
Волович Г. И.

**Схемотехника аналоговых и
аналогово-цифровых
электронных устройств**

4-е издание, переработанное и дополненное



Москва, 2018

УДК 621.3.049.774.3
ББК 32.844.1

В68

Волович Г. И.
В68 Схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых электронных устройств. 4-ое изд., перераб. и доп. – М.: ДМК Пресс, 2018. –636 с.: ил.

ISBN 978-5-97060-623-0

В книге освещены свойства и особенности применения аналоговых и аналого-цифровых интегральных микросхем: операционных усилителей, компараторов, таймеров, фильтров, линейных и импульсных стабилизаторов напряжения, коммутаторов, микросхем АЦП и ЦАП различных датчиков. Основное внимание уделено схемотехнической реализации различных функций электронных устройств. Рассмотрены схемы линейного и нелинейного преобразования сигналов, измерительные и вычислительные схемы, активные электрические фильтры, генераторы и перемножители сигналов, специализированные усилители (широкополосные, изолирующие, измерительные и др.), источники опорного напряжения, различного типа цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи, схемы датчиков температуры, ускорения, давления, влажности, магнитного поля.

Издание будет полезно специалистам в области электроники, автоматики, вычислительной техники, а также студентам и аспирантам соответствующего профиля.

УДК 621.3.049.774.3
ББК 32.844.1

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 владельцев авторских прав.

Материал, изложенный в данной книге, многократно проверен. Но поскольку вероятность технических ошибок все равно существует, издательство не может гарантировать абсолютную точность и правильность приводимых сведений. В связи с этим издательство не несет ответственности за возможные ошибки, связанные с использованием книги.

ISBN 978-5-97060-623-0

© Волович В. И.
© Оформление, издание, ДМК Пресс, 2018

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	1
Введение	3
Глава 1. Операционные усилители	5
1.1. История изобретения и развития операционных усилителей.....	5
1.2. Общие сведения об ОУ	7
1.3. Идеальный операционный усилитель	9
1.4. Основные схемы включения операционного усилителя	10
1.4.1. Дифференциальное включение	10
1.4.2. Инвертирующее включение	11
1.4.3. Неинвертирующее включение	12
1.5. Внутренняя схемотехника операционных усилителей	13
1.5.1. Требования к ОУ.....	13
1.5.2. Блок-схема операционного усилителя	14
1.5.3. Стандартная схема операционного усилителя.....	17
1.6. Схема замещения операционного усилителя	18
1.6.1. Входное сопротивление схемы.....	18
1.6.2. Выходное сопротивление схемы.....	19
1.7. Коррекция частотной характеристики	20
1.7.1. Частотные характеристики ОУ	20
1.7.2. Полная частотная коррекция	22
1.7.3. Подстраиваемая частотная коррекция	24
1.7.4. Скорость нарастания.....	25
1.7.5. Компенсация ёмкостной нагрузки	26
1.8. Параметры ОУ	27
1.8.1. Точностные параметры	27
1.8.2. Динамические параметры ОУ	38
1.8.3. Параметры, характеризующие усиление сигналов переменного тока	39
1.8.4. Эксплуатационные параметры ОУ	40
1.9. Типы операционных усилителей	40
1.10. Улучшение параметров операционных усилителей.....	47
1.10.1. Снижение напряжения смещения нуля.....	47
1.10.2. Повышение устойчивости ОУ.....	49
1.10.3. Снижение токов утечки	51
1.10.4. Защита ОУ	52
1.10.5. Повышение выходного тока ОУ	55
1.10.6. Повышение выходного напряжения ОУ	56
1.10.7. Повышение быстродействия ОУ	58
1.10.8. Снижение шума ОУ	60
1.10.9. Экспериментальное определение параметров ОУ	61
1.11. Однополярное питание операционных усилителей	63
1.11.1. Общие сведения	63
1.11.2. Смещение ОУ с однополярным питанием	64
1.11.3. Введение искусственной нулевой точки	66
1.11.4. Расширение динамического диапазона	68
Выводы	70
Вопросы и задачи	71
Литература к гл. 1.....	73

Глава 2. Функциональные устройства на ОУ	74
2.1. Линейные аналоговые вычислительные схемы на ОУ	74
2.1.1. Схема масштабирования	74
2.1.2. Схемы суммирования.....	75
2.1.3. Схема интегрирования.....	77
2.1.4. Схема дифференцирования.....	79
2.2. Схемы линейного преобразования сигналов	81
2.2.1. Источники напряжения, управляемые током.....	81
2.2.2. Источники тока, управляемые напряжением.....	81
2.2.3. Преобразователь отрицательного сопротивления	93
2.2.4. Гираторы	94
2.3. Активные электрические фильтры на ОУ	97
2.3.1. Основные понятия	97
2.3.2. Фильтры нижних частот.....	98
2.3.3. Фильтры верхних частот	101
2.3.4. Полосовые фильтры.....	101
2.3.5. Полосно-подавляющие фильтры.....	102
2.3.6. Реализация фильтров на ОУ	103
2.3.7. Реализация активных фильтров на основе метода переменных состояния.....	110
2.3.8. Фазовые фильтры	114
2.4. Измерительные усилители	117
2.4.1. Измерительный усилитель на одном ОУ	117
2.4.2. Измерительный усилитель на двух ОУ	120
2.4.3. Измерительный усилитель на трёх ОУ	121
2.4.4. Другие измерительные усилители	122
2.4.5. Применение измерительных усилителей.....	126
2.5. Схемы нелинейного преобразования сигналов на ОУ	128
2.5.1. Логарифмирующие и экспоненциальные преобразователи.....	128
2.5.2. Прецизионные выпрямители на ОУ	134
2.5.3. Прецизионные ограничители на ОУ	139
2.6. Генераторы сигналов на ОУ.....	144
2.6.1. Релаксационные генераторы.....	145
2.6.2. Генераторы синусоидальных колебаний.....	148
2.7. Аналоговые множители	150
2.7.1. Множитель с управляемым сопротивлением канала полевого транзистора	150
2.7.2. Множители на основе управляемых источников тока	150
2.8. Измерительные схемы на ОУ	153
2.8.1. Измерение заряда	153
2.8.2. Измерители амплитуды (пиковые детекторы).....	154
2.8.3. Фотоэлектрические измерения.....	156
2.8.4. Мостовые измерительные схемы.....	157
2.8.5. Измерение температуры	163
2.8.6. Измерение среднеквадратичного значения	165
2.8.7. Измерение тока	168
2.8.8. Измерение переменного тока	170
2.8.9. Измерение сопротивления изоляции.....	173
Вопросы и задачи	174
Литература к главе 2.....	178

Глава 3. Специализированные усилители	179
3.1. Широкополосные усилители.....	179
3.1.1. Работа транзисторного усилительного каскада на высоких частотах	179
3.1.2. Применение ОУ для усиления радиочастотных сигналов.....	181
3.1.3. Широкополосные ОУ с обратной связью по току.....	183
3.1.4. Особенности применения ОУ с ОСТ.....	188
3.1.5. Усилители дифференциальных линий.....	188
3.1.6. Особенности проектирования печатных плат для схем с широкополосными усилителями	191
3.2. Полностью дифференциальные ОУ.....	200
3.2.1. Общие сведения.....	200
3.2.2. Схемотехника ПД ОУ	200
3.2.3. Применение ПД ОУ R2.....	202
3.2.4. Несимметричные режимы ПД ОУ	205
3.3. Усилители с регулируемым усилением.....	207
3.3.1. Общие сведения.....	207
3.3.2. Схемотехническая реализация УРУ	207
3.4. Изолирующие усилители	211
3.5. Усилители класса D	215
3.5.1. Общие сведения.....	215
3.5.2. Виды импульсной модуляции выходного сигнала.....	216
3.5.3. Схемотехника выходных каскадов усилителей класса D	219
3.5.4. Промышленные типы усилителей класса D	220
3.5.5. Помехи, порождаемые усилителями класса D, и борьба с ними.....	222
Вопросы и задачи	224
Литература к гл. 3.....	225
Глава 4. Аналоговые компараторы и таймеры	226
4.1. Общие сведения о компараторах.....	226
4.2. Аналоговый интегральный компаратор	227
4.2.1. Принципы построения интегральных компараторов	227
4.2.2. Компараторы с однополярным питанием.....	229
4.2.3. Скоростные компараторы.....	231
4.3. Применение компараторов	232
4.3.1. Двухпороговый компаратор	232
4.3.2. Детектор пересечения нуля.....	232
4.3.3. Сравнение напряжений противоположной полярности	233
4.3.4. Мультивибраторы	233
4.3.5. Применение компаратора в качестве ОУ	235
4.3.6. Генератор, управляемый напряжением.....	236
4.3.7. Логические элементы.....	238
4.3.8. Одновибраторы.....	240
4.3.9. Генератор временных задержек	242
4.3.10. Широотно-импульсный модулятор	243
4.3.11. Двухполупериодный выпрямитель.....	244
4.3.12. Устройства на аналоговых компараторах для микропроцессорных систем ...	245
4.4. Параметры компараторов.....	247
4.5. Современные ИМС компараторов.....	248
4.6. Аналоговые таймеры	255

4.6.1. Таймер NE555	255
4.6.2. Основные схемы включения таймера	256
4.6.3. Типы интегральных таймеров.....	258
Вопросы и задачи.....	260
Литература к гл. 4.....	260
Глава 5. Линейные стабилизаторы напряжения	261
5.1. Общие сведения	261
5.2. Схемотехника линейных стабилизаторов напряжения.....	261
5.2.1. Упрощённая схема стабилизатора	262
5.2.2. Интегральный линейный стабилизатор напряжения.....	262
5.2.3. Стабилизация отрицательных напряжений	264
5.2.4. Уменьшение потерь в стабилизаторах.....	265
5.3. Устойчивость линейных стабилизаторов напряжения.....	267
5.3.1. Устойчивость n-p-n-стабилизаторов.....	267
5.3.2. Устойчивость LDO-стабилизаторов	268
5.4. Основные параметры линейных стабилизаторов напряжения	270
5.4.1. Точностные параметры	270
5.4.2. Динамические параметры	271
5.4.3. Эксплуатационные параметры.....	273
5.5. Схемы включения линейных стабилизаторов напряжения	274
5.5.1. Типовое включение	274
5.5.2. Увеличение выходного напряжения	275
5.5.3. Повышение максимального выходного тока.....	275
5.5.4. Стабилизация тока.....	276
5.5.5. Источник двухполярного напряжения	276
5.5.6. Стабилизатор переменного напряжения.....	277
5.5.7. Мощный эмиттерный повторитель	277
5.5.8. Программное управление включением источников питания.....	278
5.6. Источники опорного напряжения.....	279
5.6.1. ИОН на стабилитронах.....	279
5.6.2. ИОН с напряжением запрещённой зоны	281
5.6.3. ИОН на полевых транзисторах.....	285
5.6.4. Устойчивость ИОН	286
5.6.5. Параметры источников опорного напряжения.....	288
5.6.6. Применение ИОН.....	295
Вопросы и задачи.....	299
Литература к гл. 5.....	300
Глава 6. Импульсные стабилизаторы напряжения.....	301
6.1. Общие сведения	301
6.2. Понижающий импульсный стабилизатор.....	302
6.2.1. Схема понижающего импульсного стабилизатора напряжения.....	302
6.2.2. Электромагнитные процессы в понижающем ИСН.....	304
6.2.3. Понижающие ИСН с синхронными выпрямителями.....	307
6.2.4. Многофазные ИСН.....	308
6.3. Повышающий импульсный стабилизатор	310
6.4. Инвертирующий импульсный стабилизатор	312
6.5. Другие составные схемы ИСН.....	313
6.5.1. Схема Кука.....	313

6.5.2. Несимметричный преобразователь первичной индуктивности.....	315
6.6. Инверторные схемы.....	317
6.6.1. Общие сведения.....	317
6.6.2. Нерегулируемые инверторы.....	317
6.6.3. Регулируемые инверторы.....	321
6.6.4. Однотактные инверторы.....	324
6.6.5. Резонансные инверторы.....	329
6.7. Сетевые источники питания.....	336
6.7.1. Общие сведения.....	336
6.7.2. Импульсные сетевые источники на базе обратногоходового преобразователя.....	337
6.7.3. Организация обратной связи по выходному напряжению в сетевых источниках.....	340
6.7.4. Микромощные бестрансформаторные сетевые источники.....	343
6.8. Импульсные источники на коммутируемых конденсаторах.....	345
6.9. Корректоры коэффициента мощности.....	349
6.9.1. Общие положения.....	349
6.9.2. Алгоритмы формирования кривой входного тока.....	350
6.9.3. Контроллеры ККМ для сетей с широким диапазоном напряжений.....	354
6.10. Драйверы светодиодов.....	356
6.10.1. Общие сведения.....	356
6.10.2. Светодиодные драйверы на повышающих индуктивных преобразователях.....	357
6.10.3. Светодиодные драйверы на коммутируемых конденсаторах.....	358
6.11. Драйверы силовых ключей.....	359
6.11.1. Общие сведения.....	359
6.11.2. Схемы драйверов биполярных транзисторов.....	360
6.11.3. Драйверы МОП-транзисторов и IGBT.....	361
6.11.4. Простейшие схемы драйверов.....	362
6.11.5. Защита силовых ключей.....	364
6.11.6. Микросхемы драйверов МОП-транзисторов и IGBT.....	366
6.11.7. Драйверы IGBT-модулей.....	373
6.12. Устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения.....	375
6.12.1. Общие сведения.....	375
6.12.2. Устойчивость импульсных стабилизаторов с обратной связью по напряжению.....	375
6.12.3. Устойчивость импульсных стабилизаторов с дополнительной обратной связью по току дросселя.....	378
6.12.4. Особенности анализа устойчивости ИСН с силовыми трансформаторами.....	384
6.13. Моделирование однотактных импульсных преобразователей в пакете VisSim.....	385
6.13.1. Общие сведения.....	385
6.13.2. Моделирование в VisSime электрических цепей.....	386
6.13.3. Модели силовых ключей.....	387
6.13.4. Моделирование в VisSime понижающих импульсных преобразователей.....	388
6.13.5. Моделирование системы управления преобразователем.....	389
6.13.6. Моделирование повышающего импульсного преобразователя.....	392
6.13.7. Моделирование инвертирующего импульсного преобразователя.....	392

6.13.8. Моделирование преобразователя Кука.....	393
6.13.9. Моделирование SEPIC-преобразователя.....	394
Вопросы и задачи.....	395
Литература к главе 6.....	397
Глава 7. Аналоговые коммутаторы	399
7.1. Общие сведения	399
7.2. Электронные коммутаторы.....	400
7.3. Коммутаторы на полевых транзисторах.....	400
7.4. Промышленные аналоговые коммутаторы.....	402
7.4.1. Простейшие коммутаторы.....	402
7.4.2. Аналоговые мультиплексоры	404
7.4.3. Видеокоммутаторы и видеомultipлексоры.....	406
7.4.4. Матричные коммутаторы.....	407
7.4.5. Оптореле	410
7.5. Характеристики аналоговых коммутаторов.....	411
7.5.1. Статические характеристики.....	411
7.5.2. Динамические характеристики.....	413
7.5.3. Эксплуатационные параметры.....	416
7.6. Применение аналоговых коммутаторов	418
7.6.1. Влияние нелинейности аналоговых коммутаторов на искажения передаваемых сигналов	418
7.6.2. Защита коммутаторов от перенапряжений	419
7.7. Устройства выборки-хранения	420
7.7.1. Схемы устройств выборки-хранения.....	420
7.7.2. Основные характеристики УВХ.....	422
7.7.3. Применение УВХ	427
7.8. Устройства на переключаемых конденсаторах.....	428
Вопросы и задачи.....	431
Литература к главе 7.....	432
Глава 8. Цифро-аналоговые преобразователи	433
8.1. Общие сведения	433
8.2. Параллельные ЦАП.....	435
8.2.1. ЦАП с суммированием весовых токов	435
8.2.2. Параллельный ЦАП на переключаемых конденсаторах (ЦАП с суммированием зарядов).....	445
8.2.3. ЦАП с суммированием напряжений.....	446
8.3. Последовательные ЦАП.....	449
8.3.1. ЦАП с время-импульсной модуляцией	449
8.3.2. Последовательный ЦАП на переключаемых конденсаторах.....	450
8.4. Интерфейсы цифро-аналоговых преобразователей.....	450
8.4.1. ЦАП с последовательным интерфейсом входных данных	451
8.4.2. ЦАП с параллельным интерфейсом входных данных	452
8.5. Параметры ЦАП	453
8.5.1. Статические параметры.....	453
8.5.2. Точность воспроизведения сигналов переменного тока	455
8.5.3. Динамические параметры	455
8.5.4. Шумы ЦАП.....	456
8.6. Современные модели промышленных ЦАП	456
8.7. Применение ЦАП	462

8.7.1. Обработка чисел со знаком.....	463
8.7.2. Перемножители и делители функций.....	464
8.7.3. Аттenuаторы и интеграторы на ЦАП.....	466
8.7.4. Системы прямого цифрового синтеза сигналов.....	466
Вопросы и задачи.....	470
Литература к главе 8.....	471
Глава 9. Аналого-цифровые преобразователи.....	472
9.1. Общие сведения.....	472
9.1.1. Процедура аналого-цифрового преобразования.....	472
9.1.2. Апертурная погрешность.....	477
9.1.3. Шум квантования.....	478
9.1.4. Классификация АЦП.....	479
9.2. Параллельные АЦП.....	480
9.3. Последовательно-параллельные АЦП.....	481
9.3.1. Многоступенчатые АЦП.....	481
9.3.2. Конвейерные АЦП.....	482
9.3.3. Многотактные последовательно-параллельные АЦП.....	484
9.4. Последовательные АЦП.....	485
9.4.1. АЦП последовательного счёта.....	485
9.4.2. АЦП последовательного приближения.....	486
9.5. Интегрирующие АЦП.....	488
9.5.1. АЦП многотактного интегрирования.....	488
9.5.2. Сигма-дельта-АЦП.....	491
9.5.3. Преобразователи напряжение—частота.....	500
9.6. Сигма-дельта-ЦАП.....	501
9.7. Интерфейсы АЦП.....	505
9.7.1. Сопряжение входов АЦП с источниками аналоговых сигналов.....	505
9.7.2. Цифровые интерфейсы АЦП.....	509
9.7.3. АЦП с параллельным интерфейсом выходных данных.....	511
9.7.4. АЦП с последовательным интерфейсом выходных данных.....	511
9.7.5. Последовательный интерфейс сигма-дельта-АЦП с процессорами.....	512
9.8. Параметры АЦП.....	513
9.8.1. Статические параметры.....	513
9.8.2. Динамические параметры.....	515
9.8.3. Шумы АЦП.....	515
9.8.4. Параметры, характеризующие качество преобразования сигналов переменного тока.....	516
9.9. Современные тенденции развития АЦП.....	517
9.10. Применение АЦП.....	525
9.10.1. Системы сбора данных.....	525
9.10.2. Кодеки.....	530
9.10.3. Измерение параметров электроэнергии.....	531
9.10.4. Управление двигателями переменного тока.....	536
9.10.5. Преобразователи ёмкость—код на основе дельта-сигма-модуляторов.....	539
Вопросы и задачи.....	541
Список литературы к гл. 9.....	542
Глава 10. Интегральные датчики.....	543
10.1. Датчики температуры.....	543
10.1.1. Интегральные датчики температуры на биполярных транзисторах.....	453

