделируемого устройства, которая сохраняется в файле <имя>.SCH (SCHematic), причем схемные символы заимствуются из библиотек символов <xxx>.SLB (Schematic LiBrary).
2. В программе Schematics при запуске моделирования (**Analysis** ⇒ **Simulate**) или составлении таблицы соединений (**Analysis** ⇒ **Create Netlist**) создается файл схемы <имя>.CIR. При этом таблица соединений сохраняется в файле <имя>.NET и связывается с инструкцией Include. Также создается файл <имя>.ALS. Он хранит список псевдонимов и для пользователя не имеет никакого значения.
3. При обращении к моделированию (**Analysis** ⇒ **Simulate**) PSpice запускается в программе Schematics. В альтернативном варианте PSpice запускается вручную, а файл с данными схемы открывается функциями **File** ⇒ **Open**. В процессе моделирования используются модели из библиотеки компонентов <xxx>.LIB.

4. Результаты моделирования, пригодные для графического отображения, сохраняются в файле <имя>.DAT. Неграфические материалы сохраняются в файле <имя>.OUT и просматриваются с помощью текстового процессора.
5. Программа Probe позволяет представлять результаты моделирования в графическом виде, причем имеется возможность непосредственно представлять отдельные сигналы либо вести вычисления с одним или несколькими сигналами. Команды, необходимые для построения графических изображений, сохраняются в файле <имя>.PRB или вызываются из него с помощью функции **Options** ⇒ **Display Control**. Если моделирование в программе Schematics запускается функцией (**Analysis** ⇒ **Simulate**), программа Probe стартует автоматически по окончании моделирования, и также автоматически загружается файл данных <имя>.DAT. При ручном запуске этот файл надо выбирать с помощью функции **File** ⇒ **Open**.

PSpice позволяет работать непосредственно с таблицами соединений, если отказаться от ввода схемы в графическом виде, а файл схемы <имя>.CIR подготовить в текстовом процессоре. В сравнении с Spice здесь еще сохраняется возможность воспользоваться преимуществами графического представления результатов моделирования посредством программы Probe. Такой метод часто применяется в случае новой модели, так как ошибки, выявленные при тестировании, скорее будут устранены опытным пользователем из файла с данными схемы, нежели при вводе схемы в графическом виде.

29.1.3

Пример моделирования

Ввод схемы и процедуру моделирования рассмотрим на примере малосигнального усилителя со связью по переменному напряжению. Соответствующая схема представлена на рис. 29.1.3.

Ввод схемы

Для ввода схемы запустим программу Schematics. Окно программы представлено на рис. 29.1.4. В строке меню, начиная слева, следуют операции с файлами: **New**, **Open**, **Save** и **Print**; операции редактирования: **Cut**, **Copy**, **Paste**, **Undo** и **Redo**; и графические операции: **Redraw**, **Zoom In**, **Zoom Out**, **Zoom Area** и **Zoom to Fit Page**.

Монтажная схема вводится поэтапно:

- ввод схемных элементов;
- их конфигурирование;
- прокладка соединительных линий.

Для этого пользуются инструментами, представленными в табл. 29.1.

Таблица 29.1.1. Инструменты для ввода монтажной схемы

Этап	Инструмент	Действие
1	 Get New Port	Ввод нового схемного элемента
2	 Edit Attributes	Конфигурирование схемного элемента
3	 Draw Wire	Ввод соединительного проводника
4	 Setup Analysis	Ввод инструкций моделирования
5	 Simulate	Запуск моделирования

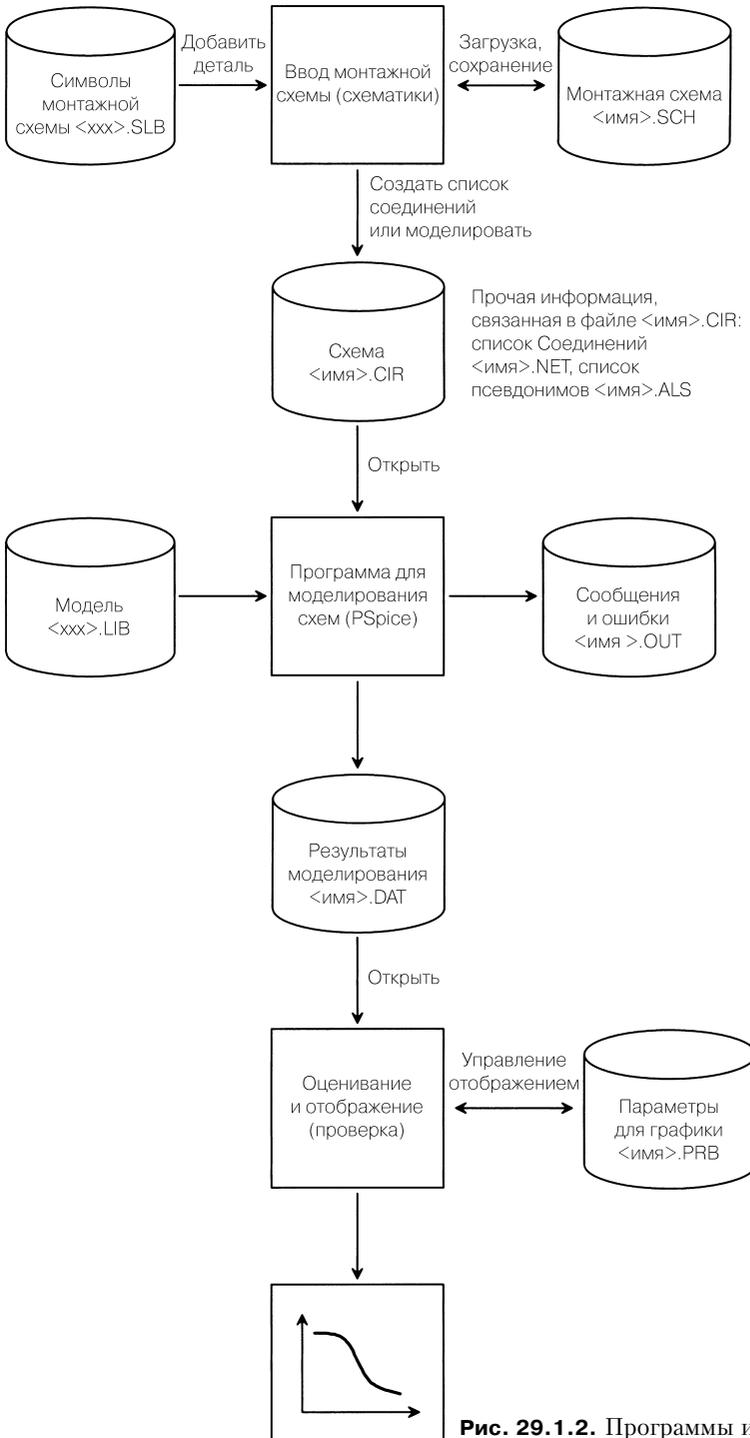


Рис. 29.1.2. Программы и файлы PSpice

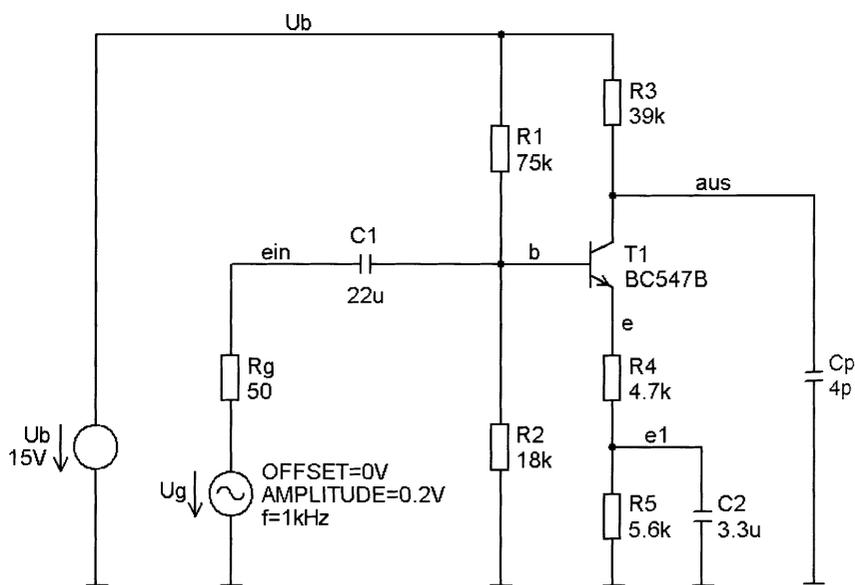


Рис. 29.1.3. Пример схемы соединений

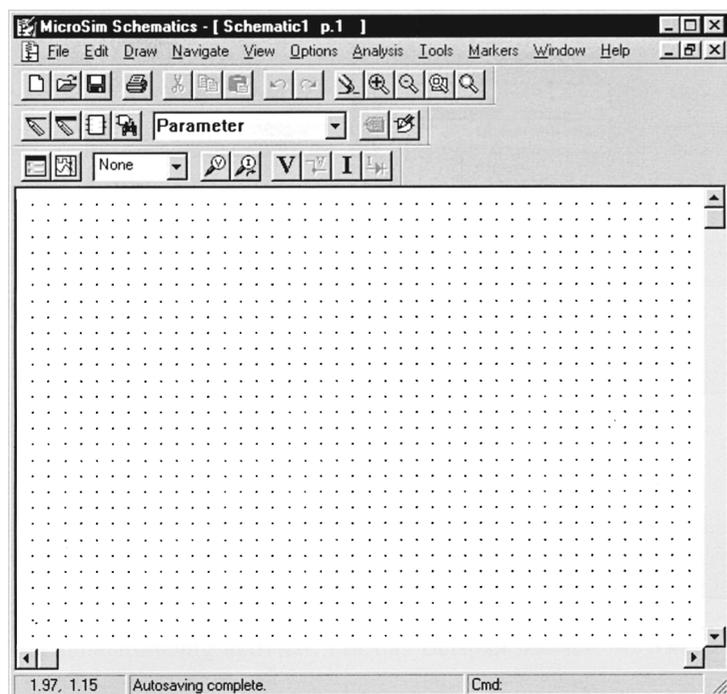


Рис. 29.1.4. Окно программы Schematics

Ввод схемных элементов. С помощью инструмента **Get New Part** раскрывается диалоговое окно **Part Browser Advanced**, а функцией **Advanced – Part Browser Advanced** (рис. 29.1.5). Если известно название схемного элемента, оно вводится в поле **Part Name**. Элемент появляется в окне просмотра и может быть вызван командами **Place** или **Place & Close**. Если название неизвестно, следует просмотреть список элементов. Команда **Libraries** вызывает диалоговое окно, в котором отображаются схемные элементы из состава той или иной библиотеки. Необходимо выбрать нужный элемент и нажать на **Ok**, после чего он появится в окне просмотра.

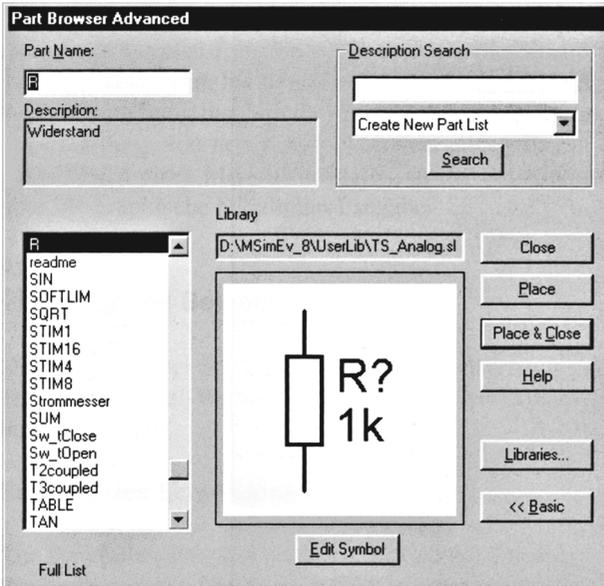


Рис. 29.1.5. Диалоговое окно **Get New Part**

Вслед за командой **Place** или **Place & Close** элемент вставляется в схему при помощи левой кнопки мыши. Перед вставкой элемент можно повернуть и получить его зеркальное отображение. Для этого нужно воспользоваться командами **Strg-R** и **STRG-F** соответственно. Режим вставки сохраняется вплоть до нажатия правой кнопки мыши или клавиши **Esc**.

Названия важнейших пассивных и активных схемных элементов приведены в табл. 29.1.2.

Конфигурирование схемных элементов. После ввода большинство схемных элементов нуждается в конфигурировании. У резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности под этим понимается присвоение конкретных значений, у источников тока и напряжения – задание формы сигнала с соответствующими параметрами (амплитуда, частота и т.д.), а в случае управляемых источников – задание коэффициента пропорциональности. Полупроводниковые схемные элементы, то есть транзисторы и интегральные микросхемы, не нуждаются в конфигурировании, так как для них имеется ссылка на образец в библиотеке моделей, где приводятся все данные.

Чтобы изменить номинал пассивного схемного элемента, достаточно дважды щелкнуть мышью на его значении, и появится диалоговое окно **Set Attribute Value** для ввода нового значения (рис. 29.1.6).

Название	Схемный элемент	Библиотека
R	Резистор	TS_ANALOG.SLB
C	Конденсатор	
L	Катушка индуктивности	
K_Linear	Индуктивная связь	
E	Источник напряжения, управляемый напряжением	
F	Источник тока, управляемый током	
G	Источник тока, управляемый напряжением	
H	Источник напряжения, управляемый током	
XERM_LINEAR	Идеальный трансформатор	
V	Общий источник напряжения	
VDC	Источник постоянного напряжения	
VPULSE	Источник импульсного напряжения	
U-Rechteck	Источник прямоугольного напряжения	
VSIN	Источник синусоидального напряжения	
I	Общий источник тока	
IDC	Источник постоянного тока	
GND	Земля	
1N4148	Маломощный диод 1N4148 (100 мА)	TS_BIPOLAR.SLB
1N4001	Выпрямительный диод 1N4001 (1 А)	
BAS40	Маломощный диод Шоттки BAS40	
BS547B	ррп-маломощный транзистор BS547B	
BS557B	ррр-маломощный транзистор BS557B	
BD239	ррп-мощный транзистор BD239	
BD240	ррр-мощный транзистор BD240	
BF245B	п-канальный полевой транзистор с управляющим рп-переходом BF245B	TS_FET.SLB
IRF142	п-канальный мощный МОП транзистор IRF142	
IRF9142	р-канальный мощный МОП транзистор IRF9142	

Таблица 29.1.2. Основные схемные элементы

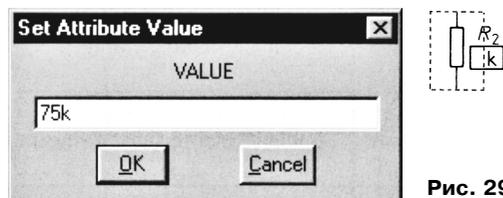


Рис. 29.1.6. Диалоговое окно Set Attribute Value

Используя инструмент **Edit Attributes** или двойной щелчок мыши по символу элемента, можно вызвать диалоговое окно **Part** (рис. 29.1.7), в котором отображаются все параметры элемента. Среди них те, которые не отмечены звездочкой, могут быть выбраны, изменены в поле **Value** и сохранены с помощью команды **Save Attr**. Функция **Change Display** определяет, каким образом и будет ли вообще представлен на схеме выбранный параметр. Обычно на ней отображаются только значения (например, 1 кОм) или названия и значения параметров (например, $R = 1$ кОм).

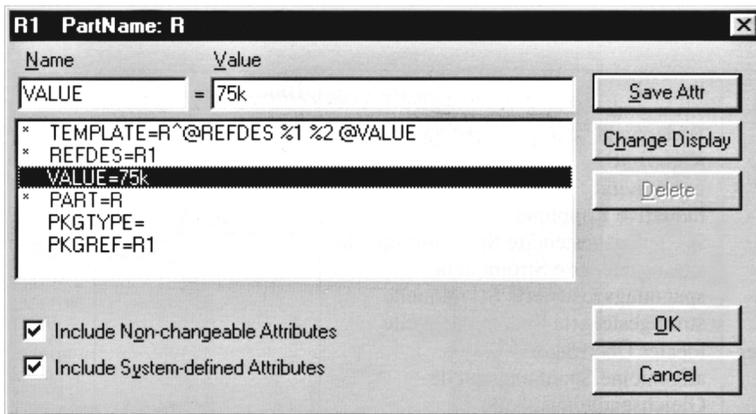


Рис. 29.1.7. Диалоговое окно **Part**

Численные значения отображаются в экспоненциальной форме, например 1.5E-3 (внимание: следует пользоваться только десятичной точкой, а не запятой), или с добавлением приставок, перечисленных в табл. 29.1.3. При этом не делается различий между строчными и прописными символами. Часто ошибаются, применяя, как обычно, «M» в качестве сокращения приставки «Mega», однако PSpice поймет это как «Milli».

Таблица 29.1.3. Единицы измерений

Приставка	f	p	n	u	m	k	Mega	G	T
Название	фемто	пико	нано	микро	милли	кило	мега	гига	терра
Значение	10^{-15}	10^{-12}	10^{-9}	10^{-6}	10^{-3}	10^3	10^6	10^9	10^{12}

Прокладка соединительных линий. Вслед за вставкой и конфигурированием всех элементов схемы необходимо воспользоваться инструментом **Draw Wire** для прокладки соединительных линий. При этом указатель мыши принимает форму карандаша. Сначала нажатием левой кнопки мыши маркируют начальную точку монтажа. Ход проводника отображается штриховой линией и вводится по точкам нажатием левой кнопки мыши (рис. 29.1.8). В простейшем случае вводятся только начальная и конечная точки, и тогда ход проводника выбирается автоматически. Для его изменения достаточно добавлять промежуточные точки. Прокладка проводника считается

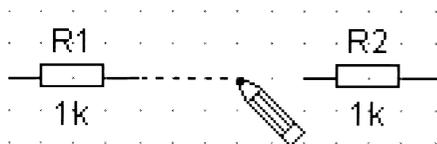


Рис. 29.1.8. Ввод соединительного проводника

завершенной, если точка попадает на вывод какого-либо схемного элемента или другой проводник. Кроме того, ее можно завершить в любом месте, нажав правую кнопку мыши или клавишу **Esc**.

Проводники, потенциал которых равен нулю, обычно не показывают. Вместо этого к любой точке, где имеет место соединение с землей, добавляется символ земли GND. В таблице соединений точке земли присваивается название узла 0, который входит в состав GND. Наличие узла с номером 0 обязательно, и поэтому на любой схеме должен присутствовать хотя бы один символ земли.

Каждому из узлов автоматически присваивается обозначение, фигурирующее в таблице соединений. Оно используется программой Probe для выбора сигнала, подлежащего отображению. Поскольку автоматически задаваемые обозначения в принципиальной схеме отсутствуют и потому остаются неизвестными без обращения к таблице соединений, в принципиальной схеме каждому ответственному узлу следует присвоить мнемонически осмысленное обозначение. Оно вводится после двойного щелчка мышью по проводнику с таким узлом.

После ввода и конфигурирования всех схемных элементов, прокладки соединительных проводников и ввода обозначений узлов получается схема, подобная приведенной на рис. 29.1.9. Ее можно сохранить, выполнив команду **File** ⇒ **Save**.

Ввод инструкций по моделированию

На этом этапе задаются исполняемые модели, а также управляющие параметры источников напряжения и тока. Выделяют три способа моделирования, которые оперируют различными источниками:

- **анализ по постоянному току (DC Sweep, или моделирование по постоянному току)**, то есть исследование поведения схемы, проводящееся по постоянному напряжению с варьированием одного или двух источников. В результате получают характеристику или семейство характеристик. При этом учитываются только источники постоянного напряжения и постоянные составляющие всех прочих источников;
- **малосигнальный анализ (AC Sweep, или моделирование по переменному току)**, то есть нахождение малосигнальной характеристики. Сначала, пользуясь источниками постоянного напряжения и/или постоянными составляющими, определяется рабочая точка схемы. Далее выполняется линеаризация схемы в рабочей точке. Наконец с помощью комплексных расчетов переменного тока находится передаточная характеристика при изменении частоты. На этом этапе учитываются только источники малых сигналов и малосигнальные составляющие всех прочих источников. Поскольку малосигнальный анализ является линейным, то и результат линейно зависит от амплитуды. Поэтому обычно пользуются нормированной амплитудой равной 1 В или 1 А, то есть $AC = 1$;
- **анализ при больших сигналах (Transient, или анализ переходных процессов)**, то есть исследование большесигнальных характеристик и определение временных

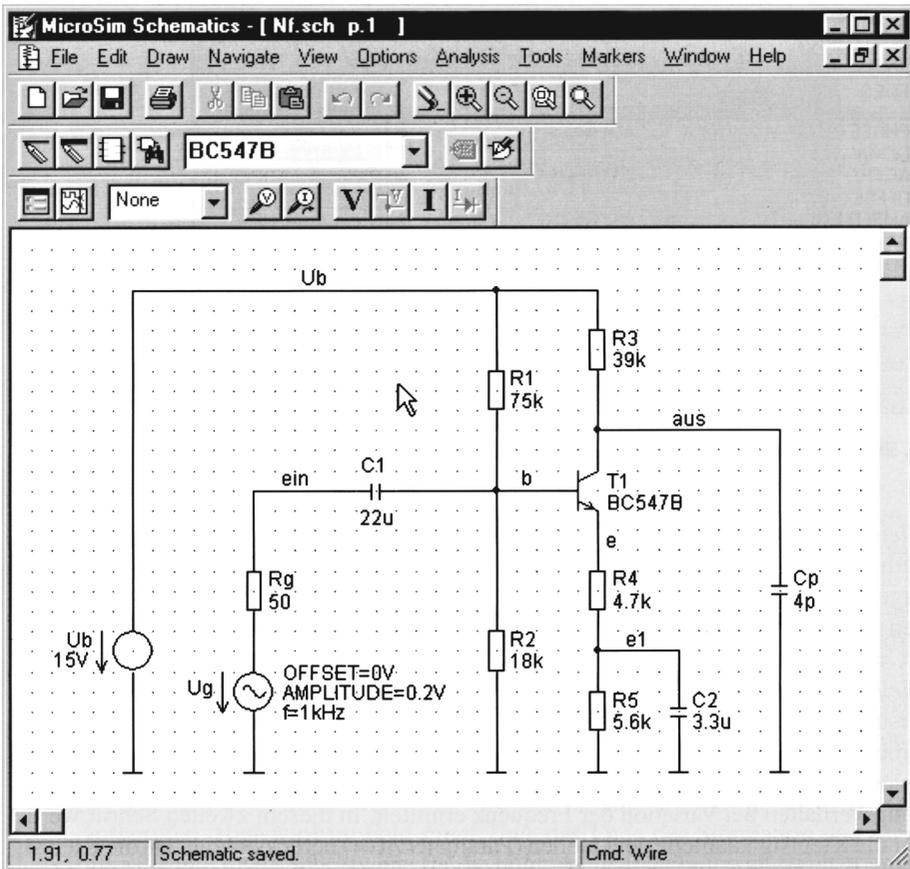


Рис. 29.1.9. Пример завершенной схемы соединений

зависимостей напряжений и токов методами численного интегрирования. На данном этапе учитываются только источники больших сигналов и большесигнальные составляющие других источников.

В нашем примере необходимо выполнить малосигнальный анализ для определения малосигнальной частотной характеристики и большесигнальный анализ применительно к синусоидальному сигналу с амплитудой 0,2 В и частотой 1 кГц. В данном случае на входе можно последовательно включить источник большого сигнала VSIN, а в качестве дополнительного параметра использовать AC (см. рис. 29.1.9). Рисунок 29.1.10 показывает параметры источника, которые используются наиболее часто.

Наряду с определением источников требуются инструкции по моделированию. Они определяют, каким должен быть осуществляемый анализ, и задают его параметры:

- **DC Sweep:** название и диапазон варьруемых источников;
- **AC Sweep:** частотный диапазон;
- **Transient:** продолжительность моделируемого временного интервала и соответствующая длина шага для численного интегрирования.

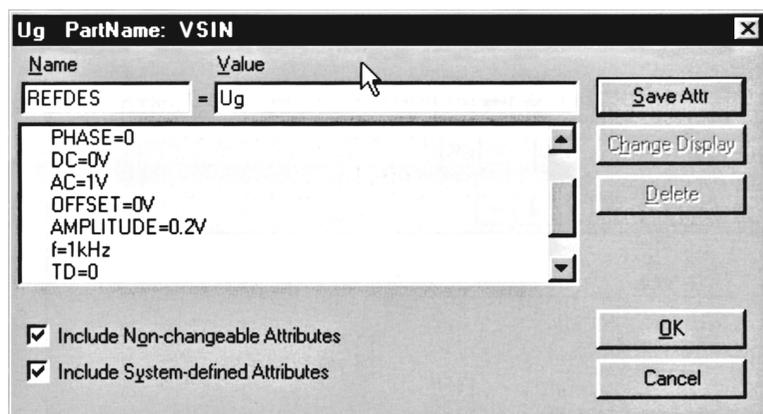


Рис. 29.1.10. Параметры источника для управления схемой

Инструкции для моделирования составляются с помощью инструмента **Setup Analysis**. При этом прежде всего, как показано на рис. 29.1.11, появляется окно выбора метода анализа. Кроме уже знакомых процедур – **DC Sweep**, **AC Sweep** и **Transient** – его окно позволяет выбрать другую разновидность анализа или дополнение, о чем еще будет сказано ниже. Процедура **Bias Point Detail** рассчитывает рабочую точку по источнику постоянного напряжения или постоянной составляющей и сохраняет результат в выходном файле <имя>.OUT. Этот вид анализа инициируется в стандартном сценарии действий. В рассматриваемом примере необходимо активизировать **AC Sweep** и **Transient**.

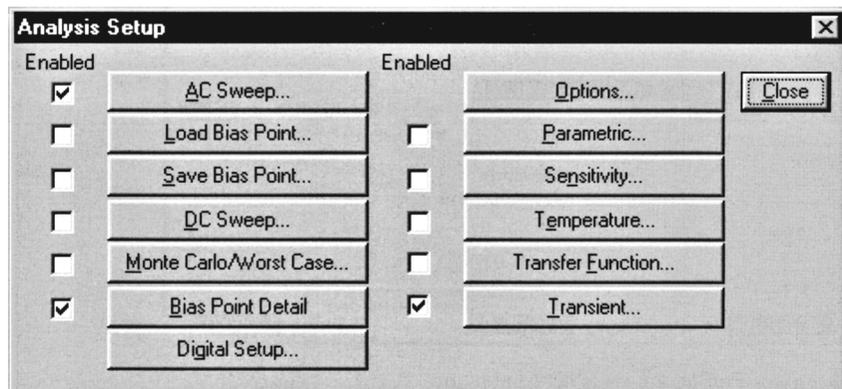


Рис. 29.1.11. Выбор метода анализа

При выборе поля **AC Sweep** вызывается соответствующее диалоговое окно (рис. 29.1.12) для ввода частотного диапазона. В нашем примере предстоит определить частотную характеристику от 1 Гц до 10 МГц при 10 точках на декаду.

При выборе поля **Transient** раскрывается диалоговое окно, представленное на рис. 29.1.13. Здесь в поле **Final Time** указывается время окончания моделирования, а в поле **Step Ceiling** – максимальный шаг для численного интегрирования.

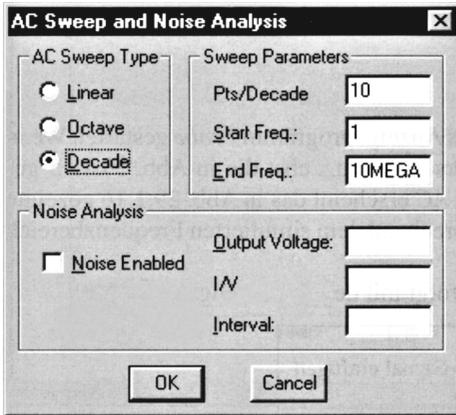


Рис. 29.1.12. Выбор диапазона частот для AC Sweep

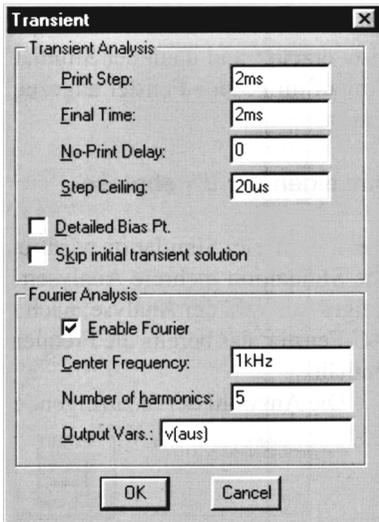


Рис. 29.1.13. Ввод параметров для процедуры Transient

В поле **No-Print Delay** указывают, когда должно начаться графическое отображение результатов. Обычно здесь вводится 0 для того, чтобы все результаты расчетов были представлены в графическом виде. Если от схемы с большой постоянной времени требуется достичь лишь установившегося режима, параметр **No-Print Delay** может быть выбран равным предполагаемой длительности переходного процесса с тем, чтобы графическое отображение результата строилось по завершении переходного процесса. Параметр **Print Step** установлен по умолчанию и не используется, однако ему нельзя присваивать нулевое значение, которое должно быть меньше или равно значению параметра **Final Time**. В соответствии с частотой источника дополнительно выполняется анализ Фурье выходного сигнала $v(aus)$ на основной частоте 1 кГц. При этом определяются 5 гармоник, которые заносятся в выходной файл <имя>.OUT вместе с рассчитанным коэффициентом нелинейных искажений (клирфактором).

Создание файла с данными схемы завершается вводом инструкций моделирования, после чего он сохраняется командой **File** ⇒ **Save**.

Запуск моделирования

Моделирование инициируется инструментом **Simulate**. Сначала генерируется таблица соединений, а затем запускается программа PSpice. Ход моделирования отображается в ее окне. Оно показано на рис. 29.1.14 на момент окончания процесса моделирования.

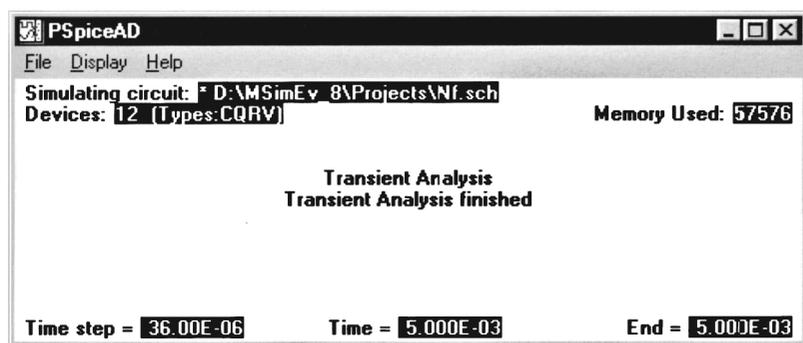
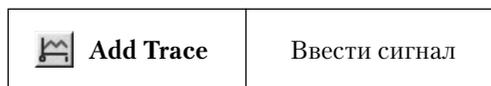


Рис. 29.1.14. Окно программы PSpice в конце моделирования

Отображение результатов

Работающая без сбоев модель автоматически запускает отображающую программу Probe. Если в модели задействовано несколько разновидностей анализа, сначала предоставляется возможность выбора (рис. 29.1.15). Вслед за выбором *AC* появляется соответствующее окно (рис. 29.1.16) со шкалой частот, отвечающей моделируемой частотной области.

Выбор отображаемого сигнала осуществляется при помощи инструмента **Add Trace**:



Диалоговое окно **Add Traces** (рис. 29.1.17) позволяет выбирать сигналы (слева) и математические функции (справа), пользуясь обозначениями из табл. 29.1.4.

Сигналы или функции переносятся по щелчку мыши в поле **Trace Expression** и при необходимости могут быть там отредактированы. При отображении сигналов *AC* можно использовать обозначения, приведенные в табл. 29.1.5.

В рассматриваемом примере *Udb(aus)* обозначает модуль выходного напряжения (рис. 29.1.18). Источник управляющего напряжения характеризуется амплитудой, равной 1 В ($AC = 1$), что соответствует малосигнальному усилению схемы. Команды меню **Plot** ⇒ **X Axis Settings** и **Plot** ⇒ **Y Axis Settings** позволяют менять масштабы осей *x* и *y*.

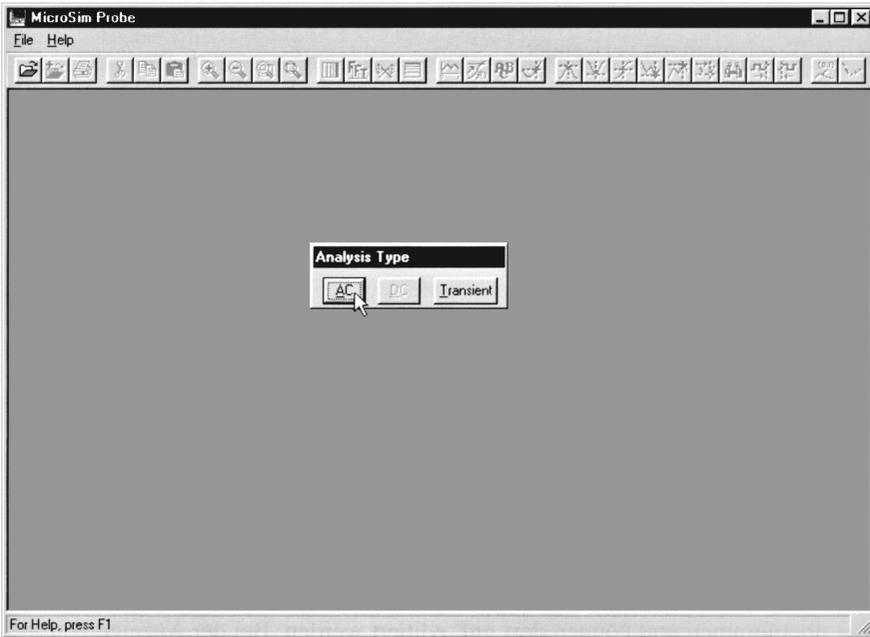


Рис. 29.1.15. Выбор типа анализа при вызове программы Probe

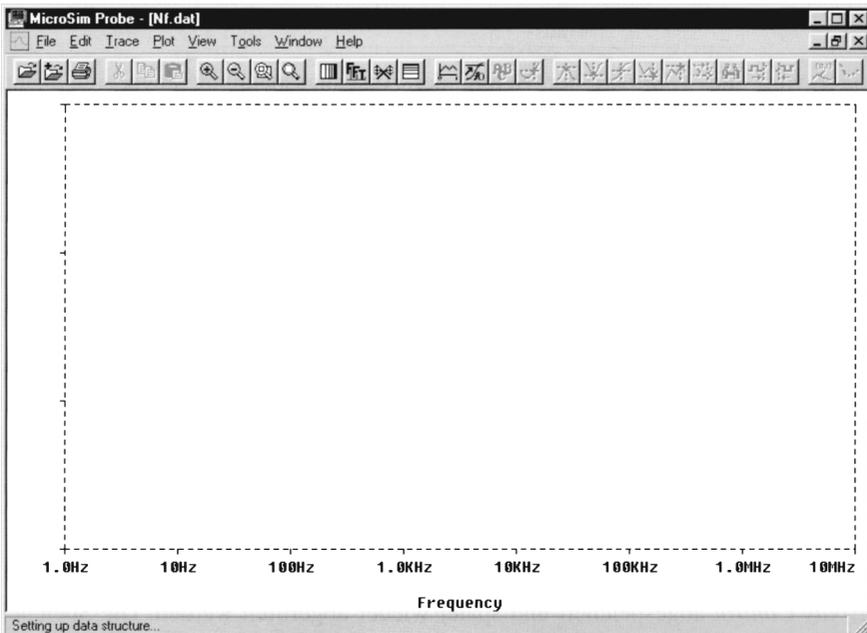


Рис. 29.1.16. Окно Probe после выбора AC

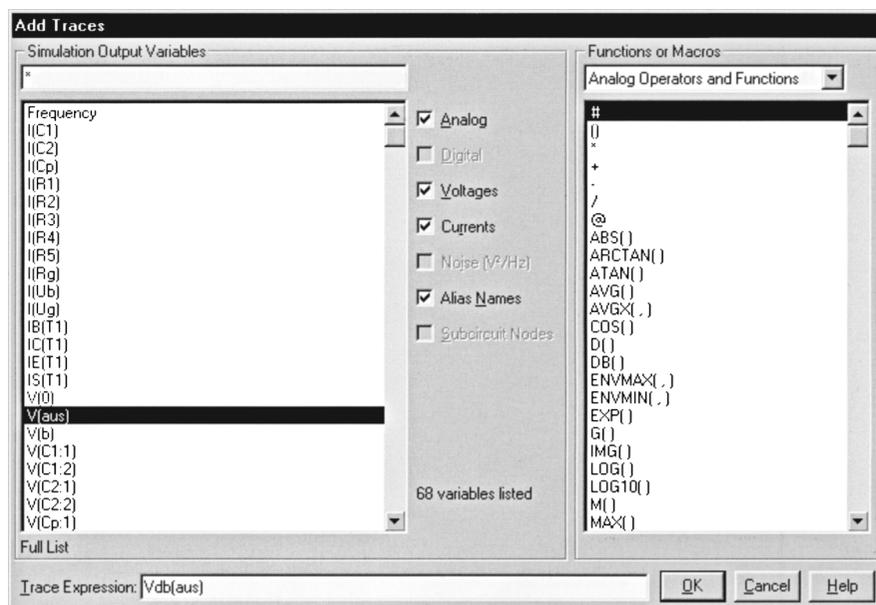


Рис. 29.1.17. Диалоговое окно Add Traces

Таблица 29.1.4. Обозначения сигналов

Обозначение	Пример	Содержание
I(<Элемент схемы>)	I(R1)	Ток через схемный элемент с двумя выводами, например через резистор R_1
I<Вывод>(<Элемент схемы>)	IB(T1)	Ток через вывод схемного элемента, например ток базы транзистора T_1
V(<Название узла>)	V(aus)	Напряжение на узле относительно корпуса, например на узле aus
V(<Вывод элемента схемы>)	V(C1:1)	Напряжение на выводе схемного элемента, например на выводе 1 конденсатора C_1
V<Вывод>(<Элемент схемы>)	VB(T1)	Напряжение на выводе схемного элемента, например на выводе базы транзистора T_1

Таблица 29.1.5. Обозначения сигналов AC

Показание	Модуль	Модуль в дБ	Фаза
Пример	M(V(aus))	DB(V(aus))	P(V(aus))
	VM(aus)	VDB(aus)	VP(aus)
	V(aus)		

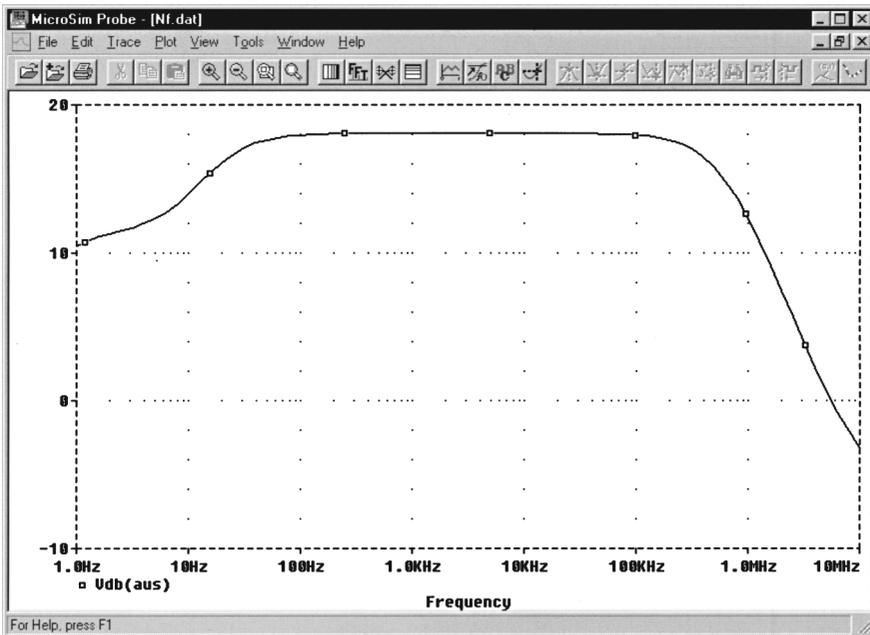


Рис. 29.1.18. Отображение малосигнального усиления в децибелах

Не пользуясь дополнительными средствами, на график можно добавлять другие сигналы при условии, что они имеют ту же размерность. Если надо правильно показать сигнал другой размерности, например фазу $Vp(aus)$, для него надо сначала построить «свою» ось y , вызвав команду меню **Plot** \Rightarrow **Add Y Axis**. Активная ось y маркируется знаком \gg и выбирается с помощью двойного щелчка мыши. Вслед за выполнением предложенной команды новая ось y автоматически становится активной. Прежний график после добавления фазы $Vp(aus)$ принял вид, представленный на рис. 29.1.19.