10.1.2. Датчики температуры с цифровым выходом	549
10.1.3. Температурные компараторы.....	551
10.1.4. Точность датчиков температуры	552
10.2. Датчики ускорения (акселерометры)	554
10.2.1. Общие сведения.....	554
10.2.2. Плёночные пьезоэлектрические акселерометры.....	555
10.2.3. Объёмные интегральные акселерометры.....	556
10.2.4. Поверхностные интегральные акселерометры	557
10.2.5. Тепловые акселерометры	565
10.2.6. Точность интегральных акселерометров	568
10.3. Интегральные (микромеханические) гироскопы.....	572
10.3.1. Общие сведения.....	572
10.3.2. Микромеханические гироскопы	573
10.3.3. Параметры интегральных гироскопов.....	580
10.3.4. Промышленные модели интегральных гироскопов.....	582
10.4. Датчики давления	589
10.4.1. Общие сведения.....	589
10.4.2. Устройство датчиков давления	590
10.4.3. Точность датчиков давления	592
10.5. Датчики влажности (гигрометры).....	594
10.5.1. Общие сведения.....	594
10.5.2. Основные параметры датчиков влажности	598
10.6. Датчики магнитного поля.....	598
10.6.1. Принцип действия датчика Холла	598
10.6.2. Интегральные микросхемы с датчиками Холла	601
10.6.3. Применение датчиков Холла	604
10.6.4. Основные характеристики и параметры датчиков Холла.....	615
Вопросы и задачи.....	617
Литература к главе 10.....	618
Предметный указатель.....	620

ПРЕДИСЛОВИЕ

Полупроводниковая электроника представляет собой одну из наиболее динамично развивающихся областей техники. Для современной электроники более, чем для чего бы то ни было иного, справедливы слова Черной Королевы из «Алисы в Зазеркалье» Льюиса Кэрролла: «...здесь, знаешь ли, приходится бежать со всех ног, чтобы только остаться на том же месте. Если же хочешь попасть в другое место, тогда нужно бежать по крайней мере вдвое быстрее!». В то же время, по причине, неизвестной автору, объёмы вузовских курсов для будущих инженеров-электриков по электронике и схемотехнике постоянно сокращаются. Многолетний опыт преподавания автором электроники и схемотехники студентам технических специальностей вузов, а также руководство дипломным проектированием и научной работой аспирантов показывает, что при неплохом знании основ цифровой электроники большинство выпускников вузов не готово к самостоятельной разработке аналоговых устройств. Американские специалисты в области аналоговой техники считают, что для того, чтобы выпускники вузов, решившие специализироваться в области аналоговой техники, «...действительно могли принять на свои плечи настоящую нагрузку требуется от 5 до 10 лет...», в то время как «...этот уровень в области цифровых схем может быть достигнут за год...» (Электроника. 1993. № 11/12. С. 38). Выход один — молодым инженерам следует осваивать современную аналоговую схемотехнику самостоятельно, и в этом им могут помочь советы опытных специалистов, а также, и прежде всего, — книги.

Из книг по схемотехнике, изданных на русском языке, наиболее значительными представляются «Полупроводниковая схемотехника» У. Титце и К. Шенка, 1982 г. и трёхтомник «Искусство схемотехники» П. Хоровица и У. Хилла, 1993 г. В этих замечательных книгах сделана попытка объять необъятное: изложить всю современную электронику, включая дискретные полупроводниковые приборы, цифровые и СВЧ устройства. Как следствие, некоторые важные вопросы, такие, как интерфейсы аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей, динамика и устойчивость линейных и импульсных стабилизаторов напряжения и некоторые другие оказались практически не затронутыми. Кроме того, с момента написания этих книг прошло уже более 10 лет и за это время не только кардинально улучшились параметры уже известных типов интегральных микросхем, но и появились новые виды, такие как интегральные акселерометры, гироскопы и другие интегральные датчики, измерители энергии, источники опорного напряжения типа xFET, микросхемы прямого цифрового синтеза, конвейерные АЦП, сигма-дельтаЦАП, ШИМ усилители мощности и др.

Предлагаемая читателю книга освещает ограниченную, но очень важную область полупроводниковой схемотехники — принципы построения, свойства, схемотехнику и особенности применения аналоговых и аналого-цифровых интегральных микросхем (ИМС). В этой книге не рассматриваются технологии производства микросхем, почти не уделено внимания конструкции интегральных транзисторов, диодов, резисторов и других элементов — читатель может получить эти сведения в специальной литературе. Внутренняя схемотехника ИМС рассмотрена довольно упрощённо.

Для того чтобы создать у читателя хотя бы самое общее представление о возможностях современных аналоговых и аналого-цифровых микросхем, в книге приведены наиболее важные параметры некоторых промышленных типов ИМС.

При написании этой книги автор попытался проследить, наряду с чисто техническим, и исторический процесс развития аналоговой и аналого-цифровой интегральной схемотехники, отметить творческие успехи разработчиков аналоговых микросхем.

Автор предполагает, что читатели уже изучили основы электротехники и электроники, и в том числе, пусть элементарно, цифровую технику, а также начала теории автоматического управления. По цифровой технике можно рекомендовать, помимо уже упоминавшихся книг, прекрасно написанный учебник «Цифровая схемотехника» профессора Е. П. Угрюмова, и «Основы цифровой электроники» Р. Токсейма. По теории автоматического управления различных по объёму и научному уровню учебников очень много. Например, основные сведения содержит неплохой компактный учебник «Основы теории и элементы систем автоматического регулирования» В. В. Солодовникова, В. Н. Плотникова и А. В. Яковлева.

Автор выражает благодарность всем коллегам, принявшим участие в обсуждении материалов этой книги, и, в особенности, дочери Татьяне, взявшей на себя большой труд по технической подготовке текста и рисунков.

ПРЕДИСЛОВИЕ К ЧЕТВЕРТОМУ ИЗДАНИЮ

В настоящем издании книга дополнена разделами, в которых описаны полностью дифференциальные усилители, усилители с регулируемым усилением, преобразователи ёмкость-код и интегральные микромеханические гироскопы. Значительно расширена теоретическая часть, касающаяся цифро-аналогового и аналого-цифрового преобразования. Добавлен материал по прецизионным ограничителям, многодатчиковым измерительным мостам, измерению тока, светодиодным драйверам. Расширены разделы, посвященные источникам тока на ОУ, измерительным усилителям, логарифмическим преобразователям, широкополосным усилителям, скоростным аналоговым компараторам, драйверам МОП-транзисторов, интегральным датчикам Холла. Раздел, посвященный устойчивости импульсных преобразователей, дополнен моделированием однотактных преобразователей в пакете VisSim. В таблицах и тексте обновлены модели интегральных микросхем.

ВВЕДЕНИЕ

Аналоговые устройства обработки сигналов продолжают занимать важное место в промышленной электронике. Это объясняется тем, что большинство типов первичных преобразователей физических величин — датчики температуры, давления и пр. — являются источниками аналоговых сигналов, а многие исполнительные элементы в объектах управления — электродвигатели, электромагниты и т. п. — управляются непрерывно изменяющимся электрическим током. Сложные системы управления, основой которых являются цифровые вычислительные комплексы, сопрягаются с объектами управления и датчиками с помощью аналоговых и аналого-цифровых устройств. Всё это стимулирует ежегодное появление в мире многих десятков новых моделей аналоговых и аналого-цифровых ИМС. С точки зрения технологии изготовления ИМС делятся на полупроводниковые (монокристаллические, твердотельные), изготавливаемые целиком на одной пластине кремния, и гибридные, у которых резисторы, конденсаторы и соединительные проводники изготавливаются методами плёночной технологии, а бескорпусные активные элементы в виде чипов приклеиваются на пассивную часть схемы. Гибридные ИМС дороги, менее надёжны и применяются обычно в тех случаях, когда отсутствуют монокристаллические ИМС с необходимыми параметрами. Поэтому большинство современных моделей ИМС монокристаллические.

История интегральных микросхем началась 12 сентября 1958 г., когда в лаборатории фирмы Texas Instruments Джеком Килби (Jack S. Kilby) был продемонстрирован генератор сигналов, изготовленный им на кусочке германия размером $11 \times 1,5$ мм. В 2000 г. Дж. Килби за изобретение интегральной схемы был удостоен Нобелевской премии по физике (совместно с российским физиком Жоресом Алфёровым и Гербертом Кремером (США)). В следующем 1959 г. одним из основателей фирмы Fairchild Semiconductor Джином Хорни был запатентован мезапланарный технологический процесс на кремниевой подложке, а другой основатель этой фирмы, Роберт Нойс, предложил основанный на этом процессе вариант интегральной схемы с межсоединениями посредством металлизации, который и получил дальнейшее развитие. Появление интегральной микросхемы было вызвано стремлением снизить стоимость и повысить надёжность электронных устройств за счёт параллельного изготовления в едином технологическом процессе как активных элементов (транзисторов и диодов), так и пассивных (резисторов и конденсаторов). Впоследствии оказалось, что совместное изготовление транзисторов позволяет лучше согласовать их характеристики, а это очень важно, например, для входных каскадов операционных усилителей. Расположение транзисторов в непосредственном тепловом контакте друг с другом обеспечило повышение температурной стабильности аналоговых схем, а микроскопические размеры и близость элементов друг к другу — повышение их быстродействия.

Парадоксально, но в 1958 г. даже в США промышленность оказалась не готова к восприятию интегральных микросхем, несмотря на то, что проблемы, связанные с увеличением числа компонентов в одном изделии, уже тогда стояли очень остро. Всерьёз тогда ими заинтересовались только военные. Только после того, как при участии Дж. Килби

был изготовлен первый микрокалькулятор, началось бурное развитие микросхемотехники и технологии её реализации. Промежуточные (далеко ещё не окончательные) итоги этого развития мы можем наблюдать сейчас. Если в 1958 г. одиночный транзистор с посредственными, по нынешним понятиям, характеристиками стоил \$10, то сегодня за те же деньги можно приобрести модуль памяти, содержащий несколько сотен миллионов транзисторов.

Во многом благодаря развитию интегральных схем мировой рынок электроники вырос с \$29 млрд в 1961 г. до \$1275 млрд в 2005 г., причём доля собственно микросхем составила в 2005 г. \$193 млрд. Несмотря на доминирование на рынке цифровых электронных компонентов, процентная доля аналоговых устройств с 1970 г. всё время остаётся на одном и том же уровне — примерно 20...25%. Всё это позволяет считать, что квалифицированные специалисты по аналоговой и аналого-цифровой схемотехнике будут востребованы ещё многие годы.

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

1.1. История изобретения и развития операционных усилителей

Операционный усилитель (ОУ) был создан для выполнения математических операций в аналоговых вычислительных машинах. Термин «операционный усилитель» был введён в 1947 г. профессором Колумбийского университета Джоном Рагаззини для обозначения усилителя «...соединённого так, что он может выполнять математические операции над напряжениями, приложенными к его входу...».

Основой ОУ является дифференциальный усилительный каскад, запатентованный в 1936 г. Аланом Бламлайном (Великобритания). На базе этого изобретения Гарольд Гольдберг в 1940 г. разработал многокаскадный дифференциальный усилитель с непосредственными связями для усиления биомедицинских сигналов.

Начало Второй Мировой войны вызвало потребность в быстрых расчётах, в частности, для вычисления упреждения в приборах управления артиллерийским зенитным огнём (ПУАЗО). Уже в мае 1941 г. Кларенс Ловелл запатентовал «Артиллерийский предсказатель» на основе ОУ, выполняющих повторение, инвертирование, суммирование и дифференцирование электрических сигналов. Применение ПУАЗО М-9, выпущенных во время войны фирмой Western Electric в количестве 3000 шт., позволило сократить расход снарядов на один сбитый самолёт в 10 раз!

ОУ, используемые в М-9, были очень дороги, тихоходны (полоса пропускания без обратной связи — всего 1 Гц) и громоздки. После войны Лейб Джули, сотрудник Дж. Рагаззини, спроектировал полностью дифференциальный ОУ на двух двойных электровакуумных триодах, который имел полосу 1 кГц. Впоследствии Джордж Филбрик, по заказу которого Л. Джули выполнял свою разработку, усовершенствовал этот ОУ и под названием K2-W, запустил в массовое производство в 1953 г. Усилитель K2-W (Рис. 1.1) обладал коэффициентом усиления 15000, потреблял 4.5 мА от источников ± 300 В и стоил \$20.

Первые ОУ представляли собой громоздкие устройства. С заменой ламп транзисторами операционные усилители стали меньше, надёжнее, и сфера их применения расширилась. Один из первых операционных усилителей на транзисторах Р65, был разработан в конце 50-х



Рис. 1.1. Операционный усилитель K2-W.

годов Аланом Пирлменом в фирме GAF/R Дж. Филбрика. Более совершенный ОУ P45 этой фирмы, спроектированный Робертом Пизом, начал выпускаться в 1963 г. Он включал два дифференциальных каскада, усилитель напряжения и двухтактный эмиттерный повторитель. Усиление напряжения составляло 50000, а произведение усиление на полосу — 100 МГц! Розничная цена P45 также была немалой — \$118. Требования к увеличению надёжности, улучшению характеристик, снижению стоимости и размеров способствовали развитию интегральных микросхем. Первый интегральный ОУ μ A702 (отечественный аналог 140УД1), имевший некоторый рыночный успех, был разработан Робертом Видларом (R. J. Widlar) в 1963 г. Этот усилитель, построенный по традиционной схеме, имел низкий коэффициент усиления, большие входные токи и несимметричный выход (разное выходное сопротивление для положительной и отрицательной полуволны выходного сигнала). Значительно уступая по характеристикам модульным ОУ на дискретных транзисторах, он был воспринят многими инженерами скептически.

Роберт Видлар (Рис. 1.2) — один из основных творцов аналоговых интегральных схем. Без преувеличения его можно назвать гением аналоговой электроники. Закончив в 1962 г. Колорадский университет (США), в 1963 г. он возглавил отдел линейных интегральных схем в фирме Fairchild. За три года работы в этой фирме Видлар разработал и внедрил в производство свою всемирно известную «линейную серию» (в скобках указаны отечественные репликаты этих классических изделий): μ A702 (140УД1), μ A709 (153УД2), μ A710 (521СА2), μ A711 (521СА1), μ A723 (142ЕН2), μ A726.

В 1966 г. он перешёл в фирму National Semiconductor, занял должность директора по перспективным схемам и до 1971 г. сделал микросхемы следующего поколения: LM101 (153УД2), LM101A (153УД6), LM108 (140УД14), LM102, LM109 (142ЕН5), LM111 (521СА3), LM139 (1401СА1). Таким образом, Р. Видлар заложил основы для развития четырёх направлений аналоговых ИС: операционных усилителей, аналоговых компараторов, источников опорного напряжения на ширине запрещённой зоны и линейных стабилизаторов напряжения.

Через два года Р. Видлар разработал усилитель μ A709 [1.2], трёхкаскадный, с большим коэффициентом усиления и симметричным выходом, но сложной схемой коррекции частотной характеристики. Этот усилитель по своим характеристикам мало чем уступал своим модульным современникам, выгодно отличаясь от них размерами и ценой. Усилитель μ A709 нашёл широкое распространение в массовой аналоговой аппаратуре обработки данных. Ежегодный мировой выпуск этой ИМС оценивался в 1970 г. на уровне 20...30 млн шт. В основном на применении этого ОУ была подготовлена схемотехническая база для применения следующих поколений операционных усилителей.

В 1967—68 гг. Р. Видлар разработал двухкаскадный ОУ LM101 [3] и его усовершенствованный вариант LM101A. Эти усилители явились настоящим прорывом в аналоговой интегральной схемотехнике. Для них характерны простая система частотной коррекции (всего один конденсатор), высокий коэффициент усиления (до 150 000) и низкие входные токи (особенно у LM101A). Усилители LM101 и LM101A в отличие от μ A709 не



Рис. 1.2. Роберт Видлар (1937—91).

требовали внешних цепей защиты входа и выхода, что весьма упрощало их применение. Видлар вышел за рамки привычных представлений о транзисторе как о трёхэлектродном приборе. В его новых разработках транзисторы имели по несколько коллекторов и эмиттеров, поэтому принципиальные схемы ОУ стали значительно отличаться от традиционных. (Более полно история создания и развития ОУ изложена в [1.13]).

В настоящее время номенклатура ОУ насчитывает сотни наименований. Операционные усилители выпускаются в малогабаритных корпусах и очень дешёвы, что способствует их массовому распространению.

Операционные усилители представляют собой усилители постоянного тока с низкими значениями напряжения смещения нуля и входных токов и с высоким коэффициентом усиления

По размерам и цене ОУ общего применения практически не отличаются от отдельного транзистора. В то же время преобразование сигнала схемой на ОУ почти исключительно определяется свойствами цепей обратных связей усилителя и отличается высокой стабильностью и воспроизводимостью. Кроме того, благодаря практически идеальным характеристикам ОУ реализация различных электронных схем на их основе оказывается значительно проще, чем на отдельных транзисторах. Поэтому операционные усилители в основном вытеснили отдельные транзисторы в качестве элементов схем («кирпичиков») во многих областях аналоговой схемотехники.

1.2. Общие сведения об ОУ

На **Рис. 1.3, а** приведено схемное обозначение операционного усилителя. Входной каскад его выполняется в виде дифференциального усилителя, так что операционный усилитель имеет два входа. В дальнейшем будем обозначать неинвертирующий вход буквой *p* (positive — положительный), а инвертирующий — буквой *n* (negative — отрицательный). Выходное напряжение V_{OUT} зависит от разности входных напряжений:

$$V_{OUT} = f(V_1 - V_2).$$

Упрощённый график этой зависимости приведён на **Рис. 1.3, б**.