В заключение покажем результаты анализа большого сигнала, для чего вызовем команду меню **Plot** \Rightarrow **Transient**. В окне появится пустой график с временной осью, соответствующей моделируемому временному интервалу. Добавив напряжения $V(ein)$, $V(b)$, $V(e)$ и $V(aus)$ с помощью диалогового окна **Add Traces**, в окне увидим график, представленный на рис. 29.1.20.

Установки для графического отображения определенных сигналов можно сохранять и повторно использовать посредством команды **Tools** \Rightarrow **Display Control**. Сохранение установок происходит раздельно по видам анализа, то есть каждый раз сохраняются только те, которые относятся к выбранной разновидности анализа. Последние из применявшихся установок могут быть вызваны командой **Last Session**.

Команда меню **Tools** \Rightarrow **Cursor** \Rightarrow **Display** позволяет выводить на экран два маркера, управляемых левой и правой кнопками мыши. Координаты маркеров x - и y -отображаются в дополнительном окне. Более подробные сведения можно найти в онлайн-справке о программе по ключевому слову «Cursor». Кроме того, маркеры включаются и выключаются при помощи инструмента **Toggle Cursor**:

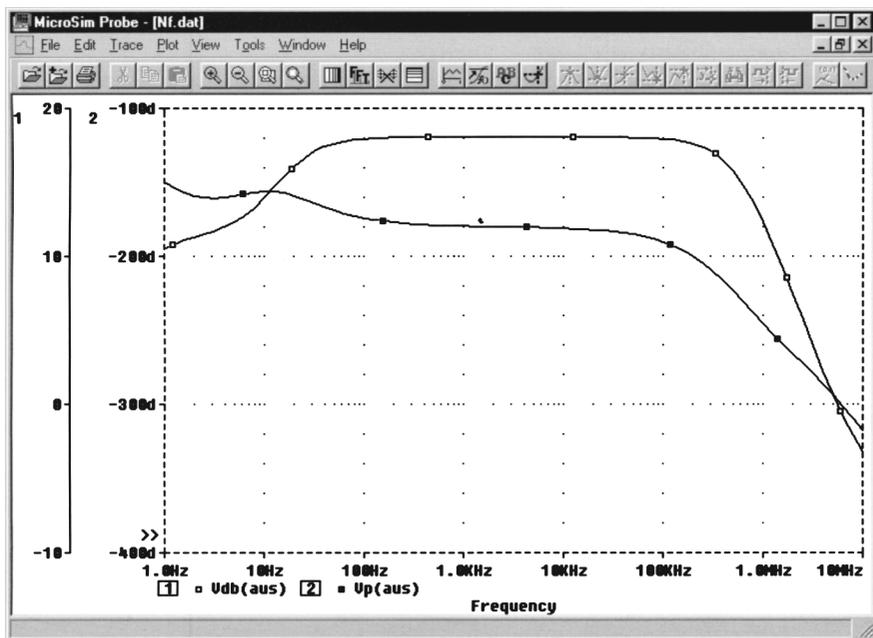


Рис. 29.1.19. График малосигнального усиления и фазовой характеристики

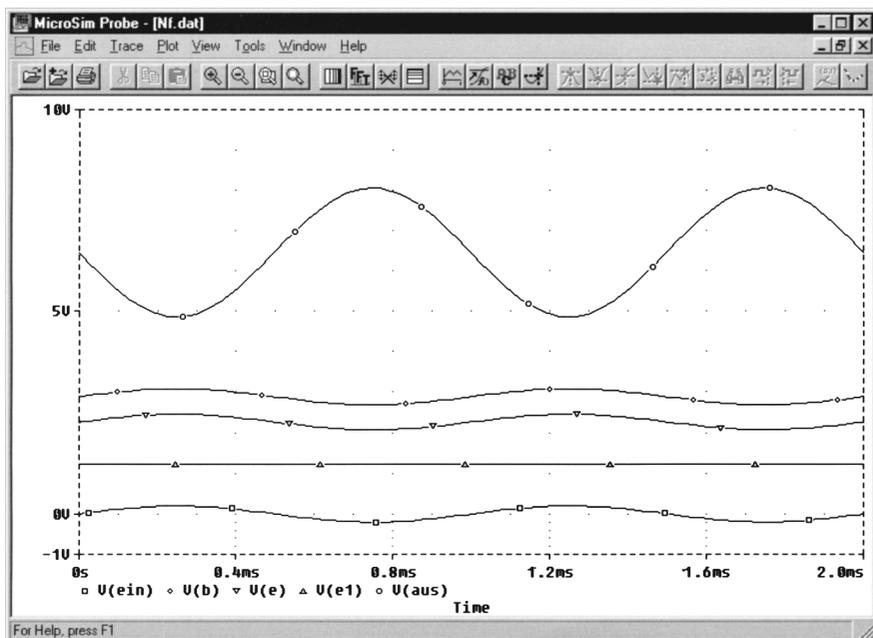


Рис. 29.1.20. Результаты анализа большого сигнала



Toggle Cursor

Включение и выключение маркера

Отображение рабочей точки

По окончании моделирования напряжения и токи рабочей точки могут быть показаны прямо на схеме (рис. 29.1 21, 29.1 22). Для этого в программе **Schematics** необходимо воспользоваться инструментами из таблицы:



Enable Bias Voltage Display

Отображение напряжений в рабочей точке



Enable Bias Current Display

Отображение токов в рабочей точке

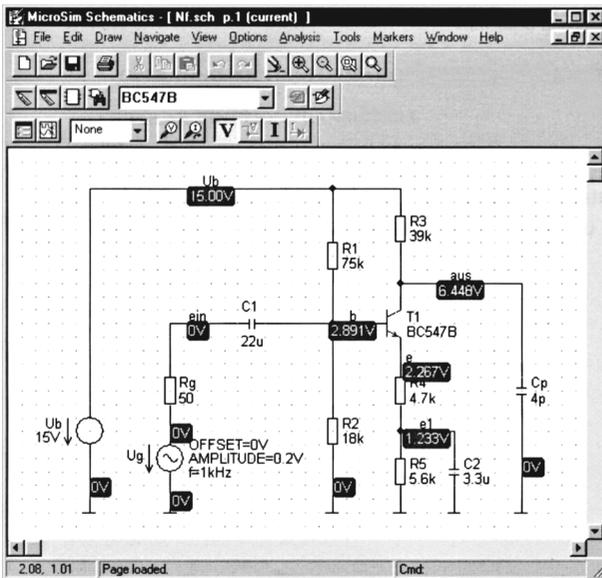


Рис. 29.1.21. Принципиальная схема с напряжениями рабочей точки

В обычной ситуации вслед за вводом подробной схемы выполняется проверка рабочей точки путем моделирования с помощью стандартно запускаемой процедуры **Bias Point Detail** и контроля его результатов. Проверка позволяет удостовериться в том, что схема введена и функционирует правильно, прежде чем начнется выполнение гораздо более трудоемких видов анализа. При таком подходе программа отображения Probe не запускается, так как анализ **Bias Point Detail** не предусматривает выдачу графических данных.

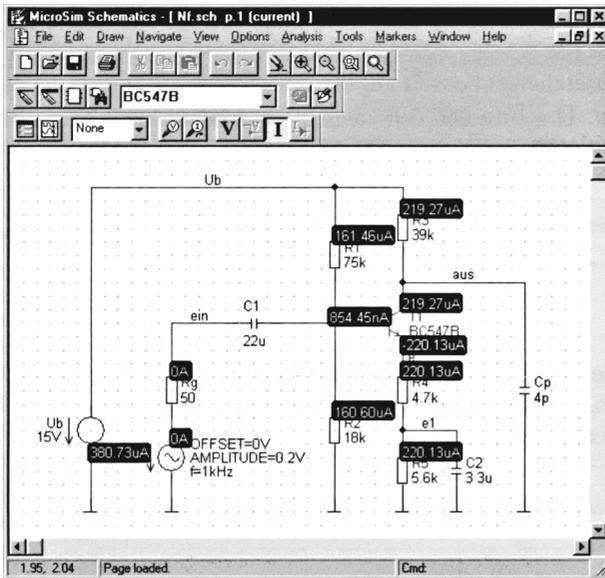


Рис. 29.1.22. Принципиальная схема с токами рабочей точки

Таблица соединений и выходной файл

Файлы рассматриваемого примера содержат следующие данные (здесь они воспроизводятся с сокращениями):

NF.CIR (Файл с данными схемы):

```
** Analysis setup ** (Установка анализа)
.ac DEC 10 1 10MEGA
.tran 2ms 2ms 0 20us
.four 1kHz 5 v([aus])
.OP
* From [SCHEMATICS NETLIST] section of msim.ini
.lib "D:\MSimEv_8\UserLib\TS.lib"
.lib nom.lib
.INC "Nf.net"
.INC "Nf.als"
.probe
.END
```

В этом файле содержатся инструкции моделирования (.ac/.tran/.four/.OP), ссылка на библиотеки моделей (.lib) и инструкции по связыванию таблицы соединений и файла псевдонимов (.INC).

NF.NET (Таблица соединений):

```
* Schematics Netlist * (Таблица соединений)
R_R5 e1 0 5.6k
C_C2 e1 0 3.3u
R_R4 e e1 4.7k
```

```

R_Rg    ein $N_0001 50
V_Ub    Ub 0 DC 15V
R_R3    Ub aus 39k
R_R2    b 0 18k
Q_T1    aus b e BC547B
C_C1    ein b 22u
R_R1    Ub 75k
C_Cp    aus 0 4p
V_Ug    $N_0001 0 DC 0V AC 1V
+SIN 0V 0.2V 1kHz 0 0

```

NE.OUT (Выходной файл):

```

**** BJT MODEL PARAMETERS

```

```

          BC547B
          NPN
IS        7.049000E-15
BF        374.6
NF        1
VAF       62.79
IKF       .08157
ISE       68.000000E-15
NE        1.576
BR        6.092
NR        1
IKR       3.924
ISC       12.400000E-15
NC        1.835
NK        .4767
RC        .9747
CJE       11.50000E-12
VJE       .5
MJE       .6715
CJC       5.250000E-12
VJC       .5697
MJC       .3147
TF        410.200000E-12
XTF       40.06
VTF       10
ITF       1.491
TR        10.000000E-09
XTB       1.5

```

```

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

```

(Режим малого сигнала) (Температура = 27.000 °C)

```

NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE
( b ) 2.8908  ( e ) 2.2673  ( e1)  1.2327 ( Ub) 15.0000
( us) 6.4484  (ein) 0.0000  ($N_0001) 0.0000

```

VOLTAGE SOURCE CURRENT (Ток источников напряжения)
NAME CURRENT)

```

V_Ub  -3.807E-04
V_Ug  0.000E+00
TOTAL POWER DISSIPATION 5.71E-03 WATTS
(Суммарная рассеиваемая мощность)

```

```

**** OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      (Сведения о рабочей точке) (Температура = 27.000 °C)

```

```

**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS
      (Биполярные транзисторы)

```

```

NAME      Q-T1
MODEL     BC547B
IB        8.54E-07
IC        2.19E-04
VBE       6.24E-01
VBC       -3.56E+00
VCE       4.18E+00
BETADC    2.57E+02
GM        8.45E-03
RPI       3.47E+04
RX        0.00E+00
RO        3.03E+05
CBE       4.02E-11
CBC       2.82E-12
CJS       0.00E+00
BETAAC    2.93E+02
CBX       0.00E+00
FT        3.13E+07

```

```

**** FOURIER ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      (Анализ Фурье)      (Температура = 27.000 °C)

```

```

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(aus)
(Компоненты Фурье переходной характеристики)

```

```

DC COMPONENT = 6.460910E+00
(Постоянная составляющая)

```

№	FREQUENZ (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALISED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALISED PHASE (DEG)
1	1.000E+03	1.598E+00	1.000E+00	-1.795E+02	0.000E+00
2	2.000E+03	1.870E-03	1.170E-03	7.669E+01	2.562E+02
3	3.000E+03	3.540E-05	2.215E-05	-5.586E+01	1.236E+02
4	4.000E+03	1.255E-04	7.855E-05	6.969E+00	1.865E+02
5	5.000E+03	9.449E-05	5.912E-05	1.823E+00	1.813E+02

```

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.174195E-01%
(Суммарный коэффициент гармоник)

```

Эти файлы содержат параметры используемой модели (здесь: параметры модели BJT), характеристики рабочей точки (Small Signal Bias Solution) вместе с малосигнальными параметрами схемных элементов (Operating Point Information) и результаты анализа Фурье (Fourier Analysis).

29.1.4

Дополнительные примеры моделирования

Характеристики транзистора

Схема этого примера приведена на рис. 29.1.23. В диалоговом окне **Setup Analysis** активизируется процедура **DC Sweep** (рис. 29.1.24), а затем вводятся параметры (рис. 29.1.25):

- во вложенном цикле процедура **DC Sweep** варьирует источник напряжения U_{CE} на промежутке коллектор–эмиттер в диапазоне 0...5 В с шагом по 50 мВ;
- во внешнем цикле процедура **DC Nested Sweep** варьирует источник тока базы I_B в диапазоне 1...10 мкА с шагом по 1 мкА.

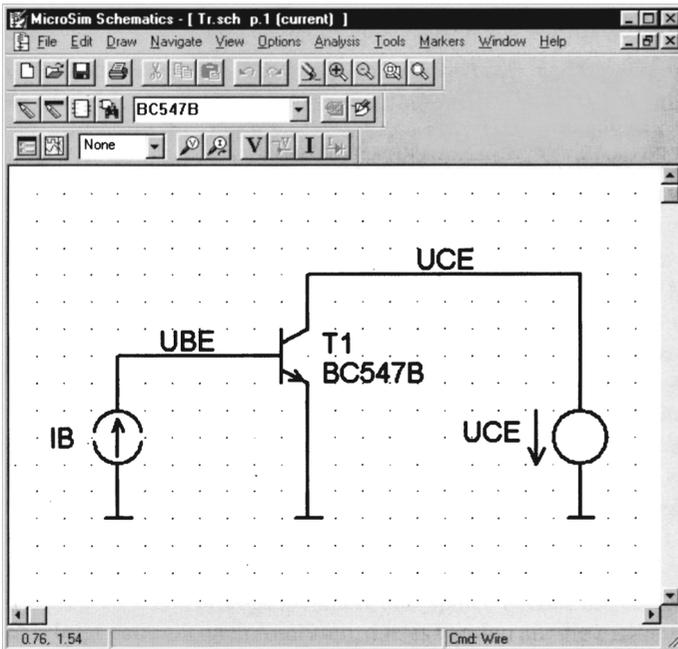


Рис. 29.1.23. Схема моделирования характеристик транзистора

Вслед за вводом параметров начинается моделирование с помощью программы Simulate и отображение коллекторного тока $I_C(E_1)$ программой Probe, запускаемой при помощи команды **Add Traces** (см. рис.29.1.26).

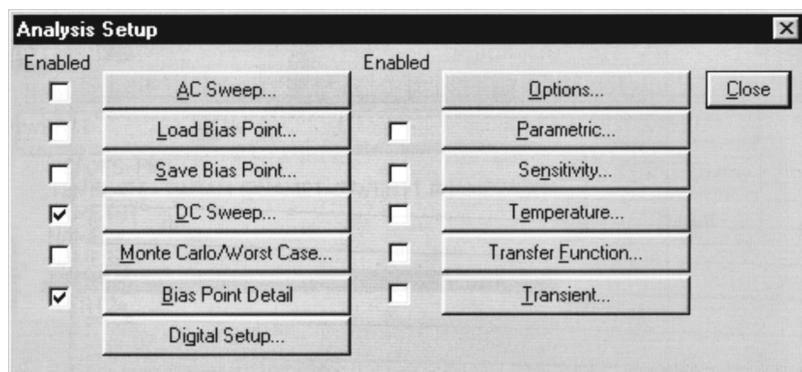


Рис. 29.1.24. Активизация процедуры DC Sweep

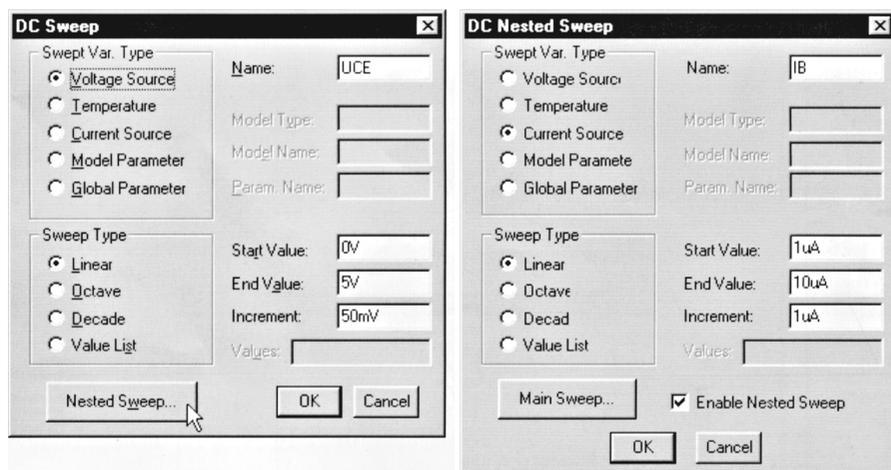


Рис. 29.1.25. Параметры внутреннего и внешнего циклов

Применение параметров

Нередко возникает необходимость многократного повторения одного и того же анализа при изменении одного из параметров схемы, например номинала какого-либо резистора. Такой прием иллюстрируется на рис. 29.1.27, где приведен пример характеристик инвертора при различных сопротивлениях резистора R_B в цепи базы. Для этого надо не указывать значение R_B , а объявить параметр в фигурных скобках (здесь $\{R\}$).

Последнее выполняется с помощью элемента схемы Parameter, который на рис. 29.1.27 введен слева сверху. Двойной щелчок мыши по соответствующему символу раскрывает диалоговое окно **Parameter** (рис. 29.1.28), где вводится имя параметра и его стандартное значение. При выполнении того или иного анализа стандартное значение используется без каких-либо изменений параметра.

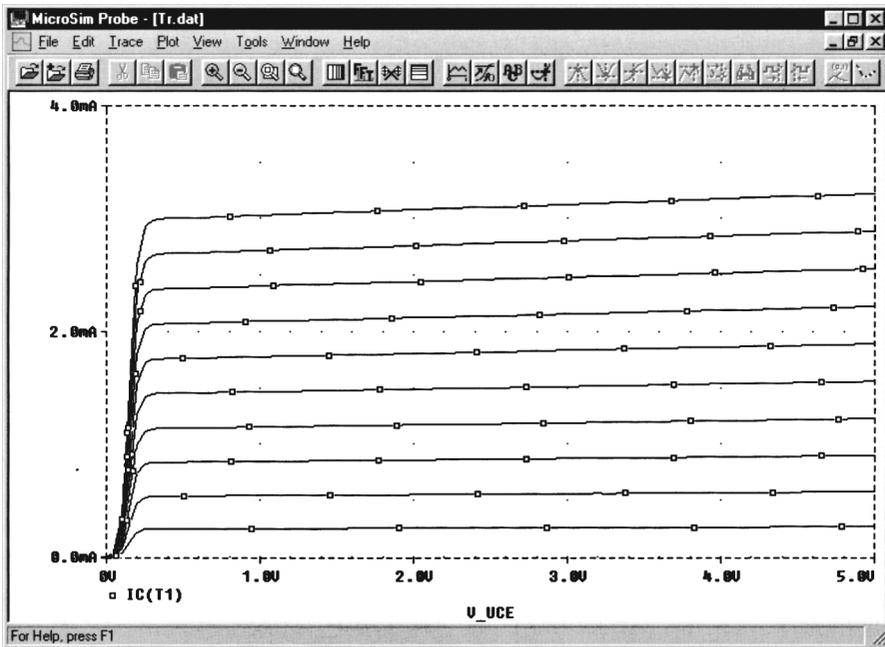


Рис. 29.1.26. Характеристики транзистора

В диалоговом окне **Setup Analysis** необходимо выбрать процедуру **DC Sweep** для моделирования характеристики и процедуру **Parametric** для варьирования параметра (рис. 29.1.29). Соответствующие значения представлены в окне **DC Sweep** на рис. 29.1.30.

При использовании **DC Sweep** вариации параметра могут задаваться также в диалоговом окне **Nested Sweep**, однако эта возможность менее гибка, так как варьирование в процедуре **Parametric** осуществимо при всех разновидностях анализа, тогда как диалоговое окно **Nested Sweep** доступно только в **DC Sweep**.

По завершении программы моделирования **Simulate** в программе Probe появляется окно (рис. 29.1.31) для выбора подлежащих графическому представлению кривых и параметров. Как правило, предпочитают отображать все кривые. Вслед за вводом $V(a)$ получаем характеристики, показанные на рис. 29.1.32. Некоторые из них обозначаются квадратами, ромбами, треугольниками и другими символами, показанными у нижней кромки графика в последовательности, соответствующей очередности значений параметра. На рис. 29.1.32 она выглядит так: $\square \rightarrow 1 \text{ кОм}$, $\diamond \rightarrow 20 \text{ кОм}$, $\nabla \rightarrow 50 \text{ кОм}$ и $\Delta \rightarrow 100 \text{ кОм}$.

29.1.5

Привязка дополнительных библиотек

Обычно в составе библиотеки имеется две части (см. рис. 29.1.2):

- библиотека символов $\langle \text{xxx} \rangle$.SLB содержит символы элементов схемы и информацию о том, как они представлены в таблицах соединений;

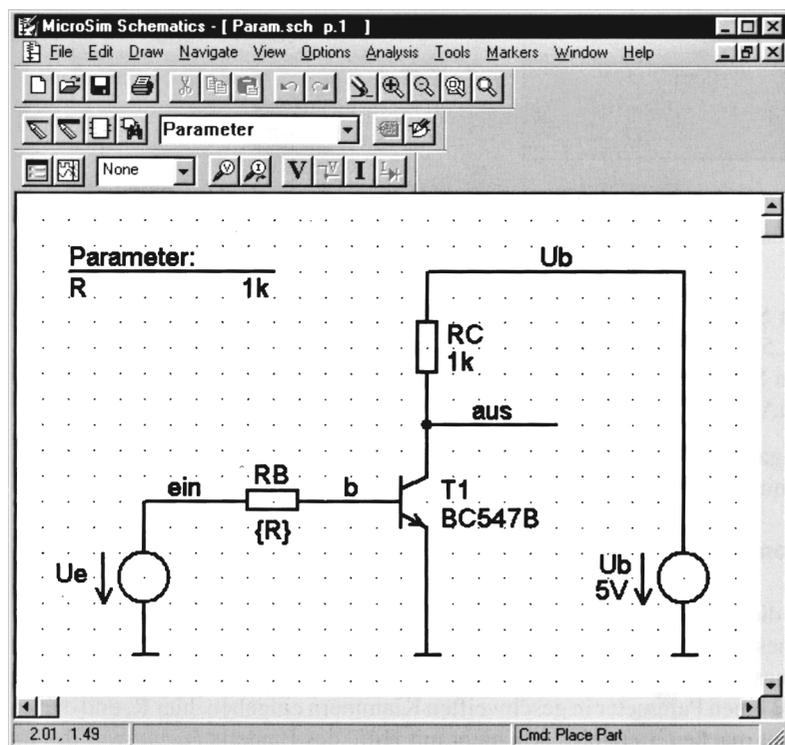


Рис. 29.1.27. Схема соединений инвертора с параметром R

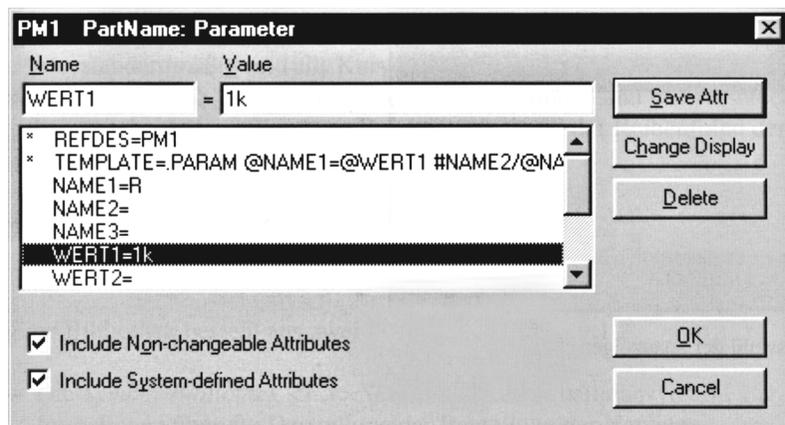


Рис. 29.1.28. Ввод параметра в диалоговом окне Parameter

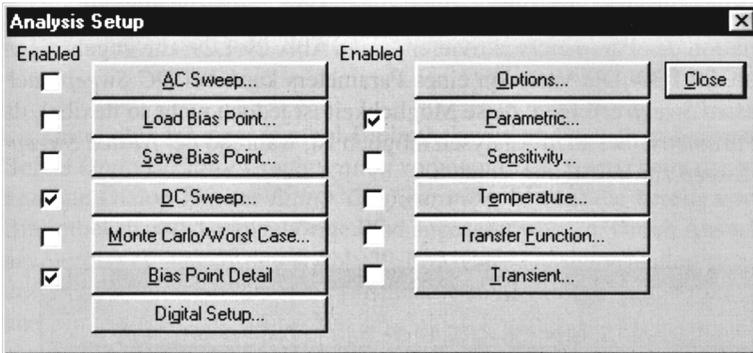


Рис. 29.1.29. Выбор DC Sweep и Parametric

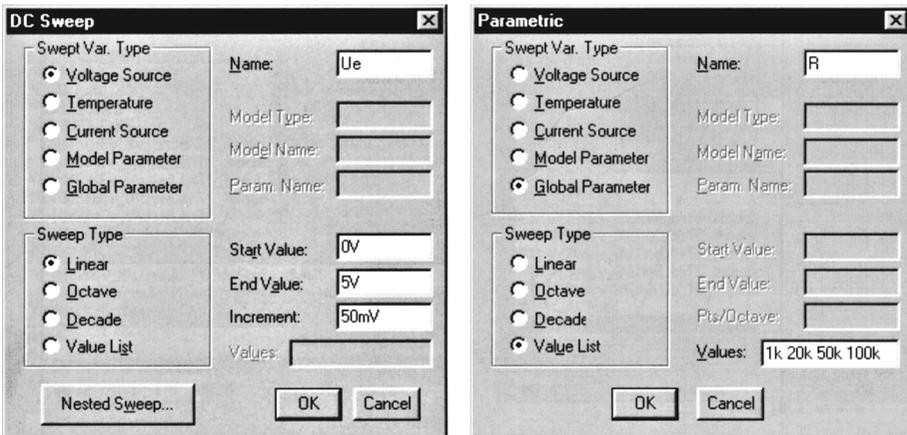


Рис. 29.1.30. Ввод параметров для DC Sweep и Parametric

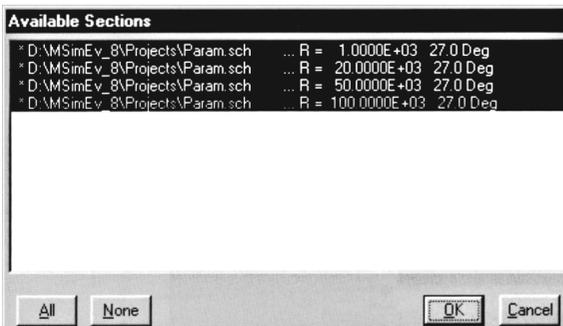


Рис. 29.1.31. Выбор отображаемых кривых

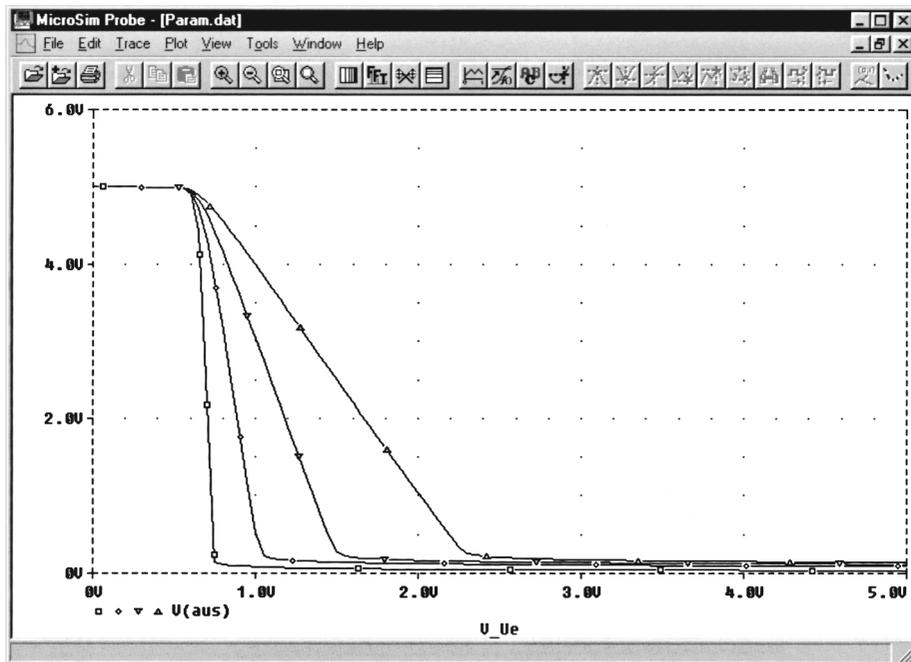


Рис. 29.1.32. Характеристики инвертора для $R = 1/20/50/100$ кОм

- библиотека моделей <xxx>.LIB содержит модели схемных элементов, причем имеются в виду либо элементарные модели, параметры которых задаются одной инструкцией .MODEL, либо макромодели, состоящие из многих элементарных моделей, которые сводятся в подсхемы и в библиотеке моделей фигурируют в форме .SUBCKT<имя> <соединения> <схема> .ENDS.

Привязка библиотеки символов осуществляется в программе **Schematics** с помощью команды меню **Options** \Rightarrow **Editor Configuration**. Она раскрывает диалоговое окно **Editor Configuration**, показанное на рис. 29.1.33 слева, в котором отображаются уже имеющиеся библиотеки символов и соответствующие пути. Используя кнопку **Library Settings**, раскрывают одноименное диалоговое окно (справа на рис. 29.1.33) для связывания, изменения и удаления библиотек символов. Название и путь к библиотеке вводят в поле **Library Name**, или находят нужную библиотеку, пользуясь опцией просмотра **Browse**. В данном примере вводится библиотека символов d:\elpra, затем она заносится в список командой **Add***, после чего окно закрывается нажатием кнопки **Ok**.

Связывание библиотеки моделей также осуществляется в программе Schematics посредством команды меню **Analysis** \Rightarrow **Library and Include Files**. Здесь подобным образом вводятся имя библиотеки и путь, которые затем переносятся в список с помощью команды **Add Library*** (рис. 29.1.34).

Библиотеки обязательно должны заноситься в списки посредством команд **Add*** и **Add Library*** со звездочкой, так как только при этом условии они сохраняются в них

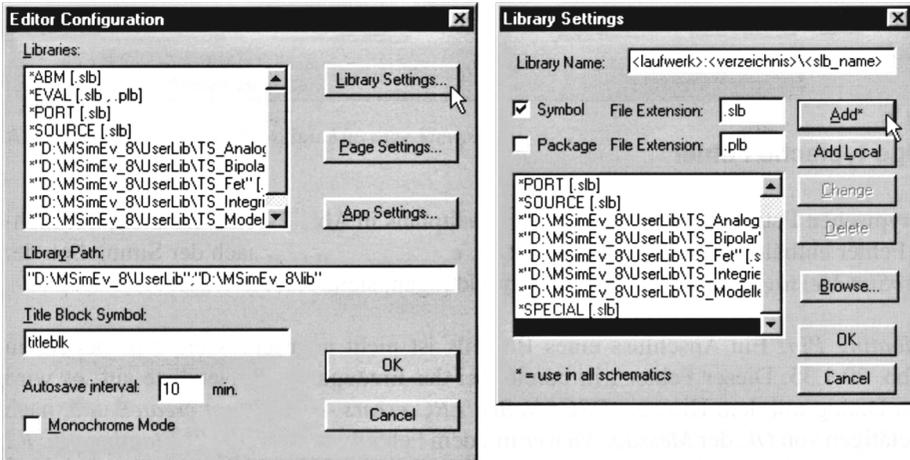


Рис. 29.1.33. Диалоговые окна Editor Configuration и Library Settings

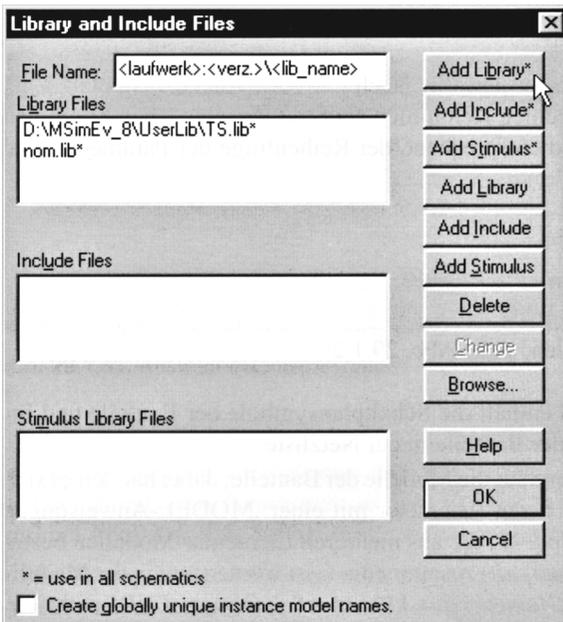


Рис. 29.1.34. Диалоговое окно Library and Include Files

и будут доступны при следующем запуске программы. Поскольку в демонстрационной версии PSpice количество библиотек и их элементов ограничено, при смене моделей приходится заменять библиотеки, если этот предел уже достигнут.

29.1.6

Некоторые типичные ошибки

Типичные ошибки поясним на примере схемы, приведенной на рис. 29.1.35. Если обнаружена ошибка, сообщение о ней появится до или после моделирования в окне сообщений **MicroSim Message Viewer** (рис. 29.1.36).

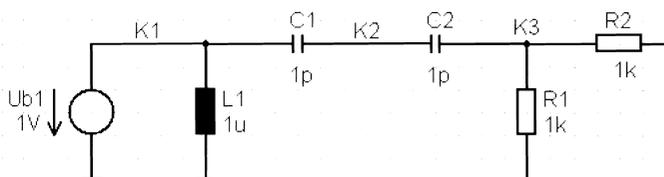


Рис. 29.1.35. Схема с типичными ошибками

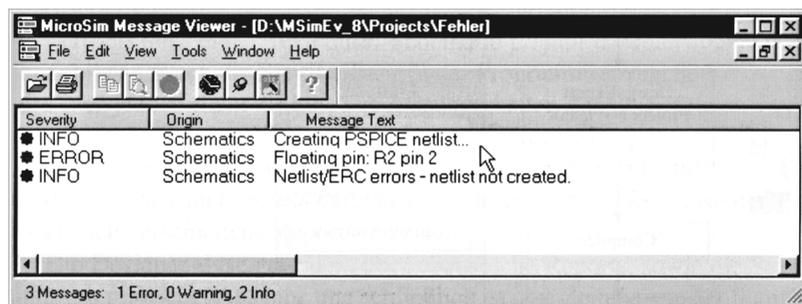


Рис. 29.1.36. Окно **MicroSim Message Viewer**

Ниже приведены примеры типичных ошибок:

- **Floating Pin:** вывод какого-либо схемного элемента не подключен (например, R_2 на рис. 29.1.35). Эта ошибка обнаруживается уже на этапе подготовки таблицы соединений и приводит к появлению диалогового окна с замечанием ERC: Netlist/ERC errors – netlist not created. После нажатия кнопки **Ok** раскрывается окно **Message Viewer** с указанием на ошибку ERROR Floating pin: R_2 pin 2. Как правило, все выводы должны быть подключены. Исключение составляют лишь специально конфигурируемые схемные элементы или макромодели, у которых один или несколько выводов уже подключены внутри схемы, и поэтому нет необходимости во внешних подключениях;
- **Node <Knotenname> is floating:** невозможно определить напряжение на узле схемы, так как оно не задано. Примером тому служит узел K_2 на рис. 29.1.35. Такое сообщение появляется всякий раз, когда к узлу подключены только конденсаторы и/или источники тока, в силу чего нарушается закон Кирхгофа. Каждый узел должен гальванически соединяться с землей, иначе напряжение на узле не будет однозначным. Для устранения ошибки в случае узла K_2 можно включить высокоомный резистор между ним и землей;
- **Voltage and/or inductor loop involving <указываются элементы>:** образовался замкнутый контур из источников напряжения и/или индуктивностей, противо-

речащий второму закону Кирхгофа. К примеру, на рис. 29.1.35 источник напряжения U_1 закорочен индуктивностью L_1 по постоянному току.

29.2

Краткое введение к DesignExpert

29.2.1

Общие положения

Программирование ПЛУ, описанных в разделе 10.4, требует подготовки так называемой карты плавких перемычек с перечнем обязательных соединений. Работа ведется вручную в текстовом редакторе или в среде разработчика, предоставляемой программным продуктом DesignExpert.

Для этого DesignExpert поддерживает ввод программ с использованием языка программирования и составление электросхем. Для проверки функционирования спроектированного устройства используется имитационное моделирование с последующим графическим представлением результатов. Наконец, имеется возможность исследовать временную зависимость сигналов и оптимизировать его с помощью различных средств.

Сама среда разработчика имеет непростую историю. Она родилась под названием Synario как собственность фирмы Data I/O. Затем программа перешла к фирме MINS. Далее была куплена, среди прочих, фирмой Vantis, сменив при этом название на DesignDirect. После слияния с фирмой Lattice программа наконец стала называться DesignExpert.

Структурная схема, представленная на рис. 29.2.1, показывает взаимодействие блоков программы и различные возможности ввода информации, а также процесс последующего анализа и подготовки выходных данных. Управляющая программа Project Navigator позволяет инициировать любые действия и задавать различные параметры.

Составление программ на языке описания аппаратных средств Abel HDL осуществляется с помощью редактора текстов. Также предусмотрено графическое отображение электросхем. Кроме того, имеется возможность составлять описание на языке VHDL, которая, однако, не будет нами рассмотрена. Окно исходных данных служит для иерархического представления связей между исходными файлами и управления ими.

Встроенный компилятор переводит исходный код в машинно-ориентированный формат простым нажатием клавиши и выдает отчет о результате операции. Каждая фаза программирования сопровождается различными отчетами.

Анализ проекта осуществляется также по отчетам и путем имитационного моделирования с графическим представлением результатов, а на заключительном этапе предусмотрен анализ изменений сигнала во времени на различных участках схемы. Для наилучшей оптимизации можно воспользоваться заданием разнообразных параметров, которые влияют на компилятор, изменяя его действия. Программа-сборщик (fitter) строит аппаратную часть проекта из заданных схемных элементов, добиваясь оптимального использования доступных ресурсов.

Программный пакет DesignExpert состоит из нескольких разделов. Благодаря их взаимодействию поддерживается реализация сложных устройств. Верхнюю ступень иерархии занимает Project Navigator (рис. 29.2.2), запускаемый из ispDesignExpert.

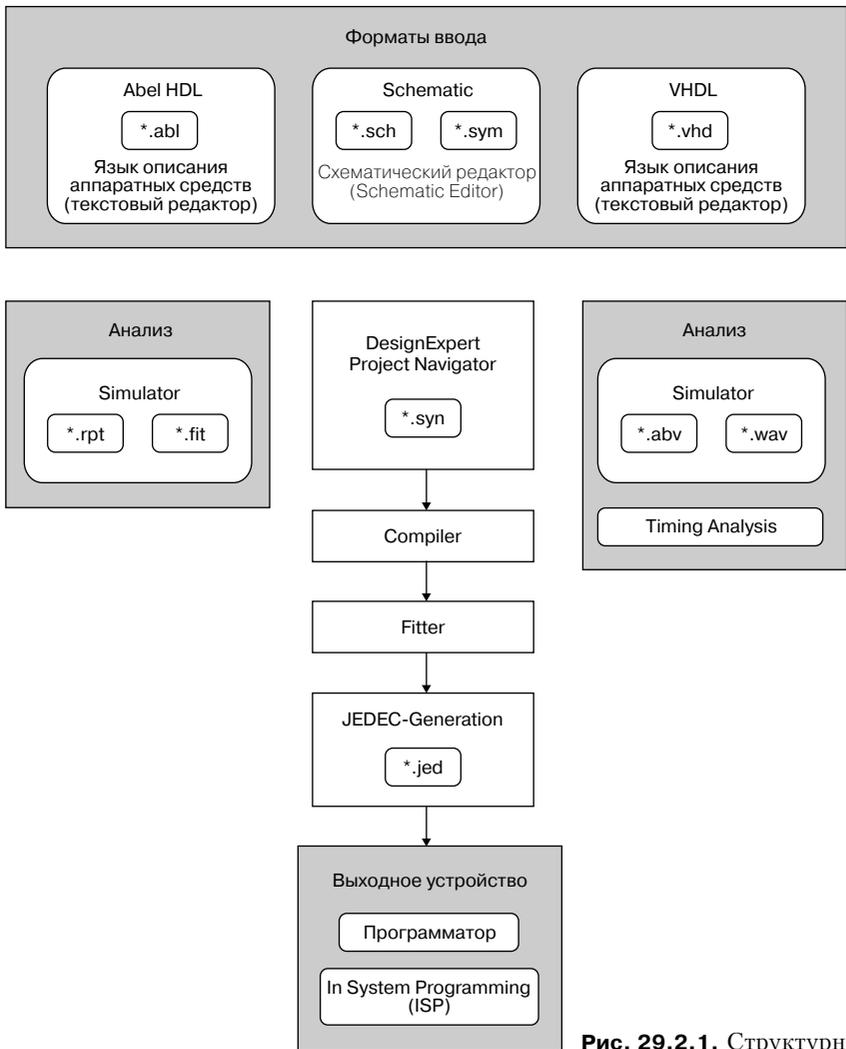


Рис. 29.2.1. Структурная схема

Он показывает все файлы, относящиеся к проекту, и из раздела Project Navigator позволяет запускать любые процессы, необходимые для реализации проекта.

В соответствии с «оконной технологией», пункты меню и содержащиеся в них команды выбираются щелчком левой кнопки мыши или фиксированной комбинацией клавиш. Ради экономии места далее мы будем говорить только об операциях с помощью мыши. Двойной щелчок левой кнопкой мыши на каком-либо объекте в исходном окне (см. рис. 29.2.2) или в окне процесса (рис. 29.2.3) позволяет инициировать соответствующее действие или просмотреть отчет.

Например, двойной щелчок на названии проекта Untitled позволяет изменить его, двойной щелчок на названии схемного элемента приводит к его выделению, а двойной щелчок на названии файла раскрывает этот файл.

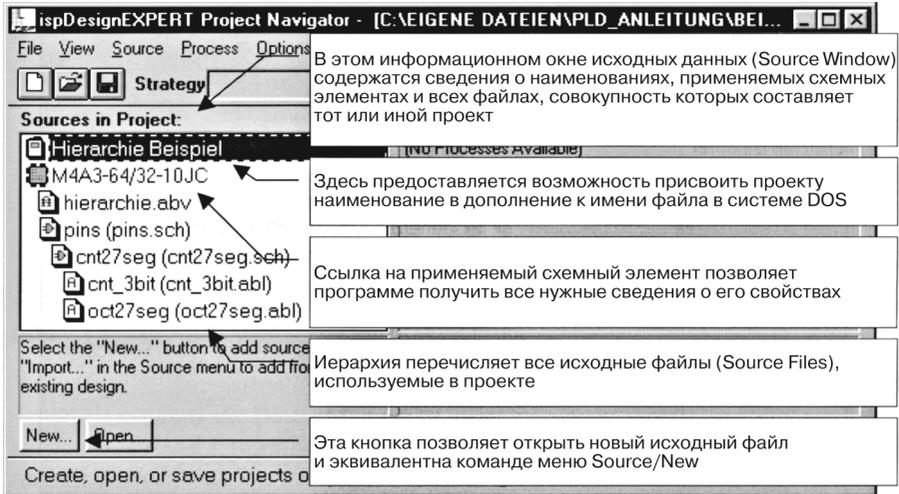


Рис. 29.2.2. Project Navigator, исходное окно

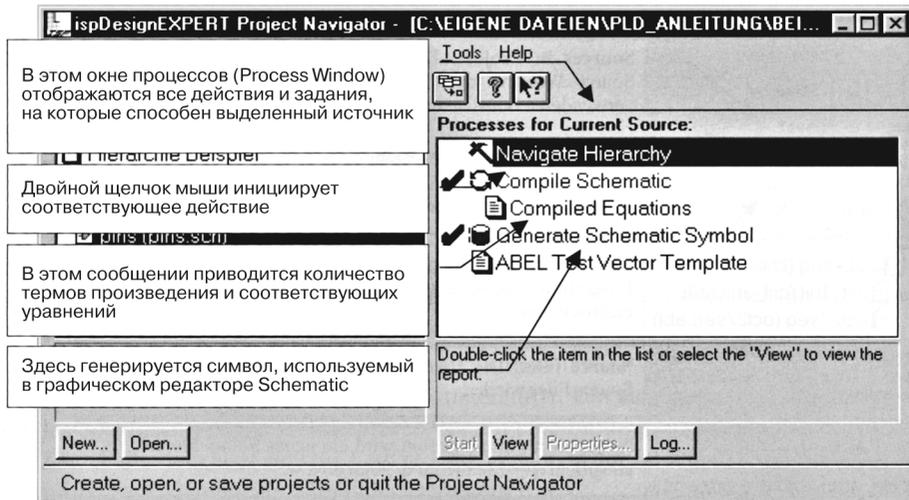


Рис. 29.2.3. Окно Project Navigator

Ввод информации осуществляется с помощью как текстового, так и графического редакторов. Предусмотрено выведение текстовых отчетов о завершении этапов компиляции и результатах анализа временных зависимостей. Последние выводятся в виде таблиц. Кроме того, результаты моделирования могут быть представлены в графическом виде. В заключение появляется файл карты плавких перемычек в стандарте сжатия изображений JEDEC.

Программный пакет DesignExpert весьма обширен, и поэтому в данном описании обсуждаются только важнейшие команды и свойства. Подробные указания приводятся в файлах справки соответствующих разделов пакета.

29.2.2

Ввод схемы

Реализация нового проекта начинается с ввода данных. При этом сначала неважно, о каком схемном элементе идет речь, и потому необязательно сразу указывать его цоколевку. DesignExpert поддерживает практически любые схемные элементы Lattice/Vantis, начиная от простых ПЛУ через сложные CPLD вплоть до вентиляльных матриц. В качестве примера воспользуемся прибором типа M4A3-64/32 для того, чтобы рассмотреть этапы разработки от начала проекта через ввод схемы и анализа конструкции до JEDEC-файла. Этот схемный элемент представляет собой CPLD, состоящий из четырех ПЛУ типа 26V16 и программируемой матрицы межсоединений. Программируемая логика размещена в чипе, и поэтому он, как и все новейшие схемные элементы, программируется в составе схемы. Для этого потребуются пассивный кабель для загрузки с помощью соответствующей программы (см. раздел 2.2).

Смысл расширений имен файлов раскрывает список, представленный ниже (см. также рис. 29.2.1). Для сохранения проекта необходимо скопировать файлы с расширениями, выделенными жирным шрифтом. Остальные файлы генерируются заново по мере надобности.

abl	Файл Abel HDL	adv	Тестовые векторы Abel
fit	Отчет сборщика	jed	JEDEC-файл (карты плавких перемычек)
rpt	Отчет	sch	Схемный файл
sym	Схемный символ	syn	Файл проекта DesignExpert
wav	Выход модели		

Язык описания аппаратных средств

Описание функции интегральной схемы средствами языка Abel HDL поясняется далее на примере трехразрядного счетчика, который считает от нуля до пяти, начиная с нуля каждый следующий цикл. Диаграмма состояний и схемный символ счетчика представлены на рис. 29.2.4.

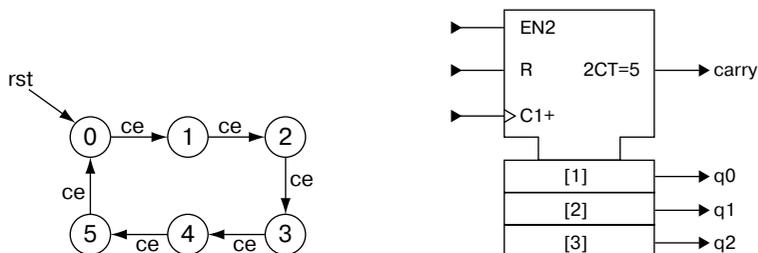


Рис. 29.2.4. Состояния и схемный символ счетчика

Новый проект инициируется инструкцией **New Project...** из меню **File**. В раскрывшемся диалоговом окне (рис. 29.2.5) сначала выбирается или создается необходимый каталог, а затем проект сохраняется под своим именем, которое необходимо вручную ввести в Project Navigator, так как он не запоминает слова в строке **Project Name** окна **Create New Project**.

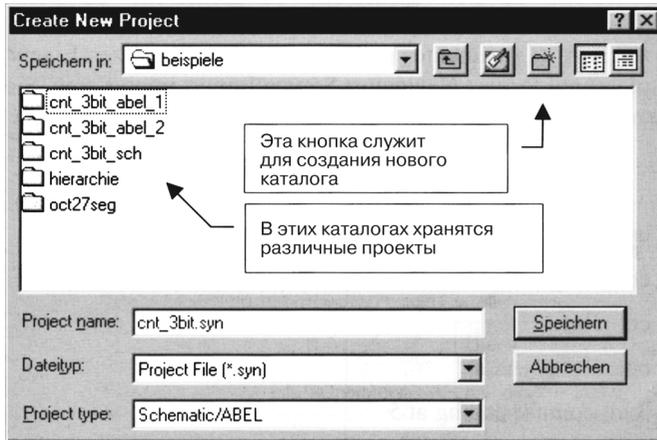


Рис. 29.2.5. Окно **New Project**

Подготовка нового блока Abel-данных начинается с щелчка мыши по кнопке **New** в нижней части окна **Source Window** (см. рис. 29.2.2). Затем необходимо выбрать один из модулей Abel HDL в раскрывшемся списке (слева на рис. 29.2.6). Вслед за нажатием на кнопку **OK** появляется диалоговое окно (справа на рис. 29.2.6) с запросами на ввод названия модуля, имени файла и заголовка, после заполнения которых и нажатия на кнопку **OK** раскрывается текстовый редактор.

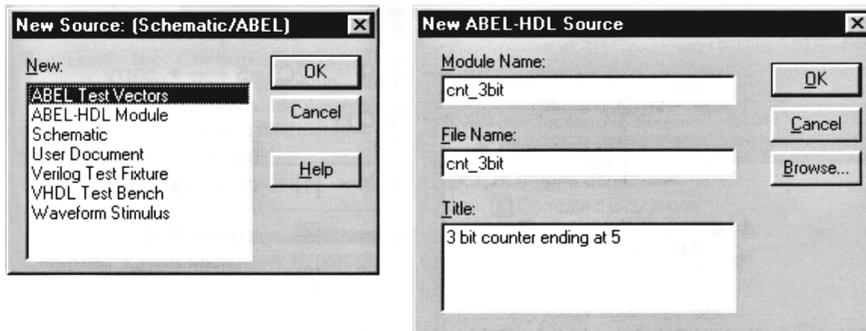


Рис. 29.2.6. Новый Abel-источник

Имя модуля служит идентификационным кодом внутри проекта, а имя файла используется для обозначения блока данных в соответствующем каталоге. Оба они обязательны, тогда как заголовок применяется для произвольного описания функции.

Лучше, если имена модуля и файла будут совпадать. Это позволит облегчить дальнейшие поиски. Заголовок должен быть предельно выразительным для того, чтобы впоследствии упростить опознавание модуля по его функции.

Представленный ниже пример программы демонстрирует устройство модуля Abel HDL. Здесь особую важность имеют ключевые слова, выделенные жирным шрифтом. Они должны содержаться в любом модуле Abel HDL. Если потребуется форматировать текст, как это сделано в нашем примере, введите пробел или табулятор, так как они игнорируются компилятором.

Введите и сохраните пример на рис. 29.2.7 с наименованиями, взятыми из табл. 29.2.1.

Таблица 29.2.1. Вариант имени для примера 1

Название проекта:	cnt_3bit
Каталог:	cnt_3bit_abel_1
Имя Abel-модуля:	cnt_3bit
Имя файла:	cnt_3bi
Abel-заголовок:	3 bit counter ending at 5

Проблем, связанных с вводом информации вручную, можно избежать, если импортировать исходные файлы из примерного перечня (Dokumente und Einstellungen\Besitzer\Eigene Dateien\Design Expert-Beispiele) с помощью команды меню **Project Navigator** ⇒ **Source** ⇒ **Import**. Однако не следует запускать проект в имеющемся каталоге, иначе не удастся проследить за выполнением отдельных шагов программы.

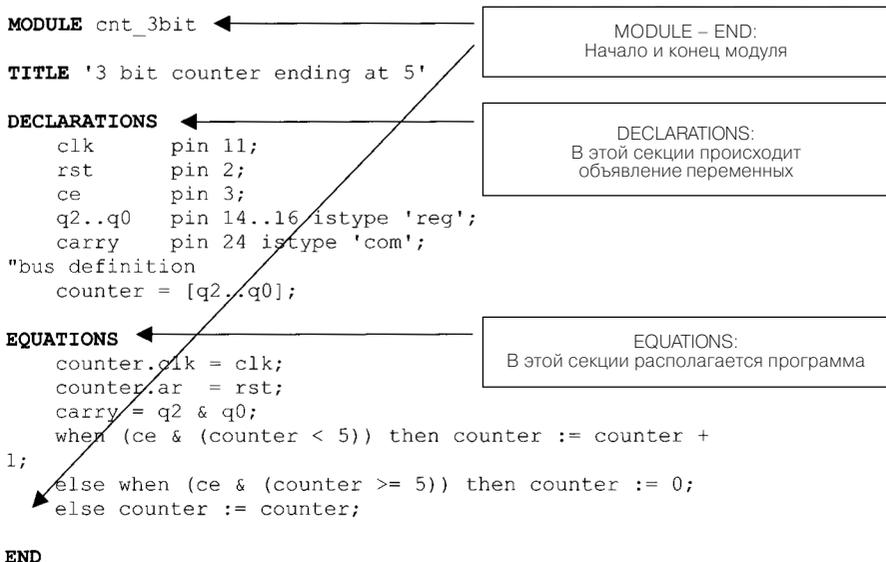


Рис. 29.2.7. Пример 1. Abel-Modul для cnt_3bit

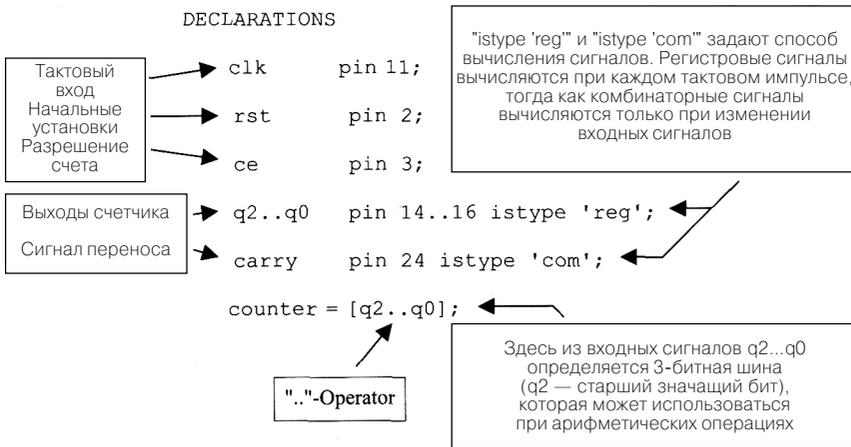


Рис. 29.2.8. Объявление входов и выходов

Входы и выходы в Abel-модуле. Описание характеристик интегральной схемы (рис. 29.2.8) начинается сразу после заголовка или имени модуля с указанием входных и выходных сигналов и межсоединений. Здесь же может быть приведена цоколевка ИС, однако подробнее об этом будет сказано ниже.

Язык Abel опознает выходные сигналы по наличию ключевого слова «istype». Причем речь идет о результирующем сигнале, который не обязательно подается на ножку вывода. Выходам от q2 до q0 присваивается тип istype 'reg', означающий, что каждый из них выводится наружу через регистр (контроллер). Сигнал переноса реализуется как логическая сеть таким образом, чтобы складывался соответствующий идентификатор. Используемый для этого синтаксис выглядит как istype 'com'. На этом варианты команды istype не исчерпываются, однако в рамках краткого введения мы ограничимся типами 'reg' (registered, или регистровый) и 'com' (combinatorial, или комбинаторный). Перечень других вариантов имеется в онлайн-овой справке текстового редактора.

Оператор .. означает сокращение последовательности. Он избавляет от необходимости описывать все ее элементы по отдельности. В примере на рис. 29.2.9 подобная экономия оказалась минимальной, так как использование данного оператора позволило не вводить только один элемент.

Параметры схемы в Abel-модуле. Приведенный ниже синтаксис описания функции является далеко не единственным, однако применительно к счетчику он весьма эффективен. На рис. 29.2.9 представлена такая возможность описания счетчика. Вторая и третья строки программы указывают компилятору на то, что входные сигналы clk и rst должны постоянно передаваться на шину counter. Пять следующих строк реализуют собственно программное преобразование требуемой функции. Сигнал передачи является логической операцией И между первым и третьим разрядами, так что он активизируется при $5_{\text{дес}} = 101_{\text{двоичн}}$. В заключение проверяется состояние счетчика: лежит ли его состояние в заданных пределах, действует ли команда **Reset** или должен быть выполнен очередной счет.

Оператор . открывает доступ к соответствующим элементам более низкого уровня в случае сигналов и шин.

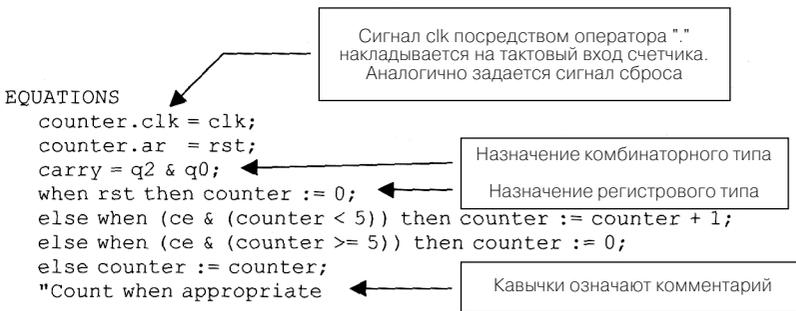


Рис. 29.2.9. Описание функционирования счетчика

Оператор `:=` назначает сигнал синхронно с тактовым импульсом (регистровый), тогда как при другом варианте назначения `=` сигналу непосредственно присваивается заданное значение (комбинаторный).

Конструкция `when then else` используется для того, чтобы можно было выполнять различные действия в зависимости от заданных условий, которыми могут служить любые логические выражения. При работе со сложными условиями необходимо применять скобки, которые служат для уточнения порядка выполнения операторов. Если вы используете конструкции с большим числом скобок, их расстановке следует уделить особое внимание, так как возникшие ошибки достаточно сложно найти и устранить.

После выхода из редактора текстов необходимо два раза щелкнуть по кнопке **Compile Logic**, и начнется выполнение компиляции Abel-модуля с одновременной проверкой синтаксиса.

За ходом компиляции можно следить по отчетам, если вызвать нужный объект в окне **Process for Current Source** программы Project Navigator. Двойной щелчок на требуемом отчете раскроет просмотрщик Report Viewer. Если в нашем случае сделать это относительно объекта **Compiled Equations**, мы увидим отчет, представленный на рис. 29.2.10. При этом предполагается, что Project Navigator автоматически завершил все предшествующие подготовительные шаги. В нашем случае при поступлении запроса на отчет Project Navigator должен запустить компилятор для преобразования программы (Compile Logic).

Для дальнейшей работы необходимо сгенерировать схемный символ, используя команду **Generate Schematic Symbol**.

Диаграмма состояний на языке Abel

В языке описания аппаратных средств Abel HDL имеется возможность включить диаграммы состояний в текстовом виде.

После обычного объявления имени модуля, входов/выходов и шин (векторов) вслед за ключевым словом `STATE_DIAGRAM` (рис. 29.2.11) вводятся условия переходов.

Займемся новым проектом. Пользуясь именами из табл. 29.2.2, создадим новую директорию. Для этого необходимо ввести модуль Abel HDL или импортировать его с CD-диска, выполнив команды **Project Navigator** \Rightarrow **Source** \Rightarrow **Import**.

ispDesignExpert 8.0

Design cnt_3bit created Thu Feb 15 12:47:00 2001

Title: 3 bit counter ending at 5

P-Terms	Fan-in	Fan-out	Type	Name (attributes)
3	5	1	Pin	q2.REG
1/1	1	1	Pin	q2.AR
1/1	1	1	Pin	q2.C
3	5	1	Pin	q1.REG
1/1	1	1	Pin	q1.AR
1/1	1	1	Pin	q1.C
3	5	1	Pin	q0.REG
1/1	1	1	Pin	q0.AR
1/1	1	1	Pin	q0.C
1	2	1	Pin	carry

Число термов произведения
в положительной и негативной
логике

```
=====
16/6          Best P-Term Total: 16
                Total Pins: 7
                Total Nodes: 0
Average P-Term/Output: 2
```

Equations:

```
q2 := (!rst & q2 & !ce
      # !rst & !q2 & q0 & q1 & ce
      # !rst & q2 & !q0 & !q1 & ce);
```

```
q2.AR = (rst);
```

```
...
```

```
carry = (q2 & q0);
```

! = Отрицание
& = И
= ИЛИ

Reverse-Polarity Equations:

```
!q2.AR = (!rst);
```

```
!q2.C = (!clk);
```

```
...
```

Рис. 29.2.10. Отчет Compiled Equations к примеру 1

Таблица 29.2.2. Имена для примера 2

Название проекта:	cnt_3bit
Каталог:	cnt_3bit_abel_2
Имя Abel-модуля:	cnt_3bit
Имя файла:	cnt_3bit
Abel-заголовок:	3 bit counter ending at 5

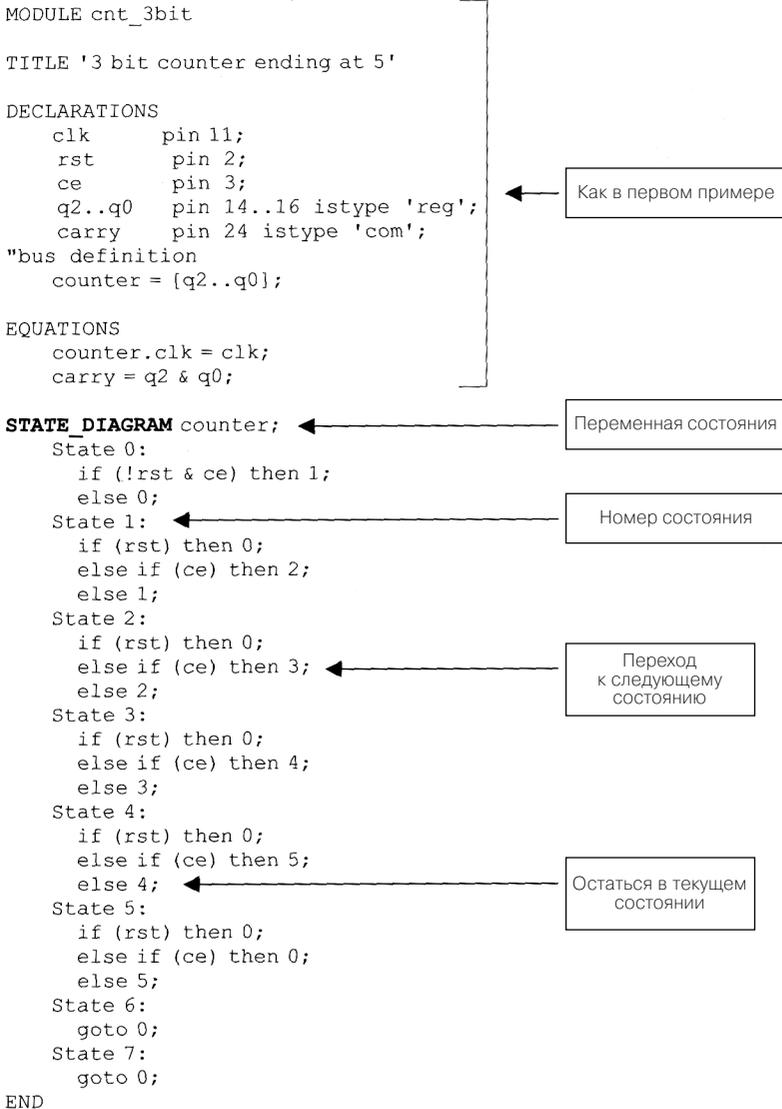


Рис. 29.2.11. Счетчик с командами состояний

Нетрудно заметить коренные отличия обоих примеров создания счетчика. При описании счетчика посредством однократного цикла для его реализации в расчете на информационное слово произвольной длины приходится переопределять максимальное показание счетчика.

В случае диаграммы состояний задается каждое состояние в отдельности, и поэтому такой подход используется только в схемах с малым числом состояний. Вместе с тем здесь удастся более наглядно отображать сложные условия переходов.

Таблица истинности

Таблица истинности предоставляет еще одну возможность ввода данных на языке Abel HDL. Изначально она предназначена для реализации логических устройств. Для примера рассмотрим семисегментный дешифратор. Он должен преобразовывать выход счетчика из предыдущего примера для отображения семисегментным индикатором (рис. 29.2.12). Возможные наименования для третьего примера приведены в табл. 29.2.3. Блок данных, подлежащих вводу, показан на рис. 29.2.13. Проанализируйте Compiled Equations и сгенерируйте логический символ, пользуясь опцией **Generate Schematic Symbol**.

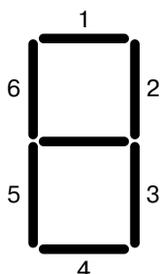


Рис. 29.2.12. Семисегментный индикатор

Таблица 29.2.3. Имена для примера 3

Название проекта:	oct27seg
Каталог:	oct27seg
Имя Abel-модуля:	oct27seg
Имя файла:	oct27seg
Abel-заголовок:	octal to seven segment decoder

```
MODULE oct27seg
```

```
TITLE 'octal to seven segment decoder'
```

```
DECLARATIONS
```

```
  oct0..oct2   pin 2,3,4;
  seg0..seg6   pin 14..20 istype 'com';
```

```
"bus definition
```

```
  ziffer = [oct2..oct0];
```

```
TRUTH_TABLE (number -> [seg0, seg1, seg2, seg3, seg4, seg5, seg6])
  0 -> [ 1, 1, 1, 1, 1, 1, 0];
  1 -> [ 0, 1, 1, 0, 0, 0, 0];
  2 -> [ 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1];
  3 -> [ 1, 1, 1, 1, 0, 0, 1];
  4 -> [ 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1];
  5 -> [ 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1];
  6 -> [ 1, 0, 1, 1, 1, 1, 1];
  7 -> [ 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0];
```

```
END
```

Рис. 29.2.13. Блок данных семисегментного индикатора

Построение схемы соединений с помощью Schematic Editor

Schematic Editor используется для графического конструирования цифровых схем. Их построение поддерживается различными библиотеками логических ячеек, регистров, буферов ввода/вывода и т.д. (в символьном представлении входов и выходов),

доступных разработчику. Эти библиотеки могут пополняться собственными схемными элементами, созданными на языке Abel HDL или в редакторе Schematic.

В пакете DesignExpert создание новой схемы инициируется с помощью выполнения команд **New** ⇒ **Schematic**, в результате чего появляется диалоговое окно, предлагающее ввести название новой схемы. После ввода подходящего названия Schematic Editor становится открытым для ввода самой схемы.

Для составления схемы соединений в Schematic крайне важны команды на панели **Toolbox**, представленные на рис. 29.2.14. Каждой ячейке таблицы на рисунке отвечает определенная кнопка на этой панели.

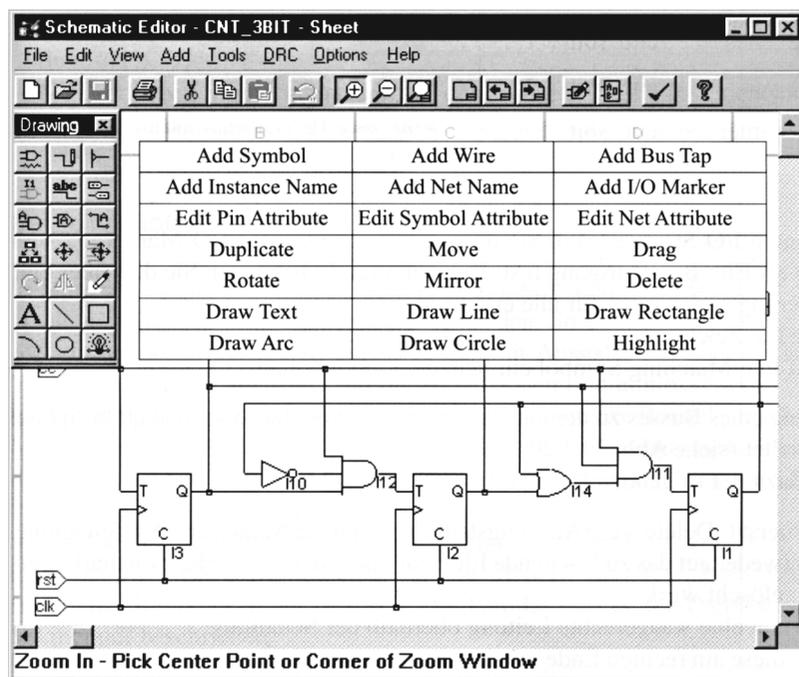


Рис. 29.2.14. Schematic Editor с панелью **Toolbox**

Для примера вновь построим 3-разрядный счетчик по типу, представленному на рис. 29.2.4, применив три счетных триггера с входом сброса, пригодных для переключения. Соответствующая принципиальная схема приведена на рис. 29.2.15.

Введите пример, взяв наименования из табл. 29.2.4, или загрузите его, выполнив команды **Project Navigator** ⇒ **Source** ⇒ **Import** с прилагаемого CD-диска.

Таблица 29.2.4. Возможные имена для примера 4

Название проекта:	cnt_3bit
Каталог:	cnt_3bit_sch
Имя схемного файла:	cnt_3bit

1. Удалим (команда **Delete**) с чертежа выходные линии вместе с их названиями (либо поочередно, либо все вместе), предварительно выделив их в общий блок.
2. Проведем горизонтальную линию над схемой.
3. Обозначим ее с правого конца именем $q[0-2]$, в силу чего линии присваивается статус шины и она утолщается.
4. Обозначим шину идентификатором входа/выхода.

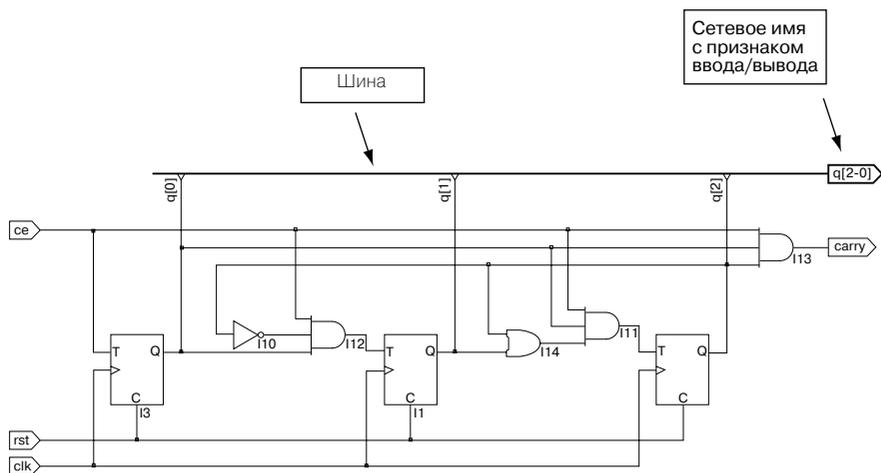


Рис. 29.2.16. Схема счетчика с шиной

Наконец создадим соединения с шиной, то есть свяжем с ней выходные сигналы, выполнив следующие действия:

1. С помощью команды **Add Net Name** введем область шинных разъемов (здесь $q[0-2]$) и подтвердим ввод командой **Enter**.
2. Удерживая клавишу **Shift**, нажмем правую кнопку мыши, вслед за чем на месте перекрестия появится имя первого разъема (сопряжения) (здесь $q[0]$).
3. Удерживая нажатой левую кнопку мыши, проложим линию от требуемой исходной точки к шине. При отпускании кнопки разъем соединится с отводом шины, а на месте перекрестия появится имя следующего разъема (здесь $q[1]$).
4. Повторим эту процедуру для следующих сопряжений. В случае ошибки необходимо воспользоваться командой **Undo** (Возврат) для отмены последнего действия.

Библиотеки схемных элементов

Благодаря опциям **File** \Rightarrow **Matching Symbol** и **Add Symbol** редактор Schematic Editor допускает повторное применение имеющейся разработки. Например, счетчик с 7-сегментным дешифратором может быть подключен к счетчику с дисплеем. Однако подобный подход легче реализуется с использованием библиотеки схемных элементов. Наряду с простыми логическими схемами там имеются сложные элементы, готовые счетчики, мультиплексоры или сумматоры. Применение подобных модулей экономит время при разработке и тестировании. Благодаря им разработка ведется на том же

уровне, который ранее был характерен для применений на основе сложных элементов по технологии ТТЛ.

Использование той или иной библиотеки зависит от применяемого схемного элемента. В табл. 29.2.5 приведены основные библиотеки для элементов ПЛМ и ПМЛ. Библиотеки семейства ispLSI1k8k описываются в файлах ispmacro.pdf и 58mc9.pdf.

Таблица 29.2.5. Библиотеки элементов ПЛМ и ПМЛ

Библиотека	Описание
vanprim.lib	selguide.pdf
vanttl.lib	vanttl.pdf
vanfunc.lib	vanfunc.pdf

В этом упражнении мы применим двоично-десятичный счетчик и семисегментный дешифратор из библиотеки ТТЛ. Вновь будет создан счетчик с семисегментным индикатором. Соответствующая принципиальная схема показана на рис. 29.2.17.

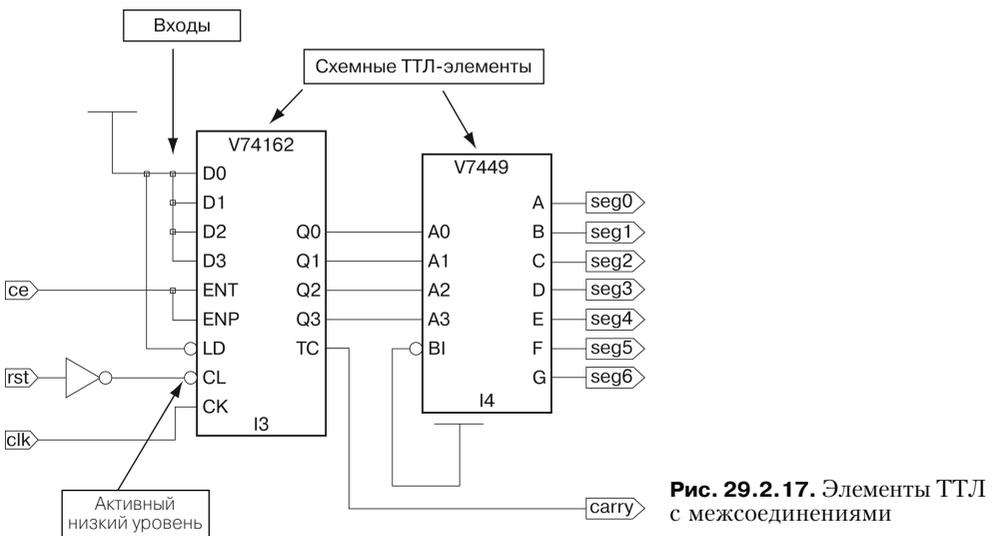


Рис. 29.2.17. Элементы ТТЛ с межсоединениями

Введите следующий пример, пользуясь именами из табл. 29.2.6, или импортируйте его из каталога примеров пакета DesignExpert, выполнив последовательность команд: **Project Navigator** ⇒ **Source** ⇒ **Import**. Создавая схему, действуйте следующим образом:

1. Из Symbol Libraries (вызывается с помощью команды **Add Symbol**) выведите на чертеж ТТЛ элементы V74162 и V7449 (библиотека VANTTL.LIB).
2. В соответствии с рис. 29.2.17 также выведите на чертеж требуемые логический вентиль, инвертор и V_{CC} (библиотека GATES.LIB, G_INV и VCC).
3. Проложите межсоединения с помощью команды **Add Wire**.
4. Присвойте сетевые имена всем входам и выходам. После выбора команды (**Add New Name**) введите нужное имя, подтвердите ввод нажатием **Enter** и щелкните

мышью на соединении, не забывая делать это в красной точке на его конце. Для обозначений сегментов вводите имя «seg0+», тогда программа при каждом вводе будет увеличивать номер сегмента на единицу.