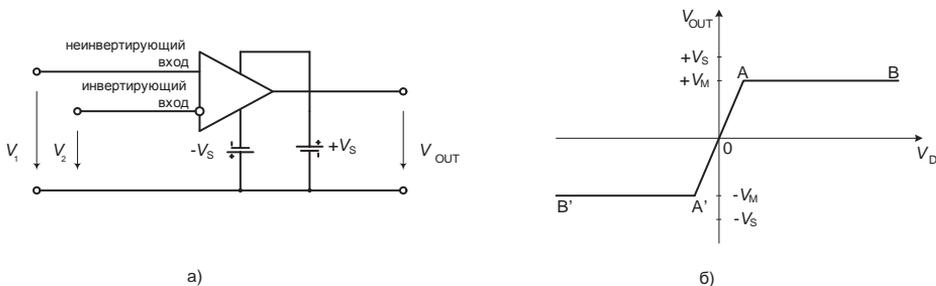


Рис. 1.3. Обозначение ОУ (а) и его статическая переходная характеристика (б).

В линейном режиме (на участке АОА') выходной сигнал пропорционален входному

$$V_{OUT} = K_V(V_1 - V_2),$$

где K_V — коэффициент усиления дифференциального сигнала.

На участках ограничения АВ и А'В' коэффициент усиления равен нулю:

$$K_V = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_D} = 0$$

Разность входных напряжений $V_D = V_1 - V_2$ называется входным напряжением (дифференциальным сигналом). Полусумма входных напряжений $V_C = (V_1 + V_2)/2$ называется *синфазным* входным напряжением (синфазным сигналом). Иногда синфазным называют также напряжение на неинвертирующем входе.

Чтобы обеспечить возможность работы операционного усилителя как с положительными, так и с отрицательными входными сигналами, следует использовать двуполярное питающее напряжение. Для этого нужно предусмотреть два источника постоянного тока, которые, как это показано на **Рис. 1.3, а**, подключаются к соответствующим внешним выводам ОУ. Первоначально интегральные операционные усилители были рассчитаны на напряжение питания ± 15 В, а в настоящее время существует немало моделей, которые имеют как существенно большее, так и заметно меньшее напряжение питания. В дальнейшем, рассматривая схемы на ОУ, мы, как правило, не будем указывать выводы питания.

Напряжения насыщения выхода $+V_M$ и $-V_M$ определяются напряжениями питания и схемотехникой выходного каскада ОУ. По абсолютной величине они несколько меньше соответствующих напряжений питания.

Наконец, **очень важное обстоятельство**: операционный усилитель почти всегда охвачен глубокой *отрицательной обратной связью* (ООС), свойства которой и определяют свойства схемы с ОУ. Обратная связь в усилителях запатентована Гарольдом Блэком в 1928 г.

Принцип введения отрицательной обратной связи иллюстрируется **Рис. 1.4**.

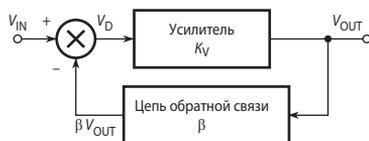


Рис. 1.4. Принцип отрицательной обратной связи.

Часть выходного напряжения возвращается через цепь обратной связи ко входу усилителя. Если, как это показано на **Рис. 1.4**, напряжение обратной связи вычитается из входного напряжения, обратная связь называется отрицательной, в противном случае — положительной.

Для физического анализа схемы, представленной на **Рис. 1.4**, допустим, что входное напряжение изменилось от нуля до некоторого положительного значения V_{IN} . В первый момент выходное напряжение V_{OUT} , а следовательно, и напряжение обратной связи βV_{OUT} также равны нулю. При этом напряжение, приложенное ко входу операционного усилителя, составит $V_D = V_{IN}$. Так как это напряжение усиливается усилителем с большим коэффициентом усиления K_V , то величина V_{OUT} быстро возрастёт до некоторого положительного значения, и вместе с ней возрастёт также величина βV_{OUT} . Это приведёт к уменьшению напряжения V_D , приложенного ко входу усилителя. Тот факт, что выходное напряжение воздействует на входное напряжение, причём так, что это влияние направлено в сторону, противоположную изменениям входной величины, и есть проявление отрицательной обратной связи. После достижения устойчивого состояния выходное напряжение ОУ

$$V_{OUT} = K_V V_D = K_V (V_{IN} - \beta V_{OUT}).$$

Решив это уравнение относительно V_{OUT} , получим:

$$K = V_{OUT} / V_{IN} = K_V / (1 + \beta K_V). \quad (1.1)$$

При $\beta K_V \gg 1$ коэффициент усиления ОУ, охваченного обратной связью, составит

$$K \approx 1/\beta. \quad (1.2)$$

Таким образом, из этого соотношения следует, что коэффициент усиления ОУ с обратной связью определяется почти исключительно обратной связью и мало зависит от параметров самого усилителя. В простейшем случае цепь обратной связи представляет собой резистивный делитель напряжения. При этом схема с ОУ работает как линейный усилитель, коэффициент усиления которого определяется только коэффициентом ослабления цепи обратной связи. Если в качестве цепи обратной связи применяется RC-цепь, то образуется активный фильтр. Наконец, включение в цепь обратной связи ОУ диодов и транзисторов позволяет реализовать нелинейные преобразования сигналов с высокой точностью.

1.3. Идеальный операционный усилитель

Для уяснения принципов действия схем на ОУ и приближённого их анализа оказывается полезным ввести понятие *идеального операционного усилителя*. Будем называть операционный усилитель идеальным, если он имеет следующие свойства:

- а) бесконечно большой дифференциальный коэффициент усиления по напряжению $K_V = \Delta V_{\text{OUT}} / \Delta(V_1 - V_2)$ (у реальных ОУ от 1 тыс. до 30 млн);
- б) нулевое напряжение смещения нуля V_{OFF} , т. е. при равенстве входных напряжений выходное напряжение равно нулю независимо от синфазного входного напряжения (у реальных ОУ V_{OFF} , приведённое ко входу, находится в пределах от 1 мкВ до 50 мВ);
- в) нулевые входные токи (у реальных ОУ от сотых долей пА до единиц мкА);
- г) нулевое выходное сопротивление (у реальных маломощных ОУ от десятков Ом до единиц кОм);
- д) коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю;
- е) мгновенный отклик на изменение входных сигналов (у реальных ОУ время установления выходного напряжения от единиц наносекунд до сотен микросекунд).

Как будет показано ниже в п. 1.7, операционный усилитель, предназначенный для универсального применения, из соображений устойчивости должен иметь такую же частотную характеристику, что и фильтр нижних частот первого порядка (инерционное звено), причём это требование должно удовлетворяться, по крайней мере, вплоть до *частоты единичного усиления* (f_T), т. е. такой частоты, при которой $|K_V| = 1$. На **Рис. 1.5** представлена типичная логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) скорректированного ОУ. В комплексной форме дифференциальный коэффициент усиления такого усилителя выражается формулой:

$$\underline{K}_V = \frac{K_V}{1 + j(f / f_B)},$$

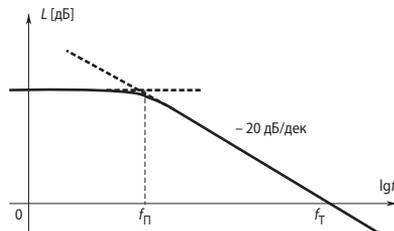


Рис. 1.5. Типичная ЛАЧХ операционного усилителя.

Здесь K_V — дифференциальный коэффициент усиления ОУ на постоянном токе. Выше частоты f_{Π} , соответствующей границе полосы пропускания на уровне 3 дБ, модуль коэффициента усиления K_V обратно пропорционален частоте. Таким образом, в этом диапазоне частот выполняется соотношение

$$|K_V| \cdot f = K_V f_{\Pi} = f_T.$$

На частоте единичного усиления f_T модуль дифференциального коэффициента усиления $|K_V| = 1$. Как следует из последнего выражения, частота f_T равна произведению коэффициента усиления на ширину полосы пропускания. Следует иметь в виду, что последнее утверждение справедливо только для усилителей с полной внутренней коррекцией (см. п. 1.7).

1.4. Основные схемы включения операционного усилителя

1.4.1. Дифференциальное включение

На Рис. 1.6 приведена схема, называемая схемой дифференциального включения ОУ. Найдём зависимость выходного напряжения ОУ от входных напряжений. Вследствие свойства (а) идеального операционного усилителя разность потенциалов между его входами p и n равна нулю. Соотношение между входным напряжением V_1 и напряжением V_p между неинвертирующим входом и общей шиной определяется коэффициентом деления делителя на резисторах R_3 и R_4 :

$$V_p = V_1 R_4 / (R_3 + R_4). \quad (1.3)$$

Поскольку напряжение между инвертирующим входом и общей шиной $V_n = V_p$, ток I_1 определится соотношением:

$$I_1 = (V_2 - V_p) / R_1. \quad (1.4)$$

Вследствие свойства (б) идеального ОУ $I_1 = I_2$. Выходное напряжение усилителя в таком случае равно:

$$V_{\text{OUT}} = V_p - I_1 R_2. \quad (1.5)$$

Подставив (1.3) и (1.4) в (1.5), получим:

$$V_{\text{OUT}} = \frac{(R_1 + R_2) R_4}{R_1 (R_3 + R_4)} V_1 - \frac{R_2}{R_1} V_2. \quad (1.6)$$

При выполнении соотношения $R_1 R_4 = R_2 R_3$,

$$V_{\text{OUT}} = (V_1 - V_2) R_2 / R_1. \quad (1.7)$$

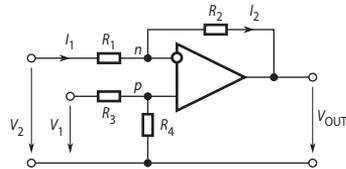


Рис. 1.6. Дифференциальное включение ОУ.

Примечание 1.1. Нетрудно убедиться, что соотношения (1.6), (1.7) справедливы и в случае, если вместо резисторов R_1 и R_2 включены двухполюсники, содержащие в общем случае конденсаторы и катушки индуктивности, с операторным входным сопротивлением, соответственно, $Z_1(s)$ и $Z_2(s)$.

1.4.2. Инвертирующее включение

При инвертирующем включении неинвертирующий вход ОУ соединяется с общей шиной (Рис. 1.7, а). Тогда $R_3 = \infty$, а $R_4 = 0$ и из (1.6) следует

$$K = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_2} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (1.8)$$

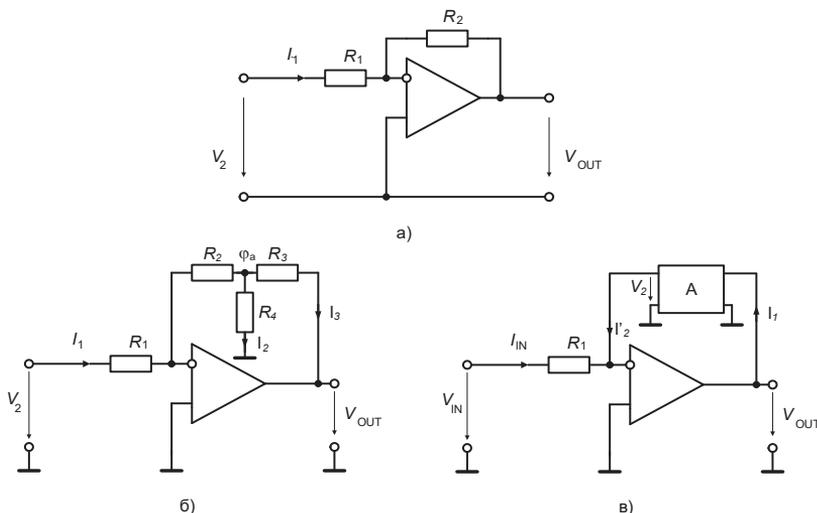


Рис. 1.7. Инвертирующее включение ОУ.

Таким образом, выходное напряжение усилителя в инвертирующем включении находится в противофазе по отношению ко входному. Коэффициент усиления входного сигнала по напряжению этой схемы в зависимости от соотношения сопротивлений резисторов может быть как больше, так и меньше единицы.

Найдём входное сопротивление схемы. Поскольку напряжение на неинвертирующем входе относительно общей шины равно нулю, согласно свойству (а) идеального ОУ входной ток схемы $I_1 = V_2/R_1$. Следовательно, входное сопротивление схемы $R_{\text{IN}} = R_1$. Поскольку напряжение на неинвертирующем входе усилителя равно нулю, а согласно свойству (а) идеального ОУ разность потенциалов между его входами равна нулю, то инвертирующий вход в этой схеме иногда называют виртуальным (т. е. воображаемым) нулём.

Если требуется высокое усиление, то, чтобы не применять высокоомные резисторы, в схеме на Рис. 1.5, а придётся выбрать резистор R_1 с низким сопротивлением, а это нежелательно, так как низкое $R_{\text{IN}} = R_1$ нагружает источник входного сигнала. В этом случае можно применить Т-образное включение резисторов обратной связи (Рис. 1.7, б). На основании свойств (б) и (в) идеального ОУ и законов Кирхгофа можно записать систему уравнений электрического равновесия схемы

$$I_1 = V_2/R_1,$$

$$\phi_a = I_1 R_2,$$

$$I_2 = \phi_a/R_4,$$

$$I_3 = I_1 + I_2,$$

$$V_{\text{OUT}} = -\phi_a - I_3 R_3.$$

Разрешив эту систему для отношения V_{OUT}/V_2 , найдём коэффициент усиления схемы

$$K = \frac{V_{OUT}}{V_2} = -\frac{R_2 + R_3 + R_2 R_3 / R_4}{R_1}.$$

Выбрав R_4 сравнительно малым, можно получить очень высокий коэффициент усиления схемы, при достаточно высоком R_{IN} .

Более общий случай — включение четырёхполюсника в обратной связи ОУ — представлен на схеме **Рис. 1.7, в**. Запишем уравнения четырёхполюсника в форме А:

$$V_{OUT} = A_{11}V_2 + A_{12}I_2;$$

$$I_1 = A_{21}V_2 + A_{22}I_2.$$

Поскольку при идеальном ОУ $V_2 = 0$, а $I_2 = -I_{IN}$, то с учётом того, что $I_{IN} = V_{IN}/R_1$, получаем

$$K = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{A_{12}}{R_1}.$$

1.4.3. Неинвертирующее включение

При неинвертирующем включении входной сигнал подаётся на неинвертирующий вход ОУ, а на инвертирующий вход через делитель на резисторах R_1 и R_2 поступает сигнал с выхода усилителя (**Рис. 1.8, а**). Здесь коэффициент усиления схемы K найдём, положив в (1.6), $V_2 = 0$, $R_3 = 0$, а $R_4 = \infty$. Получим:

$$K = \frac{V_{ВЫХ}}{V_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \tag{1.9}$$

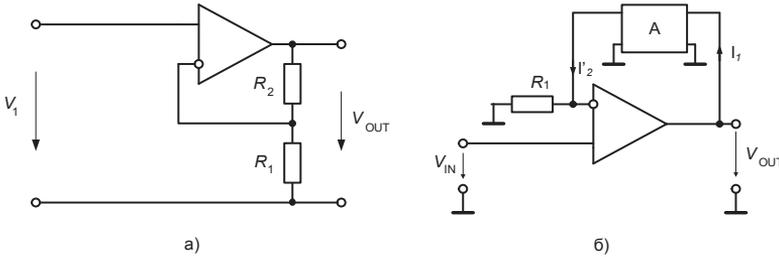


Рис. 1.8. Неинвертирующее включение ОУ.

Как видно, здесь выходной сигнал синфазен входному. Коэффициент усиления по напряжению не может быть меньше единицы. В предельном случае, если выход ОУ коротко соединён с инвертирующим входом, этот коэффициент равен единице. Такие схемы называют неинвертирующими повторителями (или буферами) и изготавливают серийно в виде отдельных ИМС по несколько усилителей в одном корпусе. Например, семейство AD8568, AD8569 и AD8570 — двух-, четырёх- и восьмиканальные буферы фирмы Analog Devices. Входное сопротивление неинвертирующего повторителя в идеале — бесконечно. Ниже будет показано, что у повторителя на реальном операционном усилителе это сопротивление конечно, хотя и весьма велико.

Грубый (приближённый, оценочный, качественный) анализ схемы с операционным усилителем, работающим в **линейном режиме**, сильно облегчают две предпосылки, вытекающие из свойств идеальных ОУ:

1. Разность потенциалов между входами равна нулю.
2. Входные токи усилителя равны нулю.

В более общем случае в цепи обратной связи неинвертирующей схемы может быть включён четырёхполюсник (Рис. 1.8, б). Уравнения четырёхполюсника в форме А для этого случая суть:

$$V_{\text{OUT}} = A_{11}V_{\text{IN}} + A_{12}I'_2;$$

$$I_1 = A_{21}V_{\text{IN}} + A_{22}I'_2.$$

Поскольку $I'_2 = V_{\text{IN}}/R_1$, коэффициент передачи схемы

$$K = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} = A_{11} + \frac{A_{12}}{R_1}.$$

1.5. Внутренняя схемотехника операционных усилителей

1.5.1. Требования к ОУ

Для достаточной устойчивости и выполнения математических операций над сигналами с высокой точностью реальный операционный усилитель должен обладать следующими свойствами:

- 1) высоким коэффициентом усиления по напряжению, в том числе и по постоянному;
- 2) малым напряжением смещения нуля;
- 3) малым входным током;
- 4) высоким входным и низким выходным сопротивлением;
- 5) амплитудно-частотной характеристикой с наклоном в области высоких частот -20дБ/дек (см. п. 1.6).

Из п. 1) следует, что операционный усилитель должен быть усилителем постоянного тока (УПТ) с высоким коэффициентом усиления по напряжению и, следовательно, содержать несколько каскадов усиления напряжения. Как будет показано ниже в п. 1.6, с ростом числа каскадов усиления напряжения увеличивается опасность нарушения устойчивости ОУ с обратными связями и усложняются цепи коррекции. Даже усилители с тремя каскадами усиления напряжения (например, 140УД2, 153УД1, 551УД1) имеют сложные схемы включения, и разработчики стараются их не применять. Это вызывает необходимость использования усилительных каскадов с очень высоким коэффициентом усиления по напряжению. Большие трудности проектирования усилителей постоянного тока связаны также со смещением нуля ОУ.

Смещение нуля ОУ проявляется в том, что при входном дифференциальном напряжении, равном нулю, выходное напряжение не равно нулю. Обычно определяют смещение нуля, приведённое ко входу, как такое дифференциальное напряжение, которое нужно приложить ко входу усилителя, чтобы его выходное напряжение было бы равно нулю.

Смещение нуля по сути является аддитивной погрешностью выполнения математических операций ОУ над входными сигналами. Смещение нуля может иметь существенные температурный и временной дрейфы. Операционные усилители на дискретных транзисторах имели неудовлетворительное смещение нуля, связанное с неидентичностью транзисторов. Только применение и усовершенствование интегральной технологии, позволившей изготавливать парные транзисторы дифференциального каскада в едином производственном цикле и на расстоянии нескольких микрометров друг от друга, привело к существенному снижению смещения нуля и дрейфов.

1.5.2. Блок-схема операционного усилителя

Блок-схема операционного усилителя, в большой мере удовлетворяющего требованиям, предъявляемым к ОУ, приведена на **Рис. 1.9**.



Рис. 1.9. Блок-схема ОУ.

Первый каскад определяет важнейшие точностные параметры ОУ, такие, как напряжение смещения нуля, коэффициент ослабления синфазной составляющей входного напряжения, входные токи и входное сопротивление, поэтому он выполняется по схеме дифференциального усилителя (**Рис. 1.10**).

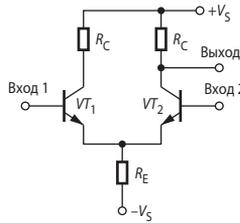


Рис. 1.10. Схема дифференциального усилительного каскада.

Коэффициент усиления по дифференциальному напряжению каскада приблизительно определяется выражением:

$$K_{\text{диф}} = \frac{\beta R_C \parallel r_C}{2[r_B + (1 + \beta)r_E]} \approx \frac{R_C}{2r_E}, \quad (1.10)$$

где r_E , r_C , r_B — динамические сопротивления, соответственно эмиттера, базы и коллектора транзисторов, β — коэффициент усиления тока транзисторов в схеме с общим эмиттером. Дифференциальное напряжение обычно усиливается таким каскадом более чем в 100 раз.

Для того чтобы определить коэффициент усиления синфазного сигнала, на оба входа усилителя нужно подать одно и то же напряжение $u_{\text{вх}}$. В этом случае оба транзистора со своими коллекторными нагрузками включены по существу параллельно. Через резистор R_E протекают оба эмиттерных тока. Поэтому

$$K_{\text{синф}} \approx -\frac{R_C}{2R_E + r_E}. \quad (1.11)$$

Сопротивление r_E обычно много меньше R_E и им пренебрегают. Коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) определяется как отношение

$$\text{КОСС} = \frac{K_{\text{диф}}}{K_{\text{синф}}} \approx \frac{R_E}{r_E}.$$

Коэффициент ослабления синфазного сигнала — важный параметр операционного усилителя, характеризующий его точность при дифференциальном включении. КОСС численно равен отношению синфазного входного напряжения к дифференциальному входному напряжению, вызывающим одно и то же приращение выходного напряжения ОУ. Измеряется обычно в дБ.

Пример 1.1

В дифференциальном каскаде использованы транзисторы с сопротивлением эмиттера $r_E = 250$ Ом. Сопротивления резисторов $R_C = R_E = 75$ кОм. В этом случае $K_{\text{диф}} = 150$, $K_{\text{синф}} = 0.5$, КОСС = 300. При питании от источников ± 15 В ток покоя цепей коллекторов равен 100 мкА при напряжении на коллекторах относительно общей точки 7.5 В.

Улучшить параметры дифференциального усилителя в принципе можно простым увеличением сопротивлений резисторов R_C и R_E , но при этом уменьшится ток покоя транзисторов и, как следствие, ухудшится температурная и временная стабильность усилителя. Эффективный путь улучшения характеристик усилителя состоит в замене линейных резисторов источниками тока, обладающими высоким динамическим сопротивлением при достаточно больших токах. В частности, в качестве динамической нагрузки в цепи коллекторов транзисторов дифференциального усилителя широко используется так называемое *токовое зеркало* (Рис. 1.11, а).

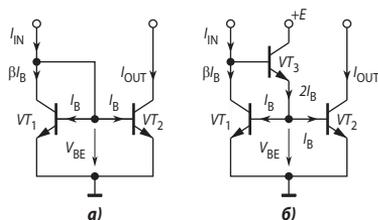


Рис. 1.11. Схемы токовых зеркал.

При таком включении $V_{CE} = V_{BE} > V_{CE_SAT}$. Следовательно транзистор T_1 ненасыщен. Поскольку $V_{BE1} = V_{BE2}$, то при хорошо согласованных по параметрам транзисторах $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ и $I_{C1} = I_{C2} = BI_B$, где B — статический коэффициент передачи тока. При этом

$$I_{IN} = BI_B + 2I_B \quad \text{и} \quad I_{OUT} = BI_B.$$

Отсюда

$$\frac{I_{IN}}{I_{OUT}} = 1 + \frac{2}{B}.$$

Таким образом, поскольку $B \gg 1$, выходной ток схемы почти повторяет входной, почему эта схема и называется токовым зеркалом.

Лучшими характеристиками обладает токовое зеркало, схема которого приведена на Рис. 1.11, б. Как видно из этой схемы, разность входного и выходного токов схемы при идеальном согласовании транзисторов VT_1 и VT_2 равна току базы транзистора VT_3 . Нелегко убедиться, что в этом случае

$$\frac{I_{IN}}{I_{OUT}} = 1 + \frac{2}{BB_3},$$

где B_3 — коэффициент усиления по току транзистора VT_3 , т. е. погрешность равенства входного и выходного токов в B_3 раз меньше, чем в схеме на Рис. 1.11, а. Токовое зеркало на Рис. 1.11, б впервые было использовано в качестве нагрузки входного дифференциального каскада усилителей LM101 и $\mu A741$.

Использование токовых зеркал в качестве динамической нагрузки дифференциального каскада и в качестве источника тока в цепи эмиттеров позволяет получить коэффициент усиления входного дифференциального напряжения на одном каскаде свыше 5000 (при условии что нагрузка на выходе усилителя отсутствует) и КОСС свыше 100 000 (100 дБ). Выпускаются усилители, например, $\mu A776$ (отечественный аналог — 140УД12),

у которых в схеме почти нет резисторов, а динамические нагрузки и источники стабильного тока представляют собой систему токовых зеркал, ток которых устанавливается одним внешним резистором.

Огромное динамическое сопротивление токового зеркала R_D как коллекторной нагрузки, увеличивая усиление, заметно ухудшает частотные свойства дифференциального каскада, так как постоянная времени паразитной отрицательной обратной связи, обусловленной ёмкостью коллекторного перехода (C_{CB}), пропорциональна этому сопротивлению. Частотные свойства каскада аналогичны частотным свойствам фильтра нижних частот первого порядка, т. е. каскад имеет частотную характеристику передачи малого сигнала вида

$$W(j\omega) = \frac{K_{\text{диф}}}{1 + j\omega T_{\text{ду}}}, \quad (1.12)$$

причём постоянная времени $T_{\text{ду}} = K_{\text{диф}} C_{\text{CB}} R_D$ (эффект Миллера). Полоса пропускания каскада $f_{\Pi} = 1/(2\pi T_{\text{ду}})$.

Пример 1.2

В дифференциальном каскаде использованы транзисторы с сопротивлением эмиттера $r_E = 250$ Ом и с ёмкостью $C_{\text{CB}} = 5$ пФ. Динамическое сопротивление нагрузки каскада за счёт применения токового зеркала составляет 500 кОм. В этом случае согласно (1.10) $K_{\text{диф}} = 1000$. Постоянная времени каскада $T_{\text{ду}} = K_{\text{диф}} C_{\text{CB}} R_D = 2.5$ мс, а полоса пропускания $f_{\Pi} = 1/(2\pi T_{\text{ду}}) = 127$ Гц, т. е. довольно узкая.

Для улучшения частотных свойств дифференциальных усилителей необходимо устранить влияние эффекта Миллера. Один из способов решения этой задачи заключается в стабилизации потенциала базы транзистора, в цепь коллектора которого включена нагрузка, и потенциала коллектора транзистора, на базу которого поступает входной сигнал. Два варианта такого решения представлены на **Рис. 1.12**.

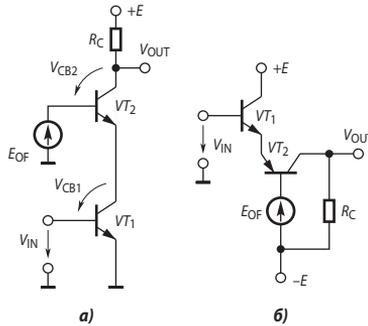


Рис. 1.12. Составные каскады с улучшенными частотными свойствами.

На **Рис. 1.12, а** приведена так называемая каскодная схема. Здесь каскад с общим эмиттером на транзисторе VT_1 управляет каскадом с общей базой на транзисторе VT_2 . Потенциал коллектора транзистора VT_1 фиксируется практически на уровне E_{OFF} . Поэтому обратной связи по напряжению коллектора нет. Ток коллектора транзистора VT_2 практически равен току коллектора транзистора VT_1 , поэтому усиление по напряжению каскодной схемы такое же, что и в схеме с общим эмиттером. Поскольку потенциал базы транзистора VT_2 фиксирован, эффект Миллера не проявляется. Эта схема применена Р. Видларом в конструкции ОУ повышенной точности LM108 [1.4].

В схеме на **Рис. 1.12, б** эмиттерный повторитель управляет каскадом с общей базой. Потенциал коллектора транзистора VT_1 и потенциал базы транзистора VT_2 зафиксированы, поэтому эффект Миллера отсутствует. Такое включение использовали практически в одно время Р. Видлар в ОУ LM101 и Д. Фулларг (впоследствии один из основателей фирмы Maxim Integrated Product) в ОУ $\mu A741$.

1.5.3. Стандартная схема операционного усилителя

Операционные усилители универсального применения должны обеспечивать значительно больший дифференциальный коэффициент усиления, чем способен дать один каскад. Поэтому они строятся в основном по двухкаскадной схеме. Упрощённая схема «классического» двухкаскадного ОУ $\mu A741$ (полная схема включает 24 транзистора) приведена на **Рис. 1.13**.

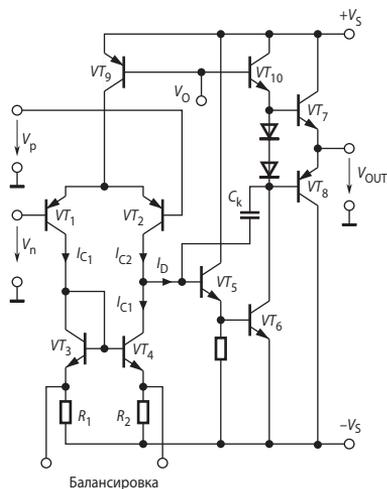


Рис. 1.13. Упрощённая схема двухкаскадного ОУ $\mu A741$.

Входной каскад выполнен по схеме дифференциального усилителя на p - n - p -транзисторах VT_1 и VT_2 . В качестве нагрузки использовано токовое зеркало на n - p - n -транзисторах VT_3 и VT_4 . Для выходного тока входного каскада, следовательно, можно записать следующее соотношение:

$$I_D = I_{C2} - I_{C1}.$$

Благодаря тому, что выходным сигналом дифференциального каскада является разностный ток, синфазные изменения коллекторных токов входных транзисторов взаимно компенсируются, что значительно ослабляет синфазные входные сигналы.

Источник тока эмиттеров выполнен на транзисторе VT_9 , который также представляет собой половинку токового зеркала (на упрощённой схеме вторая половина не показана). Вторую ступень усиления образует каскад с общим эмиттером на транзисторе VT_6 . Он имеет в качестве нагрузки источник тока на транзисторе VT_{10} . Для повышения входного сопротивления этого каскада на его входе включён эмиттерный повторитель на транзисторе VT_5 . Внутренний конденсатор C_k обеспечивает операционному усилителю частотную характеристику, изображённую на **Рис. 1.5**.

Выходной каскад представляет собой двухтактный комплементарный эмиттерный повторитель на транзисторах VT_7 и VT_8 . Напряжение на участке цепи из двух последовательных диодов, включённых в прямом направлении, обеспечивает малый начальный

ток покоя этих транзисторов (режим АВ), что позволяет устранить переходные искажения сигнала. Такая схема обеспечивает симметрию выходного сопротивления ОУ при различной полярности выходного напряжения. Как правило, выходной каскад включает цепи защиты от короткого замыкания выхода. Более подробно внутренняя схемотехника ОУ рассмотрена в книге В. Л. Шило [1.1].

1.6. Схема замещения операционного усилителя

При построении высокоточных схем на ОУ необходимо учитывать влияние неидеальности усилителя на характеристики схемы. Для этого удобно представить усилитель схемой замещения, содержащей существенные элементы неидеальности. Полная схема замещения ОУ для малых медленных изменений сигналов представлена на **Рис. 1.14**.

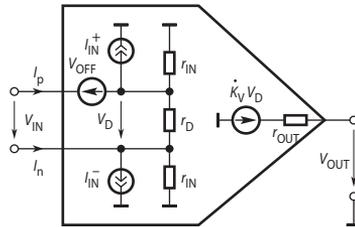


Рис. 1.14. Схема замещения реального операционного усилителя для малых сигналов.

У операционных усилителей с биполярными транзисторами на входе динамическое входное сопротивление для дифференциального сигнала r_D составляет несколько мегаом, а динамическое входное сопротивление для синфазного сигнала r_{IN} — несколько гигаом. Вариации входных токов, определяемые этими сопротивлениями, имеют величину порядка нескольких наноампер. Существенно бóльшие значения имеют постоянные токи, протекающие через входы операционного усилителя и определяемые смещением транзисторов дифференциального каскада. Для универсальных ОУ входные токи находятся в пределах от 10 нА до 2 мкА, а для усилителей с входными каскадами на полевых транзисторах они составляют доли наноампер или даже фемтоамперы.

Для иллюстрации влияния собственных сопротивлений усилителя на характеристики схемы на ОУ рассмотрим схему неинвертирующего усилителя (**Рис. 1.15**).

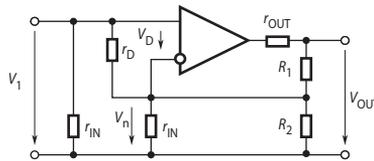


Рис. 1.15. Схема неинвертирующего усилителя с учётом собственных сопротивлений ОУ.

1.6.1. Входное сопротивление схемы

Благодаря наличию обратной связи к сопротивлению r_D приложено очень малое напряжение

$$V_D = V_{OUT}/K_V = V_1/(1 + K_V\beta),$$

где $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$ — коэффициент передачи делителя в цепи обратной связи. Таким образом, через это сопротивление протекает только ток, равный $V_1/r_D(1 + K_V\beta)$. Поэтому дифференциальное входное сопротивление, благодаря действию обратной связи, умно-

жается на коэффициент $1 + K_V\beta$. Согласно **Рис. 1.15**, для результирующего входного сопротивления схемы имеем:

$$R_{IN} = r_D(1 + K_V\beta) \parallel r_{IN}.$$

Эта величина даже для ОУ с биполярными транзисторами на входах превышает 10^9 Ом. Следует, однако, помнить, что речь идёт исключительно о *динамическом* сопротивлении; это значит, что изменения входного тока малы, тогда как среднее значение входного тока может принимать несравненно большие значения.

1.6.2. Выходное сопротивление схемы

Реальные операционные усилители довольно далеки от идеала в отношении выходного сопротивления. Так, рассмотренный выше ОУ типа $\mu A741$ имеет r_{OUT} порядка 1 кОм. Это сопротивление, правда, в значительной степени уменьшается применением отрицательной обратной связи по напряжению. Снижение выходного напряжения схемы, вызванное падением напряжения на r_{OUT} при подключении нагрузки, передаётся на n -вход усилителя через делитель напряжения R_1, R_2 . Возникающее при этом увеличение дифференциального напряжения компенсирует изменение выходного напряжения.

Выходное сопротивление ОУ, не охваченного обратной связью, определяется выражением:

$$r_{OUT} = - \left. \frac{\partial V_{OUT}}{\partial I_{OUT}} \right|_{V_{IN} = \text{const}}.$$

Для усилителя, охваченного обратной связью, в соответствии со схемой на **Рис. 1.15**, эта формула принимает вид:

$$R_{OUT} = - \left. \frac{\partial V_{OUT}}{\partial I_{OUT}} \right|_{V_I = \text{const}}. \quad (1.13)$$

При работе усилителя, охваченного обратной связью, величина V_D не остаётся постоянной, а изменяется на величину

$$dV_D = -dV_n = -\beta dV_{OUT}. \quad (1.14)$$

Для усилителя с линейной передаточной характеристикой изменение выходного напряжения составляет

$$dV_{OUT} = K_V dV_D - r_{OUT} dI_{OUT}.$$

Величиной тока, ответвляющегося в делитель напряжения обратной связи, в данном случае можно пренебречь. Подставив в последнее выражение величину dV_D из (1.14) с учётом (1.13), получим искомый результат:

$$R_{OUT} = \frac{r_{OUT}}{1 + \beta K_V}.$$

Если, например, $\beta = 0.1$, что соответствует усилению входного сигнала в 10 раз, а $K_V = 10^5$, то выходное сопротивление усилителя $\mu A741$ снизится с 1 кОм до 0.1 Ом. Вышеизложенное, вообще говоря, справедливо в пределах полосы пропускания усилителя f_B , которая для $\mu A741$ составляет всего только 10 Гц. На более высоких частотах выходное сопротивление ОУ с обратной связью будет увеличиваться, т. к. величина $|K_V|$ с ростом частоты будет уменьшаться со скоростью 20 дБ на декаду (см. **Рис. 1.3**). При этом оно приобретает индуктивный характер и на частотах более f_T становится близким к величине выходного сопротивления усилителя без обратной связи.

1.7. Коррекция частотной характеристики

Вследствие наличия паразитных ёмкостей и многокаскадной структуры ОУ по своим частотным свойствам аналогичен фильтру нижних частот высокого порядка. Системы такого рода, имеющие большой коэффициент усиления, при наличии обратной связи склонны к неустойчивости, проявляющейся в том, что даже при отсутствии сигнала на входе системы, на её выходе существуют колебания относительно большой амплитуды. В результате схема, выполненная вроде бы по всем правилам, оказывается неработоспособной. Вопрос этот чрезвычайно важен, поэтому остановимся на нём подробнее.