5. Обозначенные таким образом сигналы ввода/вывода определяются как вход или выход с помощью идентификаторов ввода/вывода (**Add I/O-Markers**). Если таких сигналов много, их можно обработать одновременно, объединив в единый блок.

Таблица 29.2.6. Возможные имена для примера 5

Название проекта:	library
Каталог:	library
Имя схемного файла:	library

Иерархия

В пакетах DesignExpert имеется возможность связывать и вкладывать один в другой различные модули, созданные с помощью Abel HDL или редактора Schematic. Это делается аналогично тому, как поступают с процедурами и функциями в программах на языках С или Паскаль. DesignExpert представляет собой соподчинение модулей в виде древовидной структуры.

Простейший способ соединения уровней иерархии заключается в том, чтобы в каждом случае высший модуль разрабатывался в виде принципиальной схемы (рис. 29.2.18), в которую включаются требуемые модули более низкого уровня. В древовидной структуре они находятся под главным модулем, а необходимые Abel-файлы импортируются по мере надобности.

Создадим модуль из трехразрядного счетчика и семисегментного дешифратора согласно рис. 29.2.19.

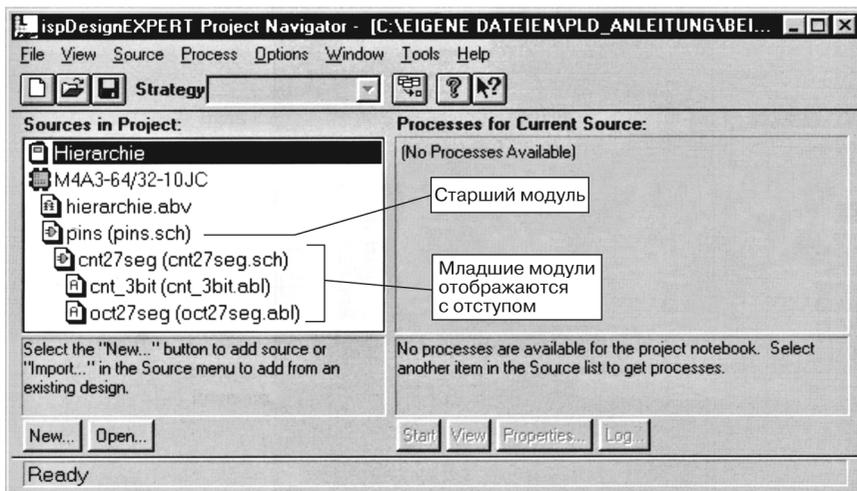


Рис. 29.2.18. Иерархия в Project Manager

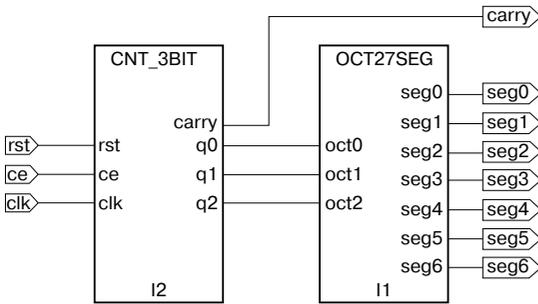


Рис. 29.2.19. Главный модуль в Schematic Editor

Введите пример, пользуясь именами из таблицы 29.2.7, или импортируйте его из каталога примеров пакета DesignExpert на прилагаемом CD-диске с помощью команд **Project Navigator** ⇒ **Source** ⇒ **Import**.

Таблица 29.2.7. Возможные имена для примера 6

Название проекта:	cnt27seg
Каталог:	cnt27seg
Имя схемного файла:	cnt27seg

Сначала импортируйте ранее созданный дешифратор Oct27Seg, а затем первый Abel-счетчик (из cnt_3bit_abel_1). Для этого воспользуйтесь опцией меню **Source** ⇒ **Import** в Project Navigator и выберите соответствующий Abel-файл. Затем откройте новый чертеж в редакторе Schematic и с помощью команд **Add** ⇒ **Symbol** поместите на нем оба символа из локальной библиотеки.

Наконец проложите требуемые соединительные линии. В завершение необходимо присвоить названия входам/выходам и снабдить их соответствующими идентификаторами.

Перед выходом из редактора Schematic создайте символ из всей схемы, выполнив команды **File** ⇒ **Matching Symbol**. Результат будет аналогичным результату выполнения команды **Generate Schematic Symbol** из Program Navigator.

29.2.3 Цоколевка

Если назначение выводов схемы (цоколевка) не определено, сборщик Device Fitter сам составит цоколевку схемы при подготовке JEDEC-файла, что особенно удобно для внутренних соединений (см. также раздел 29.2.5 об оптимизации). Определение цоколевки осуществляется так же, как в примерах, непосредственно в исходном файле (например, на языке Abel или в редакторе Schematic), или же посредством ввода в редакторе Constraint Editor.

Если цоколевка должна быть взята из исходного файла, следует включить опцию **Tools** ⇒ **Import Source Constraint Option**. Тогда сборщик берет цоколевку из модуля верхнего уровня, тогда как назначения выводов схемы из модулей нижних уровней отбрасываются.

Выбор определенного схемного элемента не влияет на разработку нового проекта. Информация из библиотек конкретной ИС используется прежде всего при моделировании и переводе таблицы связей в формат JEDEC. Более того, только на этом этапе имеет смысл заниматься цоколевкой схемы.

Двойной щелчок мыши на имени схемного элемента раскрывает окно со списком для выбора устройства (рис. 29.2.20).

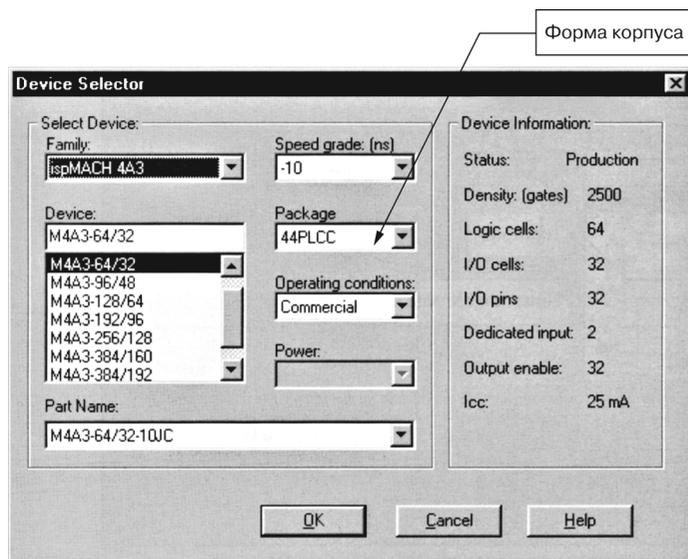


Рис. 29.2.20. Выбор Device Window

Язык Abel

На языке Abel для ввода цоколевки достаточно указать нужный номер штырька после ключевого слова `pin`. Примером тому служит дешифратор Oct27Seg на рис. 29.2.21, где номера штырьков выделены жирным шрифтом. Их можно вводить раздельно, а также с использованием оператора `..`

Номера штырьков вводятся непосредственно в Abel HDL-модуль, который отвечает за определенную функцию. Это вынуждает разработчика пересматривать нумерацию штырьков всякий раз, когда он решает применить другой схемный элемент или импортировать готовый модуль в другой проект.

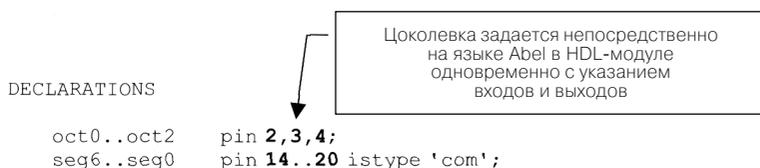


Рис. 29.2.21. Ввод цоколевки на языке Abel

Редактор Schematic

Цоколевка может быть введена в любом файле редактора Schematic. Однако гораздо нагляднее и практичнее свести всю схему в единый блок и уже на схеме высокого уровня указать раскладку штырьков (рис. 29.2.22).

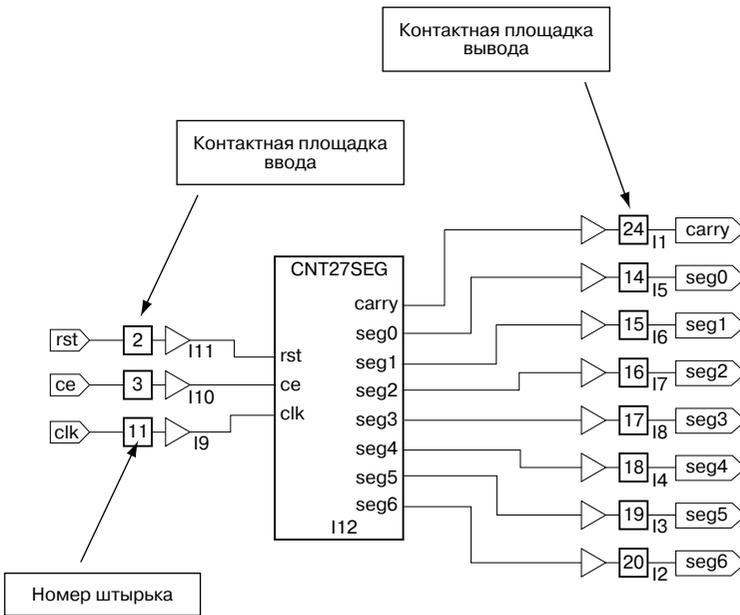


Рис. 29.2.22. Нумерация выводов на чертеже редактора Schematic

Для этого необходимо выполнить перечисленные ниже действия. Откройте новый проект и импортируйте файлы из табл. 29.2.8.

Таблица 29.2.8. Возможные имена для примера 7

Название проекта:	pins
Каталог:	pins
Имя схемного файла:	pins
Импортируемые файлы:	cnt27seg\cnt27seg.sch cnt27seg\cnt_3bit.abl cnt27seg\oct27seg.abl

Создайте новый Schematic-модуль под именем Pins и выполните следующие операции:

1. Ввод схемного символа cnt27seg из библиотеки «(local)».
2. Ввод контактных площадок ввода/вывода (Library IOPADS.LIB).
3. Соединение контактных площадок ввода/вывода с модулем cnt27seg.

4. Подключение снаружи коротких отрезков проводников к каждому контакту площадки ввода/вывода.
5. Присвоение названий входам и выходам.
6. Присвоение I/O-идентификаторов входам и выходам.
7. Запуск редактора Symbol Attribute Editor (рис. 29.2.23) из панели инструментов.
8. Выполнение маркировки площадок и распределение номеров штырьков. (У каждой контактной площадки ввода/вывода имеется свойство SynarioPin.)



Рис. 29.2.23. Символ редактора признаков

Редактор Constraint Editor

Constraint Editor позволяет напрямую связывать сигналы с номерами штырьков. Для этого схемный элемент выделяют в окне источника и вызывают Constraint Editor в окне процесса. Кнопка **Loc** (Расположение) инициирует процедуру присвоения в диалоговой форме, в ходе которой маркированному сигналу назначается «свой» вывод-штырек (рис. 29.2.24). В зависимости от выбранного схемного элемента возможны назначения локализаций иного типа, например для макроячеек, предназначенных для обработки сигнала.

Откройте проект pins и запустите Constraint Editor. Нажмите кнопку **Loc** и пометьте сигнал `sa99`, а затем штырек под номером 25. Подтвердите это назначение, нажав кнопку **Add**. Теперь сигнал `sa99` появился в нижнем списке. Для отмены назначения снова отметьте его, выберите штырек под номером 24 и подтвердите задание, нажав кнопку **Update**. Если опция **Import Source Constraint** включена, сигналы также отображаются в нижнем списке.

29.2.4

Моделирование

Созданное устройство анализируется прежде всего ради поиска ошибок. При этом моделирование разработки позволяет проверять ее поведение, тогда как анализ временных и частотных характеристик дает возможность контролировать функциональ-

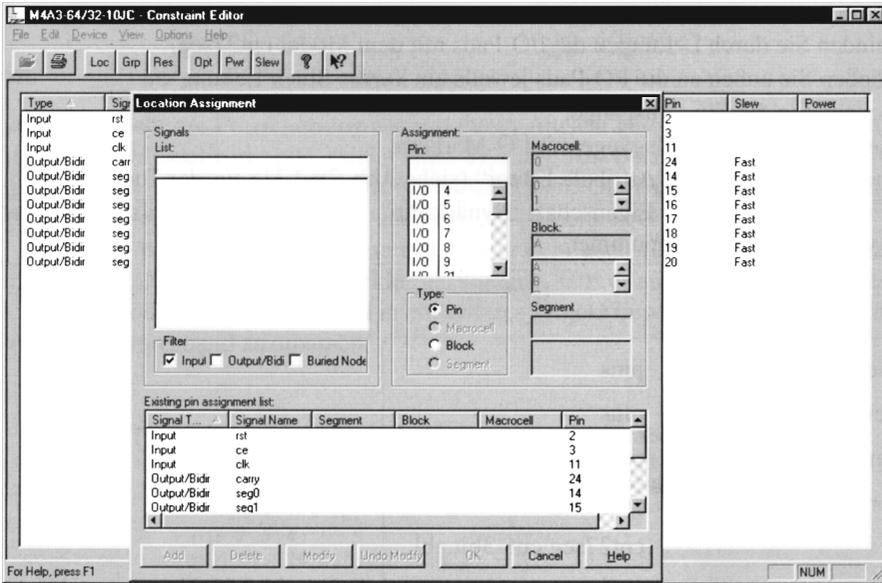


Рис. 29.2.24. Редактор Constraint Editor

ные возможности устройства в различных условиях, например с приближением к минимальной частоте. Раздел моделирования (симулятор) встроен в пакет DesignExpert. Симулятор предъявляет устройству входные сигналы из тестового файла, где они описаны в векторной форме, и рассчитывает временные зависимости выходного сигнала (рис. 29.2.25).

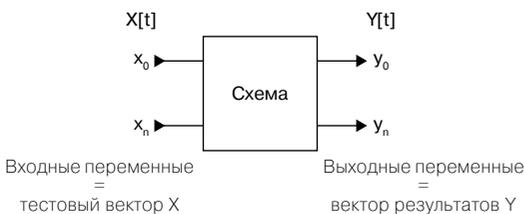


Рис. 29.2.25. Тестовый вектор

Входными сигналами служат так называемые тестовые векторы, поочередно предъявляемые устройству. Предусмотрено сравнение результатов моделирования с заданным вектором результатов.

Насколько полезны результаты подобного моделирования и насколько полно проверяется само устройство, зависит от выбора соответствующих входных сигналов. Необходимо также позаботиться о выборе надлежащих начальных условий. Например, следует предусмотреть сброс регистров перед началом проверки.

Триггеры воспринимают входные сигналы лишь на переднем фронте тактового импульса. Поэтому отсутствует реакция на те сигналы, которые появляются вслед за этим фронтом и исчезают до появления следующего тактового импульса. Кроме того,

входные сигналы триггера не должны меняться на протяжении переднего фронта тактового импульса, поскольку в противном случае возможно появление неопределенных состояний из-за нарушений требований, предъявляемых к времени установления и удержания.

Программа просмотра графических изображений Waveform Viewer позволяет следить за результатами моделирования при любой форме сигналов.

Тестовые векторы

Тестирование логических сетей. Раскройте проект Oct27Seg и создайте Abel-файл. Введите текст за таблицей истинности, как показано на рис. 29.2.26. Таким образом тестовый вектор может быть прямо введен в Abel-файл. В этом векторе задается только один выходной сигнал. Программа Waveform Viewer позволяет выбирать и просматривать другие выходные сигналы.

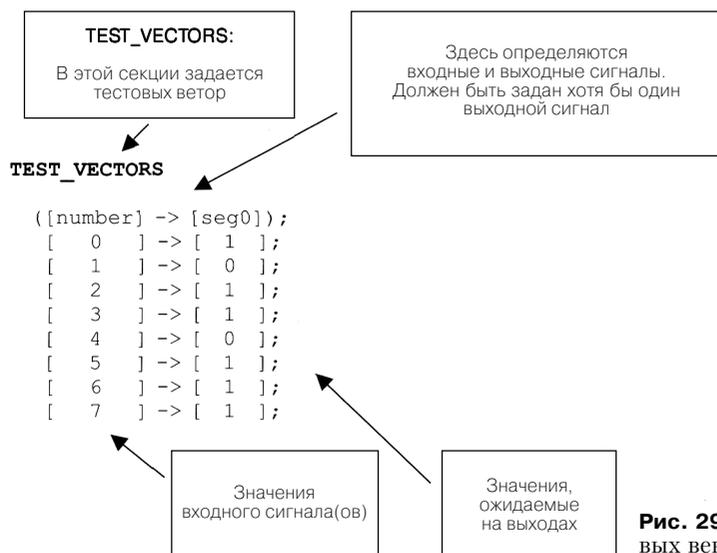


Рис. 29.2.26. Структура тестовых векторов

Теперь выделите в Project Navigator векторы oct27seg и запустите Functional Simulation. Иницируйте модель из панели **Simulation Control Panel** с помощью команд **Simulate** ⇒ **Run** и просмотрите результаты моделирования в самораскрывающейся программе просмотра Waveform Viewer. Более подробно об управлении моделированием будет сказано ниже.

Тестирование счетчика. В этом примере для тестирования счетчика необходимо записать файл тестового вектора, не связанный с Abel-файлом.

Для этого откройте проект cnt_3bit из каталога cnt_3bit_abel_1, создайте новый модуль Source Test Vectors и введите программу, представленную на рис. 29.2.27. Здесь тестовые векторы заносятся в собственный отдельный файл, что позволяет использовать его в различных проектах. В частности, файл тестовых векторов может применяться во всех трех проектах cnt_3bit.



Рис. 29.2.27. Файл тестового вектора для счетчика

Тестовые векторы также используются при моделировании счетчика. Добавление макроса позволяет реализовать моделирование большей продолжительности без необходимости исчерпывающего описания каждого шага.

Сначала с помощью ключевого слова MACRO определяют макрос test_counter, уделяя особое внимание правильному применению скобок по всему модулю. Задается переменная (здесь i), определяющая число повторений. Сам макрос строится как обычный тестовый вектор, который, чтобы не вводить каждый шаг, повторяется i раз на каждую команду repeat. Допустимо использовать несколько тестовых векторов, строго соблюдая правила применения скобок. Макрос вызывается по имени, а в скобках указывается число требуемых повторов.

Симулятору известны два задаваемых значения: .c. и .x.. Первое из них говорит симулятору о необходимости генерировать тактовый сигнал. Второе (.x. = don't care – безразличное значение) запрещает реагировать на это значение.

Выходной вектор должен содержать хотя бы один элемент. Прочие сигналы выбираются и рассматриваются в Waveform Viewer. Мы используем здесь сигнал carry. Теперь вы сможете импортировать созданный файл тестового вектора в оба других проекта счетчика, а также в проекты library, hierarchy и pins для их тестирования.

Просмотрщик Waveform Viewer

Откройте проект hierarchy и запустите симулятор. Появится окно **Simulator Control Panel** (рис. 29.2.28), позволяющее задавать различные параметры до начала самого моделирования (**Simulate** ⇒ **Run**). Среди средств пакета DesignExpert программа просмотра Waveform Viewer (рис. 29.2.29) поддерживает наиболее наглядное представление сигналов.

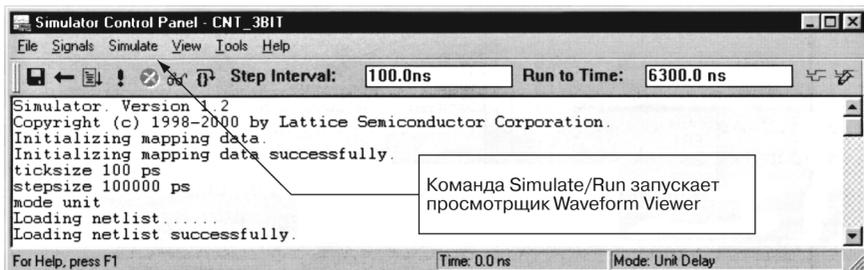


Рис. 29.2.28. Окно Simulator Control Panel

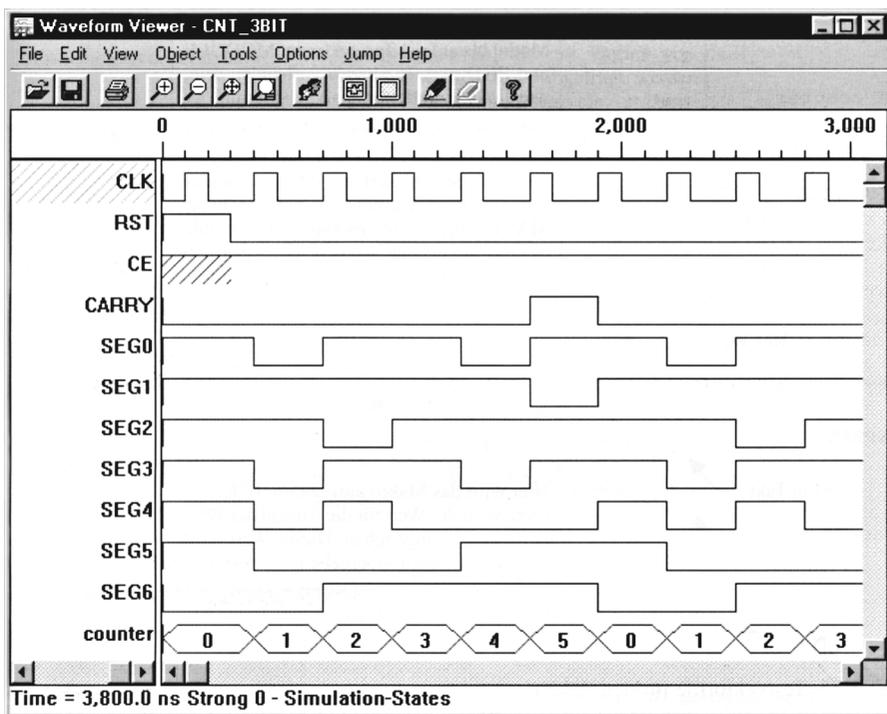


Рис. 29.2.29. Развертка сигналов в окне программы Waveform Viewer

Команда **Show** в меню **Edit** позволяет отображать всю совокупность возможных сигналов (рис. 29.2.30). Окно **Instances** показывает текущие уровни сигналов, список которых виден в окне **Nets**. Для вывода сигнала на дисплей нужно дважды щелкнуть мышью на соответствующем элементе списка **Net**. Вместо этого можно выделить один или несколько сигналов и показать их, воспользовавшись командой **Show**.

Если для анализа выхода счетчика важно отобразить совокупность соответствующих сигналов, создается изображение шины. В данном случае нам нужно показать

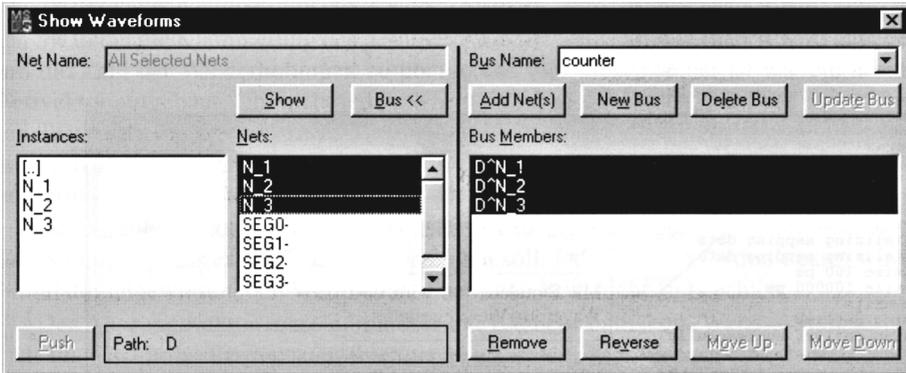


Рис. 29.2.30. Окно Show Waveform

внутренние выходы счетчика. Вслед за двойным щелчком на D под окном **Instances** появятся другие внутренние сигналы. Нажав кнопку **Bus**, раскроем строку и введем имя шины. Затем в **Nets** выделим N_1, N_2 и N_3. Команда **Add Net(s)** назначает выделенные сигналы действующей шины. Кнопка **Reverse** позволяет менять их последовательность (или значимость) внутри шины. По команде **Save Bus** происходит сохранение шины, а по команде **Show** – ее отображение на экране. Создание других шин инициируется командой **New Bus**.

Waveform Viewer позволяет изменять масштаб фрагмента изображения командой **Zoom In** меню **View**. Для этого нужно выделить требуемый фрагмент или щелкнуть кнопкой мыши на изображении до получения нужного масштаба.

Functional Simulation поддерживает только анализ функций, тогда как **Timing Simulation** учитывает реальные временные соотношения. Однако это требует более значительных вычислительных затрат, что может оказаться накладным в случае крупных проектов.

Частотно-временной анализ

DesignExpert дает возможность рассчитывать время распространения сигнала в устройствах, но только если в них применены современные микросхемы, а не устаревшие ПЛУ.

Чтобы запустить Timing Analysis (Временной анализ), достаточно выбрать и выделить ПЛМ элемент в окне источника, а затем перейти в окно процесса и дважды щелкнуть по кнопке **Timing Analysis**.

Теперь в левой части окна можно выбирать различные виды анализа (рис. 29.2.31). На первый взгляд самым важным кажется анализ максимальной частоты, так как здесь сразу проявляется принципиальная пригодность устройства. Двухсекундная задержка указателя мыши на одной из шести точек открывает доступ к дополнительной информации. Команда **Run** запускает требуемый вариант анализа. Его результат появляется в правой части окна. После двойного щелчка по какому-либо элементу пользователю предоставляется подробная информация о составляющих времени распространения сигнала в микросхеме (рис. 29.2.32).

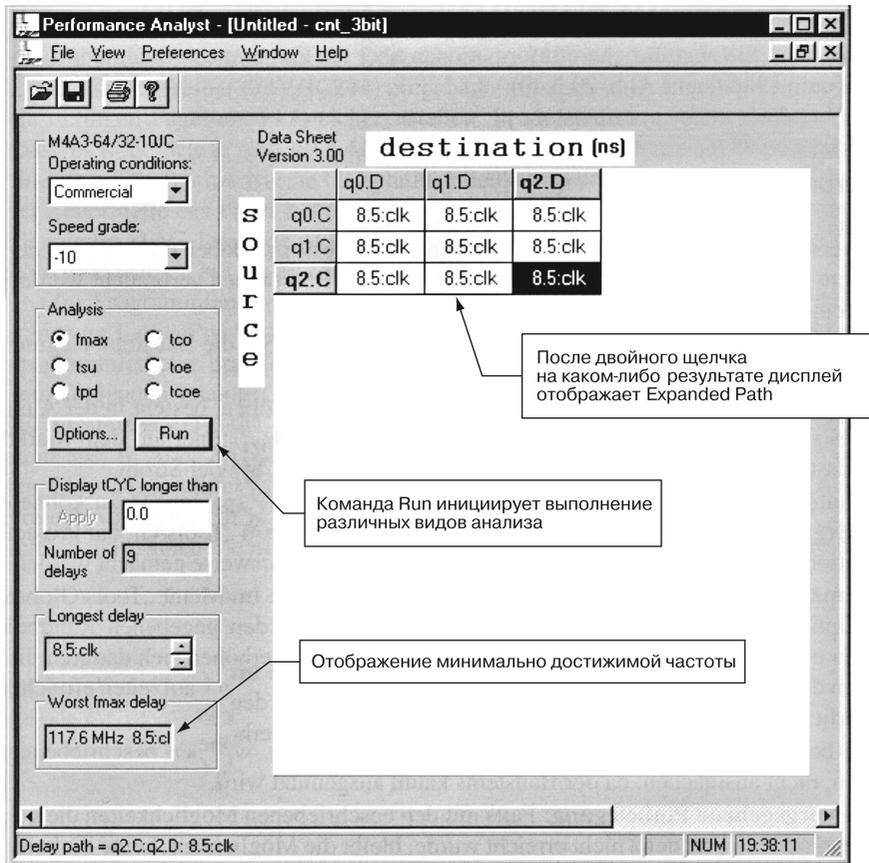


Рис. 29.2.31. Окно программы Timing Analysis

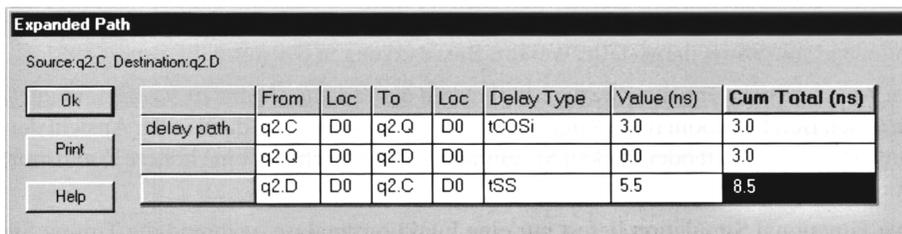


Рис. 29.2.32. Окно Timing Analysis. Расширенный путь

29.2.5

Оптимизация

Существует множество возможностей совершенствования созданного устройства, однако для этого важно прежде всего осознать цель мероприятия. Что важнее: предельная экономия ресурсов или достижение максимальной тактовой частоты?

Располагая результатами анализа, можно изменить устройство микросхемы для улучшения ее конструкции.

Простая возможность повышения максимальной частоты заключается в выборе микросхемы с повышенным быстродействием. Однако она не всегда имеется в продаже или не вписывается в смету, или же потребляет слишком большой ток.

Поэтому чаще всего приходится доводить имеющееся устройство до требуемых параметров самостоятельно. Для этого ищут новые варианты цоколевки посредством Constraint Editor или с помощью меню **Tools** ⇒ **Global Project Optimization** вводят в сборщик (Fitter) различные параметры, влияющие на его функционирование.

Максимальная частота против максимальной миниатюрности. Опция **Pack Design** в меню **Tools** ⇒ **Global Project Optimization** позволяет минимизировать занимаемую площадь при заданных краевых условиях. Однако это приводит к возрастанию времени распространения сигнала. Опция **Spread Design** минимизирует задержки ценой свободного пространства.

Оба варианта не имеют значения для малых проектов по типу вышеописанных примеров, поскольку почти неприменимы для схемных элементов.

Без указания цоколевки. Если описанные возможности не позволили достичь нужной максимальной частоты, остается вообще отказаться от самостоятельного выбора цоколевки, и тогда сборщику станет легче распределить устройство на микросхеме. Однако в этом случае печатная плата должна быть рассчитана на назначение выводов ИС, предложенное сборщиком.

Constraint Editor. У некоторых типов кристаллов редактор Constraint Editor позволяет изменять не только цоколевку, но и распределение макроячеек, блоков и сегментов.

29.2.6

Программирование

Как правило, новейшие ПЛУ программируются находясь в составе устройства (In System Programmable – ISP) и не нуждаются в программаторе, так как необходимые средства встроены в микросхему. Сокращение ISP встречается в обозначениях таких изделий, как, например, микросхема семейства ispMACH4A3, которая здесь используется. Программирование осуществляется через стандартизованный JTAG-интерфейс, позволяющий также тестировать микросхему (интерфейс IEEE 1149 Boundary Scan Test Interface группы Joint Test Action Group).

Однако для программирования ИС требуется загрузочная программа, способная загружать JEDEC-файл через загрузочный кабель в ИС. Пакет DesignExpert располагает такой программой загрузки (**Tools** ⇒ **LatticePRO Software**), которая рассчитана на использование параллельного порта. Необходимые соединения показаны на рис. 29.2.33.

Загрузочный кабель может быть заказан у фирмы Lattice под номером HW7265-DL2. Он связывает параллельный порт принтера на системном блоке персонального компьютера со стандартным JTAG-соединителем на плате ПЛУ. Для надежности в этот кабель встроены драйвер 74VHC244, гарантирующий правильность уровня сигнала на ПЛУ даже в неблагоприятных условиях. Во многих случаях вполне достаточно простой пассивный кабель, представленный на рис. 29.2.33. Гнездо JTAG-разъема на загрузочном кабеле подобно гнезду 10-штырькового разъема кабеля для под-

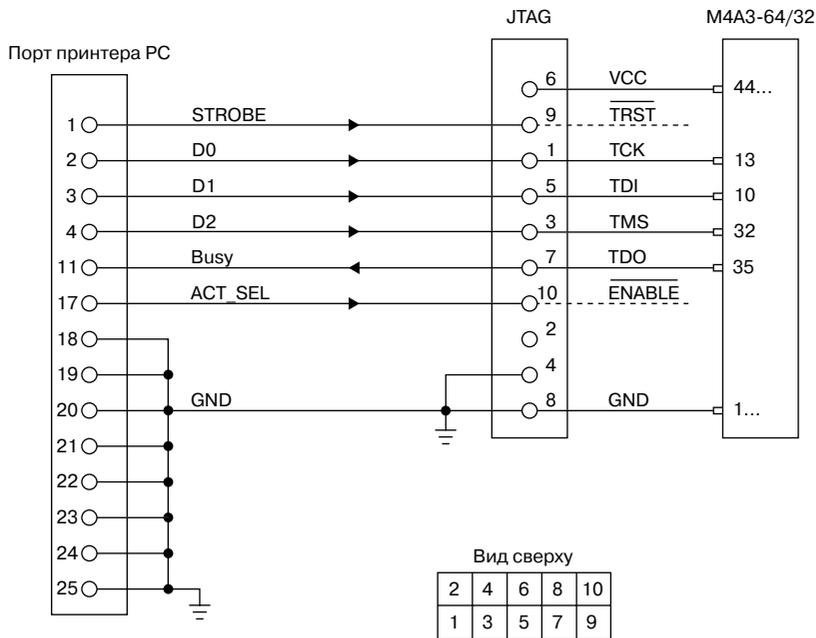


Рис. 29.2.33. Пассивный JTAG-кабель. Соединения по нормам Vantis. Пример подключения к ИС М4А3-64/32

ключений к материнской плате компьютера. На плате ПЛУ находится соответствующая 10-штырьковая вилка. Значения сигналов интерфейса JTAG приведены в табл. 29.2.9. Как и в нашем примере, сигналы TRST и ENABLE во многих ПЛУ не используются.

Таблица 29.2.9. Сигналы интерфейса JTAG

Обозначение сигнала	Значение	Вывод JTAG
TCK	Test Clock	1
TMS	Test Mode Select	3
TDI	Test Data In	5
TDO	Test Data Out	7
<u>TRST</u>	Test Reset	9
<u>ENABLE</u>	Ebable	10
VCC	Напряжение питания ПЛУ	6
GND	Корпус	4, 8

Для программирования запустите программу LatticePRO Software из Project Navigator, выполнив команды **Tools** ⇒ **LatticePRO Software** (рис. 29.2.34). С помощью меню **File** ⇒ **New** откройте новый бланк программы и, используя команды **Edit** ⇒ **Add**

Device, введите новое устройство. В следующем диалоговом окне (рис. 29.2.35) выберите JTAG-Operation и JEDEC-File (JEDEC File for the part). Найдите требуемый схемный элемент. На рис. 29.2.36 показаны установки для выбора используемой здесь микросхемы. Закрыв это диалоговое окно, раскройте окно **командой Project ⇒ Advanced Processing Options**) и выберите в нем нужный загрузочный кабель (рис. 29.2.37). Наконец запустите процесс программирования командой **GO** (см. рис. 29.2.34).

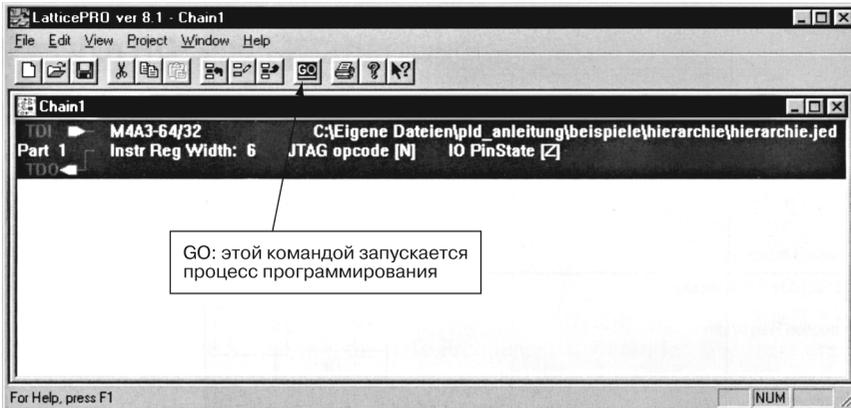


Рис. 29.2.34. Окно LatticePro

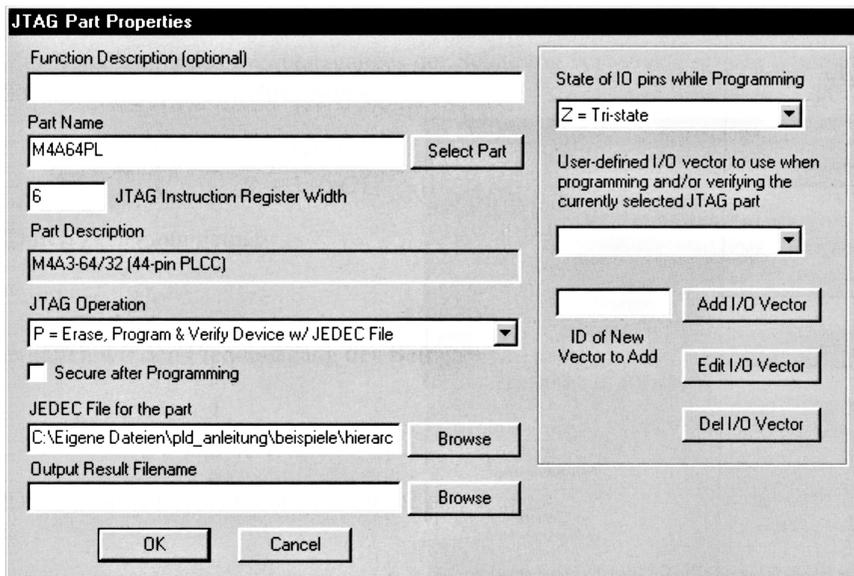


Рис. 29.2.35. Окно JTAG Part Properties

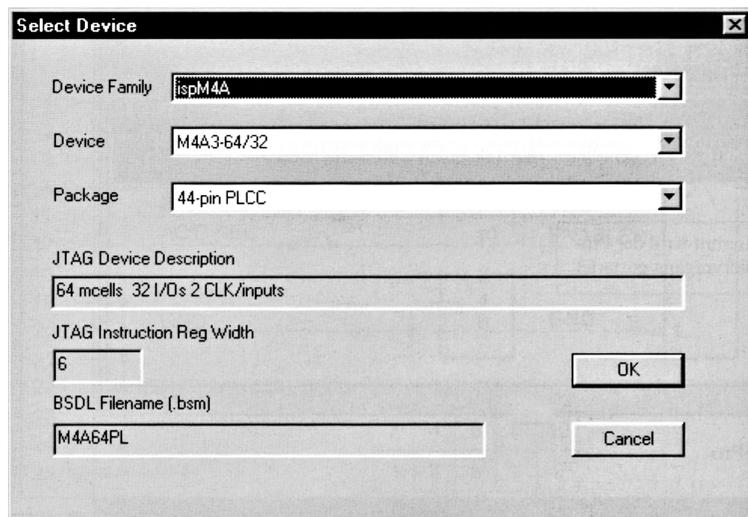


Рис. 29.2.36. Окно Select Device (Выбор устройства)

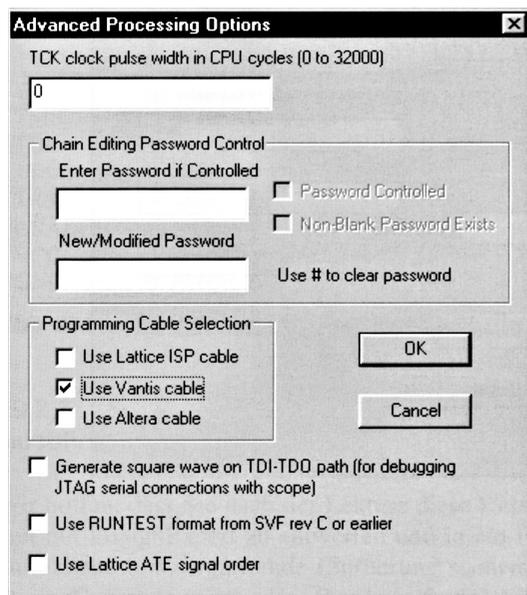


Рис. 29.2.37. Выбор кабеля для программирования микросхемы

29.2.7

Перспективы

Надеемся, что после прочтения этой главы вы сможете спроектировать собственную интегральную микросхему, пользуясь пакетом DesignExpert, и запрограммировать ПЛУ. Если же вам понадобятся более глубокие знания, рекомендуем обратиться

к учебному пособию Tutorial в самом пакете DesignExpert. Оно вызывается через пункт меню **Help** \Rightarrow **Tutorials**.