Поведение ОУ в переходных процессах при малых изменениях сигналов можно математически описать линейным дифференциальным уравнением. Преобразование этого уравнения по Лапласу даёт возможность представить отношение переменных величин на входе и выходе усилителя в удобной алгебраической форме:

$$K_V(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_D(s)} = K_V \frac{1 + d_1s + d_2s^2 + \dots + d_ms^m}{1 + c_1s + c_2s^2 + \dots + c_ns^n}, \quad (1.15)$$

причём на практике в данном случае всегда $n > m$. Нули полинома в числителе называются нулями передаточной функции, а нули полинома в знаменателе — её полюсами. Устойчивость усилителя с обратной связью определяется расположением на комплексной плоскости корней характеристического уравнения

$$K_V(s) \cdot \beta(s) + 1 = 0. \quad (1.16)$$

Здесь $\beta(s)$ — передаточная функция звена обратной связи.

Если все без исключения корни уравнения (1.16) располагаются в левой полуплоскости — усилитель с обратной связью устойчив. Если хотя бы один из корней этого уравнения находится в правой полуплоскости — усилитель неустойчив.

Подставив в (1.15) $s = j\omega$, получим частотную характеристику усилителя

$$K_V(j\omega) = K_V(\omega)e^{j\varphi(\omega)}.$$

Функцию $K_V(\omega)$ называют амплитудно-частотной, а $\varphi(\omega)$ — фазочастотной характеристиками.

1.7.1. Частотные характеристики ОУ

Устойчивость ОУ с обратной связью более удобно исследовать именно по его частотным характеристикам, поскольку последние, в отличие от передаточных функций, легко определяются экспериментально, дают наглядное представление об устойчивости схемы с ОУ и позволяют довольно просто подобрать корректирующие цепи. Типичные логарифмические асимптотическая амплитудно-частотная (ЛАЧХ) и фазочастотная (ЛФЧХ) характеристики (диаграмма Боде) ОУ без частотной коррекции в функции циклической частоты $f = \omega/2\pi$ приведены на Рис. 1.16.

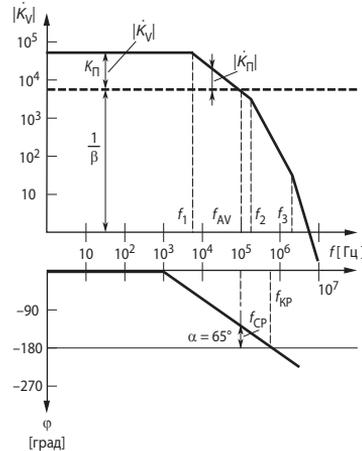


Рис. 1.16. Типичные логарифмические амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики нескорректированного ОУ.

Асимптотической называется логарифмическая амплитудно-частотная характеристика, образованная соединёнными отрезками касательных, проведённых к точной ЛАЧХ под наклоном, кратным 20 дБ/дек. Асимптотическая ЛАЧХ позволяет легко определить полюсы и нули передаточной функции усилителя.

Выше частоты f_1 частотная характеристика определяется инерционным звеном с максимальной постоянной времени. Обычно полюс передаточной функции усилителя, соответствующий частоте f_1 , определяется частотными свойствами второго каскада ОУ — усилителя напряжения. Коэффициент усиления в области частот от f_1 до f_2 убывает со скоростью -20 дБ/дек. Выше частоты f_2 начинает действовать второе инерционное звено (инерционность дифференциального усилителя), коэффициент усиления убывает быстрее (-40 дБ/дек), а фазовый сдвиг между V_D и V_{OUT} достигает $\phi = -180^\circ$.

Частота, при которой выполняется условие $\phi(\omega) = -180^\circ$, называется критической ($\omega_{кр}$, или $f_{кр}$).

Частота, при которой модуль коэффициента усиления петли обратной связи (коэффициента петлевого усиления) $|K_{п}| = |\beta K_V| = 1$, называется частотой среза ($\omega_{ср}$, или $f_{ср}$).

В соответствии с изложенным в п. 1.3 как для инвертирующего, так и для неинвертирующего включения ОУ при резистивной обратной связи, коэффициент передачи звена обратной связи β определяется формулой

$$\beta = R_1 / (R_1 + R_2).$$

Согласно выражениям (1.8) и (1.9), между β и коэффициентом усиления входного сигнала схемы на ОУ K для идеального ОУ существует следующая взаимосвязь:

$$\frac{1}{\beta} \approx \begin{cases} 1 - K & \text{для инвертирующего включения,} \\ K & \text{для неинвертирующего включения.} \end{cases} \quad (1.17)$$

В соответствии с логарифмическим вариантом критерия Найквиста для минимально-фазовых систем, к которым можно отнести ОУ с отрицательной обратной связью, усилитель будет устойчив, если для логарифмических частотных характеристик разомкнутой петли обратной связи βK_U выполнено условие:

$$f_{ср} < f_{кр}. \quad (1.18)$$

Для минимально-фазовых систем вид ЛАЧХ однозначно определяет вид ЛФЧХ. Поэтому об устойчивости усилителя можно судить по графику только ЛАЧХ.

Для устойчивости усилителя с обратной связью необходимо и достаточно, чтобы его точная ЛАЧХ пересекала ось частот с наклоном по абсолютной величине меньшим, чем 40 дБ/дек.

При резистивной обратной связи ЛФЧХ петли совпадает с ЛФЧХ усилителя, а ЛАЧХ петли проходит на $20\lg(1/\beta)$ ниже ЛАЧХ усилителя, так что частота среза $f_{ср}$ соответствует точке пересечения графика ЛАЧХ усилителя с горизонтальной прямой, проведённой на $20\lg(1/\beta)$ выше оси частот. На диаграмме **Рис. 1.14** видно, что при больших значениях K (и соответственно малых β) условие (1.18) выполняется, причём имеется достаточный запас устойчивости по фазе. При $K < 200$ операционный усилитель с частотными характеристиками, такими как на **Рис. 1.14**, неустойчив.

Степень устойчивости, а также мера затухания переходных процессов приближённо определяется запасом устойчивости по фазе. Под этой величиной понимается дополнительный до 180° угол к фазовому запаздыванию на частоте среза:

$$\alpha = 180^\circ + \phi(f_{ср}).$$

На Рис. 1.17 представлены типичные графики переходных функций (реакций на единственный скачок входного напряжения) ОУ, включённого по схеме неинвертирующего повторителя, при различных запасах устойчивости по фазе (α).

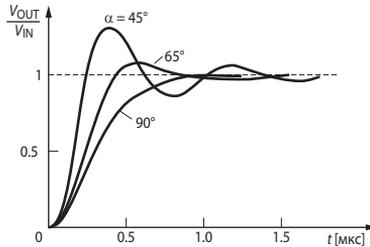


Рис. 1.17. Переходные характеристики ОУ, охваченного обратной связью.

По диаграмме Бode разомкнутого ОУ можно непосредственно определить, какая величина затухания окажется у схемы усилителя с заданным значением β . В качестве примера рассмотрим на Рис. 1.14 случай для $1/\beta = 8000$. При этом из диаграммы находим $f_{cp} = 100$ кГц и $\alpha = 65^\circ$. Таким образом, для такой обратной связи получается приемлемая величина затухания. В случае более глубокой обратной связи величина α быстро уменьшается и при $1/\beta = 200$ достигает нуля.

1.7.2. Полная частотная коррекция

Если ОУ разрабатывается для универсального применения, то фазовое запаздывание его частотной характеристики при $|K_V| > 1$ должно быть меньше 120° . При этом для любого коэффициента обратной связи $0 \leq \beta \leq 1$ запас устойчивости по фазе будет составлять не менее 60° . Это требование выполняется коррекцией частотной характеристики, причём коррекция производится так, чтобы при $|K_V| > 1$ она была аналогична характеристике фильтра нижних частот первого порядка (т. е. имела бы вид, как на Рис. 1.5). Так как нежелательные инерционные звенья с частотами среза f_2 и f_3 , как это показано на Рис. 1.16, не могут быть устранены из схемы усилителя, то необходимо путём выбора конденсатора коррекции C_k (см. Рис. 1.11) так уменьшить частоту среза f_1 основного инерционного звена, чтобы условие $|K_V| < 1$ было бы выполнено до того, как начнётся существенное влияние второго инерционного звена.

На Рис. 1.18 представлен этот вариант коррекции. Очевидно, что при таком соотношении параметров даже для такого неблагоприятного с точки зрения устойчивости случая обратной связи, как $\beta = 1$, ещё имеется достаточный запас по фазе $\alpha = 65^\circ$, а при меньших значениях β он практически равен 90° . Можно отметить также, что из-за наличия частотной коррекции полоса пропускания разомкнутого ОУ существенно сужается. Частотная коррекция усилителя на нижних частотах увеличивает его фазовый сдвиг на 90° , а на более высоких частотах практически на него не влияет. Для многих ОУ общего применения достаточно ёмкость корректирующего конденсато-



Рис. 1.18. Логарифмические частотные характеристики ОУ с полной частотной коррекцией и без неё.

ра $C_k = 30$ пФ. У усилителей с полной внутренней коррекцией, таких, как 140УД6, 140УД7, 140УД17 и др., корректирующий конденсатор изготавливается методами интегральной технологии.

Рассмотренный выше приём коррекции частотной характеристики ОУ смело можно назвать «ломовым». Он грубо, но надёжно решает проблему устойчивости, давая, однако, осложнения в виде ухудшения быстродействия усилителя. Более тонкий, но и более сложный, капризный подход заключается в компенсации второго полюса передаточной функции ОУ, соответствующего частоте f_2 , за счёт введения фазопережающей связи. Так поступил Р. Добкин (один из основателей фирмы Linear Technology Corp.) при проектировании быстродействующего ОУ LM118 [1.4] (отечественный аналог 140УД10).

Для улучшения динамических свойств, в том числе для повышения максимальной скорости нарастания выходного напряжения до 70 В/мкс, пришлось пойти на увеличение токов покоя входного дифференциального каскада ОУ (см. п. 1.7.4). Как следствие, снизился коэффициент усиления каскада, и для сохранения усилительных свойств ОУ пришлось пойти на увеличение числа каскадов усиления напряжения до трёх. Весьма упрощённая схема ОУ LM118 представлена на **Рис. 1.19**. Усилитель содержит помимо входного дифференциального каскада ещё два каскада усиления напряжения на транзисторах VT_3 и VT_4 . Конденсаторы C_1 и C_2 осуществляют частотную коррекцию.

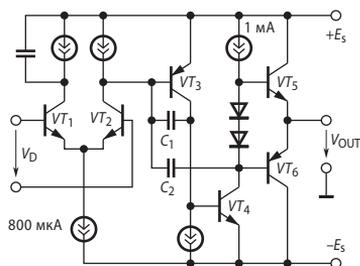


Рис. 1.19. Упрощённая схема ОУ LM118.

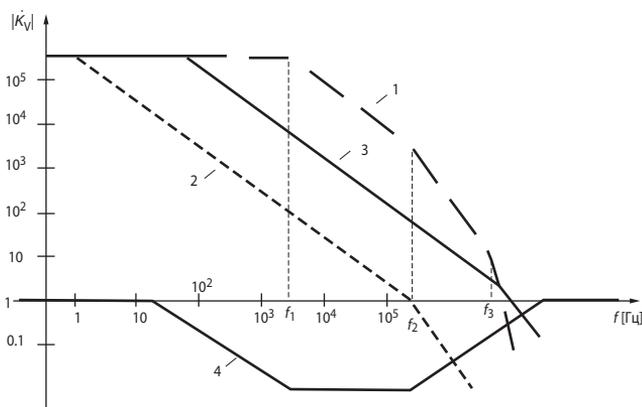


Рис. 1.20. Амплитудно-частотные характеристики ОУ LM118.

Асимптотическая логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ОУ LM118 без коррекции приведена на **Рис. 1.20** (линия 1). Если пойти традиционным путём и выбрать конденсатор C_1 достаточно большим (около 600 пФ), то получим полностью

скорректированный усилитель с частотой единичного усиления $f_T = 300$ кГц, ЛАЧХ которого представлена линией 2 на **Рис. 1.20**. Разработчик пошёл другим путём. Он включил между коллектором и базой транзистора VT_3 конденсатор C_1 ёмкостью 20 пФ (гибкая отрицательная обратная связь), а между коллектором транзистора VT_2 и базой транзистора VT_3 — конденсатор C_2 ёмкостью 6 пФ (гибкая положительная обратная связь). В результате исходная ЛАЧХ получила добавку, отображённую линией 4, и приобрела вид, представленный линией 3. Введение гибкой положительной обратной связи иллюстрирует структурная схема на **Рис. 1.21**. Вид линии 4 (**Рис. 1.20**) показывает, что частотная коррекция ОУ в области низких частот осуществляется интегрирующим звеном с фазовым запаздыванием, а в области высоких частот — форсирующим звеном, дающим опережение по фазе. В результате получился полностью скорректированный монолитный ОУ с частотой единичного усиления 15 МГц, что для начала 70-х годов прошлого века было рекордным достижением.

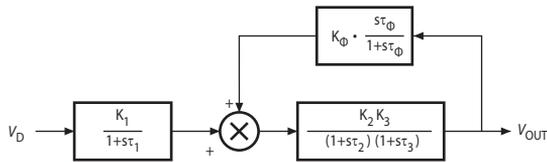


Рис. 1.21. Структурная схема ОУ с фазоопережающей коррекцией.

Следует отметить, что введение гибкой положительной обратной связи с целью форсировки по сравнению с коррекцией интегрирующим звеном — дело достаточно тонкое, требующее тщательных расчётов, поскольку даже умеренная ошибка может привести к резкому ухудшению устойчивости усилителя.

1.7.3. Подстраиваемая частотная коррекция

Полная частотная коррекция ОУ гарантирует достаточный запас устойчивости по фазе для резистивной отрицательной обратной связи с любыми параметрами. Однако, как уже отмечалось, этот способ плох тем, что ширина полосы пропускания усилителя, охваченного обратной связью, обратно пропорциональна коэффициенту усиления K .

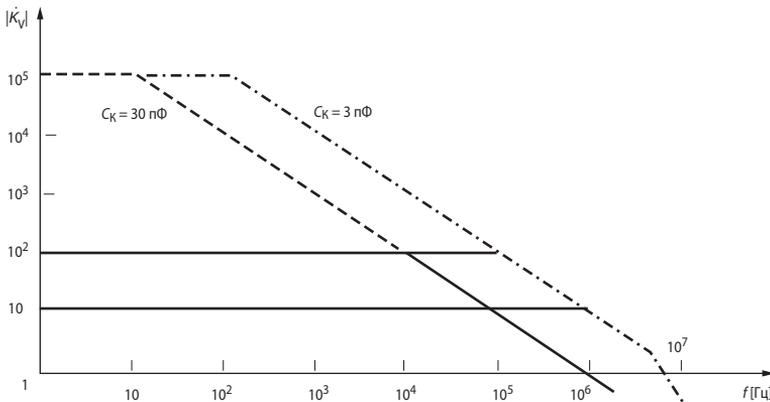


Рис. 1.22. Зависимость полосы пропускания от коэффициента усиления при подстраиваемой частотной коррекции.

Смысл этого соотношения пояснён на **Рис. 1.22**. При менее глубокой обратной связи для стабилизации усилителя достаточно было бы меньшего снижения усиления в области средних и высоких частот, так как в этом случае точка $|BK_V| = 1$ достигается при $|K_V| = 1/\beta > 1$. Как видно из **Рис. 1.18**, при $1/\beta = 10$ ширину полосы пропускания ОУ без обратной связи можно увеличить с 10 до 100 Гц уменьшением C_K от 30 до 3 пФ. При этом полоса пропускания усилителя с обратной связью возрастёт со 100 кГц до 1 МГц.

Для того чтобы можно было осуществить такие изменения частотной коррекции, вытекают ОУ, у которых отсутствует корректирующий конденсатор, а вместо него выведены соответствующие точки схемы (например 153УД6, 140УД14). В других вариантах, например, в усилителях 544УД2, осуществляется неполная частотная коррекция с уменьшенным значением корректирующей ёмкости. Для подключения дополнительного конденсатора (чтобы обеспечить устойчивость при значениях β , близких к единице) также имеются соответствующие выводы. В паспортных данных некоторых типов ОУ указываются минимальные значения коэффициентов усиления ОУ в неинвертирующем включении, при которых усилитель сохраняет устойчивость. Например, для ОУ AD840 это значение составляет 10, для ОРА605 — 50 и т. д. Некоторые фирмы выпускают ОУ с одинаковой схмотехникой, одни из которых имеют встроенный корректирующий конденсатор, а другие — без такого конденсатора. Например, ОУ типа ОР27 и ОР37. Первый из них имеет встроенный корректирующий конденсатор, частоту единичного усиления $f_T = 8$ МГц, максимальную скорость нарастания 2.8 В/мкс и работает устойчиво вплоть до 100%-ной обратной связи. ОУ типа ОР37 не имеет корректирующего конденсатора. Его частота единичного усиления $f_T = 60$ МГц, скорость нарастания 17 В/мкс. Он работает устойчиво при коэффициентах усиления входного сигнала более пяти.

В комплексе мероприятий по обеспечению устойчивости схемы с ОУ (особенно быстроедействующим) важное место занимает его правильный монтаж. Проводники, соединяющие резисторы обратной связи с инвертирующим входом ОУ, должны иметь минимальную длину. При невыполнении этого правила на входе ОУ образуется паразитная ёмкость, которая при наличии плоскостей заземления может составлять 0.4 пФ на миллиметр проводника. Эта ёмкость совместно с резисторами обратной связи образует дополнительное инерционное звено в петле обратной связи, уменьшающее запас устойчивости по фазе. Некоторую компенсацию этого эффекта даёт включение форсирующего конденсатора равной ёмкости между выходом ОУ и инвертирующим входом (**Рис. 1.23**).

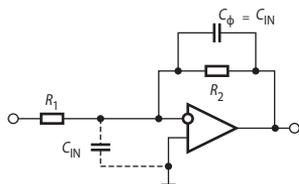


Рис. 1.23. Компенсация фазового запаздывания, вносимого входной ёмкостью ОУ.

1.7.4. Скорость нарастания

Наряду со снижением полосы пропускания усилителя частотная коррекция включением конденсатора C_K (**Рис. 1.13**) даёт ещё один нежелательный эффект — скорость нарастания выходного напряжения ограничивается при этом довольно малой величиной. Максимальное значение скорости нарастания ρ определяется в основном скоростью заряда корректирующего конденсатора:

$$\rho_{\text{MAX}} = \left. \frac{dV_{\text{OUT}}}{dt} \right|_{\text{MAX}} = \frac{I_{D\text{-MAX}}}{C_K}.$$

Максимальный выходной ток дифференциального каскада (см. **Рис. 1.13**) равен току источника в цепи эмиттеров транзисторов VT_1 и VT_2 . Принимая его равным 20 мкА, найдём для ёмкости корректирующего конденсатора $C_K = 30$ пФ:

$$r_{MAX} = 0.67 \text{ В/мкс.}$$

Вследствие ограниченного значения этой величины, при быстрых изменениях выходного напряжения возникают характерные искажения сигнала, которые не могут быть устранены путём введения отрицательной обратной связи. Их называют динамическими искажениями. Если входной сигнал ОУ — синусоида, то чем больше её амплитуда, тем при меньшей частоте появляются динамические искажения.

1.7.5. Компенсация ёмкостной нагрузки

Если ОУ имеет ёмкостную нагрузку, например кабельную линию, то последняя вместе с выходным сопротивлением ОУ образует фильтр нижних частот, который даёт дополнительное фазовое запаздывание выходного напряжения (дополнительный полюс передаточной функции). Всё это уменьшает запас устойчивости по фазе, и схема усилителя может самовозбудиться уже при незначительной величине нагрузочной ёмкости. Порой достаточно коснуться выхода усилителя щупом осциллографа, чтобы усилитель начал самовозбуждаться. Для устранения этого явления в цепь обратной связи включается дополнительный форсирующий конденсатор C_Φ (**Рис. 1.24, а**). В этом случае обратная связь представляет собой интегро-дифференцирующее фазопережающее звено, создающее в окрестности частоты среза положительный фазовый сдвиг, компенсирующий запаздывание, вносимое ёмкостью нагрузки. Недостаток этого решения — при значительных выходных токах снижается динамический диапазон выходного напряжения за счёт падения напряжения на резисторе R_Φ .

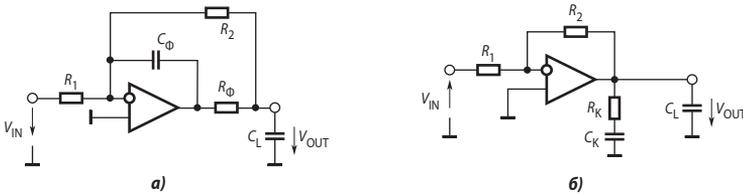


Рис. 1.24. Компенсация ёмкостной нагрузки.

Вместо этого можно включить параллельно выходу последовательную цепочку $R_K C_K$ (**Рис. 1.24, б**). В области высоких частот эта цепь ведёт себя как резистор, шунтируя ёмкость нагрузки C_L и тем самым уменьшая порождаемое ею фазовое запаздывание (а за частую и петлевое усиление). Следует выбирать $C_K = (5 \dots 10)C_L$ и $R_K = (0.3 \dots 0.7)r_{MAX}$.

Многие современные модели ОУ разрабатываются с учётом возможности работы на ёмкостную нагрузку. Например, ОУ AD820 обеспечивает устойчивую работу со 100%-ной обратной связью на нагрузку ёмкостью до 350 пФ. С ростом усиления (K) схемы и соответственно с уменьшением петлевого усиления (βK_V) допустимая величина ёмкости нагрузки возрастает. На **Рис. 1.25** приведена за-

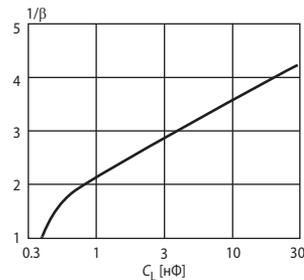


Рис. 1.25. Зависимость минимально необходимой величины $1/\beta$ от ёмкости нагрузки для ОУ AD820.

висимость минимально-необходимой величины $1/\beta$ от ёмкости нагрузки при запасе устойчивости по фазе 20° для ОУ AD820.

Несколько фирм выпускают ОУ, которые могут устойчиво работать на нагрузку неограниченной ёмкости. Увеличение ёмкости в нагрузке сказывается только на уменьшении скорости нарастания выходного напряжения. Если, например, у ОУ LM8272 фирмы National Semiconductor при ёмкости 10 пФ скорость нарастания достигает 20 В/мкс, то подключение к выходу усилителя конденсатора ёмкостью 0.02 мкФ снижает этот показатель до 4 В/мкс.

1.8. Параметры ОУ

Параметры, описывающие качество ОУ, можно разделить на три группы: точностные, динамические и эксплуатационные.

1.8.1. Точностные параметры

К *точностным параметрам* относятся: дифференциальный коэффициент усиления по напряжению (K_V), коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС), напряжение смещения нуля (V_{OFF}), входной ток (I_{IN}), разность входных токов по инвертирующему и неинвертирующему входам (I_p), коэффициент подавления нестабильности питания ($K_{п.п}$) и коэффициенты температурных дрейфов перечисленных параметров, а также шумовые параметры. Действие точностных параметров проявляется в том, что при постоянных напряжениях на входах выходное напряжение ОУ отличается от расчётного, определяемого выражением (1.4). Для сопоставления, погрешности обычно приводят по входу ОУ.

Определим погрешность ОУ, вносимую конечным значением *дифференциального коэффициента усиления*. Пусть на вход неинвертирующего усилителя с коэффициентом передачи звена обратной связи β подано постоянное напряжение V_{IN} . Выходное напряжение схемы при $K_V = \infty$ определится соотношением:

$$V_{OUT} = V_{IN}/\beta. \quad (1.19)$$

При конечном K_V выходное напряжение будет отличаться на величину ΔV_{OUT} :

$$V_{OUT} + \Delta V_{OUT} = V_{IN} K_V / (1 + \beta K_V). \quad (1.20)$$

Вычтя (1.19) из (1.20), получим:

$$\Delta V_{OUT} = -V_{IN} / \beta (1 + \beta K_V). \quad (1.21)$$

Как следует из (1.19), соответствующее отклонение, приведённое ко входу, с точностью до величин второго порядка малости:

$$\Delta V_{IN} = \Delta V_{OUT} \beta,$$

откуда находим окончательно относительную погрешность, приведённую ко входу:

$$\frac{\Delta V_{IN}}{V_{IN}} = -\frac{1}{1 + \beta K_V} \approx -\frac{1}{\beta K_V}.$$

Из последнего выражения следует, что погрешность преобразования входного сигнала схемой на ОУ обратно пропорциональна коэффициенту петлевого усиления. Для гармонических сигналов можно получить аналогичное соотношение:

$$\frac{\Delta |V_{IN}|}{|V_{IN}|} = -\frac{1}{|1 + \beta K_V|} \approx -\frac{1}{|\beta K_V|}.$$

Коэффициент усиления ОУ существенно зависит от его нагрузки. Это связано с тем, что нагружение окончательного каскада приводит к уменьшению эквивалентного сопротивления нагрузки предыдущего каскада усиления напряжения, и как следствие, к сниже-

нию его коэффициента усиления. В качестве примера на **Рис. 1.26** приведены зависимости $K_V(R_L)$ при различных напряжениях питания для ОУ AD820, а на **Рис. 1.27** — статические переходные характеристики при различных сопротивлениях нагрузки для него же. При низких сопротивлениях нагрузки отчётливо виден нелинейный характер статических характеристик ОУ.

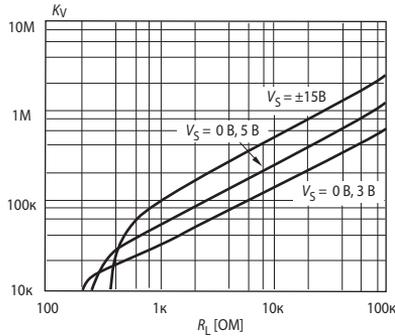


Рис. 1.26. Зависимости усиления ОУ AD820 от нагрузки.

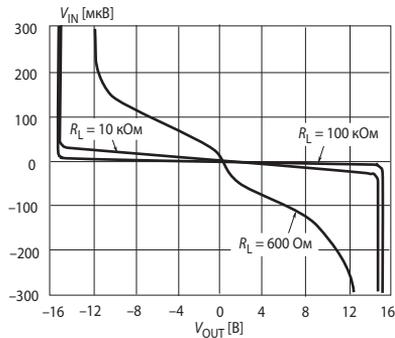


Рис. 1.27. Статические переходные характеристики ОУ AD820 при различных сопротивлениях нагрузки.

Снижение коэффициента усиления при уменьшении сопротивления нагрузки может быть использовано для повышения устойчивости ОУ. Если усилитель возбуждается на плате, порой достаточно подключить параллельно его выходу дополнительный резистор, чтобы ОУ «успокоился». Более детально см. п. 1.10.2.

Погрешность, обусловленная *синфазным входным напряжением* ОУ, может быть определена следующим образом. Выходное напряжение усилителя является функцией как дифференциального $V_D = V_p - V_n$, так и синфазного $V_C = (V_p + V_n)/2$ входных напряжений:

$$V_{OUT} = V_{OUT}(V_D, V_C).$$

Приращение этого напряжение определяется соотношением

$$\Delta V_{OUT} = \left. \frac{\partial V_{OUT}}{\partial V_D} \right|_{V_C = \text{const}} \Delta V_D + \left. \frac{\partial V_{OUT}}{\partial V_C} \right|_{V_D = \text{const}} \Delta V_C,$$

или

$$\Delta V_{\text{OUT}} = K_V \Delta V_D + K_C \Delta V_C,$$

где K_C — коэффициент усиления синфазного сигнала. При $\Delta V_{\text{OUT}} = 0$ из последней формулы следует:

$$-\frac{\Delta V_D}{\Delta V_C} = \frac{K_V}{K_C} = \text{КОСС}.$$

Коэффициент ослабления синфазного сигнала показывает, какое значение дифференциального входного напряжения ΔV_D следует приложить ко входу усилителя, чтобы скомпенсировать усиление входного синфазного сигнала. КОСС тесно связан по величине с дифференциальным коэффициентом усиления ОУ.

Найдём погрешность, обусловленную *смещением нуля* усилителя. Смещение нуля ОУ проявляется в наличии постоянного напряжения на выходе усилителя при отсутствии входного напряжения. Обычно определяют смещение нуля, приведённое ко входу, т. е. смещение выходного напряжения, умноженное на коэффициент передачи цепи обратной связи (β). Смещение нуля является результатом действия двух факторов: собственным напряжением смещения V_{OFF} и постоянными входными токами усилителя $I_{+\text{IN}}$ и $I_{-\text{IN}}$ (см. **Рис. 1.14**). Величина V_{OFF} определяется в основном разбросом напряжений эмиттерно-базовых переходов входных транзисторов дифференциального каскада в усилителях на биполярных транзисторах или напряжений затвор—исток в ОУ с полевыми транзисторами на входах. Эта величина составляет 0.1...5 мВ для усилителей общего назначения с биполярными и 0.5...20 мВ с полевыми транзисторами на входе. Путём лазерной подгонки удастся уменьшить смещение нуля до 10 мкВ (MAX400M) у первого типа усилителей и до 100 мкВ (ОРА627В) у второго. Дальнейшее снижение смещения нуля достигается применением цепей внешней балансировки или схем автоматической компенсации смещения нуля.

Для ручной балансировки некоторые усилители (например, 140УД7, 140УД8 и др.) имеют специальные выводы (см **Рис. 1.13**), к которым подключается подстроечный резистор. При перемещении движка, подключённого к выводу источника отрицательного напряжения, изменяется соотношение сопротивлений резисторов в цепях эмиттеров транзисторов T_3 , T_4 токового зеркала, а это приводит к изменению баланса дифференциального усилительного каскада. Балансировочные выводы имеют и прецизионные ОУ (например, MAX400 и 140УД25).

Ручная балансировка усложняет изготовление и эксплуатацию электронных устройств, поэтому в тех случаях, когда требуется очень малое смещение, применяют различные системы автоматической компенсации.

В старых моделях ОУ, в том числе ламповых, широко применялась система компенсации смещения нуля по системе модулятор — усилитель переменного тока — демодулятор (МДМ). Изготавливалась даже микросхема канала МДМ 140УД13. Однако в настоящее время эта схема практически не применяется из-за плохих частотных свойств и высокого уровня помех. Кроме того, для реализации канала МДМ требуется много внешних элементов.

Лучшими характеристиками обладают усилители с периодической компенсацией дрейфа (в переводной литературе такие ОУ обычно называют усилителями с автоматической установкой нуля — auto-zero amplifier (AZA) или усилителями со стабилизацией прерыванием). На **Рис. 1.28, а** приведена упрощённая схема простейшего инвертирующего ОУ с периодической компенсацией дрейфа, в состав которого входит основной (Y_1) и вспомогательный (Y_2) усилители с коэффициентами усиления K_1 и K_2 и напряжениями смещения нуля V_{OFF1} и V_{OFF2} соответственно, два ключа (S_1 и S_2), два запоминающих конденсатора (C_1 и C_2) и генератор периодических импульсов (УГ), управляющий работой

ключей. Усилители, входящие в состав схемы, обычно выполняются по КМОП-технологии и поэтому обладают довольно значительным смещением нуля.

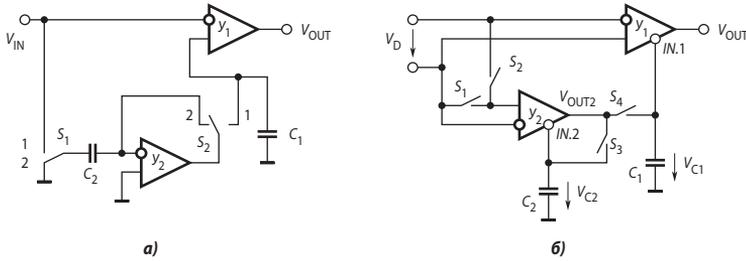


Рис. 1.28. Схемы ОУ с периодической компенсацией дрейфа.

В часть периода, когда оба ключа находятся в положении 2, U_1 продолжает усиливать сигнал как обычный ОУ, а U_2 отсоединён от входа и охвачен 100%-ной отрицательной обратной связью. При этом конденсатор C_2 заряжается до значения напряжения смещения нуля U_2 . Во второй части периода оба ключа переключаются в положение 1. При этом напряжение на выходе усилителя U_2 не меняется, что равносильно тому, как если бы смещение нуля U_2 было равно V_{OFF2}/K_2 . Усилители в этом положении ключей включены последовательно, поэтому смещение нуля всего ОУ

$$V_{OFF} = (V_{OFF1} + V_{OFF2}) / K_2,$$

а общее усиление $K_V = K_1 K_2$.

Как правило, в виде ИМС реализуются дифференциальные ОУ. На Рис. 1.28, б приведена схема ОУ с периодической компенсацией дрейфа, наиболее часто применяемая на практике. Её отличие от предыдущей схемы состоит в том, что оба усилителя U_1 и U_2 имеют вспомогательные инвертирующие входы ($IN.1$ и $IN.2$), по которым осуществляется компенсация. Усилители имеют практически тождественные характеристики.

Цикл работы схемы состоит из двух фаз, повторяющихся с периодом $T_{ц}$ — фазы автокоррекции нуля и фазы усиления.

1. Фаза автокоррекции нуля. Ключи S_1 и S_3 замкнуты, S_2 и S_4 — разомкнуты. Вход усилителя коррекции нуля U_2 замкнут, а его выход подключён к запоминающему конденсатору C_2 . Напряжение на его выходе

$$V_{OUT.2}(t) = K_2 V_{OFF.2}(t) - G_2 V_{OUT.2}(t), \tag{1.22}$$

где K — коэффициент усиления усилителя по основному входу, G — коэффициент усиления усилителя по вспомогательному входу. Из (1.22) следует

$$V_{OUT.2}(t) = \frac{K_2 V_{OFF.2}(t)}{1 + G_2}. \tag{1.23}$$

2. Фаза усиления. Ключи S_2 и S_4 замкнуты, S_1 и S_3 — разомкнуты. Вход усилителя коррекции нуля U_2 подключён ко входу всего усилителя, а его выход соединён со вспомогательным входом основного усилителя. В таком случае

$$V_{OUT.2}(t) = K_2 [V_{OFF.2}(t) + V_D(t)] - G_2 V_{C2}(t). \tag{1.24}$$

Напряжение на конденсаторе C_2 в фазе усиления практически совпадает с выходным напряжением усилителя U_2 в фазе автокоррекции нуля

$$V_{C2}(t) = V_{OUT.2} \left(t - \frac{T_{ц}}{2} \right). \tag{1.25}$$

Подставив (1.23) и (1.25) в (1.24), получим

$$V_{\text{OUT},2}(t) = K_2[V_{\text{OFF},2}(t) + V_D(t)] - \frac{K_2 G_2 V_{\text{OFF},2} \left(t - \frac{T_{\text{н}}}{2} \right)}{1 + G_2}. \quad (1.26)$$

Поскольку напряжение смещения нуля меняется очень медленно, будем считать его в цикле постоянным. Тогда (1.26) переписывается в виде

$$V_{\text{OUT},2}(t) = K_2 \left[\frac{V_{\text{OFF},2}}{1 + G_2} + V_D(t) \right]. \quad (1.27)$$

Выходное напряжение усилителя U_1

$$V_{\text{OUT}}(t) = K_1[V_{\text{OFF},1} + V_D(t)] + G_1 V_{C1}(t). \quad (1.28)$$

Но в этой фазе

$$V_{\text{OUT}}(t) = K_1[V_{\text{OFF},1} + V_D(t)] + G_1 V_{C1}(t).$$

Поэтому

$$V_{\text{OUT}}(t) = K_1[V_{\text{OFF},1} + V_D(t)] + G_1 K_2 \left[V_D(t) + \frac{V_{\text{OFF},2}}{1 + G_2} \right] \quad (1.29)$$

Перегруппировав (1.29), получим

$$V_{\text{OUT}}(t) = (K_1 + G_1 K_2) V_D(t) + \frac{K_2 G_1 V_{\text{OFF},2}}{1 + G_2} + K_1 U_{\text{OFF},1}.$$

Но $K_1 = K_2$ и $G_1 = G_2 \gg 1$, так что $K_2 G_1 \gg K_1$. Тогда приближённо

$$V_{\text{OUT}}(t) \approx K_2 G_1 V_D(t) + K_2 (V_{\text{OFF},1} + V_{\text{OFF},2}). \quad (1.30)$$

Таким образом, $V_{\text{OFF},1}$ и $V_{\text{OFF},2}$ снижают свой вес в выходном напряжении в G_1 раз по сравнению со входным дифференциальным напряжением.