Если желательно не только смоделировать разработанную схему, но и проверить ее, стоит воспользоваться отладочной платой MACH4-SK44 фирмы Lattice. Кроме вышеописанного загрузочного кабеля она комплектуется небольшой печатной платой M4-64/32 с тремя переключателями, 4-разрядным семисегментным индикатором и тактовым генератором.

29.3

Пассивные RC- и RLC-цепи

RC-цепи играют важную роль в схемотехнике. Поскольку принцип действия RC-цепей остается неизменным в любых схемах, необходимо подробнее описать их функции, что и будет сделано в следующих разделах.

29.3.1

Фильтр нижних частот (ФНЧ)

Фильтр нижних частот представляет собой устройство, которое с постоянным коэффициентом передачи пропускает низкие частоты, и вызывает ослабление высоких частот с запаздыванием по фазе. На рис. 29.3.1 показана схема простого RC-фильтра нижних частот.

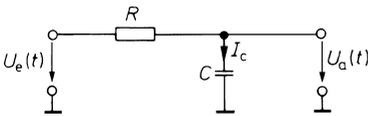


Рис. 29.3.1. Простой фильтр нижних частот

Частотная характеристика

Для расчета частотной характеристики схемы воспользуемся формулой делителя напряжения в комплексной форме:

$$\underline{A}(s) = \frac{U_a}{U_e} = \frac{1/(sC)}{R + 1/(sC)} = \frac{1}{1 + sRC}. \quad (29.1)$$

Представляя $A(s)$ в виде

$$\underline{A} = |\underline{A}| e^{j\varphi},$$

получим частотную характеристику модуля и фазового сдвига при $s = j\omega$:

$$|\underline{A}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}, \quad \varphi = -\arctg \omega RC. \quad (29.2)$$

Обе зависимости представлены на рис. 29.3.2.

Для расчета граничной частоты по уровню 3 дБ в (29.2) примем

$$|\underline{A}| = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_g^2 R^2 C^2}}$$

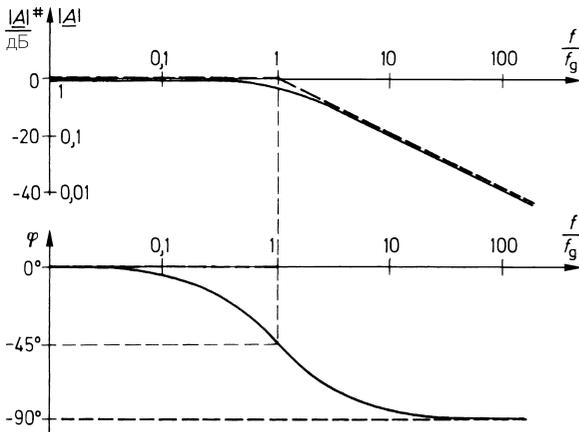


Рис. 29.3.2. Диаграмма Бode фильтра нижних частот

и получим

$$f_g = \frac{\omega_g}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}. \tag{29.3}$$

Согласно выражению (29.2) фазовый сдвиг на этой частоте составляет $\varphi = -45^\circ$. Из рис. 29.3.2 видно, что амплитудно-частотную характеристику $|A| = \hat{U}_a / \hat{U}_e$ нетрудно получить с помощью двух асимптот и простым способом определить:

- на нижних частотах $f \ll f_g$ имеет место $|A| = 1$, что соответствует 0 дБ;
- на верхних частотах $f \gg f_g$ в силу (29.2) выполняется $|A| \approx 1/\omega RC$. Иными словами усиление обратно пропорционально частоте, так что при десятикратном увеличении частоты усиление убывает в 10 раз, уменьшаясь со скоростью 20 дБ/декада или 6 дБ/октава;
- при $f = f_g$ имеет место $|A| = 1/\sqrt{2}$, что соответствует -3 дБ.

Временные характеристики

Для исследования поведения схемы во времени, на ее входе подают скачкообразное изменение напряжения (рис. 29.3.3). Для расчета выходного напряжения применим закон Кирхгофа к (ненагруженному) выходу и согласно рис. 29.3.1 получим:

$$\frac{U_e - U_a}{R} - I_C = 0.$$

При $I_C = C\dot{U}_a$ получаем дифференциальное уравнение:

$$RC\dot{U}_a + U_a = U_e = \begin{cases} U_r & \text{при } t > 0 \text{ в случае а,} \\ 0 & \text{при } t > 0 \text{ в случае б.} \end{cases} \tag{29.4}$$

У него имеются следующие решения:

$$\begin{array}{ll} \text{Случай а :} & \text{Случай б :} \\ U_a(t) = U_r(1 - e^{-t/RC}), & U_a(t) = U_r e^{-t/RC}. \end{array} \tag{29.5}$$

Эти зависимости приведены на рис. 29.3.3. Ясно, что стационарные значения $U_a = U_r$ и $U_a = 0$ достижимы только асимптотически. Поэтому мерой времени установления служит постоянная времени τ . Она показывает, сколько времени требуется на

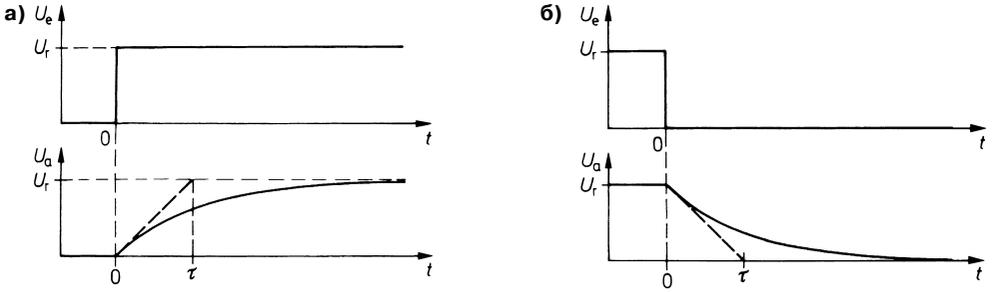


Рис. 29.3.3. Переходная характеристика ФНЧ

изменение сигнала в e раз относительно стационарного значения. Согласно (29.5) для постоянной времени справедливо равенство:

$$\tau = RC. \tag{29.6}$$

Время установления для отклонений меньшего размаха также определяется по уравнению (29.5). В табл. 29.3.1 приведены оценки времени установления для отклонений разной величины.

Таблица 29.3.1. Время установления ФНЧ

Точность установления	37%	10%	1%	0,1%
Время установления	τ	$2,3\tau$	$4,6\tau$	$6,9\tau$

Если на вход подается напряжение прямоугольной формы с периодом T , экспоненциальная функция на выходе будет прерываться каждый раз, спустя $T/2$ после очередного скачка напряжения. Достижимое при этом конечное значение зависит от соотношения длительности $T/2$ и постоянной времени τ . Эту закономерность поясняют осциллограммы, представленные на рис. 29.3.4, где верхняя кривая соответствует $f_e = 10f_g$; средняя кривая $- f_e = f_g$; нижняя кривая $- f_e = 0,1f_g$

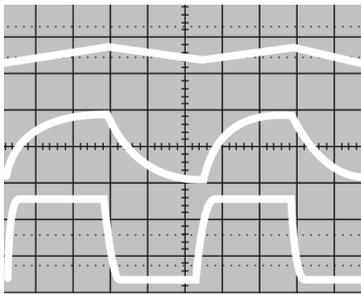


Рис. 29.3.4. Реакция ФНЧ на сигнал прямоугольной формы различной частоты

ФНЧ в качестве интегрирующего звена. Как мы уже убедились, если частота сигнала $f \gg f_g$, переменное напряжение на выходе становится гораздо меньше входного напряжения. В этом случае ФНЧ действует как интегрирующее звено, что не-

посредственно вытекает из дифференциального уравнения (29.4): в предположении $|U_a| \ll |U_e|$ из него следует

$$RC\dot{U}_a = U_e,$$

$$U_a = \frac{1}{RC} \int_0^t U_e(\tilde{t}) d\tilde{t} + U_a(0).$$

ФНЧ как усредняющее устройство. Предполагаемое выше условие $f \gg f_g$ вовсе не выполняется в случае несимметричного переменного напряжения. Разложение в ряд Фурье начинается с константы, равной среднему арифметическому значению:

$$\bar{U}_e = \frac{1}{T} \int_0^T U_e(t) dt,$$

где T – период входного напряжения. Сложив все остальные члены ряда Фурье, получим напряжение $U'_e(t)$, изменяющееся аналогично входному напряжению, но смещенное по величине так, что его среднее арифметическое равно нулю. Следовательно, входное напряжение можно представить в виде

$$U_e(t) = \bar{U}_e + U'_e(t).$$

Условие $f \gg f_g$ может соблюдаться для напряжения $U'_e(t)$. К тому же оно интегрируется, тогда как постоянная составляющая напряжения передается линейно. Следовательно, выходное напряжение принимает вид:

$$U_a = \underbrace{\frac{1}{RC} \int_0^t U'_e(\tilde{t}) d\tilde{t}}_{\text{Остаточные пульсации}} + \underbrace{\bar{U}_e}_{\text{Среднее значение}}. \quad (29.7)$$

При достаточно большой постоянной времени $\tau = RC$ остаточные пульсации оказываются пренебрежимо малыми по сравнению со средним значением, что позволяет записать

$$U_a \approx \bar{U}_e. \quad (29.8)$$

Время нарастания и граничная частота. Время нарастания t_a служит еще одним параметром, характеризующим ФНЧ, и показывает, за какое время выходное напряжение возрастет с 10% до 90% от конечного значения при мгновенном увеличении сигнала на входе. Экспонента (29.5) дает:

$$t_a = t_{90\%} - t_{10\%} = \tau (\ln 0,9 - \ln 0,1) = \tau \ln 9 \approx 2,2\tau.$$

При $f_g = 1/2\pi\tau$ отсюда следует:

$$t_a \approx \frac{1}{3f_g}. \quad (29.9)$$

Это соотношение приближенно соблюдается и в случае ФНЧ более высокого порядка.

При последовательном включении нескольких ФНЧ с различным временем нарастания t_{ai} результирующее время нарастания составляет

$$t_a \approx \sqrt{\sum_i t_{ai}^2}, \quad (29.10)$$

а граничная частота соответственно равна

$$f_g \approx \left(\sum_i f_{gi}^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}}.$$

Тогда в случае ФНЧ с одинаковой граничной частотой

$$f_g \approx \frac{f_{gi}}{\sqrt{n}}. \quad (29.11)$$

29.3.2

Фильтр верхних частот

Фильтром верхних частот (ФВЧ) называют устройство, которое пропускает высокие частоты без изменений, однако сильно ослабляет низкие частоты, вызывая опережение по фазе. Простейший вариант RC -фильтра верхних частот представлен на рис. 29.3.5. Частотную характеристику усиления и фазовый сдвиг вновь оценим по формуле делителя напряжения:

$$\underline{A}(s) = \frac{U_a}{U_e} = \frac{R}{R + 1/(sC)} = \frac{1}{1 + 1/(sRC)}, \quad (29.12)$$

откуда при $s = j\omega$ получим:

$$|\underline{A}| = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/\omega^2 R^2 C^2}} \quad \text{и} \quad \varphi = \arctg \frac{1}{\omega RC}. \quad (29.13)$$

Обе кривые показаны на рис. 29.3.6. Для граничной частоты ФВЧ находим:

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (29.14)$$

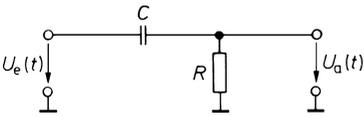


Рис. 29.3.5. Простой фильтр верхних частот

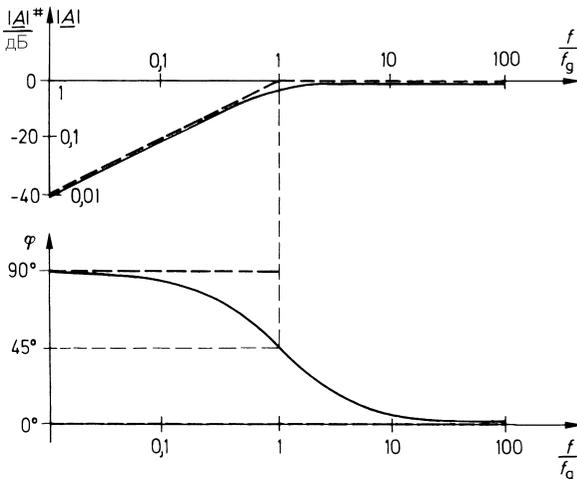


Рис. 29.3.6. Диаграмма Бode фильтра верхних частот

Фазовый сдвиг на этой частоте составляет $+45^\circ$.

Как и в случае ФНЧ, амплитудно-частотную характеристику можно построить в двойном логарифмическом масштабе с помощью асимптот:

- на верхних частотах $f \gg f_g$ имеет место $|A| = 1$, что соответствует 0 дБ;
- на нижних частотах $f \ll f_g$, и в силу выражения (29.13) выполняется $|A| \approx \omega RC$. Иными словами усиление пропорционально частоте, так что асимптотический рост происходит со скоростью $+20$ дБ/декада или $+6$ дБ/октава;
- при $f = f_g$ имеет место $|A| = 1/\sqrt{2}$, что соответствует -3 дБ.

Для расчета переходной характеристики применим закон Кирхгофа к (ненагруженному) выходу:

$$C \cdot \frac{d}{dt}(U_e - U_a) - \frac{U_a}{R} = 0. \tag{29.15}$$

При $\dot{U}_e = 0$ имеем дифференциальное уравнение

$$RC\dot{U}_a + U_a = 0 \tag{29.16}$$

с решением

$$U_a(t) = U_{a0} e^{-\frac{t}{RC}}, \tag{29.17}$$

где, как и у ФНЧ, постоянная времени $\tau = RC$.

Определение начального значения $U_{a0} = U_a(t = 0)$ нуждается в дополнительном пояснении. В момент скачка входного напряжения заряд конденсатора остается прежним, и он действует как источник напряжения $U = Q/C$. Поэтому выходное напряжение совершает такой же скачок ΔU , как и входное. Если U_e изменяется скачком от 0 до U_r , выходное напряжение также совершает скачок от 0 до U_r (рис. 29.3.7а), а затем экспоненциально убывает до 0 в соответствии с формулой (29.17).

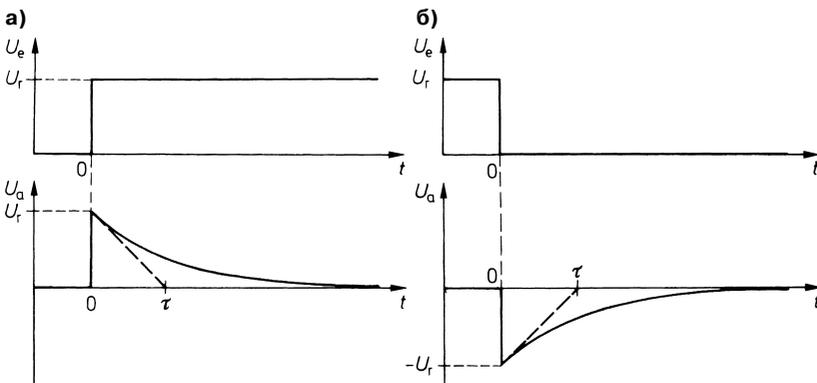


Рис. 29.3.7. Переходная характеристика ФВЧ

Если же входное напряжение скачкообразно изменяется от U_r до 0, то U_a совершает скачок от 0 до $-U_r$ (рис. 29.3.7б). Подчеркнем, что выходное напряжение принимает отрицательное значение, хотя напряжение на входе остается положительным. Этой закономерностью широко пользуются в схемотехнике.

Применение в качестве RC-звена связи. Если на вход подать прямоугольное напряжение с периодом $T \ll \tau$, конденсатор почти не перезарядится за полупериод, и выходное напряжение с точностью до аддитивной постоянной останется равным входному. Поскольку постоянный ток не может протекать через конденсатор, среднее арифметическое значение выходного напряжения равно нулю. Следовательно, постоянная составляющая входного напряжения не проходит. На этом эффекте основано применение ФВЧ в качестве RC-звена связи (разделительного конденсатора).

Применение в качестве дифференцирующего звена. При подаче входного напряжения частотой $f \ll f_g$ имеет место неравенство $|U_a| \ll |U_e|$. Тогда из дифференциального уравнения (29.15) следует

$$U_a = RC \frac{dU_e}{dT},$$

так что происходит дифференцирование низкочастотного входного напряжения.

Осциллограммы на рис. 29.3.8 дают представление о переходных характеристиках ФВЧ.

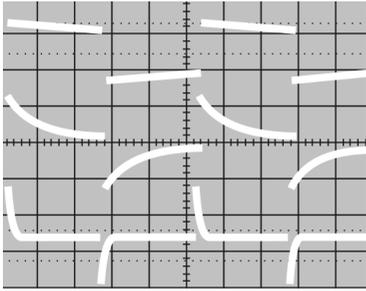


Рис. 29.3.8. Реакция ФВЧ на прямоугольный сигнал на различных частотах
Верхняя кривая: $f_e = 10 f_g$
Средняя кривая: $f_e = f_g$
Нижняя кривая: $f_e = 0,1 f_g$

Последовательное включение нескольких ФВЧ

При последовательном включении нескольких ФВЧ результирующая граничная частота составляет

$$f_g \approx \sqrt{\sum_i f_{gi}^2}. \quad (29.18)$$

Отсюда для цепочки из n ФВЧ с одинаковой граничной частотой получим:

$$f_g \approx f_{gi} \sqrt{n}. \quad (29.19)$$

29.3.3

Компенсированный делитель напряжения

Нередко случается, что омический делитель напряжения имеет емкостную нагрузку, становясь фильтром нижних частот. Его граничная частота тем выше, чем более низкоомными выбраны его параметры. Но такое снижение не беспредельно, так как входное сопротивление делителя не может быть меньше определенного значения.

Еще одна возможность повысить граничную частоту заключается в том, чтобы скомпенсировать эффект ФНЧ с помощью фильтра верхних частот. Для этого применяется конденсатор C_k (рис. 29.3.9). Его емкость выбрана так, что возникающий параллельно включенный емкостный делитель напряжения имеет коэффициент деления, равный коэффициенту деления омического делителя напряжения, благодаря чему деление напряжения на верхних и нижних частотах оказывается одинаковым. Отсюда вытекает условие:

$$\frac{C_k}{C_L} = \frac{R_2}{R_1}.$$

При подборе параметров опытным путем можно ориентироваться по отклику схемы на скачкообразное изменение сигнала: в случае оптимального подбора C_k реакция должна быть идеальной.

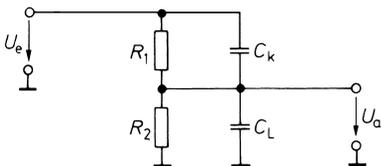


Рис. 29.3.9. Скомпенсированный делитель напряжения

29.3.4 Пассивный полосовой RC-фильтр

Полосовой фильтр получается при последовательном включении ФВЧ и ФНЧ. Его выходное напряжение равно нулю на верхних и нижних частотах. Одна из широко распространенных комбинаций представлена на рис. 29.3.10. А теперь рассчитаем, насколько высоким может быть выходное напряжение на средних частотах и каков при этом фазовый сдвиг. Формула ненагруженного делителя напряжения приводит к следующему комплексному выражению:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R} + sC}}{\frac{1}{\frac{1}{R} + sC} + R + \frac{1}{sC}} = \frac{sRC}{1 + 3sRC + s^2R^2C^2}.$$

Отсюда, пользуясь сокращением $s_n = sRC$, находим:

$$A(s_n) = \frac{U_a}{U_e} = \frac{s_n}{1 + 3s_n + s_n^2}. \tag{29.20}$$

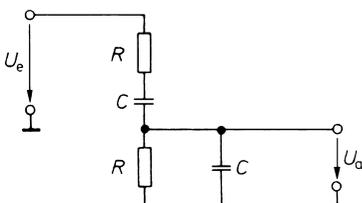


Рис. 29.3.10. Пассивный полосовой RC-фильтр

Тогда при $\omega_n = \omega RC$ для модуля и фазового сдвига получаем:

$$|\underline{A}| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega_n} - \omega_n\right)^2 + 9}}, \quad \varphi = \arctg \frac{1 - \omega_n^2}{3\omega_n}. \quad (29.21)$$

Выходное напряжение максимально при $\omega_n = 1$. Поэтому резонансная частота определяется выражением

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (29.22)$$

и величина ω_n , ранее введенная лишь как сокращение, имеет смысл нормированной частоты

$$\omega_n = \frac{\omega_0}{\omega_r} = \frac{f_0}{f_r}, \quad \omega_r = \frac{1}{RC}.$$

Фазовый сдвиг на резонансной частоте равен нулю, коэффициент передачи $A_r = 1/3$, а добротность $Q = 1/3$. Частотные характеристики $|\underline{A}|$ и φ показаны на рис. 29.3.11.

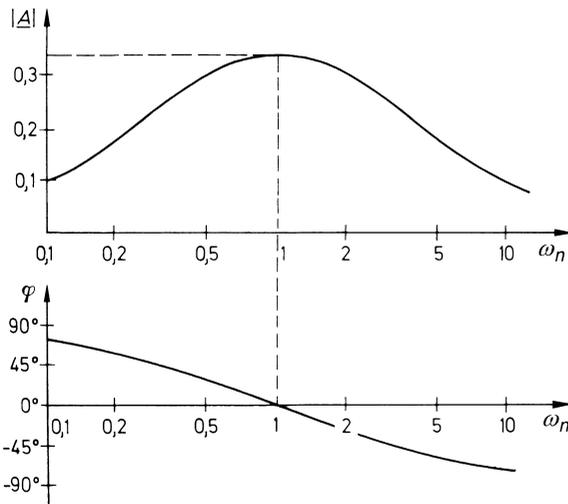


Рис. 29.3.11. Диаграмма Бode пассивного полосового RC-фильтра

29.2.5

Мост Вина-Робинсона

Если полосовой фильтр, изображенный на рис. 29.3.10, расширить до схемы на рис. 29.3.12 за счет резисторов R_1 и $2R_1$, получим мост Вина-Робинсона. Омический делитель напряжения независимо от частоты выдает напряжение $1/3 U_e$. Поэтому на резонансной частоте выходное напряжение равно нулю. В отличие от полосового фильтра здесь частотная характеристика коэффициента передачи имеет минимум на частоте резонанса. Такая схема способна обеспечивать подавление сигналов в определенном диапазоне частот. При расчете выходного напряжения будем исходить из (29.20):

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{1}{3} - \frac{s_n}{1 + 3s_n + s_n^2},$$

откуда

$$A(s_n) = \frac{1}{3} \cdot \frac{1 + s_n^2}{1 + 3s_n + s_n^2}. \tag{29.23}$$

Модуль и фазовый сдвиг составляют:

$$|\underline{A}| = \frac{|1 - \omega_n^2|}{3\sqrt{(1 - \omega_n^2)^2 + 9\omega_n^2}}, \varphi = \arctg \frac{3\omega_n^2}{\omega_n^2 - 1} \text{ при } \omega_n \neq 1.$$

Частотная зависимость $|\underline{A}|$ и φ показаны на рис. 29.3.13. На высшей и низшей частотах $|\underline{A}| = 1/3$; добротность $Q = 1/3$. Как и для полосового фильтра:

$$\omega_n = \frac{\omega_0}{\omega_r} = \frac{f_0}{f_r}, \quad \omega_r = \frac{1}{RC}.$$

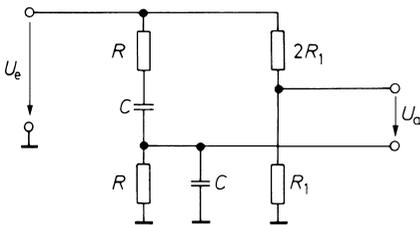


Рис. 29.3.12. Мост Вина–Робинсона

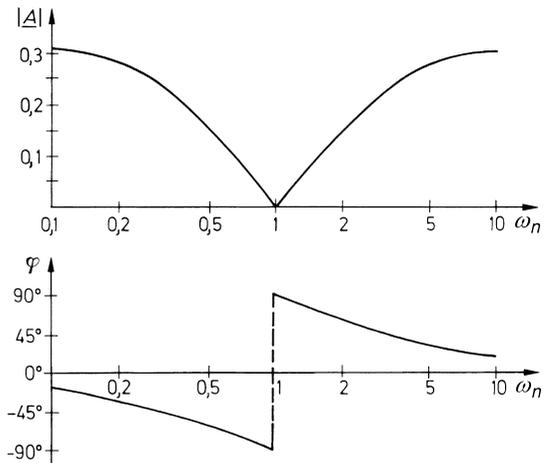


Рис. 29.3.13. Диаграмма Боде моста Вина–Робинсона

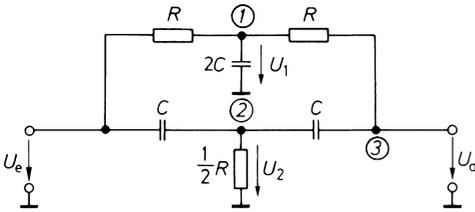
29.3.6

Двойной Т-образный фильтр

Частотная характеристика двойного Т-образного фильтра (рис. 29.3.14) аналогична характеристике моста Вина–Робинсона, и потому такой фильтр также пригоден для подавления сигнала в определенном частотном диапазоне, но, в отличие от моста, выходное напряжение фильтра снимается относительно земли. На низких и высоких частотах $\underline{U}_a = \underline{U}_e$. Высокие частоты полностью передаются через оба конденсатора C , а низкие частоты – через пару резисторов R .

Для расчета частотной характеристики применим первый закон Кирхгофа к узлам 1, 2 и 3 на рис. 29.3.14 и при ненагруженном выходе получим:

- узел 1: $\frac{U_e - \underline{U}_1}{R} + \frac{U_a - \underline{U}_1}{R} - \underline{U}_1 \cdot 2sC = 0$;
- узел 2: $(U_e - \underline{U}_2)sC + (U_a - \underline{U}_2)sC - \frac{2\underline{U}_2}{R} = 0$;


Рис. 29.3.14. Двойной Т-образный фильтр

- узел 3: $(U_2 - U_a)sC + \frac{U_1 - U_a}{R} = 0$.

Исключив U_1 и U_2 и применив нормирование $s_n = sRC$, получаем:

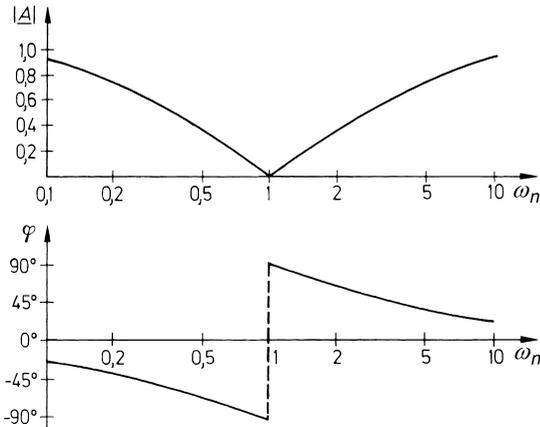
$$A(s_n) = \frac{1 + s_n^2}{1 + 4s_n + s_n^2} \quad (29.24)$$

и приходим к результату:

$$|A| = \frac{|1 - \omega_n^2|}{\sqrt{(1 - \omega_n^2)^2 + 16\omega_n^2}}, \quad \varphi = \arctg \frac{4\omega_n}{\omega_n^2 - 1}.$$

Обе зависимости показаны на рис. 29.3.15. Очевидно, и в этом случае коэффициент передачи обращается в нуль на резонансной частоте $f_r = 1/(2\pi RC)$. Здесь, как и ранее:

$$\omega_n = \frac{\omega_0}{\omega_r} = \frac{f_0}{f_r}, \quad \omega_r = \frac{1}{RC}.$$


Рис. 29.3.15. Диаграмма Бode двойного Т-образного фильтра

29.3.7

Колебательный контур

Рассмотрим основные характеристики последовательного и параллельного колебательных контуров.

Последовательный контур

Полное сопротивление:

$$\underline{Z} = R + sL + \frac{1}{sC}$$

Резонансная частота:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Последовательный контур

Резонансное сопротивление:

$$\underline{Z}_r = R$$

Ширина полосы:

$$B = \frac{R}{2\pi L}$$

Добротность:

$$Q = \frac{f_r}{B} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

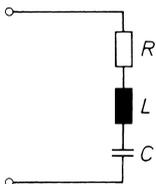


Рис. 29.3.16а. Последовательный колебательный контур

Параллельный контур

$$\underline{Z} = \frac{R + sL}{1 + sRC + s^2LC}$$

$$\underline{Z} \approx \frac{sL}{1 + sRC + s^2LC}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Параллельный контур

$$\underline{Z}_r \approx \frac{L}{RC} = Q^2 R$$

$$B \approx \frac{R}{2\pi L}$$

$$Q = \frac{f_r}{B} \approx \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

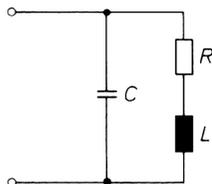


Рис. 29.3.16б. Параллельный колебательный контур

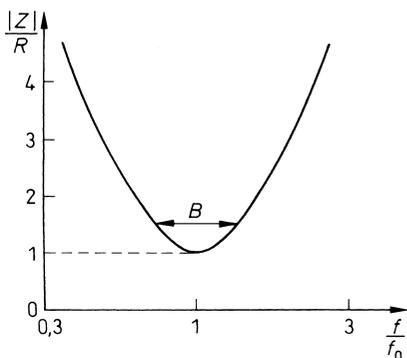


Рис. 29.3.17а. Частотная характеристика при $Q = 2$

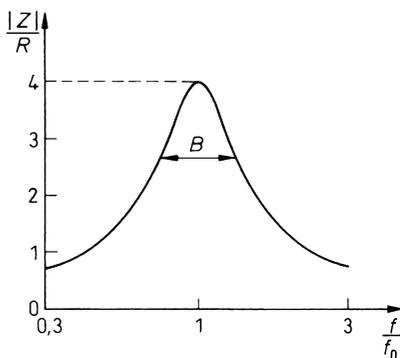


Рис. 29.3.17б. Частотная характеристика при $Q = 2$

29.4 Интерпретация использованных величин

Во избежание неясностей перечислим обозначения основных величин.

Напряжение. Напряжение между двумя точками x и y обозначается как U_{xy} . Принято считать U_{xy} положительным, если потенциал точки x выше потенциала точки y . Напряжение U_{xy} отрицательно, если потенциал x ниже потенциала y . Справедливо соотношение $U_{xy} = -U_{yx}$. Таким образом, выражения

$$U_{BE} = -5 \text{ В}$$

или

$$-U_{BE} = 5 \text{ В},$$

или

$$U_{EB} = 5 \text{ В}$$

означают, что между точками E и B приложено напряжение 5 В, причем точка E положительна относительно точки B (потенциал точки E выше потенциала точки B). На схемах часто опускают сдвоенный индекс и вместо обозначения U_{xy} показывают напряжение в виде стрелки U , направленной из точки x к точке y .

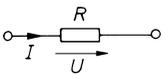
Потенциал. Потенциалом называют напряжение относительно общей опорной нулевой точки схемы:

$$V_x = U_{x0}.$$

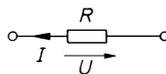
Точку опорного потенциала обозначают на схемах символом земли. Чаще всего U_x применяется в смысле V_x , и тогда не вполне корректно говорить о напряжении в точке, например о напряжении коллектора. Для напряжения между двумя точками x и y имеет место:

$$U_{xy} = V_x - V_y.$$

Ток. Ток обозначают стрелкой на проводнике. Подразумевается, что в направлении стрелки течет положительный ток I . Он также считается положительным, если стрелка указывает на потребителя или направлена от большего потенциала к меньшему. Взаимное расположение стрелок тока и напряжения на схемах безразлично, если численные значения I и U даются с соответствующим знаком. Если стрелки тока и напряжения к одному и тому же потребителю направлены одинаково, закон Ома в соответствии с принятыми соглашениями выражается формулой $R = U/I$. Если же стрелки противоположны по направлению, он записывается в виде $R = -U/I$. Эти положения иллюстрируются на рис. 29.4.1.



$$R = \frac{U}{I}$$



$$R = -\frac{U}{I}$$

Рис. 29.4.1. Закон Ома

Сопротивление. Если сопротивление зависит от тока или напряжения, то оно может задаваться либо как *статическое* ($R = U/I$), либо как *дифференциальное* ($r = \partial U / \partial I \approx \Delta U / \Delta I$). Эти выражения справедливы при одинаковой направленности стрелок тока и напряжения. При противоположном направлении вводится знак минус аналогично примеру на рис. 29.4.1.

Источники напряжения и тока. Для описания реального источника достаточно выражения

$$U_a = U_0 - R_i I_a, \tag{29.25}$$

где U_0 – напряжение холостого хода и $R_i = -dU_a/dI_a$ – внутреннее сопротивление данного источника. Эти зависимости иллюстрируются эквивалентной схемой, изображенной на рис. 29.4.2. Признаком идеального источника напряжения служит равенство $R_i = 0$, то есть независимость выходного напряжения от потребляемого тока.

Еще одну эквивалентную схему реального источника напряжения можно получить, преобразовав выражение (29.25):

$$I_a = \frac{U_0 - U_a}{R_i} = I_0 - \frac{U_a}{R_i},$$

где $I_0 = U_0/R_i$ – ток короткого замыкания. Как свидетельствует соответствующая схема, представленная на рис. 29.4.3, выходной ток тем меньше зависит от выходного напряжения, чем больше R_i . Предельный переход $R_i \rightarrow \infty$ приводит к идеальному источнику тока.

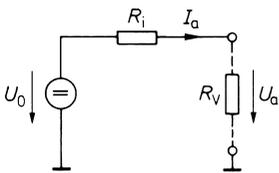


Рис. 29.4.2. Эквивалентная схема реального источника напряжения

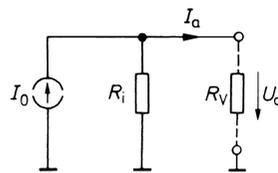


Рис. 29.4.3. Эквивалентная схема реального источника тока

Согласно рис. 29.4.2 или 29.4.3 реальный источник напряжения может быть представлен как с помощью идеального источника напряжения, так и с помощью идеального источника тока. Выбор способа представления определяется соотношением между внутренним сопротивлением R_i и сопротивлением рассматриваемого потребителя R_V .

Первый закон Кирхгофа. Он применяется в расчетах многих схем и гласит, что сумма всех токов, втекающих в тот или иной узел схемы, равна нулю. При этом стрелки токов в сторону узла считаются положительными, а от узла – отрицательными. Продемонстрируем применение этого закона на примере рис. 29.4.4.

Пусть требуется определить напряжение U_3 . Применим первый закон Кирхгофа к узлу К:

$$\sum_i I_i = I_1 + I_2 - I_3 = 0.$$

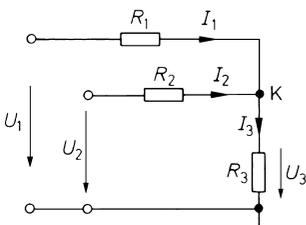


Рис. 29.4.4. Пример применения первого закона Кирхгофа

По закону Ома имеет место:

$$I_1 = \frac{U_1 - U_3}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_2 - U_3}{R_2} \quad \text{и} \quad I_3 = \frac{U_3}{R_3}.$$

Подставляя, находим

$$\frac{U_1 - U_3}{R_1} + \frac{U_2 - U_3}{R_2} - \frac{U_3}{R_3} = 0,$$

откуда окончательно

$$U_3 = \frac{U_1 R_2 R_3 + U_2 R_1 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}.$$

Второй закон Кирхгофа. Он служит еще одним подспорьем при расчете схем и гласит, что сумма всех напряжений вдоль замкнутого контура равна нулю. При этом положительными напряжениями принимаются те, чьи стрелки указывают в направлении обхода контура, а остальные напряжения считаются отрицательными. Следовательно, для схемы на рис. 29.4.5 выполняется равенство:

$$\sum_i U_i = U_1 + U_4 - U_2 - U_3 = 0.$$

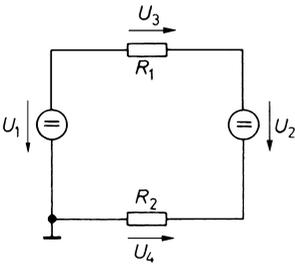


Рис. 29.4.5. Пример применения второго закона Кирхгофа

Контур переменного тока. Если схема описывается передаточным уравнением по постоянному напряжению $U_a = f(U_e)$, оно неизбежно соблюдается и применительно к напряжениям $U_a(t) = f[U_e(t)]$, произвольно зависящим от времени, если входное напряжение меняется не слишком быстро, то есть квазистационарно. На этом основании мы обозначаем постоянные напряжения, как и напряжения, произвольно зависящие от времени, одинаковыми прописными буквами $U = U(t)$.