Один из первых ОУ с периодической компенсацией дрейфа ICL7650 (отечественный аналог 140УД24) создан на фирме Intersil (США) более 20 лет назад. Этот усилитель имеет внутренний генератор синхроимпульсов, работающий с частотой около 200 Гц. Типовая ёмкость двух внешних конденсаторов хранения — 0.1 мкФ. Смещение нуля при комнатной температуре не превышает 5 мкВ. Поскольку усилитель выполнен по КМОП-технологии, его входные токи составляют менее 10 пА.

Старые модели, такие как ICL7650, МАХ432 и др., работали с относительно низкими частотами переключения (200...300 Гц), что порождало появление коммутационного шума и комбинационных гармоник в низкочастотной области, важной для применения усилителей этого класса.

Современные модели имеют более высокие частоты переключения, причём в некоторых моделях ОУ алгоритм задания периода переключения имеет сложный, часто стохастический характер, что позволяет снизить уровень комбинационных гармоник и коммутационного шума и очистить от этих компонентов довольно широкую область спектра. Для иллюстрации на **Рис. 1.29, а** представлен график спектральной плотности шума ОУ МАХ432, а на **Рис. 1.29, б** — аналогичный график более современной модели ОУ LMP2011/2. Система автоматической установки нуля переносит низкочастотный шум усилителя в область высоких частот, поэтому АЗ-усилители не имеют фликкер-шума (шума типа $1/f$), характерного для других ОУ.

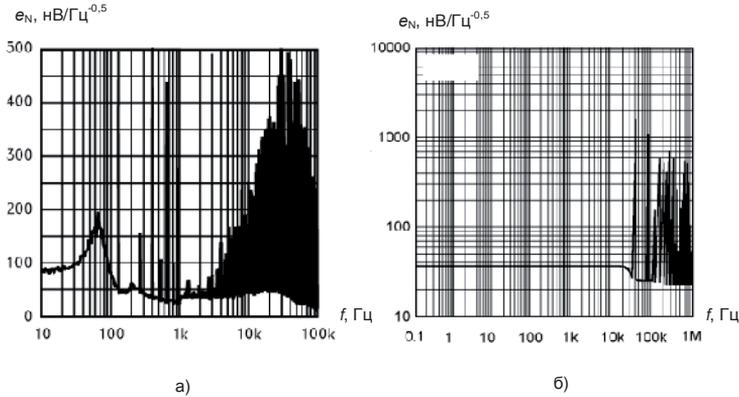


Рис. 1.29. Графики спектральной плотности напряжения шума, приведённого ко входу ОУ.

В 1999 г. фирма Analog Devices начала выпускать семейство прецизионных усилителей AD8601/2/4 с иным видом цифровой подгонки смещения нуля (*DigiTrim*-технология). На кристалле усилителя встроена цифровая часть, включающая нечто вроде упрощённых цифро-аналоговых преобразователей. После изготовления микросхемы осуществляется цифровая подгонка при низких и высоких уровнях синфазного входного напряжения, затем по специальному выводу программируется встроенная память путём пережигания перемычек. Этот способ настройки оказывается дешевле, чем лазерная подгонка элементов на кристалле. Такие ОУ при очень низкой цене (\$0.65 за одноканальный и \$1.59 за четверённый варианты при продаже партиями по 1000 шт.) обладают начальным смещением нуля не более 300 мкВ, типичным температурным дрейфом 2 мкВ/°С и частотой единичного усиления 8 МГц. Более совершенная модель этой фирмы одно/двух/четырёхканальный КМОП ОУ AD8615/6/8 обладает типичными смещением нуля 23 мкВ, входными токами — 0.2 пА при низком уровне шума (8 нВ/Гц^{0.5}) и хороших динамических характеристиках (GBP = 24 МГц, ρ = 12 В/мкс).

Одна из последних моделей ОУ этого типа, AD8661, имеет типичные смещение нуля 30 мкВ и входные токи 0.3 пА. Диапазон напряжения питания 5...16 В при полном размахе выхода. Оптовая цена этого усилителя — \$0.78.

Постоянные *входные токи*, протекая по резисторам цепей обратной связи и источников сигналов, создают разность падений напряжения ΔV . Например, в дифференциальной схеме включения ОУ (Рис. 1.4) эта разность определяется выражением:

$$\Delta V = I_{+IN}(R_3||R_4) - I_{-IN}(R_1||R_2).$$

Обозначим

$$I_{+IN} = I_{IN} + I_p/2; I_{-IN} = I_{IN} - I_p/2.$$

Тогда

$$\Delta V = I_{IN} [(R_3||R_4) - (R_1||R_2)] + I_p [(R_3||R_4) + (R_1||R_2)]/2. \quad (1.31)$$

Величину I_{IN} называют в технических характеристиках ОУ входным током, а I_p — разностью входных токов. Анализ выражения (1.31) показывает, что составляющая ΔV , вызванная входным током, может быть полностью устранена правильным выбором соотношения резисторов в цепях инвертирующего и неинвертирующего входов, другую же составляющую ΔV , обусловленную разностью входных токов, можно только уменьшить, выбирая номиналы резисторов по возможности минимальными.

Пример 1.2

Для снижения смещения нуля инвертирующего усилителя, имеющего существенные входные токи, следует между неинвертирующим входом и общей точкой схемы включить компенсирующий резистор R_K (Рис. 1.30). Сопротивление этого резистора определяется соотношением: $R_K = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

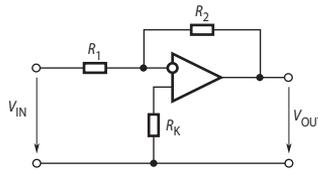


Рис. 1.30. Включение компенсирующего резистора.

Заметим, что в ранних моделях ОУ разность входных токов (I_p) достигала значений соизмеримых с входным током (I_{IN}). Например, усилитель OP27 имеет $I_{IN} = 10$ нА, а $I_p = 7$ нА. В таком случае меры, подобные приведенным в примере 1.2, малоэффективны. В некоторых новых моделях входные токи в значительной мере выровнены. В частности, входной ток усилителя OP196 составляет $I_{IN} = 10$ нА, а разность входных токов $I_p = 1.5$ нА.

Входные токи ОУ с биполярными транзисторами на входе можно уменьшить, если подключить ко входам ОУ источники тока, равные по величине входному току, но противоположного направления. Именно так достигается снижение входного тока прецизионного OP177 до типичного значения 1 нА. При этом вследствие разброса параметров входной ток может принимать отрицательные значения (до -0.2 нА у OP177).

Входные токи ОУ с полевыми транзисторами на входах настолько малы, что составляющая сдвига нуля, обусловленная входными токами, пренебрежимо мала по сравнению со смещением, вызванным разбросом напряжений затвор—исток, и никаких мер по снижению этой составляющей обычно не предпринимают.

На точность преобразования постоянного входного сигнала существенное влияние оказывают температурные дрейфы напряжения смещения $\partial V_{OFF} / \partial T$ и входного тока $\partial I_{IN} / \partial T$. Особенно большое влияние может оказать дрейф прогрева, который проявляется при быстром изменении температуры в первое время после включения питания. При этом приращение V_{OFF} может быть существенно больше значения, получаемого при медленном изменении температуры. Это явление связано с возникновением термического градиента внутри кристалла. Наибольшее влияние разницы температур проявляется в парных транзисторах дифференциального усилительного каскада, где она нарушает баланс дрейфов их эмиттерно-базовых напряжений. Длительность процесса установления температуры может достигать несколько десятков секунд. Поскольку при увеличении выходного напряжения нагруженного усилителя кристалл микросхемы разогревается за счёт увеличения потерь в транзисторах выходного каскада, происходит дополнительное смещение нуля ОУ, т. е. возникает термическая обратная связь, которая в зависимости от конструкции кристалла может быть как положительной, так и отрицательной. Эта связь может повлиять на дифференциальный коэффициент усиления ОУ по постоянному току.

Важное значение имеет также временной дрейф, который обычно определяется как приращение напряжения смещения за месяц или за 1000 часов работы.

Коэффициент подавления нестабильности питания ($K_{п.п}$) обычно определяют как отношение статического (т. е. очень медленного) изменения напряжения одного из источников питания обычно на 1 В к приведенному ко входу ОУ соответствующему изменению выходного напряжения (ΔV_{OUT}). Обычно имеет размерность дБ или В/мкВ. С ростом частоты пульсаций напряжения питания коэффициент подавления нестабильности пита-

ния $K_{п.п}$ уменьшается, поэтому для ослабления паразитных каналов прохождения помех по цепям питания между выводами питания ОУ и общей точкой ОБЯЗАТЕЛЬНО включают блокирующие конденсаторы. Типичное значение ёмкостей блокирующих конденсаторов для маломощных ОУ общего назначения: оксидный 2.2 мкФ + керамический 0.1 мкФ. Керамический блокирующий конденсатор должен быть подключён как можно ближе к выводам питания ОУ.

Шумы операционных усилителей, накладываясь на полезный сигнал, обуславливают аддитивную погрешность в измерительных системах и помехи в аудио- и видеоустройствах. Необходимо различать шумы, пришедшие в усилитель с входными сигналами (внешние шумы) и собственные шумы усилителей (внутренние). С первыми можно бороться схемотехническими и конструктивными средствами, например усреднением и другими видами фильтрации, экранированием, рациональным расположением элементов на плате и созданием связей, компенсирующих паразитные ёмкостные и индуктивные связи. Внутренние шумы уменьшают преимущественно использованием малошумящих усилителей.

Обычно под термином «внутренний шум» подразумевают посторонний мешающий сигнал физической (чаще всего тепловой) природы. Шум характеризуется своим частотным спектром, распределением амплитуд и источником происхождения.

Основные виды шума в электронных схемах: тепловой, дробовой и фликкер-шум. Рассмотрим их подробнее.

Тепловой шум генерирует на своих выводах любой резистор. Тепловой шум имеет равномерный частотный спектр, т. е. он является «белым» шумом. Среднеквадратичное (действующее) напряжение шума в незамкнутой цепи, порождённое сопротивлением R , находящимся при температуре T , выражается формулой

$$E_N = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (1.32)$$

где k — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура, Δf — полоса частот в герцах. При комнатной температуре (20°C) спектральная плотность шума

$$e_N = E_N / \sqrt{\Delta f} = 1,27 \cdot 10^{-4} \cdot \sqrt{R} \text{ мкВ}/\sqrt{\Gamma_{ц}}.$$

Например, резистор сопротивлением 10 кОм при комнатной температуре генерирует в полосе частот 10 кГц тепловой шум с напряжением 1.27 мкВ. Тепловой шум имеет нормальное распределение.

Дробовой шум. Электрический ток осуществляется за счёт движения дискретных зарядов. Квантованность зарядов приводит к статистическим флуктуациям тока. Если заряды действуют независимо друг от друга, то среднеквадратичное значение флуктуирующего тока определяется формулой

$$I_N = \sqrt{2eI_{\infty}\Delta f}, \quad (1.33)$$

где e — заряд электрона ($1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл), I_{∞} — постоянная составляющая (установившееся значение) тока, а Δf — ширина полосы измерения. Например, постоянный ток силой в 1 мкА в полосе частот 10 кГц имеет среднеквадратичные флуктуации, составляющие 0.006%, т. е. –85 дБ, а при постоянном токе 1 пА флуктуации тока будут уже составлять 5.6%. Как и тепловой шум, это гауссовский белый шум.

Приведённая выше формула для дробового шума выведена в предположении, что создающие ток носители заряда действуют независимо друг от друга. Это справедливо, когда заряды преодолевают некоторый барьер, например, pn -переход, где заряды перемещаются за счёт диффузии, но это не так, если ток распространяется в металлическом проводнике, где между зарядами существует тесная связь. Поэтому ток в простой резистивной

схеме имеет намного меньшую шумовую составляющую, чем это предсказывает формула (1.33).

Фликкер-шум (шум $1/f$). Этот шум, называемый также *мерцающим*, имеет частотный спектр, примерно описываемый зависимостью $1/f$ (постоянная мощность на декаду частоты). Иногда шум с таким спектром называют розовым шумом. В ОУ этот шум вызывается флуктуирующим захватом зарядов ловушками, образуемыми неоднородностями структуры полупроводника. Наиболее важное значение имеет фликкер-шум в области низких частот, где его амплитудный спектр может значительно превосходить спектр шумов иной природы. На **Рис. 1.31** приведён график амплитудного спектра напряжения шума прецизионного ОУ AD707, приведённого к его входу. На графике видно, что в области низких частот преобладает фликкер-шум. Частоту перехода от зависимости $e_N \sim 1/f$ к $e_N = \text{const}$ называют частотой сопряжения $f_{\text{сопр}}$.

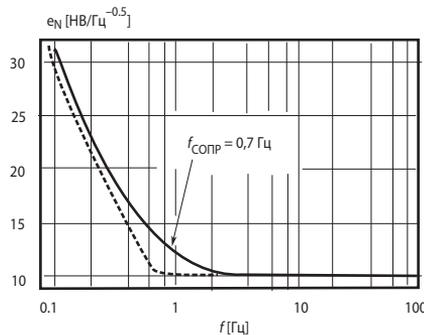


Рис. 1.31. График амплитудного спектра напряжения шума ОУ AD707.

Для усилителей с периодической компенсацией дрейфа характерно отсутствие шумовой составляющей вида $1/f$. Как следствие, в области *очень низких* частот ОУ этого типа (в целом более шумные) генерируют меньший шум, чем малошумящие прецизионные ОУ без компенсации дрейфа. Например, ОУ AD707 имеет в полосе частот 0.1...10 Гц размах напряжения шума 0.24 мкВ (п-п, от пика до пика), а ОУ AD8571 с периодической компенсацией дрейфа в той же полосе — 1.04 мкВ (п-п). Но уже в полосе 0.0001...0.01 Гц размах напряжения шума ОУ AD8571 составляет всего 33 нВ (п-п) против 118 нВ (п-п) у AD707.

В конечном счёте все эти шумовые компоненты обуславливают определённое напряжение шума на выходе ОУ. Спектральная плотность этого напряжения, приведённого ко входу, определяется формулой

$$e_{N,\text{общ}} = \sqrt{e_N^2 + 4kTR_S + 4(i_N R_S)^2}. \quad (1.34)$$

Как правило, в технических характеристиках (спецификации) усилителей приводят следующие шумовые параметры: спектральную плотность входного напряжения шума (e_N), спектральную плотность входного тока шума (i_N) и размах входного напряжения шума от пика до пика ($E_{N,\text{п-п}}$) в полосе частот 0.1...10 Гц, т. е. там, где наиболее сильно проявляется фликкер-шум.

К малошумящим, как правило, относят усилители, у которых $e_{\text{ш}}$ не превосходит 10 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$. Для малошумящих усилителей на биполярных транзисторах характерны значительные входные токи и токи потребления. Например, один из лучших в отрасли ОУ AD797 при типичных $e_N = 0.9$ нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$, $i_N = 2$ пА/ $\sqrt{\text{Гц}}$ на частоте 1 кГц, $E_{N,\text{п-п}} = 50$ нВ в полосе частот 0.1...10 Гц, имеет входной ток 250 нА, а ток потребления — 8.5 мА. В то же время микромощные усилители, потребляющие от источника ток менее 10 мкА, как прави-

ло, сильно шумят (для TLC1078 типичное значение $e_N = 68 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$). На **Рис. 1.32** приведён график входного шума усилителя AD797 в полосе 0,1...10 Гц.

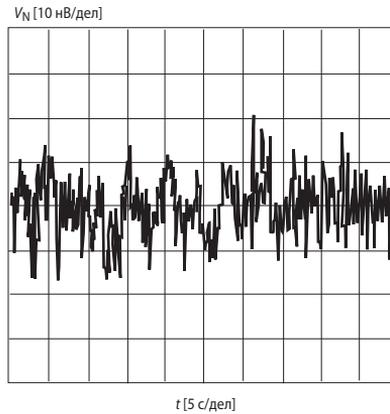


Рис. 1.32. График входного шума ОУ AD797 в полосе 0,1...10 Гц.

Полевые транзисторы имеют значительно меньшие уровни шумов, чем биполярные, прежде всего из-за малого уровня входной токовой шумовой составляющей i_N [1.1]. Для полевых транзисторов характерны несколько физических механизмов генерации шума. Прежде всего, в выходной цепи полевого транзистора, выведенного в область насыщения тока стока, действует тепловой шум. Источником шума в этом случае является сопротивление канала транзистора. Тепловой ток шума пропорционален крутизне (S) переходной характеристики прибора

$$I_N^2 = 4kTR_T \Delta f (S')^2,$$

где $R_T = 0.7/S$ — эквивалентное сопротивление шумов; $S' = S/(1 + Sr_s)$ — эквивалентная крутизна переходной характеристики с учётом влияния внутреннего сопротивления истоковой области.

Из-за нерегулярности тока в канале, обусловленной прохождением носителями заряда потенциального барьера управляющего pn -перехода, возникают дробовые шумы. Дробовая составляющая входного шумового тока

$$I_N = \sqrt{2eI_{3,ут} \Delta f}$$

определяется током утечки затвора $I_{3,ут}$. Вследствие низкого уровня входного шумового тока у ОУ с полевыми транзисторами оказывается более выгодным их применение для усиления сигналов источников с высоким внутренним сопротивлением.

В полевых приборах, как и в биполярных, генерируется фликкер-шум вида $1/f$. Этот вид шумов вызывается возмущениями потока носителей вблизи раздела поверхностей полупроводника и изолятора. Уровень шумов вида $1/f$ у транзисторов с управляющим pn -переходом значительно меньше, чем у МОП-приборов. В частности, малощумящий ОУ AD745 с полевыми транзисторами, управляемыми pn -переходом, на входе обладает типичными $e_N = 2.9 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ на частоте 10 кГц, $i_N = 6.9 \text{ фА}/\sqrt{\text{Гц}}$ на частоте 1 кГц, $e_{N,п-п} = 380 \text{ нВ}$ в полосе частот 0.1...10 Гц, имеет входной ток 150 пА, а ток потребления — 8 мА.

ОУ с полевыми транзисторами на входе имеют чаще всего большие шумовые напряжения, но меньшие шумовые токи, чем биполярные ОУ того же класса. Это даёт им преимущество при усилении сигналов источников с высоким сопротивлением. На **Рис. 1.33** представлены графики зависимости общей спектральной плотности шума $e_{N,общ}$ на ча-

стоте 1 кГц от сопротивления источника сигнала (R_S) для биполярного ОР37 и полевого AD745, рассчитанные по формуле (1.34).