Однако часто бывает, что передаточное уравнение справедливо только для переменных напряжений без постоянной составляющей. Поэтому имеет смысл обозначать такие переменные напряжения по-особому, и для обозначения их мгновенного значения мы выбрали строчную букву u .

Особую важность представляют переменные напряжения, изменяющиеся во времени по косинусоидальному закону:

$$u = \hat{U} \cos(\omega t + \varphi_u), \tag{29.26}$$

где \hat{U} – амплитудное значение напряжения. Переменные напряжения характеризуются также эффективным значением $U_{eff} = \hat{U} / \sqrt{2}$ или размахом от максимума до минимума $U_{ss} = 2\hat{U}$.

Расчеты угловых функций сложнее расчетов экспоненциальных зависимостей. Соотношение Эйлера

$$e^{j\alpha} = \cos\alpha + j\sin\alpha \tag{29.27}$$

дает возможность выражать функцию косинуса через комплексную экспоненциальную функцию:

$$\cos \alpha = \operatorname{Re}\{e^{j\alpha}\} = \frac{e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}}{2},$$

что позволяет переписать (29.26) в виде

$$u = \widehat{U} \operatorname{Re}\{e^{j(\omega t + \varphi_u)}\} = \operatorname{Re}\{\widehat{U} e^{j\varphi_u} \cdot e^{j\omega t}\} = \operatorname{Re}\{\underline{U} e^{j\omega t}\},$$

где $\underline{U} = U e^{j\varphi_u}$ является комплексной амплитудой. Ее модуль составляет

$$|\underline{U}| = \widehat{U} \cdot |e^{j\varphi_u}| = \widehat{U} [\cos^2 \varphi_u + \sin^2 \varphi_u] = \widehat{U}$$

и, следовательно, равен амплитудному значению. При анализе схем это не имеет значения, так как в этом случае отношения всегда образуются из двух векторов, например

$$\underline{A} = \frac{U_2}{U_1} \quad \text{или} \quad \underline{Z}_e = \frac{U_e}{I_e}.$$

Аналогичные соотношения также справедливы применительно к токам, зависящим от времени, что и отображается с помощью соответствующих символов:

$$I, i(t), \widehat{I}, \underline{I}.$$

Переменные напряжения и токи также поясняются стрелками на схемах, однако здесь их направления указывают не полярность, а знак, с которым та или иная величина должна входить в расчетные формулы. При этом действуют правила, аналогичные представленным на рис. 29.4.2 для постоянных напряжений.

Аналогично контуру постоянного тока определяется комплексное сопротивление, называемое импедансом \underline{Z} :

$$\underline{Z} = \frac{U}{I} = \frac{\widehat{U} e^{j\varphi_u}}{\widehat{I} e^{j\varphi_i}} = \frac{\widehat{U}}{\widehat{I}} e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} = |\underline{Z}| e^{j\varphi} = |\underline{Z}| (\cos \varphi + j \sin \varphi) = |\underline{Z}| \cos \varphi + j |\underline{Z}| \sin \varphi = \operatorname{Re}\{\underline{Z}\} + j \operatorname{Im}\{\underline{Z}\}$$

где φ – разность фаз между током и напряжением. Если напряжение опережает ток, φ положительна. В случае омического сопротивления $\underline{Z} = R$, при наличии емкости имеет место

$$\underline{Z} = \frac{1}{j\omega C} = -\frac{j}{\omega C},$$

а в случае индуктивности – $\underline{Z} = j\omega L$. К комплексным величинам применяются соотношения, установленные для контура постоянного тока [29.3.1].

Аналогичным образом определяется комплексный коэффициент передачи:

$$\underline{A} = \frac{U_a}{U_e} = \frac{\widehat{U}_a e^{j\varphi_a}}{\widehat{U}_e e^{j\varphi_e}} = \frac{\widehat{U}_a}{\widehat{U}_e} e^{j(\varphi_a - \varphi_e)} = |\underline{A}| e^{j\varphi},$$

где φ – фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями. Сдвиг положителен, если выходное напряжение опережает входное, и отрицателен в противном случае.

Мощность. Имеются различные определения мощности, взаимосвязанные между собой.

Мгновенное значение мощности определяется, как

$$p(t) = u(t) \times i(t). \quad (29.28)$$

Активная мощность представляет собой среднее значение. Ее получают усреднением мгновенной мощности за период:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \times i(t) dt. \quad (29.29)$$

В случае косинусоидальной формы отсюда получается зависимость мощности от времени:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T \widehat{U} \cos(\omega t + \varphi_u) \times \widehat{I} \cos(\omega t + \varphi_i) dt = \\ &= \frac{1}{2} \widehat{U} \widehat{I} \cos(\varphi_u - \varphi_i) = U_{eff} I_{eff} \cos(\varphi_u - \varphi_i). \end{aligned} \quad (29.30)$$

Полная, или кажущаяся мощность – это активная мощность, которая имеет место в случае, когда $\varphi_u - \varphi_i = 0$.

$$S = \frac{1}{2} \widehat{U} \widehat{I} = U_{eff} I_{eff} \quad \text{при} \quad U_{eff} = \frac{\widehat{U}}{\sqrt{2}} \quad \text{и} \quad I_{eff} = \frac{\widehat{I}}{\sqrt{2}}. \quad (29.31)$$

Реактивная мощность отличается тем, что в формулу для активной мощности (29.30) вместо угла φ_i подставляется $\varphi_i - 90^\circ$:

$$\begin{aligned} Q &= \frac{1}{T} \int_0^T \widehat{U} \cos(\omega t + \varphi_u) \times \widehat{I} \cos(\omega t + \varphi_i - 90^\circ) dt = \\ &= \frac{1}{2} \widehat{U} \widehat{I} \sin(\varphi_u - \varphi_i) = U_{eff} I_{eff} \sin(\varphi_u - \varphi_i). \end{aligned} \quad (29.32)$$

Отсюда следует

$$P^2 + Q^2 = S^2. \quad (29.33)$$

Коэффициент мощности показывает, какую долю от всей мощности представляет активная мощность:

$$PF = \frac{P}{S} \stackrel{(29.33)}{=} \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \cos(\varphi_u - \varphi_i) = \cos \varphi. \quad (29.34)$$

Коэффициент мощности максимален и равен единице при $Q = 0$, а активная мощность равна полной мощности.

Связь между различными значениями мощности в комплексной форме можно легко показать при определении полной мощности:

$$\underline{S} = \frac{1}{2} \underline{U} \underline{I}^* = \underline{U}_{eff} I_{eff}. \quad (29.35)$$

Если $\underline{I} = \sqrt{2} I_{eff} e^{j\varphi_i}$, $\underline{I}^* = \sqrt{2} I_{eff} e^{-j\varphi_i}$ и $\underline{U} = \sqrt{2} U_{eff} e^{j\varphi_u}$, то

$$\underline{S} = U_{eff} I_{eff} e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} = U_{eff} I_{eff} \cos(\varphi_u - \varphi_i) + j U_{eff} I_{eff} \sin(\varphi_u - \varphi_i) = P + jQ.$$

Отсюда вытекает следующая зависимость в соответствии с выражением (29.33):

$$|\underline{S}|^2 = S^2 = P^2 + Q^2.$$

Обзор и вычисление различных значений мощности приводятся в табл. 29.4.1. Также там представлены временные зависимости других сигналов. Если в эти общие зависимости вставлены косинусоидальные сигналы, получаются уже известные выражения.

Таблица 29.4.1. Расчет мощности

Величина	Общая формула	Формула при синусоидальном сигнале
Сигнал	$u(t)$ $i(t)$	$u(t) = \hat{U} \cos(\omega t + \varphi_u)$ $i(t) = \hat{I} \cos(\omega t + \varphi_i)$ $\varphi = \varphi_u - \varphi_i$
Эффективное значение	$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$ $I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}$	$U_{eff} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$ $I_{eff} = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}}$
Активная мощность	$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t) dt$	$P = U_{eff} \times I_{eff} \cos \varphi = \frac{\hat{U} \times \hat{I}}{2} \cos \varphi$
Полная мощность	$S = U_{eff} \times I_{eff}$	$S = U_{eff} \times I_{eff} = \frac{\hat{U} \hat{I}}{2}$
Реактивная мощность	$Q = \sqrt{S^2 - P^2}$	$Q = U_{eff} \times I_{eff} \sin \varphi = \frac{\hat{U} \hat{I}}{2} \sin \varphi$
Коэффициент мощности	$PF = \frac{P}{S}$	$PF = \cos \varphi$

Логарифмическое отношение напряжений. В электронике часто пользуются логарифмической величиной $|A|_{дБ}$ для отношения напряжений $|A| = \hat{U}_a / \hat{U}_e$ в виде выражения

$$|A|_{дБ} = 20 \times \lg \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_e} = 20 \lg |A|.$$

Ряд значений этой величины приведен в таблице 29.4.2.

Таблица 29.4.2. Таблица пересчета отношения напряжений в децибелы

Линейное отношение напряжений $ A $	Логарифмическое отношение напряжений $ A _{дБ}$
0,5	-6 дБ
$\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707$	-3 дБ
1	0 дБ
$\sqrt{2} \approx 1,4$	3 дБ
2	6 дБ
10	20 дБ
100	40 дБ
1000	60 дБ

Логарифмы. Логарифмы именованных величин неопределенны. Поэтому принято определять логарифмы отношений величин. Иначе обстоит дело с разностями логарифмов: выражение $\Delta \lg f = \lg f_2 - \lg f_1$ однозначно определено, так как оно преобразуется в выражение $\lg(f_2/f_1)$.

Знаки операций. Нередко пользуются сокращенной записью дифференцирования по времени:

$$\frac{dU}{dt} = \dot{U}, \quad \frac{d^2U}{dt^2} = \ddot{U}.$$

Знак \sim указывает на пропорциональность, знак \approx используется в качестве обозначения приблизительного равенства. Знак в виде параллельных прямых \parallel означает параллельность и используется нами для сокращенной записи параллельного соединения резисторов или конденсаторов:

$$R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Сводка основных формульных символов:

U	напряжение, произвольно зависящее от времени, включая постоянное
u	переменное напряжение без постоянной составляющей
\hat{U}	амплитуда синусоидального напряжения
\underline{U}	комплексная амплитуда напряжения
U_{eff}	эффективное значение напряжения
E	расчетная единица
U_T	температурное напряжение kT/e_0
U_b	напряжение питания
V^+	положительный потенциал питания; на схемах обозначается как (+)
V^-	отрицательный потенциал питания; на схемах обозначается как (-)
I	ток, произвольно зависящий от времени, включая постоянный
i	переменный ток без постоянной составляющей
\hat{I}	амплитуда синусоидального переменного тока
\underline{I}	комплексная амплитуда тока
I_{eff}	эффективное значение тока
R	омическое сопротивление
r	дифференциальное сопротивление
\underline{Z}	комплексное сопротивление (импеданс)
t	время
τ	постоянная времени
T	длительность (период) колебания
$f = 1/T$	частота
f_g	граничная частота по уровню 3 дБ
f_{gA}	граничная частота A_D операционного усилителя
f_T	граничная частота, произведение коэффициента усиления на полосу пропускания
B	полоса пропускания по уровню 3 дБ
$\omega = 2\pi f$	круговая частота
$\omega_n = \omega/\omega_0$	нормированная круговая частота
$s = \sigma + j\omega$	комплексная круговая частота
$s_n = s/\omega_0$	нормированная комплексная круговая частота

$A = \partial U_a / \partial U_e$	малосигнальное усиление по напряжению на низких частотах
$\underline{A}(j\omega) = \underline{U}_a / \underline{U}_e$	комплексное усиление по напряжению
$A(s)$	передаточная функция
g	усиление при замкнутой цепи обратной связи
G	ослабление синфазного сигнала
k	коэффициент обратной связи
$\beta = \partial I_2 / \partial I_1$	малосигнальное усиление по току
$S = \partial I_2 / \partial U_1$	малосигнальная крутизна малосигнальной характеристики
ϑ	температура по Цельсию
T	абсолютная температура
$y = x_1 \cdot x_2$	логическая функция И (конъюнкция)
$y = \underline{x}_1 + x_2$	логическая функция ИЛИ (дизъюнкция)
$y = x$	логическая функция НЕ (отрицание)
$y = x_1 \oplus x_2$	логическая функция ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ
\dot{x}	производная по времени
\ddot{x}	вторая производная по времени
${}^a\log x$	логарифм по основанию a
\lg	десятичный логарифм
\ln	натуральный логарифм
ld	логарифм по основанию 2

29.5**Логические ИС семейства 7400****Семейства от различных изготовителей**

Изготовитель	ТТЛ	КМОП
Texas Instruments	(SN74)	SN74HC
	(SN74S)	SN74HCT
	SN74LS	SN74AC
	SN74ALS	SN74ACT
	SN74AS	SN74BCT
	SN74F	
Philips	(PC74)	PC74HC
	PC74LS	PC74HCT
	PC74F	PC74AC
		PC74ACT
National	DM74LS	MM74HC
	DM74ALS	MM74HCT
	DM74AS	74AC
	74F	74ACT
		74FCT
Motorola	MC74LS	MC74HC
	MC74F	MC74HCT
Harris	CD74HC	
	CD74HCT	
	CD74AC	
	CD74ACT	
SGS Thomson	M74HC	
	M74HCT	
IDT	IDT74FCT	

ИС, упорядоченные по функциям

Тип	Логическая функция НЕ-И	Выход	Выводов
00	Quad 2 input NAND	TP	14
01	Quad 2 input NAND	OC	14
03	Quad 2 input NAND	TP	14
10	Triple 3 input NAND	TP	14
12	Triple 3 input NAND	OC	14
13	Dual 4 input NAND schmitt-trigger	TP	14
18	Dual 4 input NAND schmitt-trigger	TP	14
20	Dual 4 input NAND	TP	14
22	Dual 4 input NAND	OC	14
24	Quad 2 input NAND schmitt-trigger	TP	14
26	Quad 2 input gate NAND 15VO/P	OC	14
30	8 input NAND	TP	14
37	Quad 2 input NAND buffer	TP	14
38	Quad 2 input NAND buffer	OC	14
40	Dual 4 input NAND buffer	TP	16
132	Quad 2 input NAND schmitt-trigger	TP	14
133	13 input NAND	TP	16
(134	12 input 3 state NAND	TS	16)
1000	Buffer "00" gate	TP	14
1003	Buffer "03" gate	TP	14
1010	Buffer "10" gate	TP	14
1020	Buffer "20" gate	TP	14
4023	Triple 3 input NAND	TP	14
7003	Quad 2 input NAND schmitt-trigger	TP	14
7006	3/4 input NAND/NOR gates	TP	24
8003	Dual 2 input NAND	TP	8

Тип	Логическая функция НЕ-ИЛИ	Выход	Выводов
02	Quad 2 input NOR	TP	14
23	Dual 4 input strobe expandable I/P NOR	TP	16
25	Dual 4 input strobe NOR	TP	14
27	Triple 3 input NOR	TP	14
28	Quad 2 input NOR buffer	TP	14
33	Quad 2 input NOR buffer	OC	14
36	Quad 2 input NOR	TP	14
(260	Dual 5 input NOR gate	TP	14)
1002	Buffer "02" gate	TP	14
1036	Quad 2 input NOR	TP	14
4002	Dual 4 input NOR	TP	14
4078	8 input NOR	TP	14
7002	Quad 2 input NOR schmitt-trigger	TP	14

TP – выходной двухтранзисторный каскад (Totem Pole), OC – открытый коллектор (Open Collector), TS – Tristate (с тремя состояниями), O/P – защита от перегрузок по напряжению (Overvoltage Protection), () = только в стандартном или Шоттки TTL исполнениях, и потому не предназначена для новых разработок.

Тип	Элемент И	Выход	Количество выводов
08	Quad 2 input AND	TP	14
09	Quad 2 input AND	OC	14
11	Triple 3 input AND	TP	14
15	Triple 3 input AND	OC	14
21	Dual 4 input AND	TP	14
1008	Buffer "08" gate	OC	14
1011	Buffer "11" gate	TP	14
7001	Quad 2 input AND schmitt-trigger	TP	14

Тип	Элемент ИЛИ	Выход	Количество выводов
32	Quad 2 input OR	TP	14
802	Triple 4 input OR NOR	TP	
832	Hex 2 input buffer	TP	20
1032	Buffer "32" gate	TP	14
4075	Triple 3 input OR	TP	14
7032	Quad 2 input OR schmitt-trigger	TP	14

Тип	Элемент И-ИЛИ	Выход	Количество выводов
(50	Dual 2 wide input AND-OR-Invert	TP	14)
51	Dual 2 wide input AND-OR-Invert	TP	14
54	4 wide 2 input AND-OR-Invert	TP	14
64	4-2-3-2 input AND-OR-Invert	TP	14
(65	4-2-3-2 input AND-OR-Invert	OC	14)

Тип	Элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ	Выход	Количество выводов
86	Quad exclusive OR	TP	14
(135	Quad exclusive OR/NOR	TS	16)
136	Quad exclusive OR	OC	14
266	Quad 2 input exclusive NOR	OC	16
386	Quad exclusive OR	TP	14
810	"86" with inverting Outputs	TP	14
811	"810" with open collector	OC	14
7266	"266" with totempole Output	TP	16

Тип	Расширитель	Выход	Количество выводов
(53	4 wide 2 input AND-OR-Invert expand.	TP	14)
55	Expandable 2 wide input and OR-Invert	TP	14

Тип	Комбинации логических элементов	Выход	Количество выводов
7006	3-4 input NAND, 3-4 input NOR	TP	24
7008	Triple 2 input NAND, 2 input NOR, Dual INV	TP	24
7074	Dual D-FF, 2 input NAND/NOR, Dual INV	TP	24
7075	Dual D-FF, Dual 2 input NAND, Dual INV	TP	24
7076	Dual D-FF, Dual 2 input NOR, Dual INV	TP	24

Тип	Инвертор	Выход	Количество выводов
04	Hex inverter	TP	14
05	Hex inverter	OC	14
(06	Hex inverter/buffer 30 VO/P	OC	14)
14	Hex inverter schmitt-trigger	TP	14
(16	Hex inverter/buffer 15 VO/P	OC	14)
(17	Hex buffer 15 VO/P	OC	14)
19	Hex inverter schmitt-trigger	TP	14
1004	Buffer "04" gate	TP	14
1005	Buffer "05" gate	OC	14
4049	Hex inverting buffer	TP	16

Тип	Неинвертирующий драйвер	Выход	Количество выводов
(07	Hex buffer 30 VO/P	OC	14)
34	Hex buffer	TP	14
35	Hex buffer	OC	14
125	Quad 3 state buffer	TS	14
126	Quad 3 state buffer	TS	14
1034	Hex buffer	TP	14
1035	Hex buffer	OC	14
4050	Hex buffer	TP	16

Тип	Драйвер линии связи	Выход	Количество выводов
(128	Quad 2 input NOR line driver	TP	14)
(140	Dual input NAND line driver	TP	16)
(425	Quad gates active low enable??	TS	14)
804	Hex 2 input NAND line driver	TP	20
805	Hex 2 input NOR line driver	TP	20
808	Hex 2 input AND line driver	TP	20
832	Hex 2 input OR line driver	TP	20
1631	Quad differential line driver	TS	16
1804	"804" With Center Vcc, GND	TP	20
1805	•805' With Center Vcc, GND	TP	20
1808	•808' With Center Vcc, GND	TP	20
1832	•832' With Center Vcc, GND	TP	20

O/P – защита от перегрузок по напряжению (Overvoltage Protection), () – только в стандартном или Шоттки TTL исполнениях, и потому не предназначена для новых разработок.

Тип	Триггеры (защелки)	Выход	Количество выводов
75	Quad D-latch	TP	16
77	Quad D-latch	TP	16
(100	Dual 4 bit D-latch	TP	24)
(116	Dual 4 bit D-latch	TP	24)
(118	Hex SR-flip-flop	TP	16)
(119	Hex SR-flip-flop	TP	24)
279	Hex SR-flip-flop	TP	16
375	Quad D-latch	TP	16
873	Dual 4 bit D-latch	TS	24
880	“873” inverting	TS	24

Тип	Триггер, ведущий-ведомый	Выход	Количество выводов
(70	JK-flip-flop, preset, clear	TP	14)
(72	JK-flip-flop, preset, clear	TP	14)
73	Dual JK-flip-flop, preset, clear	TP	14
74	Dual D-flip-flop, preset, clear	TP	14
76	Dual JK-flip-flop, preset, clear	TP	16
78	Dual JK-flip-flop, preset, clear	TP	14
107	Dual JK-flip-flop, clear	TP	14
109	Dual JK-flip-flop, preset, clear	TP	16
(111	Dual JK-flip-flop with data lock out	TP	16)
112	Dual JK-flip-flop, preset, clear	TP	16
113	Dual JK-flip-flop, preset	TP	14
114	Dual JK-flip-flop, preset, clear	TP	14
171	Quad D-flip-flop, clear	TP	16
173	Quad D-flip-flop, clear, enable	TS	16
174	Hex D-flip-flop, clear	TP	16
175	Quad D-flip-flop, clear	TP	16
(276	Quad JK-flip-flop, preset, clear	TP	20)
(376	Quad JK-flip-flop, clear	TP	16)
378	Hex D-flip-flop, enable	TP	16
379	Quad D-flip-flop, enable	TP	16
3074	“74” metastable resistant	TP	14
7074	Dual D-ff+Nand, Nor, Inverter	TP	24
7075	Dual D-ff+Nand, Inverter	TP	24
7076	Dual D-ff+Nor, Inverter	TP	24

Тип	Регистры сдвига	Выход	Количество выводов
91	8 bit shift register	TP	14
95	4 bit shift register	PI PO TP	14
96	5 bit shift register	PI TP	16
164	8 bit shift register	PO TP	14
165	8 bit shift register	PI TP	16
166	8 bit shift register	PI TP	16
(178	4 bit shift register	PI PO TP	14)
(179	4 bit shift register	PI TP	16)

Тип	Регистры сдвига	Выход	Количество выводов
(194	4 bit shift reg. right/left	PI PO TP	16
195	4 bit shift register	PI PO TP	16
(198	8 bit shift reg. right/left	PI PO TP	24)
(199	8 bit shift register	PI PO TP	24)
295	4 bit shift reg. right/left	PI PO TS	14
299	8 bit shift reg. right/left	PI PO TS	20
(322	8bit shift reg. sign protection	PI PO TS	20)
323	8 bit shift reg. right/left	PI PO TS	20
395	4 bit shift register	PI PO TS	16
396	Quad 2 bit shift register	PO TP	16
673	16 bit shift register	PO TP	24
674	16 bit shift register	PI TP	24

Тип	Регистр сдвига с регистром данных	Выход	Количество выводов
594	8 bit shift reg. w. output reg.	PO TP	16
595	8 bit shift reg. w. output reg.	PO TS	16
596	8 bit shift reg. w. output reg.	PO OC	16
597	8 bit shift reg. w. input reg.	PI TP	16
598	8 bit shift reg. w. input reg.	PI PO TS	20
599	8 bit shift reg. w. output reg.	PO OC	16
671	4 bit shift reg. w. outp. reg. right/left	PO TS	20
672	4 bit shift reg. w. outp. reg. right/left	PO TS	20
962	8 bit shift reg. dual rank	PI PO TS	18
963	8 bit shift reg. dual rank	PI PO TS	20
964	8 bit shift reg. dual rank	PI PO TS	18

Тип	Асинхронный счетчик	Выход	Количество выводов
68	Dual decade counter	TP	16
69	Dual 4 bit binary counter	TP	16
90	Decade counter	TP	14
92	Divide by 12 counter	TP	14
93	4 bit binary counter	TP	14
(176	Decade counter (presetable)	TP	14)
(177	4 bit binary counter (presetable)	TP	14)
196	Decade counter	TP	14
197	4 bit binary counter	TP	14
290	Decade counter	TP	14
293	4 bit binary counter	TP	14
390	Dual decade counter	TP	16
393	Dual 4 bit binary counter	TP	14
490	Dual decade counters	TP	16
4017	Decade counter	TP	16

PI – параллельный вход (Parallel input), PO – параллельный выход (Parallel output), () – только в стандартном или Шоттки TTL исполнениях, и потому не предназначена для новых разработок.

Тип	Делитель частоты (асинхронный)	Выход	Количество выводов
56	Frequency divider: 50	TP	8
57	Frequency divider: 60	TP	8
(97	6 bit binary rate multiplier	TP	16)
(167	4 bit decade rate multiplier	TP	16)
292	30 bit programmable freq. divider	TP	16
294	16 bit programmable freq. divider	TP	16
4020	14 bit binary counter	TP	16
4024	8 bit binary counter	TP	16
4040	12 bit binary counter	TP	16
4059	16 bit programmable frequ. divider	TP	24
4060	14 bit binary counter, Oszillator	TP	16
7060	14 bit binary counter, Oszillator	TP	16

Тип	Синхронный счетчик	Выход	Количество выводов
160	4 bit decade counter, sync. load	TP	16
161	4 bit binary counter, sync. load	TP	16
162	4 bit decade counter, sync. load	TP	16
163	4 bit binary counter, sync. load	TP	16
168	4 bit decade up/down counter, sync. load	TP	16
169	4 bit binary up/down counter, sync. load	TP	16
190	4 bit decade up/down counter, async. load	TP	16
191	4 bit binary up/down counter, async. load	TP	16
192	4 bit decade up/down counter, async. load	TP	16
193	4 bit binary up/down counter, async. load	TP	16
264	carry-look-ahead for counters	TP	16
269	8 bit binary up/down counter, sync. load	TP	24
560	4 bit decade counter, sync./async. load	TS	20
561	4 bit binary counter, sync./async. load	TS	20
568	4 bit decade up/down counter, sync. load	TS	20
569	4 bit binary up/down counter, sync. load	TS	20
579	8 bit binary up/down counter	TS	20
668	4 bit decade up/down counter, sync. load	TP	16
669	4 bit binary up/down counter, sync. load	TP	16
867	8 bit binary up/down counter, sync. load	TP	24
869	8 bit binary up/down counter, sync. load	TP	24
4017	divide by 10 counter, decoded Outputs	TP	16
4022	divide by 8 counter, decoded Outputs	TP	16
4510	dual 4 bit decade up/down counter, async. load	TP	16
4516	4 bit binary up/down counter, async. load	TP	16
4518	dual 4 bit decade counter	TP	16
4520	dual 4 bit binary counter	TP	16
7022	divide by 8 counter, decoded Outputs	TP	16

Тип	Синхронный счетчик с регистром данных	Выход	Количество выводов
590	8 bit binary counter w. Output reg.	TS	16
591	8 bit binary counter w. Output reg.	OC	16
592	8 bit binary counter w. input reg.	TP	16
593	8 bit binary counter w. input reg.	TS	20
690	4 bit decade counter w. input reg.	TS	20
691	4 bit binary counter w. Output reg.	TS	20
692	4 bit decade counter w. Output reg.	TS	20
693	4 bit binary counter w. Output reg.	TS	20
696	4 bit decade counter w. Output reg.	TS	20
697	4 bit binary counter w. Output reg.	TS	20
698	4 bit decade counter w. Output reg.	TS	20
699	4 bit binary counter w. Output reg.	TS	20

Тип	Драйвер шины (однонаправленный)	Выход	Количество выводов
230	8 bit bus driver, 4 bit inverting	TS	20
231	8 bit bus driver, data inverting	TS	20
240	8 bit bus driver, data inverting	TS	20
241	8 bit bus driver	TS	20
244	8 bit bus driver	TS	20
365	6 bit bus driver	TS	16
366	6 bit bus driver, data inverting	TS	16
367	6 bit bus driver	TS	16
368	6 bit bus driver, data inverting	TS	16
465	8 bit bus driver	TS	20
466	8 bit bus driver, data inverting	TS	20
467	8 bit bus driver	TS	20
468	8 bit bus driver, data inverting	TS	20
540	8 bit bus driver, data inverting	TS	20
541	8 bit bus driver	TS	20
746	“540” with input pullup resistor	TS	20
747	“541” with input pullup resistor	TS	20
756	“240” with open collector	OC	20
757	“241” with open collector	OC	20
760	“244” with open collector	OC	20
762A	“230” with open collector	OC	20
763	“231” with open collector	OC	20
827	10 bit bus driver, data non inverting	TS	28
828	10 bit bus driver, data inverting	TS	28
1240	“240” reduced power	TS	20
1241	“241” reduced power	TS	20
1244	“244” reduced power	TS	20
2240	“240” with serial damping Resistor	TS	20
2241	“241” with serial damping Resistor	TS	20
2244	“244” with serial damping Resistor	TS	20
2410	11 bit bus driver, data non invert., ser. damp. Res.	TS	28
2411	11 bit bus driver, data invert., ser. damp. Res.	TS	28
2540	“540” with serial damping Resistor	TS	20
2541	“541” with serial damping Resistor	TS	20

Тип	Драйвер шины (однонаправленный)	Выход	Количество выводов
2827	“827” with serial damping Resistor	TS	24
2828	“828” with serial damping Resistor	TS	24
16240	16 bit bus driver, data inverting	TS	48
16244	16 bit bus driver, data non inverting	TS	48
29827	10 bit bus driver, data non inverting	TS	24
29828	10 bit bus driver, data inverting	TS	24

Тип	Драйвер шины с прозрачным регистром-защелкой	Выход	Количество выводов
373	8 bit latch	TS	20
533	8 bit latch, data inverting	TS	20
563	“533” bus pinout	TS	20
573	“373” bus pinout	TS	20
580	“533” bus pinout	TS	20
666	8 bit latch, readback	TS	24
667	8 bit latch, data inverting, readback	TS	24
990	8 bit latch, readback	TP	20
991	8 bit latch, data inverting, readback	TP	20
992	9 bit latch, readback	TS	24
993	9 bit latch, data inverting, readback	TS	24
994	10 bit latch, readback	TS	24
995	10 bit latch, data inverting, readback	TS	24
16373	16 bit latch, data non inverting	TS	48
16533	16 bit latch, data inverting	TS	48
29841	10 bit latch	TS	24
29842	10 bit latch, data inverting	TS	24
29843	9 bit latch	TS	24
29844	9 bit latch, data inverting	TS	24
29845	8 bit latch	TS	24
29846	8 bit latch, data inverting	TS	24

Тип	Драйвер шины с D-триггером, запускаемым фронтом	Выход	Выводы
273	8 bit D-Flip-Flop with clear	TP	20
374	8 bit D-Flip-Flop	TS	20
377	8 bit D-Flip-Flop with enable	TP	20
534	“374” data inverting	TS	20
563	8 bit D-Flip-Flop, data inverting	TS	20
564	8 bit D-Flip-Flop, data inverting	TS	20
574	“374” bus pinout	TS	20
575	“574” with synchronous clear	TS	24
576	8 bit D-Flip-Flop, data inverting	TS	20
577	“576” with synchronous clear	TS	24
821	10 bit D-Flip-Flop	TS	24
822	10 bit D-Flip-Flop, data inverting	TS	24
823	9 bit D-Flip-Flop	TS	24
824	9 bit D-Flip-Flop, data inverting	TS	24
825	8 bit D-Flip-Flop.	TS	24

Тип	Драйвер шины с D-триггером, запускаемым фронтом	Выход	Количество выводов
826	8 bit D-FUp-Flop, data inverting	TS	24
874	8 bit D-Flip-Flop	TS	24
876	8 bit D-Flip-Flop, data inverting	TS	24
878	Dual 4 bit D-Flip-Flop	TS	24
879	Dual 4 bit D-Flip-Flop, data inverting	TS	24
996	8 bit D-Flip-Flop, data readback	TS	24
1821	10 bit D-Flip-Flop	TS	24
1823	10 bit D-Flip-Flop, data inverting	TS	24
3374	8 bit metastable-resistant Flip-Flop	TS	20
3674	8 bit metastable-resistant Flip-Flop	TS	24
16374	16 bit D-Flip-Flop	TS	48
16534	16 bit D-Flip-Flop, data inverting	TS	48
29821	10 bit D-Flip-Flop	TS	24
29822	10 bit D-Flip-Flop, data inverting	TS	24
29823	9 bit D-Flip-Flop	TS	24
29824	9 bit D-Flip-Flop, data inverting	TS	24
29825	8 bit D-Flip-Flop	TS	24
29826	8 bit D-Flip-Flop, data inverting	TS	24

Тип	Двунаправленный приемопередатчик	Выход	Количество выводов
242	4 bit transceiver, data inverting	TS	14
243	4 bit transceiver	TS	14
245	8 bit transceiver, bus pinout	TS	20
446	4 bit transceiver, data inverting	TS	16
449	4 bit transceiver	TS	16
620	8 bit transceiver, data inverting	TS	20
621	8 bit transceiver	OC	20
622	8 bit transceiver, data inverting	OC	20
623	8 bit transceiver	TS	20
638	8 bit transceiver, data inverting	TS/OC	20
639	8 bit transceiver	TS/OC	20
640	8 bit transceiver, data inverting	TS	20
641	8 bit transceiver	OC	20
642	8 bit transceiver, data inverting	OC	20
643	8 bit transceiver, true/inverting	TS	20
644	8 bit transceiver, true/inverting	OC	20
645	8 bit transceiver	TS	20
758	“242” with open collector	OC	20
759	“243” with open collector	OC	20
833	8 bit transceiver, parity gen.	TS	24
834	8 bit transceiver, data inverting parity	TS	24
853	8 bit transceiver, parity gen.	TS	24
854	8 bit transceiver, data inverting parity	TS	24
861	10 bit transceiver	TS	24
862	10 bit transceiver, data inverting	TS	24
863	9 bit transceiver	TS	24
864	9 bit transceiver, data inverting	TS	24
1242	“242” reduced power	TS	14

Тип	Двунаправленный приемопередатчик	Выход	Количество выводов
1243	“243” reduced power	TS	14
1245	“245” reduced power	TS	20
1640	“640” reduced power	TS	20
1645	“645” reduced power	TS	20
2242	“242” with serial damping resistor	TS	14
2245	“245” with serial damping resistor	TS	20
2620	“620” with serial damping resistor	TS	20
2623	“623” with serial damping resistor	TS	20
2640	“640” with serial damping resistor	TS	20
2645	“645” with serial damping resistor	TS	20
16245	16 bit transceiver	TS	48
16640	16 bit transceiver, data inverting	TS	48
29833	8 bit transceiver, parity gen.	TS	24
29834	8 bit transceiver, data inverting, parity	TS	24
29853	8 bit transceiver, parity gen.	TS	24
29854	8 bit transceiver, data inverting, parity	TS	24
29861	10 bit transceiver	TS	24
29862	10 bit transceiver, data inverting	TS	24
29863	9 bit transceiver	TS	24
29864	9 bit transceiver, data inverting	IS	34

Тип	Приемопередатчик с регистром, запускаемым фронтом	Выход	Количество выводов
543	8 bit reg. transceiver	TS	24
544	8 bit reg. transceiver, data inverting	TS	24
614	8 bit reg. transceiver, data inverting	oc	24
615	8 bit reg. transceiver	oc	24
646	8 bit reg. transceiver	TS	24
647	8 bit reg. transceiver	OC	24
648	8 bit reg. transceiver, data inverting	TS	24
649	8 bit reg. transceiver, data inverting	OC	24
651	8 bit reg. transceiver, data inverting	TS	24
652	8 bit reg. transceiver	TS	24
653	8 bit reg. transceiver, data inverting	OC/TS	24
654	8 bit reg. transceiver	OC/TS	24
852	8 bit reg. transceiver	TS	24
856	8 bit reg. transceiver	TS	24
877	8 bit reg. transceiver	TS	24
16651	16 bit reg. transceiver, data inverting	TS	56
16652	16 bit reg. transceiver	TS	56

Тип	Трехнаправленный приемопередатчик	Выход	Количество выводов
440	4 bit tridir. transc.	OC	20
441	4 bit tridir. transc., data inverting	OC	20
442	4 bit tridir. transc.	TS	20
443	4 bit tridir. transc., data inverting	TS	20
444	4 bit tridir. transc., true/inverting	TS	20

Тип	Компараторы	Выход	Количество выводов
85	4 bit magnitude comparator	TP	16
518	8 bit identity comparator	OC	20
519	8 bit identity comparator	OC	20
520	8 bit identity comparator	TP	20
521	8 bit identity comparator	TP	20
522	8 bit identity comparator	OC	20
526	16 bit identity comparator, fuse progr.	TP	20
527	12 bit identity comparator, fuse progr.	TP	20
528	12 bit identity comparator, fuse progr.	TP	16
677	16 bit address comparator	TP	24
678	16 bit address comparator w. Output latch	TP	24
679	12 bit address comparator	TP	20
680	12 bit address comparator w. Output latch	TP	20
682	8 bit magnitude comparator	TP	20
683	8 bit magnitude comparator	OC	20
684	8 bit magnitude comparator	TP	20
685	8 bit magnitude comparator	OC	20
686	8 bit magnitude comparator	TP	20
687	8 bit magnitude comparator	OC	20
688	8 bit identity comparator w. enable	TP	20
689	8 bit identity comparator w. enable	OC	20
812	12 bit ident. comp. fuse progr.+1 of 4 dec.	TP	24
866	8 bit magnitude comparator w. inp./outp. latch	TP	28
885	8 bit magnitude comparator w. input latch	TP	24
29806	6 bit identity comparator+1 of 4 decoder	TP	24
29809	9 bit identity comparator	TP	24

Тип	Декодеры, мультиплексоры	Выход	Выводы
42	BCD to 10 line decoder	TP	16
(45	BCD to 10 line decoder	OC	16)
131	3 to 8 line decoder w. addr. register	TP	16
137	3 to 8 line decoder w. addr. latch	TP	16
138	3 to 8 line decoder	TP	16
139	Dual 2 to 4 line decoder	TP	16
(141	BCD to 10 line decoder	OC	16)
145	BCD to 10 line decoder	OC	16
154	4 to 16 line decoder	TP	24
155	Dual 2 to 4 line decoder	TP	16
156	Dual 2 to 4 line decoder	OC	16
(159	4 to 16 line decoder	OC	24)
237	3 to 8 line decoder w. addr. latch	TP	16
238	3 to 8 line decoder	TP	16
239	Dual 2 to 4 line decoder	TP	16
259	3 to 8 line decoder w. Output latch	TP	16
445	BCD to 10 line decoder	OC	16

Тип	Декодеры, мультиплексоры	Выход	Выводы
538	3 to 8 line decoder	TS	20
539	Dual 2 to 4 line decoder	TS	20
4514	4 to 16 line decoder w. addr. latch	TP	24
4515	4 to 16 line decoder w. addr. latch	TP	24

Тип	Цифровые мультиплексоры	Выход	Количество выводов
150	16 input multiplexer	TP	24
151	8 input multiplexer	TP	16
152	8 input multiplexer	TP	16
153	Dual 4 input multiplexer	TP	16
157	Dual 2 input multiplexer	TP	16
158	Quad 2 input multiplexer	TP	16
250	16 input multiplexer	TS	24
251	8 input multiplexer	TP/TS	16
253	Dual 4 input multiplexer	TS	16
257	Dual 2 input multiplexer	TS	16
258	Dual 2 input multiplexer	TS	16
298	Dual 2 input mux. w. Output register	TP	16
352	Dual 4 input multiplexer	TP	16
353	Dual 4 input multiplexer	TS	16
354	8 input multiplexer w. input data latch	TS	20
355	8 input multiplexer w. data+address latch	oc	20
356	8 input multiplexer w. data reg.+adr. latch	TS	20
398	Quad 2 input multiplexer w. data reg.	TP	20
399	Quad 2 input multiplexer w. data register	TP	16
604	Oktal 2 input multiplexer w. data register	TS	28
605	Oktal 2 input multiplexer w. data register	OC	28
606	Oktal 2 input multiplexer w. data register	TS	28
607	Oktal 2 input multiplexer w. data register	OC	28
850	16 input multiplexer w. address register	TS	28
851	16 input multiplexer w. address latch	TS	28
857	Hex 2 input multiplexer, masking	TS	24

Тип	Аналоговые мультиплексоры/демультиплексоры	Выход	Количество выводов
4016	Quad analog switch	R	14
4051	8 to 1 line Mux/Demux, level conv.	R	16
4052	Dual 4 to 1 line Mux/Demux, level conv.	R	16
4053	Triple 2 to 1 line Mux/Demux, level conv.	R	16
4066	Quad analog switch	R	14
4067	16 to 1 line Mux/Demux	R	24
4316	Quad analog switch, level conv.	R	16
4351	8 to 1 line Mux/Demux, level conv.	R	18
4352	Dual 4 to 1 line Mux/Demux, level conv.	R	18
4353	Triple 2 to 1 line Mux/Demux, level conv.	R	18

() – только в стандартном или Шоттки ТТЛ исполнениях, и потому не предназначена для новых разработок.

Тип	Преобразователи кода	Выход	Количество выводов
(184	5 bit BCD to binary Converter	OC	16)
(185	5 bit binary to BCD Converter	OC	16)
484	8 bit BCD to binary Converter	TS	20
485	8 bit binary to BCD Converter	TS	20

Тип	Дешифраторы приоритета	ВыходAus-	Количество выводов
147	10 line to binary priority encoder	TP	16
148	8 line to binary priority encoder	TP	16
278	4 bit priority encoder, input latch	TP	14
348	8 line to binary priority encoder	TS	16

Тип	Дешифраторы индикации	Выход	Выводы
(46	BCD to seven Segment for LEDs	OC	16)
47	BCD to seven segment for LEDs	OC	16
48	BCD to seven segment	TP	16
49	BCD to seven segment for LEDs	OC	16
(143	BCD counter, latch, 7-segment dec. for LEDs	OC	24)
(144	BCD counter, latch, 7-segment dec. for LEDs	OC	24)
247	BCD to seven segment for LEDs	OC	16
248	BCD to seven segment	TP	16
4511	BCD to seven segment w. latch for LEDs	TP	16
4543	BCD to seven segment w. latch for LEDs	TP	16

Тип	Одновибраторы	Выход	Количество выводов
(121	Monostable	TP	14)
122	Monostable, retriggerable	TP	14
123	Dual monostable, retriggerable	TP	16
221	Dual monostable	TP	16
422	Monostable, retriggerable	TP	14
423	Dual monostable, retriggerable	TP	16
4538	Dual monostable, retriggerable	TP	16

Тип	Генераторы	Выход	Количество выводов
(124	Dual voltage controlled oscillator	TP	16)
320	Crystal controlled oscillator	TP	16
321	Crystal controlled osc. frequ. divider	TP	16
624	Voltage controlled oscillator	TP	14
625	Dual voltage controlled oscillator	TP	16
626	Dual voltage controlled oscillator	TP	16
627	Dual voltage controlled oscillator	TP	14

Выход R: ключ действует как резистор между входом и выходом.

Тип	Генераторы	Выход	Количество выводов
628	Voltage controlled oscillator	TP	14
629	Dual voltage controlled oscillator	TP	16
Тип	ФАПЧ	Выход	Количество выводов
297	Digital phase locked loop	TP	16
4046	Phase locked loop	TS	16
7046	PLL w. lock detector	TS	16
Тип	Сумматоры	Выход	Количество выводов
(82	2 bit binary full adder	TP	14)
83	4 bit binary full adder	TP	16
183	Dual carry save full adder	TP	14
283	4 bit binary full adder	TP	16
385	Quad serial adder/subtractor	TP	20
583	4 bit BCD adder	TP	16
Тип	Арифметико-логические устройства	Выход	Количество выводов
181	4 bit arithmetic logic unit	TP	24
281	4 bit parallel binary accumulator	TP	24
381	4 bit arithmetic/function generator	TP	20
382	4 bit arithmetic/function generator	TP	20
681	4 bit binary accumulator	TP	20
881	4 bit arithmetic logic unit with status check	TP	24
1181	4 bit arithmetic logic unit	TP	20
1881	4 bit arithmetic logic unit with status check	TP	24
Тип	Схемы параллельного переноса	Выход	Количество выводов
182	Carry look ahead unit for 4 adders	TP	16
282	"182" cascadable	TP	20
882	Carry look ahead unit for 8 adders	TP	24
Тип	Схемы проверки четности	Выход	Количество выводов
180	8 bit parity generator	TP	14
280	9 bit parity generator/checker	TP	14
286	"280" with bidirectional port	TP	20
658	8/9 bit Par. Gen/Check, Transceiver	TS	24
659	8/9 bit Par. Gen/Check, Transceiver	TS	24
664	8/9 bit Par. Gen/Check, Transceiver	TS	24
665	8/9 bit Par. Gen/Check, Transceiver	TS	24

29.6

Перечень стандартных номиналов

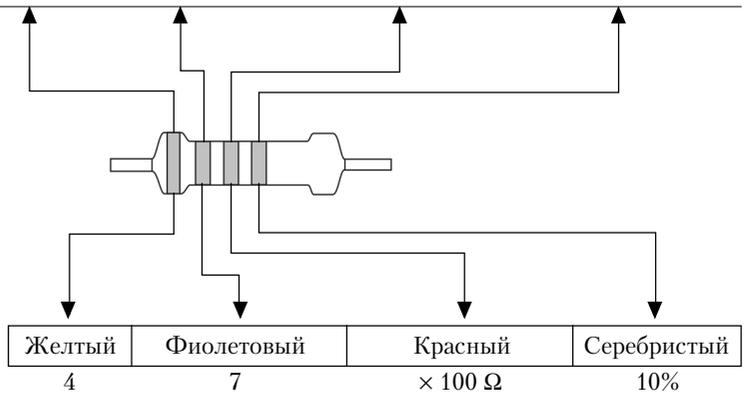
E 3 ±20%	E 6 ±20%	E 12 ±10%	E 24 ±5%	E 48 ±2%	E 96 ±1%	E 3 ±20%	E 6 ±20%	E 12 ±10%	E 24 ±5%	E 48 ±2%	E 96 ±1%
1,0	1,0	1,0	1,0	1,00	1,00						
					1,02						
				1,05	1,05		3,3	3,3	3,3	3,32	3,32
				1,07	1,07					3,48	3,48
			1,1	1,10	1,10				3,6	3,65	3,65
				1,13	1,13						3,74
				1,15	1,15					3,83	3,83
				1,18	1,18			3,9	3,9	4,02	4,02
		1,2	1,2	1,21	1,21					4,22	4,22
				1,24	1,24	1				4,32	4,32
				1,27	1,27					4,42	4,42
			1,3	1,30	1,30				4,3	4,42	4,42
				1,33	1,33					4,53	4,53
				1,37	1,37					4,64	4,64
				1,40	1,40					4,75	4,75
				1,43	1,43	4,7	4,7	4,7	4,7	4,87	4,87
				1,47	1,47					4,99	4,99
	1,5	1,5	1,5	1,50	1,50					5,11	5,11
				1,54	1,54				5,1	5,11	5,11
				1,58	1,58					5,23	5,23
			1,6	1,62	1,62					5,36	5,36
				1,65	1,65					5,49	5,49
				1,69	1,69			5,6	5,6	5,62	5,62
				1,74	1,74					5,76	5,76
				1,78	1,78					5,90	5,90
		1,8	1,8	1,82	1,82					6,04	6,04
				1,87	1,87					6,19	6,19
				1,91	1,91					6,34	6,34
				1,96	1,96					6,49	6,49
			2,0	2,00	2,00					6,65	6,65
				2,05	2,05		6,8	6,8	6,8	6,81	6,81
				2,10	2,10					6,98	6,98
				2,15	2,15					7,15	7,15
2,2	2,2	2,2	2,2	2,21	2,21					7,32	7,32
				2,26	2,26					7,50	7,50
				2,32	2,32				7,5	7,50	7,50
				2,37	2,37					7,68	7,68
			2,4	2,43	2,43					7,87	7,87
				2,49	2,49					8,06	8,06
				2,55	2,55			8,2	8,2	8,25	8,25
				2,61	2,61					8,45	8,45
				2,67	2,67					8,66	8,66
				2,74	2,74					8,87	8,87
		2,7	2,7	2,80	2,80				9,1	9,09	9,09
				2,87	2,87					9,31	9,31
				2,94	2,94					9,53	9,53
			3,0	3,01	3,01					9,76	9,76
				3,09	3,09						
				3,16	3,16						
				3,24	3,24						

Таблица 29.6.1. Стандартные номиналы согласно DIN 41426 или IEC 63

29.7

Цветовая маркировка резисторов

Цвет	Цифра	Цифра	Множитель	Допуск
Отсутствует				±20%
Серебристый			× 0,01 Ω	±10%
Золотой			× 0,1 Ω	±5%
Черный		0	× 1,0 Ω	±20%
Коричневый	1	1	× 10 Ω	±1%
Красный	2	2	× 100 Ω	±2%
Оранжевый	3	3	× 1 kΩ	
Желтый	4	4	× 10 kΩ	
Зеленый	5	5	× 100 kΩ	
Синий	6	6	× 1 MΩ	
Фиолетовый	7	7	× 10 MΩ	
Серый	8	8	× 100 MΩ	
Белый	9	9		



Пример
4,7 kΩ

Рис. 29.7.1. 4-цветный код согласно DIN 41429

Цвет	Цифра	Цифра	Цифра	Множитель	Допуск	Температурный коэффициент
Серебристый				$\times 0,01 \Omega$		
Золотой				$\times 0,1 \Omega$	$\pm 5\%$	
Черный		0	0	$\times 1,0 \Omega$		$\pm 250 \text{ ppm/K}$
Коричневый	1	1	1	$\times 10 \Omega$	$\pm 1\%$	$\pm 100 \text{ ppm/K}$
Красный	2	2	2	$\times 100 \Omega$	$\pm 2\%$	$\pm 50 \text{ ppm/K}$
Оранжевый	3	3	3	$\times 1 \text{ k}\Omega$		$\pm 15 \text{ ppm/K}$
Желтый	4	4	4	$\times 10 \text{ k}\Omega$		$\pm 25 \text{ ppm/K}$
Зеленый	5	5	5	$\times 100 \text{ k}\Omega$	$\pm 0,5\%$	20 ppm/K
Синий	6	6	6	$\times 1 \text{ M}\Omega$		$\pm 10 \text{ ppm/K}$
Фиолетовый	7	7	7	$\times 10 \text{ M}\Omega$		$\pm 5 \text{ ppm/K}$
Серый	8	8	8	$\times 100 \text{ M}\Omega$		$\pm 1 \text{ ppm/K}$
Белый	9	9	9			

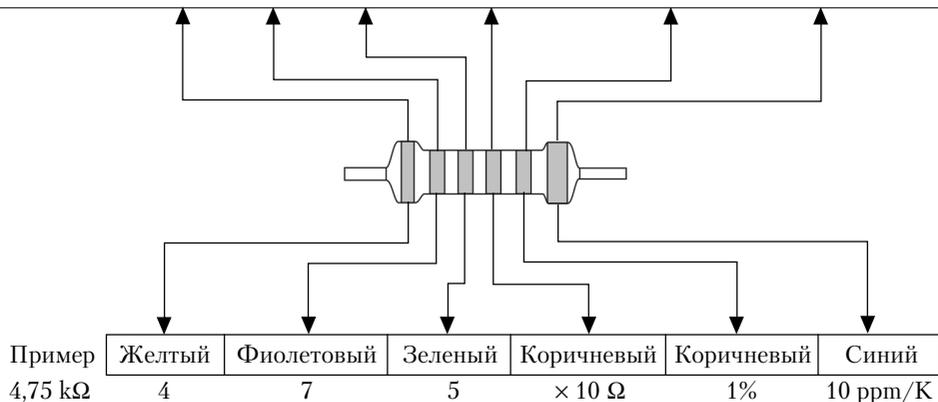


Рис. 29.7.2. 5-6-цветный код согласно IEC 62. Как правило, температурный коэффициент указывается, только если он меньше $50 \cdot 10^{-6} / \text{K}$

29.8**Изготовители и дистрибьюторы**

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
Actel GmbH Bahnhofstr. 15 85375 Neufahrn Тел.: 08165/9584-0 Факс: 08165/9584-10 www.actel.com	Metcomp Elektronik GmbH Leonhardsweg 4 82008 Unterhaching Тел.: 089/615239-0 Факс: 089/615239-97 www.metcomp.memec.com metcomp@met.memec.com	Spoerle Electronic KG Im Gefierth 11a 63303 Dreieich Тел.: 06103/304-0 Факс: 06103/304-270 www.spoerle.com
Advanced Micro Devices (AMD) GmbH Rosenheimer Str. 143b 81671 München Тел.: 089/45053-0 Факс: 089/406490 www.amd.com eurotech@amd.com	Avnet (EMG) GmbH Stahlgruberring 12 81829 München Тел.: 089/45110-01 Факс: 089/45110-129 www.avnet.de	EBV-Elektronik GmbH Hans Pinsel Str. 4 85540 Haar Тел.: 089/460098-0 Факс: 089/460098-40 www.ebv.com pr@ebv.com
Advanced Power www.advancedpower.com	Farnell Electronic GmbH Grünwalder Weg 30 82041 Deisenhofen Тел.: 089/61393939 Факс: 089/6135901 www.farnell.com verkauf@farnell.com	Spoerle Electronic KG Im Gefierth 11a 63303 Dreieich Тел.: 06103/304-0 Факс: 06103/304-270 www.spoerle.com
Aglient GmbH Hewlett-Packard Str. 1 61352 Bad Homburg Тел.: 06172/499-0 Факс: 06172/499-220 www.aglient.com	Eurocomp Electronic GmbH Im Mühlfeld 20 61169 Friedberg Тел.: 06031/61076 Факс: 06031/61788 euroelek@aol.com	
	Гамма Тел.: (81278)3-1509 gamma@vyborg.ru www.gamma.vyborg.ru	Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru
	Компания МЭЙ Тел.: (095)913-5161 info@may.ru www.may.ru	Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru
	Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru	Оптоника Тел.: (095)305-7738 optonika@aha.ru www.optonika.ru
	ПетроИнТрейд Тел.: (812)324-6350 semicond@pit.spb.ru www.pit.spb.ru	Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
	<p>ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek/by.com www.fek.by.com</p> <p>ЭлектроМир Тел.: (812)320-6490 electromir@pop3.rcom.ru www.servicemart.com/electromir</p> <p>ЭФО Тел.: (812)327-8654 zav@efo.spb.su www.efo.ru</p>	<p>ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru</p> <p>ЭЛКОТЕХ Тел.: (095)755-8815 sales@elcotech.ru www.elcotech.ru</p>
<p>Allegro www.allegromicro.com</p>	<p>Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru</p>	
<p>Altera GmbH Max Plank Str. 5 81675 München Тел.: 089/3218250 Факс: 089/31282579 www.altera.com</p>	<p>Бурый Медведь Тел.: (095)333-1010 jarry@brownbear.ru www.brownbear.ru</p> <p>Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru</p> <p>Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru</p> <p>СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 pro@symmetron.ru www.symmetron.ru</p>	<p>Гамма Тел.: (81278)3-1509 gamma@vyborg.ru www.gamma.vyborg.ru</p> <p>Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru</p> <p>Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru</p> <p>ЭФО Тел.: (812)327-8654 zav@efo.spb.su www.efo.ru</p>
<p>Analog Devices GmbH Am Westpark 1-3 81373 München Тел.: 089/76903-0 Факс: 089/76903-157 www.analog.com</p>	<p>Jermyn (SEI) GmbH Kapellenstr. 15 65555 Limburg Тел.: 06431/508-0 Факс: 06431/508-289 www.sei.de seideutschland@sei.de</p> <p>Sasco GmbH Hermann-Oberth-Str. 16 85640 Putzbrunn Тел.: 089/4611-0 Факс: 089/4611-270 www.sasco.de sasco.muenchem@sasco.e-m</p>	<p>Rein Components GmbH Lötscher Weg 66 41334 Nettetal Тел.: 02153/733-112 Факс: 02153/733-371 www.rein.memec.com rein@rnc.memec.com</p> <p>Spoerle Electronic KG Im Gefierth 11a 63303 Dreieich Тел.: 06103/304-0 Факс: 06103/304-270 www.spoerle.com</p>

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
Апex www.apexmicrotech.com	AmpPower GmbH Louisenstr. 130 61384 Bad Homburg Тел.: 06172/488510 Факс: 06172/488519 www.amppower.de amppower@t-onhne.de Hy-Line GmbH Inselkammerstr. 10 82008 Unterhaching Тел.: 089/614503-19 Факс: 089/6140960 www.hyline.de n-flossmann@hy-line.de	Eltronix GmbH Zum Degenhardt 12 88662 Überlingen Тел.: 07551/8008-0 Факс: 07551/8008-34
Arizona Microchip GmbH Gustav Heinemann Ring 125 81739 München Тел.: 089/6271440 Факс: 089/14444 www.microchip.com microchip.munich@microchip.com	Future Electronics GmbH Münchener Str. 18 85774 Unterföhring Тел.: 089/95727-0 Факс: 089/95727-140 www.future.ca	Metronik GmbH Leonhardsweg 2 82008 Unterhaching Тел.: 089/61108-0 Факс: 089/61108-110 www.metronik.memec.com
Atmel GmbH Am Höhenpark 6a 83075 Bad Fleinbach Тел.: 08034/9127 Факс: 08034/9330 www.atmel.com	ARGUSSOFT Тел.: (095)217-2487 components@argussoft.ru www.argussoft.ru Бурий Медведь Тел.: (095)333-1010 jarry@brownbear.ru www.brownbear.ru Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru СКАНТИ-РУС Тел.: (095)787-5939 texas@scanti.ru www.scanti.ru	RAINBOW Technologies Тел.: (095)797-8993 info@rainbow.msk.ru www.rtcс.ru ДОДЭКА Тел.: (095)366-2429 icmarket@dodeca.ru www.dodeka.ru Мега-Электроника Тел.: (812)232-1298 info@megachip.ru www.megachip.ru ПетройнТрейд Тел. (812)324-6350 semicond@pit.spb.ru www.pit.spb.ru СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 про@symmetron.ru www.symmenron.ru ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
AT&T	ЭФО Тел.: (812)327-8654 zav@efospb.su www.efo.ru	
см. <i>Lucent</i>		
Bell		
см. <i>Lucent</i>		
Benchmark		
см. <i>Texas Instrument</i>		
Brooktree		
см. <i>Conexant</i>		
Burr Brown GmbH		
см. <i>Texas Instrument</i>		
Catalyst		
см. <i>Cirrus</i>		
Cirrus Logic GmbH	Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru	Компания МЭЙ Тел.: (095)913-5161 info@may.ru www.may.ru
Mühlfelder Str. 2 82211 Herrsching Тел.: 08152/9246-0 Факс: 08152/9246-99 www.cirrus.com		
Comlinear		
см. <i>National</i>		
Connexant Systems GmbH	Metronik GmbH www.conexant.de Leonhardsweg 2 82008 Unterhaching Тел.: 089/61108-0 Факс. 089/61108-110 www.metronik.memec.com	Unitronic GmbH Mündelheimer Weg. 9 40472 Düsseldorf Тел.: 0211/9511-0 Факс. 0211/9511-111 www.unitronic.de info@unitronic.de
Paul Gerhard Allee 50a 81245 München Тел.: 089/829-13220 Факс. 089/8342734		
Crystal		
см. <i>Cyrrus Logic</i>		
Cypress Semi. GmbH	Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru	Компания МЭЙ Тел.: (095)913-5161 info@may.ru www.may.ru Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru
Münchener Str. 15A 85604 Zorneding Тел.: 08106/2448-0 Факс: 08106/20087 www.cypress.com		
Микро-ЭМ	Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru	ПетроИнТрейд Тел.(812)324-6350 semicond@pit.spb.ru www.pit.spb.ru

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
<p>Dallas см. <i>Maxim</i></p> <p>Datel GmbH Bavariaring 8, 80336 München Тел.: 089/544334-0 Факс: 089/536337 www.datel.com datel.gmbh@datel.com</p>	<p>Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru</p>	<p>ЭФО Тел.: (812)327-8654 zav@efo.spb.su www.efo.ru</p>
<p>Elantec www.elantec.com</p>	<p>Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru</p>	<p>ЭлектроМир Тел.: (812)320-6490 electromir@pop3.rcom.ru www.servicemart.com/electromir</p>
<p>EPCOS Тел.: (095)737-2417, (095)737-2418, (095)737-1841 Факс: (095)737-2346 Michail.ljin@mow.siemens.ru Oleg.Gneushev@mow.siemens.ru www.epcos.com</p>	<p>Белэлектромкомплект Тел.: (10-375-17)207-0295 admin@bec.minsk.by www.ktz.ru</p> <p>Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru</p> <p>Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru</p> <p>Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru</p>	<p>ДОДЭКА Тел.: (095)366-2429 icmarket@dodeca.ru www.dodeka.ru</p> <p>ИНКАСКОМ Тел.: (095)928-0410 incascom@tsr.ru www.incascom.ru</p> <p>Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru</p> <p>Платан 121351 Тел./факс: (095)737-5999 E-mail: platan@aha.ru, epcos@platan.ru www.platan.ru</p>
	<p>Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru</p>	<p>РТК компонент Тел.: (095)215-7313 rtk@rtkcomponent.com www.rtkcomponent.com</p>
	<p>СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 pro@symmetron.ru www.symmetron.ru</p>	<p>ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek/by.com www.fek.by.com</p>
	<p>ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru</p>	

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
Ericsson Fritz-Vomfelde Str. 14 40547 Düsseldorf Тел.: 0211/534-0 Факс: 0211/5341000 www.ericsson.de	ДОДЭКА Тел.: (095)366-2429 icmarket@dodeca.ru www.dodeka.ru Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru	Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru ПетроИнТрейд Тел.(812)324-6350 semicond@pit.spb.ru www.pit.spb.ru
Еуеc GmbH Co. KG Max-Planck-Str. 5 59581 Warstein Тел.: 02902/764-0 Факс: 02902/764-256 www.eupec.de info@eupec.de	Eurodis Enatechnik GmbH Pascallehre 1 25451 Quickborn Тел.: 04106/701-0 Факс: 04106/701-298 www.eurodis.com info@ena.eurodis.com	Rutronik GmbH Industriestr. 2 75228 Ispringen Тел.: 07231/801-0 Факс: 07231/82282 www.rutronik-com rutronik@rutronik.com
Exar Postfach 820405 81804 München Тел.: 08102/748176 Факс: 08102/748177 www.exar.com reinhardt.wagner@exar.com	Astronik GmbH Grünwalder Weg 30 82041 Deisenhofen Тел.: 089/613030 Факс: 089/6135901 www.farnellde verkauf@farneU.de Rohm Electronics GmbH Kesselschmidstr. 10 85354 Freising Тел.: 08161/4831-0 Факс: 08161/4831-20 www.rohm.co.jp ana.kropfitch@rohm.com	Dacom GmbH Freisinger Str. 13 85737 Ismaning Тел.: 089/996549-0 Факс: 089/964989 dacom@t-online.de
Fairchild Semiconductor GmbH Oscar v. Miller Str. 4e 82256 Fürstfeldbruck Тел.: 08141/6102-0 Факс: 08141/6102-100 www.fairchildsemi.com	Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru	Компания МЭЙ Тел.: (095)913-5161 info@may.ru www.may.ru Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru ПетроИнТрейд Тел.: (812)324-6350 semicond@pit.spb.ru www.pit.spb.ru Радио-Сервис Тел.: (3412)43-9144 office@radio-service.ru www.radio-service.ru

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
Ferranti	СИММЕТРОН	ФЭК
см. <i>Plessey</i>	Тел.: (812)278-8484 pro@symmetron.ru www.symmetron.ru ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru	Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek/by.com www.fek.by.com ЭЛКОТЕХ Тел.: (095)755-8815 sales@elcotech.ru www.elcotech.ru
Foxboro	Dacom Electronic GmbH	
www.foxboro.com/pressure	Im Sacke 4 31157 Sarstedt Тел.: 05066/5519 Факс: 05066/5160 www.dacom.de	
Fuji Electric GmbH		
Lyoner Str. 26 60528 Frankfurt Тел.: 069/669029-0 Факс: 069/669029-56 www.fujielectric.de		
Fujitsu Microelektr. GmbH	EBV-Elektronik GmbH	Gleichmann & Co. Elect. GmbH
Am Siebenstein 6-10 63303 Dreieich Тел.: 06103/690-0 Факс: 06103/690-122 www.fme.fujitsu.com	Hans Pinsel Str. 4 85540 Haar Тел.: 089/460098-0 Факс: 089/460098-40 www.ebv.com pr@ebv.com	Schrader Str. 44 67227 Frankenthal Тел.: 06233/347-0 Факс: 06233/347-216 www.intra.msc-ge.com niz@msc-ge.com
	Glyn GmbH & Co.KG	
	Am Wörtzengarten 8 65510 Idstein Тел.: 06126/590-222 Факс: 06126/509-111 www.glyn.de sales@glyn.de	
General Semiconductor GmbH	Beck GmbH & Co.KG	RS Components GmbH
Albert Schweitzer-Str. 64 81735 München Тел.: 089/959970 Факс: 089/9570489 www.gensemi.com	Eltersdorferstr. 7 90425 Nürnberg Тел.: 0911/93408-0 Факс: 0911/93408-28 www.beck-elektronik-de info@beck-elektronik.de	Hessenring 13b 64546 Mörfelden-Walldorf Тел.: 06105/401-104 Факс: 06105/401-299 www.rs-components.de rs-gmbh@rs-components.com

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
Hamamatsu Photonics GmbH	Rutronik GmbH	Tekelec Airtronik GmbH
Arzberger Str. 10 82211 Herrsching Тел.: 08152/375-0 Факс: 08152/2658 www.hamamatsu.com info@hamamatsu.de	Industriestr. 2 75228 Ispringen Тел.: 07231/801-0 Факс: 07231/82282 www.rutronik.com rutronik@rutronik.com	Kapuzinerstr. 9 80337 München Тел.: 089/5164-0 Факс: 089/5164-110 www.tekelec.de sales@tekelec.de
Harris		
см. <i>Intersil</i>		
Heraeus Sensor GmbH		
Reinhard Heraeus Ring 23 63801 Kleinostheim Тел.: 06027/503-0 Факс: 06027/503-101 www.heraeus.com/sensor sensoren@haraeus.de		
Hewlett-Packard		
см. <i>Agilent</i>		
Hitachi Europe GmbH	Макро Тим	Микро-ЭМ
Dornacher Str. 3 85622 Feldkirchen Тел.: 089/99180-0 Факс: 089/92180-292 www.halsp.hitachi.com	Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru	Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru ЭФО Тел.: (812)327-8654 zav@efo.spb.ru www.efo.ru
Honeywell GmbH	Future Electronics GmbH	PK Components GmbH
Kaiserieistr. 39 63067 Offenbach Тел.: 069/80640 Факс: 069/818620 www.honeywell.com	Münchener Str. 18 85774 Unterfohring Тел.: 089/95727-0 Факс: 089/95727-140 www.future.ca	An der Radrunde 160 90455 Nürnberg Тел.: 0911/988868-0 Факс: 0911/883479 www.pk-komponents.de

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
<p>Hybrid Memory www.hybridmemory.com</p> <p>Hybrid Systems см. <i>Sipex</i></p> <p>Hyundai www.hea.com</p>	<p>Rutronik GmbH Industriestr. 2 75228 Ispringen Тел.: 07231/801-0 Факс: 07231/82282 www.rutronik.com rutronik@rutronik.com</p> <p>Ineltek GmbH Hauptstr. 45 89522 Heidenheim Тел.: 07321/9385-0 Факс: 07321/9385-95 www.ineltek.com becker@ineltek.com</p>	<p>Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru</p>
<p>IDT GmbH Max Planck Str. 17 85716 Unterschleißheim Тел.: 089/37448-100 Факс: 089/37448-200 www.idt.com idteurope@idt.com</p>	<p>Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru</p> <p>ЭФО Тел.: (812)327-8654 zav@efo.spb.su www.efo.ru</p>	<p>Гамма Тел.: (81278)3-1509 gamma@vyborg.ru www.gamma.vyborg.ru</p>
<p>Infineon AG Balanstr. 73 81541 München Тел.: 089/243-0 www.infineon.com</p>	<p>Белэлектромкомплект Тел.: (10-375-17)207-0295 admin@bec.minsk.by www.ktz.ru</p> <p>Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru</p> <p>Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru</p> <p>Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru</p> <p>Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru</p>	<p>Компания МЭЙ Тел.: (095)913-5161 info@may.ru www.may.ru</p> <p>Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru</p> <p>Платан Тел.: (095)737-5999 platan@mail.ru www.platan.ru</p> <p>Радио-Сервис Тел.: (3412)43-9144 office@radio-service.ru www.radio-service.ru</p>

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
	<p>СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 про@symmetron.ru www.symmetron.ru</p> <p>ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru</p> <p>ЭФО Тел.: (812)327-8654 zav@efo.spb.su www.efo.ru</p>	<p>ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek.by.com www.fek.by.com</p> <p>ЭЛКОТЕХ Тел.: (095)755-8815 sales@elcotech.ru www.elcotech.ru</p>
<p>Inmos см. <i>ST Microelectronics</i></p> <p>Intel GmbH Dornacker Str. 1 85622 Feldkirchen Тел.: 089/99143-0 Факс: 089/9990439-48 www.intel.com</p>	<p>Белэлектромкомплект Тел.: (10-375-17)207-0295 admin@bec.minsk.by www.ktz.ru</p> <p>Компания МЭЙ Тел.: (095)913-5161 info@may.ru www.may.ru</p> <p>Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru</p> <p>Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru</p> <p>ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru</p> <p>ЭлектроМир Тел.: (812)320-6490 electromir@pop3.rcom.ru www.servicemart.com/electromir</p>	<p>Гамма Тел.: (81278)3-1509 gamma@vyborg.ru www.gamma.vyborg.ru</p> <p>Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru</p> <p>Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru</p> <p>СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 про@symmetron.ru www.symmetron.ru</p> <p>ЭФО Тел.: (812)327-8654 zav@efo.spb.su www.efo.ru</p>
<p>Intermetall см. <i>Micronas</i></p> <p>International Rectifier GmbH Saalburgstr. 157 61350 Bad Homburg Тел.: 06172/37066 Факс: 06172/37065 www.irf.com</p>	<p>RAINBOW Technologies Тел.: (095)797-8993 info@rainbow.msk.ru www.rtcs.ru</p> <p>ГлобКом Тел.: (812)553-1252 gc@globcom.ru www.globcom.ru</p>	<p>Бурый Медведь Тел.: (095)333-1010 jarry@brownbear.ru www.brownbear.ru</p> <p>ДОДЭКА Тел.: (095)366-2429 icmarket@dodeca.ru www.dodeca.ru</p>

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
<p>Intersil GmbH Richard Reitzner Alee 4 85540 Наар Тел.: 089/46263-0 Факс: 089/46263-149 www.intersil.com</p>	<p>Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru</p> <p>Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru</p> <p>Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru</p> <p>Платан Тел.: (095)737-5999 platan@mail.ru www.platan.ru</p> <p>СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 про@symmetron.ru www.symmenron.ru</p> <p>ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek/by.com www.fek.by.com</p> <p>ЭЛКОТЕХ Тел.: (095)755-8815 sales@elcotech.ru www.elcotech.ru</p>	<p>Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru</p> <p>Мега-Электроника Тел.: (812)232-1298 info@megachip.ru www.megachip.ru</p> <p>ПетроИнТрейд Тел.: (812)324-6350 semicond@pit.spb.ru www.pit.spb.ru</p> <p>Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru</p> <p>Специал Электроник Тел.: (095)433-2582 info@spezial.ru www.spezial.ru</p> <p>ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru</p>
	<p>Гамма Тел.: (81278)3-1509 gamma@vyborg.ru www.gamma.vyborg.ru</p> <p>Компания МЭЙ Тел.: (095)913-5161 info@may.ru www.may.ru</p> <p>Платан Тел.: (095)737-5999 platan@mail.ru www.platan.ru</p> <p>СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 про@symmetron.ru www.symmenron.ru</p> <p>ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru</p>	<p>Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru</p> <p>Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru</p> <p>Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru</p> <p>ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek/by.com www.fek.by.com</p> <p>ЭЛКОТЕХ Тел.: (095)755-8815 sales@elcotech.ru www.elcotech.ru</p>

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
Ixys Semiconductor GmbH Edisonstr. 15 68623 Lampertheim Тел.: 06206/503-0 Факс: 06206/503-742 www.ixys.com marcom@ixy.de	Future Electronics GmbH Münchener Str. 18 85774 Unterföhring Тел.: 089/95727-0 Факс: 089/95727-140 www.future.ca	
Lattice GmbH Einsteinstr. 10 85716 Unterschleißheim Тел.: 089/31787810 Факс: 089/31787830 www.latticesem.com ceursales@latticesemi.com	Avnet (EMG) GmbH Stahlgruberring 12 81829 München Тел.: 089/45110-01 Факс: 089/45110-129 www.avnet.de	Eurodis Enatechnik GmbH Pascalkehre 1 25451 Quickborn Тел.: 04106/701-0 Факс: 04106/701-268 www.eurodis.com info@ena.eurodis.com
Lem Deutschland GmbH Frankfurter Str. 72 64521 Groß-Gerau Тел.: 06152/9301-0 Факс: 06152/84661 www.lem.com postoffice.lde@lem.com	MSC GmbH Industriestr. 16 76297 Stutensee Тел.: 07249/910512 Факс: 07249/910544	Spoerle Electronic KG Im Gefierth 11a 63303 Dreieich Тел.: 06103/304-0 Факс: 06103/304-270 www.spoerle.com
	Schuricht GmbH Richtweg 30 28195 Bremen Тел.: 0180/5223435 Факс: 0180/5223436 www.schuricht.de scc@schuricht.de	
Linear Technology GmbH Oskar-Messner Str. 24 85737 Ismaning Тел.: 089/962455-0 Факс: 089/963147 www.linear-tech.com	Eurodis Enatechnik GmbH Pascalkehre 1 25451 Quickborn Тел.: 04106/701-0 Факс: 04106/701-298 www.eurodis.com info@ena.eurodis.com	Metronik GmbH Leonhardsweg 2 82008 Unterhaching Тел.: 089/61108-0 Факс: 089/61108-110 www.metronik.memec.com
	RS Components GmbH Hessenring 13b 64546 Mörfelden-Walldorf Тел.: 06105/401-104 Факс: 06105/401-269 www.rs-components.de rs-gmbh@rs-components.com	Schuricht GmbH Richtweg 30 28195 Bremen Тел.: 0180/5223435 Факс: 0180/5223436 www.schuricht.de scc@schuricht.de
Linfinity www.lulfinity.com	MEV Elektronik GmbH Nordler 5a 49176 Hüter Тел.: 05424/2340-0 Факс: 05424/2340-40 www.mev-elektronik.de info@mev-elektronik.de	Sasco GmbH Hermann-Oberth-Str. 16 85640 Putzbrunn Тел.: 089/4611-0 Факс: 089/4611-270 www.sascocode sasco.muenchem@sasco.e-mail.com

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
LSI Logic GmbH Orleanstr. 4 81669 München Тел.: 089/45833-0 Факс: 089/45833-108 www.LsiL.com euroservice@lsil.com	EBV-Elektronik GmbH Hans Pinsel Str. 4 85540 Haar Тел.: 089/460098-0 Факс: 089/460098-40 www.ebv.com haar.d@ebv.com	
Lucas Novasensor www.novasensor.com	Dacom Electronic GmbH Im Sacke 4 31157Sarstedt Тел.: 05066/5519 Факс: 05066/5160 www.dacom.de	
Lucent GmbH Medienallee 6 85774 Unterföhring Тел.: 089/95086-0 Факс: 089/95086-193 www.lucent.com/micro	Jermyn (SEI) GmbH Kapellenstr. 15 65555 Limburg Тел.: 06431/508-0 Факс: 06431/508-289 www.sei.de seideutschland@sei.de	
Maxim GmbH Fraunhoferstr. 16 82152 Planegg Тел.: 0130/827925 Факс: 0130/865138 www.maxim-ic.com	RAINBOW Technologies Тел.: (095)797-8993 info@rainbow.msk.ru www.rtc.ru Бурый Медведь Тел.: (095)333-1010 jarry@brownbear.ru www.brownbear.ru ДОДЭКА Тел.: (095)366-2429 icmarket@dodeca.ru www.dodeka.ru ИНКАСКОМ Тел.: (095)928-0410 incascom@tsr.ru www.incascom.ru Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 про@symmetron.ru www.symmenron.ru ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek.by.com www.fek.by.com	АТОС Тел.: (095)787-4805 sales@atos.ru www.atos.ru ГлобКом Тел.: (812)553-1252 gc@globcom.ru www.globcom.ru Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru ПетроИнТрейд Тел.(812)324-6350 semicond@pit.spb.ru www.pit.spb.ru Радио-Сервис Тел.: (3412)43-9144 office@radio-service.ru www.radio-service.ru Специал Электроник Тел.: (095)433-2582 info@spezial.ru www.spezial.ru ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
Micrel www.micrel.com	ЭлектроМир Тел.: (812)320-6490 electromir@pop3.rcom.ru www.servicemart.com/electromir	Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru
Micro Linear www.microlinear.com	Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek/by.com www.fek.by.com	Topas Elektronik GmbH Fliegerstr. 1 31079 Hannover Тел.: 0511/96864-0 Факс: 0521/96864-64 www.topas.de info@topas.de
Micro Power Systems см. <i>Exar</i>	Scantec GmbH Behringstr. 10 82152 Planegg Тел.: 089/899143-0 Факс: 089/899143-27 www.scantec.de info@scantec.de	ДОДЭКА Тел.: (095)366-2429 icmarket@dodeca.ru www.dodeca.ru Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru
Microchip Tech. Inc. Gustav-Heinemann-Ring 125 81739 München Тел.: 089/627144-0 Факс: 089/627144-4 www.microchip.com	Бурый Медведь Тел.: (095)333-1010 jarry@brownbear.ru www.brownbear.ru Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 npo@symmetron.ru www.symmetron.ru	Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek/by.com www.fek.by.com
Micron www.micron.com	AUTEX Ltd Тел.: (095)334-7741 into@autex.ru www.autex.ru Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru	Rutronik GmbH Industriestr. 2 75228 Ispringen Тел.: 07231/801-508 Факс: 07231/801-507 www.rutronik.com rutronik@rutronik.com
Micronas Intermetall GmbH Hans-Bunte-Str. 19 79108 Freiburg Тел.: 0761/517-0 Факс: 0761/517-2174 www.itt-sc.de info@intermetall.de	Beck GmbH & Co.KG Eltersdorferstr. 7 90425 Nürnberg Тел.: 0911/93408-0 Факс: 0911/93408-28 www.beck-elektronik.de info@beck-elektronik.de	

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
	Sasco GmbH Hermann-Oberth-Str. 16 85640 Putzbrunn Тел.: 089/4611-0 Факс: 089/4611-270 www.sasco.de sasco.muenchem@sasco.e-mail.com	
MicorSim см. <i>OrCad</i> www.microsim.com		
Mitel Pflummernstr. 68 88400 Biberach Тел.: 07351/827723 Факс: 07351/827723 www.mitel.com	HIV GmbH Rosenstr. 1 66787 Wadgassen Тел.: 06834/6226 Факс: 06834/6229 hiv-gmbh@t-online.de	Metronik GmbH Leonhardsweg 2 82008 Unterhaching Тел.: 089/61108-0 Факс: 089/61108-110 www.metronik.memec.com
Mitsubishi Semi GmbH Gothaer Str. 8 40880 Ratingen Тел.: 02102/486-0 Факс: 02102/486-691 www.mitsubishichips.com	Бурый Медведь Тел.: (095)333-1010 jarry@brownbear.ru www.brownbear.ru Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru	Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 pro@symmetron.ru www.symmenron.ru ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek/by.com www.fek.by.com
Monolithic Memories см. <i>Advanced Micro Devices</i>		
Mostek см. <i>ST Microelectronics</i>		
Motorola GmbH Schatzbogen 7 81829 München Тел.: 089/92103-0 Факс: 089/92103-101 www.motorola.com	АТОС Тел.: (095)787-4805 sales@atos.ru www.atos.ru ДОДЭКА Тел.: (095)366-2429 icmarket@dodeca.ru www.dodeca.ru ИНКАСКОМ Тел.: (095)928-0410 incascom@tsr.ru www.incascom.ru Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru	Гамма Тел.: (81278)3-1509 gamma@vyborg.ru www.gamma.vyborg.ru Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
<p>Murata GmbH & Co.KG Holbeinstr. 21-23 90441 Nürnberg Тел.: 0911/6687-0 Факс: 0911/6687-288 www.murata.com</p>	<p>Платан Тел.: (095)737-5999 platan@mail.ru www.platan.ru СИМЕТРОН Тел.: (812)278-8484 pro@symmetron.ru www.symmenron.ru ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru</p>	<p>Промэлектроника Тел.: (3432)45-44-88 pr@promelec.ru www.promelec.ru ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek/by.com www.fek.by.com ЭлектроМир Тел.: (812)320-6490 electromir@pop3.rcom.ru www.servicemart.com/electromir</p>
	<p>ЭЛКОТЕХ Тел.: (095)755-8815 sales@elcotech.ru www.elcotech.ru</p>	<p>ЭФО Тел.: (812)327-8654 zav@efo.spb.su www.efo.ru</p>
	<p>ARGUSSOFT Тел.: (095)217-2487 components@argussoft.ru www.argussoft.ru</p>	<p>Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru</p>
	<p>Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru</p>	<p>Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru</p>
	<p>Платан Тел.: (095)737-5999 platan@mail.ru www.platan.ru</p>	<p>Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru</p>
<p>National Semiconductor GmbH Livy-Gargan-Str. 10 82256 Fürstentfeldbruck Тел.: 08141/351-0 Факс: 08141/351515 www.national.com euopl.support@nsc.com</p>	<p>РТК компонент Тел.: (095)215-7313 rtk@rtkcomponent.com www.rtkcomponent.com</p>	<p>СИМЕТРОН Тел.: (812)278-8484 pro@symmetron.ru www.symmenron.ru</p>
	<p>ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru</p>	<p>ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek/by.com www.fek.by.com</p>
	<p>АТОС Тел.: (095)787-4805 sales@atos.ru www.atos.ru</p>	<p>Белэлектромкомплект Тел.: (10-375-17)207-0295 admin@bec.minsk.by www.ktz.ru</p>
<p>Gamma Тел.: (81278)3-1509 gamma@vyborg.ru www.gamma.vyborg.ru</p>	<p>Компания МЭЙ Тел.: (095)913-5161 info@may.ru www.may.ru</p>	<p>Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru</p>
<p>Национальный институт радиоэлектроники и информатики Тел.: (095)913-5161 info@may.ru www.may.ru</p>	<p>Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru</p>	<p>Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru</p>

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы	
NEC Electronics GmbH Oberrather Str. 4 40472 Düsseldorf Тел.: 0211/6503-01 Факс: 0211/6503-327 www.nec.de	Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek/by.com www.fek.by.com ЭЛКОТЕХ Тел.: (095)755-8815 sales@elcotech.ru www.elcotech.ru	Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 npo@symmetron.ru www.symmenron.ru ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru	
	AUTEX Ltd Тел.: (095)334-7741 into@autex.ru www.autex.ru Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru Радио-Сервис Тел.: (3412)43-9144 office@radio-service.ru www.radio-service.ru	Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek/by.com www.fek.by.com	
	ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru	ЭФО Тел.: (812)327-8654 zav@efo.spb.su www.efo.ru	
	Novasensor <i>см. Lucas Novasensor</i> Oki Electric Eur. GmbH Hellersberg Str. 2 41460 Neuss Тел.: 02131/1596-0 Факс: 02131/103539 www.okisemi.com litmaster@oki-europe.de	Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru	СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 npo@symmetron.ru www.symmenron.ru
		Omega Daimlerstr. 26 75392 Deckenpfronn Тел.: 07056/3017 Факс: 07056/8540 www.omega.com	

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
Optek Techn. Inc. Flemingstr. 27 91154 Roth Тел.: 09171-87061 Факс: 09171-63410	Neumüller-Fenner GmbH Raiffeisenallee 10 82041 Oberhaching Тел.: 089/613795-0 Факс: 089/613795-80 www.neumueller.com	
OrCad www.ortcad.com	Hoschar Systemelektronik GmbH Albert Nestler Str. 7 76131 Karlsruhe Тел.: 0180/5303500 Факс: 0180/5303509 www.hoschar.de info@hoschar.com	
Philips Semiconductors Hammerbrookstr. 69 20097 Hamburg Тел.: 040/235360 Факс: 040/23536300 www.semiconductors.philips.com	AUTEX Ltd Тел.: (095)334-7741 into@autex.ru www.autex.ru Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru Мега-Электроника Тел.: (812)232-1298 info@megachip.ru www.megachip.ru Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek.by.com www.fek.by.com	Бурый Медведь Тел.: (095)333-1010 jarry@brownbear.ru www.brownbear.ru Компания МЭЙ Тел.: (095)913-5161 info@may.ru www.may.ru Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 pro@symmetron.ru www.symmetron.ru ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru
Plessey см. <i>Mitel</i> www.gpsemi.com	Azurri Tech. GmbH Kapuzinerstr. 9 80337 München Тел.: 089/5164-503 Факс: 089/5164-305 ghoch@de.azzuri.com	
Power Integration, Inc. Ulmestr. 160a 86156 Augsburg Тел.: 0821/44423-15 Факс: 0821/44423-17 www.powerint.com		

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
Precision Monolithics (PMI)		
см. <i>Analog Devices</i>		
Qualcomm		
Soeldnermoos 17 85399 Halbergmoos Тел.: 089/607698-40 Факс: 089/607698-58 www.qualcomm.com		
QuickLogic	Scantec GmbH	
Beringerstr. 10 82152 Planegg Тел.: 089/89914320 Факс: 089/89914327 www.quicklogic.com info@quicklogic.com	Behringstr. 10 82152 Planegg Тел.: 089/899143-0 Факс: 089/899143-27 www.scantec.de info@scantec.de	
Raytheon Halbleiter GmbH	Adelco Elektronik GmbH	Avnet (EMG) GmbH
Großer Sand 44 25436 Uetersen Тел.: Факс: 04122/7305 www.raytheon.com/micro applications@ij.sd.ray.com	Boxholmerstr. 5 25451 Quickborn Тел.: 04106/6104-0 Факс: 04106/6104-25 Adelco@t-online.de	Stahlgruberring 12 81829 München Тел.: 089/45110-01 Факс: 089/45110-129 www.avnet.de
	Data Modul AG	Ditronic CED GmbH
	Landsberger Str. 320 80687 München Тел.: 089/56017-0 Факс: 089/56017-119 www.data-modul.com	Julius Holder Str. 42 70597 Stuttgart Тел.: 0711/720010 Факс: 0711/289780
RCA		
см. <i>Harris</i>		
Rohm Electronics GmbH	Промэлектроника	Радио-Сервис
Kesselschmidstr. 10 85354 Freising Тел.: 08161/4831-0 Факс: 08161/4831-20 ana.kropfitsch@rohm.com www.rohmelectronics.com	Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru	Тел.: (3412)43-9144 office@radio-service.ru www.radio-service.ru ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek/by.com www.fek.by.com
Samsung Semi. GmbH	AUTEX Ltd	Гамма
Am Unisyspark 1 65843 Sulzbach Тел.: 06196/582703 Факс: 06196/750345 www.samsungsemi.com	Тел.: (095)334-7741 into@autex.ru www.autex.ru Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru	Тел.: (81278)3-1509 gamma@vyborg.ru www.gamma.vyborg.ru Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
	<p>Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru</p> <p>СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 pro@symmetron.ru www.symmetron.ru</p> <p>ЭЛКОТЕХ Тел.: (095)755-8815 sales@elcotech.ru www.elcotech.ru</p>	<p>Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru</p> <p>ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru</p>
<p>Seeq Inc. www.seeq.com</p>	<p>Dacom GmbH Freisinger Str. 13 85737 Ismaning Тел.: 089/996549-0 Факс: 089/964989 dacom@t-online.de</p>	<p>Metcomp Elektronik GmbH Leonhardsweg 4 82008 Unterhaching Тел.: 089/615239-0 Факс: 089/615239-97 metcomp@met.memec.com www.metcomp.memec.com</p>
<p>Semicron GmbH & Co.KG Sigmundstr. 200 90431 Nürnberg Тел.: 0911/6559-0 Факс: 0911/6559-262 www.semicron.com sales.skd@semikron.com</p>		
<p>Sensicon GmbH Leipziger Str. 10 63450 Hanau Тел.: 06181/36902 Факс: 06181/369240</p>		
<p>Sensor Systems www.pressure.invensys.com</p>	<p>Sensortechnics GmbH Aubinger Weg 27 82178 Puchheim Тел.: 089/80083-0 Факс: 089/80083-33 info@sensortechnics.com www.sensortechnics.com</p>	
<p>SGS-Thomson см. <i>ST Microelectronics</i></p>		
<p>Sharp Electronics GmbH Sonninstr. 3 20097 Hamburg Тел.: 040/2376-0 Факс: 040/2376-2232 www.sharpmec.com</p>	<p>Beck GmbH & Co.KG Eltersdorferstr. 7 90425 Nürnberg Тел.: 0911/93408-0 Факс: 0911/93408-28 info@beck-elektronik.de www.beck-elektronik.de</p>	<p>Dema Electronic GmbH Türkenstr. 11 80333 München Тел.: 089/286941-0 Факс: 089/283509 info@dema.net www.dema.net</p>

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
Siemens Bauelemente см. <i>Infineon</i>	Eurodis Enatechnik GmbH Pascalkehre 1 25451 Quickborn Тел.: 04106/701-0 Факс: 04106/701-268 info@ena.eurodis.com www.eurodis.com	Impact Memec GmbH Lötscher Weg 66 41334 Nettetal Тел.: 02153/733-112 Факс: 02153/733-371 info@impact.de www.impact.de
Sierra см. <i>Catalyst</i>	Signal Processing Techn. (SPT) Farnell Electronic GmbH www.spt.com Grünwalder Weg 30 82041 Deisenhofen Тел.: 089/61393939 Факс: 089/6135901 verkauf@farnell.com www.farnell.com	Metronik GmbH Leonhardsweg 2 82008 Unterhaching Тел.: 089/61108-0 Факс: 089/61108-110 www.metronik.memec.com
Signetics см. <i>Philips</i>		
Silicon General см. <i>LinFinity</i>		
Siliconix см. <i>Vishay</i>		
Sipex GmbH Gautinger Str. 10 82319 Starnberg Тел.: 08151/89810 Факс: 08151/29598 www.sipex.com sipex-starnberg@t-online.de	RAINBOW Technologies Тел.: (095)797-8993 info@rainbow.msk.ru www.rtcs.ru ПетроИнТрейд Тел.(812)324-6350 semicond@pit.spb.ru www.pit.spb.ru Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek.by.com www.fek.by.com	Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru СИММЕТРОН Тел.: (812)278-8484 про@symmetron.ru www.symmenron.ru ЭФО Тел.: (812)327-8654 zav@efo.spb.su www.efo.ru
Sony GmbH Hugo-Eckener-Str. 20 50829 Köln Тел.: 0221/5966-0 Факс: 0221/5966-349 www.sony.com/semi	Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru	

Изготовитель

Дистрибьюторы

Дистрибьюторы

Spragueсм. *Allegro***ST Microelectronics GmbH**

Bretonischer Ring 4
85630 Grasbrunn
Тел.: 089/46006-0
Факс: 089/4605454
www.st.com

AUTEX Ltd

Тел.: (095)334-7741
info@autex.ru
www.autex.ru

Бурый Медведь

Тел.: (095)333-1010
jarry@brownbear.ru
www.brownbear.ru

Золотой шар

Тел.: (095)234-0110
office@zolshar.ru
www.zolshar.ru

Макро Тим

Тел.: (095)306-0026
sales@macroteam.ru
www.macroteam.ru

Мега-Электроника

Тел.: (812)232-1298
info@megachip.ru
www.megachip.ru

ПетроИнТрейд

Тел.(812)324-6350
semicond@pit.spb.ru
www.pit.spb.ru

Радио-Сервис

Тел.: (3412)43-9144
office@radio-service.ru
www.radio-service.ru

ФЭК

Тел.: (10-375-17)210-2189
fek@fek/by.com
www.fek.by.com

ЭЛКОТЕХ

Тел.: (095)755-8815
sales@elcotech.ru
www.elcotech.ru

Supertexwww.supertex-con**Infratech GmbH**

Wedeler Landstr. 93
22559 Hamburg
Тел.: 040/819544-0
Факс: 040/811037
khs@infratech.de
www.infratech.de

RAINBOW Technologies

Тел.: (095)797-8993
info@rainbow.msk.ru
www.rtcs.ru

Белэлектромкомплект

Тел.: (10-375-17)207-0295
admin@bec.minsk.by
www.ktz.ru

Компания МЭЙ

Тел.: (095)913-5161
info@may.ru
www.may.ru

Макро-Петербург

Тел.: (812)322-5304
sales@macro-peterburg.ru
www.macro-peterburg.ru

Микро-ЭМ

Тел.: (095)535-6398
microem@microem.msk.ru
www.microem.msk.ru

Промэлектроника

Тел.: (3432)45-4488
pr@promelec.ru
www.promelec.ru

СИММЕТРОН

Тел.: (812)278-8484
pro@symmetron.ru
www.symmetron.ru

ЧИП и ДИП

Тел.: (095)973-7073
sales@chip-dip.ru
www.chip-dip.ru

ЭФО

Тел.: (812)327-8654
zav@efo.spb.su
www.efo.ru

Scantec GmbH

Behringstr. 10
82152 Planegg
Тел.: 089/899143-0
Факс: 089/899143-27
mfo@scantec.de
www.scantec-de

Synergyсм. *Micrel*

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
Telefunken см. <i>Vishay</i>		
Temic см. <i>Vishay</i>		
Texas Instruments GmbH Haggertystr. 1 85356 Freising Тел.: 08161/800 Факс: 08161/804516 www.ti.com	Avnet (EMG) GmbH Stahlgruberring 12 81829 München Тел.: 089/45110-01 Факс: 089/45110-129 www.avnetde	EBV-Elektronik GmbH Hans Pinsel Str. 4 85540 Haar Тел.: 089/460098-0 Факс: 089/460098-40 pr@ebv.com www.ebv.com
	Eurodis Enatechnik GmbH Pascalkehre 1 25451 Quickborn Тел.: 04106/701-0 Факс: 04106/701-268 info@ena.eurodis.com www.eurodis.com	Jermyn (SEI) GmbH Kapellenstr. 15 65555 Limburg Тел.: 06431/508-0 Факс: 06431/508-289 seideutschland@sei.de www.sei.de
Thomson см. <i>ST Microelectronics</i>		
Toshiba Elektr. GmbH Hansaallee 181 40549 Düsseldorf Тел.: 0211/5296-0 Факс: 0221/5296-400 www.toshiba.com	Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru ЭЛКОТЕХ Тел.: (095)755-8815 sales@elcotech.ru www.elcotech.ru	Компания МЭЙ Тел.: (095)913-5161 info@may.ru www.may.ru Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru ФЭК Тел.: (10-375-17)210-2189 fek@fek/by.com www.fek.by.com
Triquint Birkenweg 6 83549 Eiselfing Тел.: 08071/93504 Факс: 08071/93505 www.triquint.com	VTR Systemtechnik Florastr. 30A 81827 München Тел.: 089/4534-5899 Факс: 089/4534-5901	
Unitrode см. <i>Texas Instruments</i>		
Valvo см. <i>Philips</i>		

Изготовитель

Дистрибьюторы

Дистрибьюторы

Vantis, см. *Lattice***Vishay Semi. GmbH**

Theresienstr. 2
74072 Heilbronn
Тел.: 07131/67-3737
Факс: 07131/67-2444
www.vishay.com

Макро-Петербург

Тел.: (812)322-5304
sales@macro-peterburg.ru
www.macro-peterburg.ru

Промэлектроника

Тел.: (3432)45-4488
pr@promelec.ru
www.promelec.ru

ЭЛКОТЕХ

Тел.: (095)755-8815
sales@elcotech.ru
www.elcotech.ru

Микро-ЭМ

Тел.: (095)535-6398
microem@microem.msk.ru
www.microem.msk.ru

ФЭК

Тел.: (10-375-17)210-2189
fek@fek/by.com
www.fek.by.com

VLSI Technology (VTI) GmbH Avnet (EMG) GmbH

Bayerwaldstr. 11
81737 München
Тел.: 089/62706-0
Факс: 089/62706-101
www.vlsi.com

Stahlgruberring 12
81829 München
Тел.: 089/45110-01
Факс: 089/45110-129
www.avnet.de

Data Modul AG

Landsberger Str. 320
80687 München
Тел.: 089/56017-0
Факс: 089/56017-119
www.data-modul.com

Vitesse Semi

Altstadt 296
840361 Landshut
Тел.: 0871/96633-44
Факс: 0871/96633-43
www.vitesse.com

Waver Scale (WSI)

www.wipisd.com

Jermyn (SEI) GmbH

Kapellenstr. 15
65555 Limburg
Тел.: 06431/508-0
Факс: 06431/508-289
seideutschland@sei.de
www.sei.de

Scantec GmbH

Behringstr. 10
82152 Planegg
Тел.: 089/899143-0
Факс: 089/899143-27
info@scantec.de
www.scantec.de

Xicor GmbH

Bretonischer Ring 15
85630 Grasbrunn
Тел.: 089/461008-0
Факс: 089/4605472
www.xicor.com

Avnet (EMG) GmbH

Stahlgruberring 12
81829 München
Тел.: 089/45110-01
Факс: 089/45110-129
www.avnet.de

Impact Memec GmbH

Lötscher Weg 66
41334 Nettetal
Тел.: 02153/733-112
Факс: 02153/733-371
info@impact.de
www.impact.de

Xilinx Corp.

Süßkindstr. 4
81929 München
Тел.: 089/93088-0
Факс: 089/93088-188
www.xilinx.com

SCAN

Тел.: (095)796-9125
ti@scan.ru
www.texas.ru

Макро Тим

Тел.: (095)306-0026
sales@macroteam.ru
www.macroteam.ru

Золотой шар

Тел.: (095)234-0110
office@zolshar.ru
www.zolshar.ru

ПетроИнТрейд

Тел.: (812)324-6350
semicond@pit.spb.ru
www.pit.spb.ru

Изготовитель	Дистрибьюторы	Дистрибьюторы
Zilog GmbH Thomas Dehler Str. 18 81737 München Тел.: 089/672045 Факс: 089/6706188 www.zilog.com	Гамма Тел.: (81278)3-1509 gamma@vyborg.ru www.gamma.vyborg.ru Макро Тим Тел.: (095)306-0026 sales@macroteam.ru www.macroteam.ru ПетроИнТрейд Тел.(812)324-6350 semicond@pit.spb.ru www.pit.spb.ru Промэлектроника Тел.: (3432)45-4488 pr@promelec.ru www.promelec.ru ЧИП и ДИП Тел.: (095)973-7073 sales@chip-dip.ru www.chip-dip.ru Scantec GmbH Behringstr. 10 82152 Planegg Тел.: 089/899143-0 Факс: 089/899143-27 info@scantec.de www.scantec.de	Золотой шар Тел.: (095)234-0110 office@zolshar.ru www.zolshar.ru Макро-Петербург Тел.: (812)322-5304 sales@macro-peterburg.ru www.macro-peterburg.ru Микро-ЭМ Тел.: (095)535-6398 microem@microem.msk.ru www.microem.msk.ru Радио-Сервис Тел.: (3412)43-9144 office@radio-service.ru www.radio-service.ru
Zoran Corp. www.zoran.com		

Литература

- [29.1.1] Kühnel, C.: Schaltungsdesign mit PSpice. Franzis, 1993.
- [29.1.2] Santen, M.: PSpice Design Center Arbeitsbuch. Fächer, 1994.
- [29.1.3] Justus, O.: Berechnung linearer und nichtlinearer Schaltungen mit PSpice-Beispielen. Fachbuchverlag Leipzig, 1994.
- [29.1.4] Erhardt, D.; Schulte, J.: Simulieren mit PSpice. Vieweg, 1995.
- [29.1.5] Khakzar, H.: Entwurf und Simulation von Halbleiterschaltungen mit PSpice. Expert, 1997.
- [29.1.6] Krämer, F.: Das große PSpice V9 Arbeitsbuch. Fächer, 2000.
- [29.1.7] Heinemann, R.: Einführung in die Elektroniksimulation. Hanser, 2001
- [29.2.1] Unbehauen, R.: Grundlagen der Elektrotechnik 1. Springer 1994.
- [29.2.2] Hering, E., Bressler, K., Gutekunst, J.: Elektronik für Ingenieure. Springer 1998.
- [29.3.1] Unbehauen, R.: Grundlagen der Elektrotechnik 1. Springer 1994.

Предметный указатель

C

CDMA, 606

D

DECT, 606

DS-CDMA, 606

F

FDMA, 604

FH-CDMA, 606

L

LC-фильтр с высокой добротностью, 91

M

MAG, 739

MSG, 727

N

NIC

INIC, 86

в качестве источника

напряжения, 88

с операционным усилителем, 87

с управляемым источником, 87

UNIC, 86

R

r-плоскость, 552

RSSI, 635

S

S-матрица, 560

S-параметр, 559

Sallen-Key, 125

SMD, 661

SC-фильтр, 155

У

UN eff, 223

A

Автоматическая регулировка амплитуды, 182

Антенны

диаграмма направленности, 539

затухание, 542

КПД, 541

направленные, 539

собственное затухание, 542

усиление, 541

Апертура, 546

Б

Блокинг-генератор, 167

Боковые полосы, 573

В

Верхняя боковая полоса, 573

Вина-Робинсона мост, 879

Волна

обратная, 529

отраженная, 551

падающая, 551

прямая, 529

Волна Рэлея, 676

Волновое сопротивление, 528

линии, 529

ВЧ, 743

Вычитание

на ОУ, 23

путем сложения, 22

- Г**
- Габариты 1206, 661
 - Гармоники частот гетеродина, 625
 - Генератор, 164
 - LC, 164, 165
 - структурная схема, 164
 - RC, 177
 - высшие гармоники, 171
 - гармоник, 176
 - двухтактные, 170
 - емкостная трехточка, 169
 - затухающие колебания, 166
 - индуктивная трехточка, 168
 - кварцевые, 171
 - Колпитца, 169
 - с общей базой, 169
 - с общим эмиттером, 169
 - компенсация затухания, 184
 - коэффициент гармоник, 180
 - Мейснера, 166
 - с общим эмиттером, 166
 - на гармониках кварца, 175
 - незатухающие колебания, 166
 - параллельный резонанс, 173
 - первой гармоники, 173
 - перегрузка
 - со стороны входа, 167
 - со стороны выхода, 167
 - Пирса, 173
 - последовательный резонанс, 173
 - прецизионные, 174
 - с аналоговым вычислителем, 181
 - с источником тока, 170
 - с мостом Вина, 177
 - с эмиттерной связью, 169
 - синусоидальных колебаний, 164
 - срыв колебаний, 167
 - стабилизация амплитуды, 180
 - управляемый напряжением, 582
 - условия генерации, 164
 - условия самовозбуждения, 164
 - условие баланса амплитуд, 165
 - условие баланса фаз, 165
 - функциональные, 184
 - интегральные, 190
 - принцип действия, 185
 - с управляемой частотой, 187
 - Хартлея, 168
 - с общей базой, 168
 - с общим эмиттером, 168
 - частота колебаний, 172
 - частотная модуляция, 183
 - экспоненты, 41
- Гибриды**, 694
 - на полосковых линиях, 696
 - с реактивностями, 696
- Гиратор**, 89
 - добротность, 91
 - преобразование двухполюсника, 92
 - преобразование
 - четырёхполюсника, 92
 - применение, 90, 136
- Глубина модуляции**, 571
- Д**
- Дарлингтона схема**, 79
- Девияция фазы**, 579
- Девияция частоты**, 579
- Декодирование источника**, 526
- Делители**
 - переменных, 54
 - с использованием умножителя, 65
- Делитель мощности**, 691
 - резистивный, 692
 - Уилкинсона, 693
- Демодулятор**, 524
 - аналоговый, 525
 - цифровой, 526
- Демодуляция ЧМ**, 583
- Детектирование**, 571
- Детектор**
 - амплитудный, 574
 - огнбающей, 574, 622
 - с ФАПЧ, 586
 - синхронный, 576
 - частотный, 622
 - балансный, 584
 - с двумя контурами, 584

- Диаграмма звездная, 593
Динамический диапазон
 доступный, 642
 максимальный, 642
 предельные уровни, 642
Диод смесительный, 760
Дискриминатор частотный, 584
Дифференциальные уравнения, 35
Дифференциатор, 33
 высокоомный, 34
Длина волны, 531
 в вакууме, 542
Дуплекс
 временной, 613
 частотный, 612
Дуплексер, 539, 612, 642
Дуплексный интервал, 612
Дуплексный режим, 604
- Е**
- Емкость, 660
 паразитная, 660
- З**
- Зашелка, 81
- И**
- Извлечения квадратного корня, 65
Излучение сигнала гетеродина, 625
Индекс модуляции, 579
Индикатор уровня сигнала, 635
Индуктивность, 660
 паразитная, 660
Интегратор
 SC
 инвертирующий, 156
 неинвертирующий, 157
 инвертирующий, 27
 неинвертирующий, 32
 с компенсаций, 30
 суммирующий, 32
Интерференция межсимвольная, 596
- Искажения интермодуляционные, 748
Источник волн, 557
Источник напряжения
 с отрицательным выходным
 сопротивлением, 88
 управляемый напряжением, 70, 86
 управляемый током, 72
 эквивалентная схема, 70
Источник тока
 биполярный с полевым
 транзистором, 82
 с биполярным выходным током, 81
 с заземленной нагрузкой, 76
 с отрицательным выходным
 сопротивлением, 77
 с плавающей нагрузкой, 84
 с полевым транзистором, 80
 применение, 80
 управляемый напряжением, 73, 77
 управляемый током, 85, 86
 эквивалентная схема, 73
 эталонный с транзистором, 78
- К**
- Канал связи, 524
Катушка индуктивности, 660
 добротность, 664
 эквивалентная схема, 663
Кварцевый генератор
 стабилизация частоты, 172
Кварцевый резонатор, 171
 гармоники резонанса, 176
 добротность, 172
 свойства, 172
 температурный коэффициент, 172
Кодирование
 источника, 526
 канальное, 526
Колебательный контур
 частота резонансная, 166
Коллинза фильтр, 682
Компенсация паразитной
 индуктивности, 662
Конденсатор, 660

добротность, 666
 резонансная частота, 666
 частотная характеристика, 666
 эквивалентная схема, 666
 Коррекция ошибок в приемнике, 526
 Коррекция умножителей, 63
 Коэффициент
 заполнения, 188
 направленного действия, 540
 нелинейных искажений, 171
 отражения, 551
 входной, 560
 выходной, 560
 оптимальный, 725
 транзистора, 710
 передачи, 736
 передачи мощности, 552
 прохождения
 обратный, 561
 прямой, 561
 расширения, 608
 стоячей волны, 556
 усиления
 располагаемой мощности, 737
 сопоставление, 737
 усиления мощности, 727, 733
 шума, 637
 минимальный, 725
 КСВ, 556
 Кусочная аппроксимация, 51

Л

Лапласа преобразование, 97
 Линия
 двухпроводная, 527
 коаксиальная, 527
 Логарифмирование
 диодом, 38
 транзистором, 39

М

Манипуляция, 569
 амплитудная, 587

 частотная, 587
 МДВУ, 604
 Метод дуплексирования, 604
 Многостанционный доступ, 606
 Множественный доступ, 604
 Модулятор, 524
 QPSK, 601
 аналоговый, 524
 кольцевой, 775
 цифровой, 526, 589
 Модуляция
 амплитудная, 568
 без несущей, 571
 квадратурная, 570
 с несущей, 571
 двухполосная, 571
 методы, 566
 перекрестная, 527
 угловая, 568
 фазовая, 568
 цифровая, 586
 частотная, 568, 578
 Моды, 547
 дисперсия, 547
 Мост
 Вина-Робинсона, 142, 879
 Т-образный, 141
 Мощность при согласованной
 нагрузке, 558

Н

Напряжение
 пилообразной формы, 167
 прямоугольной формы, 184
 треугольной формы, 184
 Независимая волна, 558
 Нейтрализация, 720
 Нижняя боковая полоса, 573

О

Обратная связь
 анализ параметров, 165
 с емкостным делителем, 170

- трансформаторная, 166
 - установка амплитуды, 168
 - частотнозависимая, 164
- Операционный усилитель
применение, 78
- Отрицательное сопротивление, 86

П

- Паразитные параметры, 660
- Параметры паразитные, 660
- Перегрузка, 166
- Передаточная функция, 97
- Передатчик, 524
- с аналоговой модуляцией, 614
 - с двойным преобразованием, 617
 - с переменной частотой, 619
 - с промежуточной частотой, 616
 - с цифровой модуляцией, 620
- Передискретизация, 649
- Плоскость коэффициента отражения, 552
- Погонная емкость, 529
- Погонная индуктивность, 529
- Погонная утечка, 529
- Погонное затухание, 532
- Погонное сопротивление, 529
- Подавление АМ, 584
- Подключение нагрузки
- емкостным делителем, 689
 - индуктивным делителем, 690
 - к колебательному контуру, 689
- Полином
- Баттерворта, 103
 - Кауэра, 108
 - Чебышева, 104
- Полоса частот Карсона, 581
- Полосковые линии, 537
- Полосовой фильтр, 135
- Полудуплексный режим, 604
- Помеха зеркальная, 624
- высшего порядка, 625
- Постоянная распространения, 530
- Потери преобразования, 751, 760, 768

- Предусилитель, 626
- Преобразование
- в обратном порядке, 616
 - в прямом порядке, 616
 - восходящее, 742
 - координат, 66
 - Лапласа, 97
 - нисходящее, 742
 - полного сопротивления, 679
 - частоты, 525
- Преобразователи функциональные, 37
- Преобразователь
- встречно-штыревой, 676
 - отрицательного сопротивления, 86
- Приемник, 524
- динамический диапазон, 637, 642
 - прямого преобразования, 655
 - прямого усиления, 623
 - с двойным преобразованием, 628
 - с дискретизацией ПЧ, 650
 - супергетеродинный, 624
 - цифровой, 652
 - чувствительность, 638
- ПЧ, 742

Р

- Расширение, 608
- Регулировка
- амплитуды
 - автоматическая, 182
 - усиления, 634
 - автоматическая, 166, 525, 622
 - цифровая, 635
- Режим класса АВ, 84
- Резистор, 660
- частотные характеристики, 661
 - эквивалентная схема, 661
- Резонатор кварцевый, 171
- Рэля волна, 676

С

- Световод
- градиентный, 547
 - одномодовый, 547

ступенчатый, 547
 Связь радиорелейная, 539
 Система связи, 524
 Скважность, 188
 Скин-эффект, 663
 Скорость
 передачи данных, 592
 передачи символов, 592
 Скорость распространения, 528
 Смеситель
 балансный, 771
 двойного действия, 798
 на транзисторах, 784
 с трансформаторами, 796
 согласование, 790
 усиление преобразования, 789
 Гильберта, 784, 798
 полоса пропускания, 803
 согласование, 804
 усиление преобразования, 803
 диодный одноканальный, 760
 усиление мощности, 768
 усиление преобразования, 767
 кольцевой, 775
 согласование, 783
 усиление преобразования, 780
 широкополосный режим, 780
 на транзисторах, 784
 усиление преобразования, 792
 пассивный, 760
 повышающий, 742
 понижающий, 742
 синфазно-квадратурный, 621
 Смешивание
 аддитивное, 746
 усиление преобразования, 751
 мультипликативное, 754
 Согласование
 многокаскадных усилителей, 718
 по мощности, 703
 по шумам, 703
 полного сопротивления, 679
 полосковыми линиями, 685
 последовательной
 индуктивностью, 718

 реактивными элементами, 680
 УВЧ по входу, 700
 фильтром Коллинза, 682
 Соединение
 восходящее, 642
 нисходящее, 642
 Сопротивление, 660
 отрицательное, 171
 Спектральные окна, 548
 Субдискретизация, 650
 Сужение спектра, 609
 Сумматор инвертирующий, 21
 Супергетеродин, 624
 Схема Дарлингтона, 79

Т

Телеграфное уравнение, 530
 Токовое зеркало, 84
 Транзистор
 на гетеропереходах, 698
 обобщенный, 705
 Трехпролетное эхо, 677
 Триггер Шмитта, 184

У

Уилкинсона делитель мощности, 693
 Умножение на постоянный коэффициент, 26
 Умножители
 переменных, 54
 с полевыми транзисторами, 62
 четырёхквadrантные, 57, 64
 Уплотнение
 временное, 604
 кодовое, 606
 частотное, 604
 Уплотнение каналов, 603
 Уравнение затухающих колебаний, 165
 Усиление мощности, 727
 Усилитель
 высокочастотный
 интегральный, 698

мощности, 733
 инвертирующий
 применение, 71, 74
 малошумящий, 725
 передающий, 524
 приемный, 525
 с регулируемым усилением, 632
 широкополосный, 728
 электрометрический
 применение, 71, 74
 Установка начальных условий, 30
 Устройство согласующее, 538

Ф

Фазовращатель широкополосный, 147
 ФВЧ, 875
 граничная частота, 875
 переходные характеристики, 877
 постоянная времени, 876
 фазовый сдвиг, 875
 частотная характеристика, 875

Фильтр

RC, 98
 RLC, 123
 SC, 157
 второго порядка, 158
 активный, 99, 125
 нижних частот, 124
 Баттерворта, 99
 Бесселя, 99, 108
 верхних частот, 120, 875
 время
 задержки, 100
 нарастания, 99
 второго порядка, 123, 131, 135
 высшего порядка, 133
 двойной Т-образный, 880
 добротность, 131
 добротность полюсов, 112
 заграждающий, 149
 зеркальной частоты, 624
 избирательность, 139
 Кауэра, 106
 керамический, 627, 628

косинусный, 596
 коэффициент передачи, 98
 критическое затухание, 98
 нижних частот, 97, 121, 871
 обобщенная теория, 111
 ПАВ, 617
 первого порядка, 121
 передаточная функция, 111
 полоса
 прозрачности, 106, 133
 пропускания, 130
 полосовой, 130, 878
 резонансная частота, 879
 полосовой заграждающий, 139
 порядок фильтра, 98, 112
 преобразование
 ФНЧ в заграждающий, 139
 ФНЧ в полосовой, 130
 промежуточной частоты, 624
 частотная характеристика, 627
 расстройка контуров, 134
 резонансная частота, 131
 с двойным Т-образным мостом, 141
 с мостом Вина-Робинсона, 142
 с обратной связью, 136, 138
 с переменной частотой, 155
 с регулируемыми параметрами, 153
 селективный, 136, 153
 степенной, 102
 Томсона, 108
 универсальный, 149
 фазовый, 144, 147
 частота среза, 97, 130
 Чебышева, 99, 104
 Фильтры, 667
 LC, 668
 частотная характеристика, 669
 диэлектрические, 673
 частотная характеристика, 674
 импульсные, 595
 Коллинза, 682
 коэффициент неравномерности, 671
 линейные, 673
 ПАВ, 676
 частотная характеристика, 678

полосовые, 668
двухконтурные, 668
связь
 выше критической, 671
 критическая, 669
 ниже критической, 672
ФНЧ, 871
 время нарастания, 874
 время установления, 873
 граничная частота, 874
 фазовый сдвиг, 871
 частотная характеристика, 871
Функция
 косинусоидальная, 49
 синусоидальная, 44

Ц

Циклы, 605
Циркулятор, 93, 722
 применение, 94, 95

Ч

Частота
 высокая, 743

гетеродина, 616, 743
промежуточная, 624, 742
Частоты суммарные
и разностные, 616

Ш

Шлейфы согласующие
реактивные, 686

Э

Электромагнитная
 совместимость, 544
Элементы поверхностного
 монтажа, 661
Эффект поверхностный, 663
Эффективная мощность шумов, 640
Эффективность
 использования полосы, 593
 энергетическая, 593

Я

Ячейка Гильберта, 798

Книги издательства «ДМК Пресс» можно заказать в торгово-издательском холдинге «АЛЬЯНС-КНИГА» наложенным платежом, выслав открытку или письмо по почтовому адресу: **123242, Москва, а/я 20** или по электронному адресу: **order@abook.ru**.

При оформлении заказа следует указать адрес (полностью), по которому должны быть высланы книги; фамилию, имя и отчество получателя. Желательно также указать свой телефон и электронный адрес.

Эти книги вы можете заказать и в Internet-магазине: **www.alians-kniga.ru**.

Оптовые закупки: тел. **(095) 258-91-94, 258-91-95**; электронный адрес **books@alians-kniga.ru**.

Ульрих Титце

Кристоф Шенк

Полупроводниковая схемотехника

Том II

Главный редактор *Мовчан Д. А.*
dm@dmk-press.ru
Перевод *Карабашев Г. С.*
Научный редактор *Никитин В. А.*
Выпускающий редактор *Кикава Л. В.*
Верстка *Чаннова А. А.*
Графика *Салимонов Р. В.*
Дизайн обложки *Дудатий А. М.*

Подписано в печать ***2007. Формат 70×100 ¹/₁₆.

Гарнитура «Петербург». Печать офсетная.

Усл. печ. л. ***. Тираж *000 экз.

№

Издательство ДМК Пресс. 123007, Москва, 1-й Силикатный пр-д, д. 14

Web-сайт издательства: www.dmk-press.ru

Internet-магазин: www.abook.ru

Электронный адрес издательства: books@dmk-press.ru