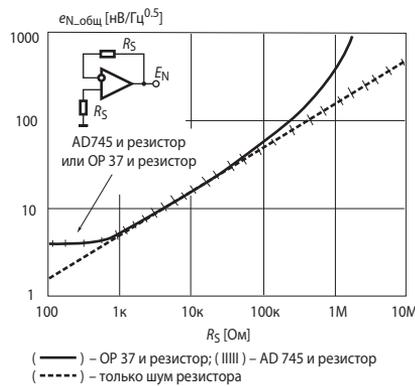


Рис. 1.33. Графики зависимости спектральной плотности шума на частоте 1 кГц от сопротивления источника сигнала для биполярного (ОР37) и полевого (AD745) ОУ.

Шумовые свойства усилителей часто характеризуются нормированными эквивалентными величинами, в число которых входят:

- коэффициент шума (F);
- логарифмический коэффициент шума (NF);
- эквивалентное шумовое сопротивление ($R_{N,экв}$).

Коэффициент шума (F) показывает, во сколько раз на данной частоте мощность шума в выходном сигнале усилителя, приведённом ко входу, превосходит мощность шума, генерируемого внутренним сопротивлением источника сигнала.

$$F = \frac{V_{N_IN_общ}^2 + V_{N_IN_S}^2}{V_{N_IN_S}^2} = \frac{E_{N_изм}^2}{4kTR_S} = \frac{4kTR_{N_экв}}{4kTR_S} = \frac{R_{N_экв}}{R_S},$$

где $V_{N_IN_общ}$ — общее напряжение шума на входе усилителя, определяемое его шумовыми свойствами; $V_{N_IN_S}$ — напряжение шума, генерируемого внутренним сопротивлением источника сигнала (R_S); $R_{N_экв}$ — эквивалентное шумовое сопротивление; $E_{N_изм}$ — измеренная ЭДС шума (среднеквадратичное значение).

Наиболее удобен и чаще всего применяется логарифмический коэффициент шума (NF — noise factor):

$$NF = 10\lg(F).$$

Для расчёта напряжения шума на выходе усилителя удобно использовать шумовую модель ОУ, изображённую на **Рис. 1.34**. Согласно этой схеме, спектральная плотность выходного напряжения шума определяется соотношением

$$e_{N_OUT}^2 = K_N^2 [e_{N1}^2 + (i_{N1}^+ R_S)^2 + 4kT(R_S + R_1 || R_2)] + (i_{N1}^- R_2)^2 + (e_{N1} K_N)^2 + [e_{N2} (K_N - 1)]^2,$$

где $K_N = 1 + R_2/R_1$ — коэффициент усиления шума, равный коэффициенту усиления неинвертирующего усилителя; e_{N1} и e_{N2} — спектральные плотности шумов источников входных напряжений соответственно V_1 и V_2 .

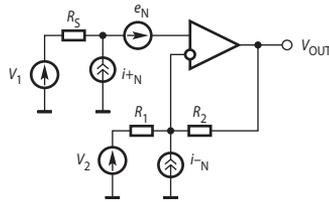


Рис. 1.34. Шумовая модель ОУ.

Среднеквадратичное значение шумового напряжения на выходе усилителя определяется по формуле

$$E_{N_OUT}^2 = \int_0^{\infty} e_{N_OUT}^2(f) |W(jf)| df .$$

Здесь $W(s)$ — передаточная функция усилителя, нормированная относительно K_N . В простейшем случае, при постоянной e_{N_OUT} и АЧХ усилителя такой, как у полосового фильтра второго порядка

$$E_{N_OUT}^2 = e_{N_OUT}^2 \cdot (1.3 f_B - 0.8 f_H) ,$$

где f_B и f_H — соответственно верхняя и нижняя граничные частоты фильтра.

1.8.2. Динамические параметры ОУ

Параметры, характеризующие быстродействие ОУ, можно разделить на две группы: параметры для малого и большого сигналов. К первой группе динамических параметров относятся: полоса пропускания (f_B), частота единичного усиления (f_T), произведение коэффициента усиления на полосу пропускания, или усиление-полоса ($K_V f_B$) и время установления ($t_{уст}$). Эти параметры называются малосигнальными, т. к. они измеряются в линейном режиме работы каскадов ОУ ($\Delta V_{вых} \leq 1$ В). Ко второй группе относятся скорость нарастания выходного напряжения (ρ) и мощностная полоса пропускания (f_P). Эти параметры измеряются при большом дифференциальном входном сигнале ОУ (более 50 мВ). Некоторые из этих параметров рассмотрены выше.

Произведение усиления на полосу (GBP — Gain Bandwidth Product) характеризует частотные свойства пропускания ОУ с обратной связью. Для ОУ с полной частотной коррекцией GBP равно f_T . В этом случае полоса пропускания ОУ (f_{OC}) при неинвертирующем включении с коэффициентом усиления K определяется по формуле

$$f_{OC} = f_T / K .$$

Для усилителей без внутренней коррекции полоса пропускания в аналогичном включении равна

$$f_{OC} = GBP / K .$$

Несложно убедиться, что для ОУ с полной частотной коррекцией две последние формулы дают одинаковый результат.

Время установления отсчитывается по переходной характеристике от момента подачи на вход ОУ ступеньки входного напряжения до момента, когда в последний раз станет справедливым равенство

$$\left| \frac{V_{OUT}(t \rightarrow \infty) - V_{OUT}(t)}{V_{OUT}(t \rightarrow \infty)} \right| \cdot 100\% = \delta ,$$

где δ — допустимая ошибка (Рис. 1.35).

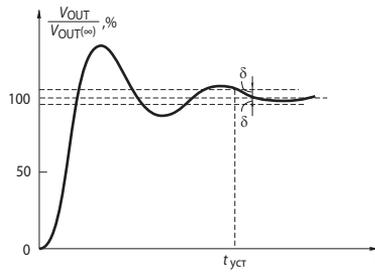


Рис. 1.35. Переходная характеристика ОУ.

Мощностная полоса пропускания ОУ определяется по виду амплитудно-частотной характеристики, снятой при максимально возможной амплитуде неискажённого выходного сигнала. Вначале на низких частотах устанавливают такую амплитуду сигнала от генератора гармонических колебаний, чтобы амплитуда выходного сигнала V_{OUT_MAX} немного не доходила до границ насыщения усилителя. Затем увеличивают частоту входного сигнала. Мощностная полоса пропускания (f_p) соответствует значению V_{OUT_MAX} равному 0.707 от первоначального значения. Величина мощностной полосы пропускания снижается при увеличении ёмкости корректирующего конденсатора.

1.8.3. Параметры, характеризующие усиление сигналов переменного тока

Эти характеристики имеют особое значение для аудиоусилителей и скоростных ОУ, применяемых чаще всего в системах телекоммуникаций.

Отношение сигнал/шум (SNR) — это отношение среднеквадратичного значения входного сигнала к среднеквадратичному значению шума, который определяется как сумма всех остальных спектральных компонент, включая гармоники, но исключая постоянную составляющую, для входного сигнала (–1 дБ) от полной шкалы.

Отношение сигнал/(шум + искажения) (SINAD) по смыслу мало отличается от рассмотренного выше отношения сигнал/шум (SNR) за исключением добавленных искажений, важных при конструировании аудио- и радиотехники. Сигнал — это среднеквадратичное значение основной гармоники. (Шум + искажения) — это среднеквадратичное значение суммы всех остальных компонент, кроме основной гармоники и постоянной составляющей.

Суммарный коэффициент гармоник (THD) — это отношение среднеквадратичного значения суммы гармоник к среднеквадратичному значению основной гармоники, выраженное в дБ. Определяется по формуле

$$THD = 10 \lg[(V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_i^2) / V_1^2],$$

где V_1 — среднеквадратичное значение основной гармоники, а $V_2 \dots V_i$ — среднеквадратичные значения гармоник от второй до i . Обычно $i = 6$ или 9 .

Динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (SFDR) — это выраженная в дБ разность между среднеквадратичными значениями основной составляющей входного сигнала и максимальной паразитной составляющей (максимальной гармоникой или шумовой компонентой).

Интермодуляционные искажения (IMD). Когда на вход усилителя подаётся сигнал, представляющий собой сумму двух синусоид с разными частотами, f_a и f_b , то вследствие нелинейности переходной характеристики ОУ, в выходном сигнале будут присутствовать составляющие с суммарными и разностными частотами $m f_a \pm n f_b$, где m и $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ Интермодуляционными членами называются те, для которых ни m , ни n не равны нулю.

Например, члены второго порядка — это $(f_a + f_b)$ и $(f_a - f_b)$, а члены третьего порядка — $(2f_a + f_b)$, $(2f_a - f_b)$, $(f_a + 2f_b)$ и $(f_a - 2f_b)$. Если ОУ тестируется с использованием международного стандарта CCIF, то на его вход подаются две синусоиды с частотами вблизи верхней граничной частоты входного сигнала. В этом случае частоты членов 2-го и 3-го порядка имеют существенно различное значение. Члены 2-го порядка обычно значительно отстоят по частоте от входных синусоид, тогда как частоты членов 3-го порядка обычно близки ко входным частотам. Вследствие этого члены 2-го и 3-го порядка в спецификациях указываются отдельно. Наиболее важны члены третьего порядка. IMD вычисляется аналогично TND и равно отношению среднеквадратичных значений суммы отдельных интермодуляционных искажений к среднеквадратичному значению основной гармонике, выраженному в дБ.

Коэффициент подавления двухтональных интермодуляционных искажений. Это отношение мощности одного из двух входных сигналов к мощности максимальной интермодуляционной компоненты 3-го порядка.

1.8.4. Эксплуатационные параметры ОУ

Эксплуатационные параметры ОУ определяют допустимые режимы работы его входных и выходных цепей и требования к источникам питания, а также температурный диапазон работы усилителя. Ограничения эксплуатационных параметров обусловлены конечными значениями пробивных напряжений и допустимыми токами через транзисторы ОУ. К основным эксплуатационным параметрам относятся: номинальное значение питающего напряжения (V_{CC}); допустимый диапазон питающих напряжений; ток, потребляемый от источника (I_S); максимальный выходной ток (I_{OUT_MAX}); максимальные значения выходного напряжения при номинальном питании; максимально-допустимые значения синфазных и дифференциальных входных напряжений.

1.9. Типы операционных усилителей

В настоящее время в мире изготавливаются сотни наименований интегральных ОУ. Всё это многообразие можно разделить на группы, объединённые общей технологией и схемотехникой, точностными, динамическими или эксплуатационными характеристиками, причём эти группы могут пересекаться, т. е. включать общие элементы.

С точки зрения внутренней схемотехники ОУ можно разделить на биполярные, биполярно-полевые и КМОП (на комплементарных полевых транзисторах с изолированным затвором). В биполярно-полевых ОУ полевые транзисторы с управляющим *pn*-переходом или МОП-транзисторы обычно используются в качестве входных в дифференциальном входном каскаде. За счёт этого достигается высокое входное сопротивление и малые входные токи.

Большая часть номенклатуры ОУ относится к *усилителям общего назначения*. Это дешёвые усилители среднего быстродействия, невысокой точности и малой выходной мощности. Обычные параметры: $K_V = 20\,000 \dots 200\,000$; $V_{OFF} = 0.1 \dots 20$ мВ; $f_T = 0.1 \dots 10$ МГц. Типичные примеры: 140УД6, 140УД8, 153УД6, LF411.

Характерным представителем современных ОУ общего назначения является TS321 фирмы Texas Instruments. Этот усилитель выполнен по классической схеме, происходящей от схемы ОУ $\mu A741$, разработанного Д. Фуллагаром ещё в 1968 г. Поэтому интересно сравнить параметры (типичные значения) TS321 и $\mu A741$, выпускаемого этой же фирмой. Важнейшие параметры этих ОУ приведены ниже.

Таблица 1.1. Сравнение параметров ОУ TS321 и μ A741

Модель	TS321	μ A741
Напряжение питания, В	$\pm 1.5 \dots \pm 15$	$\pm 3.5 \dots \pm 18$
K_V , В/мВ	100	200
$V_{см}$, мВ	0.5	6
$I_{вх}$, нА	20	80
I_p , нА	2	20
КОСС, дБ	85	90
GBP, МГц	0.8	1
ρ , В/мкс	0.4	0.5
$I_{пот}$, мА	0.6	2.8
Выходной ток короткого замыкания, мА	40	25

Из сравнения видно, что у новейшей модели расширен диапазон питающих напряжений в сторону понижения, снижены смещение нуля, входные токи и, в особенности, их разность. При заметном снижении потребляемого тока мощность выходного каскада возросла.

Близкие характеристики имеют выпускаемые фирмой National Semiconductor двухканальный LM2904 и четырёхканальный LM2902. Ещё один пример — недорогой низковольтный AD8515 фирмы Analog Devices, имеющий входное и выходное напряжение от шины до шины (RRIO — Rail-to-Rail Input/Output) и лучшие динамические характеристики (GBP = 5 МГц). Для этой группы ОУ характерной является низкая цена (менее \$0.3 при оптовых поставках).

Быстродействующие усилители при средних точностных параметрах имеют высокие динамические характеристики ($f_t > 20$ МГц, $\rho > 10$ В/мкс). Быстродействие ОУ ограничивает два обстоятельства. Во-первых, в состав входного дифференциального усилителя входят p - n - p -транзисторы, относительно низкочастотные из-за меньшей подвижности дырок по сравнению со свободными электронами. Во-вторых, скорость нарастания ограничена скоростью заряда корректирующего конденсатора C_K (см. п. 1.6.4). Влияние первого фактора устраняют, используя во входном каскаде более быстродействующие p -канальные полевые транзисторы. Увеличить скорость заряда C_K можно, либо увеличив ток дифференциального каскада, либо уменьшив ёмкость C_K . В первом случае увеличивается ток потребления ОУ, а во втором ухудшается устойчивость. Повысить устойчивость можно, вводя дополнительные фазопережающие звенья в схему усилителя или вне его. Выше, в п. 1.6.1, описан ОУ LM118 как пример применения фазопережающей коррекции. Со времени создания этого усилителя существенно снижены размеры элементов схем ОУ. Как следствие, это привело к уменьшению межэлектродных ёмкостей и улучшению частотных свойств транзисторов. Типичные примеры высокочастотных ОУ обычного типа (с сигналом обратной связи в виде напряжения): 574УД3, 154УД4, AD825, AD8042, LM6165. Заметное повышение скорости нарастания выходного напряжения даёт применение токовой обратной связи в ОУ (см. п. 3.1).

Выпускаемые модели быстродействующих ОУ можно условно разбить на две группы:

- ОУ с умеренным быстродействием и высокими точностными параметрами;
- ОУ с высоким быстродействием и посредственными точностными параметрами.

ОУ первой группы предназначены для применения в широкополосных предусилителях для фотодиодов и ультразвуковых датчиков, широкополосных составных усилителях. Из усилителей этой группы одними из наиболее точных являются одно/двух/четырёхканальные КМОП ОУ AD8615/6/8, которые обладают типичными значениями смещения нуля 23 мкВ, входных токов — 0.2 пА при низком уровне шума (8 нВ/Гц^{0.5}) и хороших

динамических характеристиках ($GBP = 24$ МГц, $\rho = 12$ В/мкс). Но вот AD8067, хотя и несколько проигрывает ему по точности (типично $V_{OFF} = 200$ мкВ, $I_{IN} = 1$ пА, $K_V = 900$ В/мВ), зато значительно превосходит по быстродействию ($GBP = 200$ МГц, $\rho = 640$ В/мкс). Этот усилитель устойчив при $K > 8$ и обладает выходом от шины до шины при широком диапазоне напряжения питания (5...24 В).

Фирма Texas Instruments выпускает быстродействующий ОУ THS4601 для двухполярного питания от ± 5 до ± 15 В. Располагая неплохими точностными параметрами (типично $V_{OFF} = 1$ мВ, $I_{IN} = 30$ пА, $K_V = 200$ В/мВ), он характеризуется также высоким быстродействием ($GBP = 180$ МГц, $\rho = 100$ В/мкс). В отличие от предыдущей модели, он устойчив при любом коэффициенте усиления вплоть до единицы.

Ещё более высокими динамическими характеристиками при неплохой точности обладает LMH6624. При типичных $V_{OFF} = 100$ мкВ, $K_V = 20$ В/мВ его динамические характеристики ($GBP = 1.5$ ГГц, $\rho = 400$ В/мкс) являются рекордными для ОУ этой группы. Входные токи великоваты (13 мкА), но малая разность токов (типично 100 нА) позволяет путём правильного выбора номиналов резисторов обратной связи уменьшить напряжение смещения нуля, обусловленное входными токами. Усилитель может питаться от источников 5...12 В, в том числе однополярных, отдавая в нагрузку до 100 мА. Минимальный коэффициент усиления — 10. Изготовитель рекомендует использовать его в том числе и в профессиональных аудиосистемах. LMH6624 имеет прекрасные шумовые характеристики: спектральная плотность шума на частоте 1 МГц составляет всего 0.92 нВ/Гц^{0.5}.

Быстродействующие ОУ второй группы применяются в оборудовании высокочастотных линий связи, в качестве драйверов для скоростных АЦП, выходных буферов скоростных ЦАП высокого разрешения, в том числе входящих в состав генераторов сигналов произвольной формы, а также в качестве видеоключей. С точки зрения схемотехники такие ОУ делятся на две группы: ОУ с обратной связью по напряжению (ОСН-усилители) и ОУ с обратной связью по току (ОСТ-усилители). Некоторые модели усилителей этой группы лишь с натяжкой можно назвать операционными — они имеют лишь один каскад усиления напряжения и, как следствие, довольно низкий коэффициент усиления (менее 10000). Зато практически нет проблем с устойчивостью и не требуется коррекции. Эти усилители применяются в основном для усиления видеосигналов, в качестве буферов для высокоскоростных АЦП, драйверов для высокочастотных линий передачи и т. п. Примеры: MAX4450, THS4271. Более детально усилители этого типа будут рассмотрены в главе 3.

Прецизионные ОУ имеют высокий дифференциальный коэффициент усиления по напряжению, малое напряжение смещения нуля и малый входной ток обычно при низком быстродействии. Первый интегральный ОУ, который можно отнести к классу прецизионных — LM108, был разработан Р. Видларом в 1969 г. на базе так называемых супер-бета транзисторов. Усилитель содержит два дифференциальных каскада, первый из которых имеет резистивную нагрузку, а второй — токовое зеркало. Коэффициент $K_V = 300\,000$. В дальнейшем эта схема была доработана другими инженерами в многочисленных моделях прецизионных усилителей без периодической компенсации дрейфа. В частности, автор ОУ $\mu A725$ (153УД5) Джордж Ирди добавил ещё один каскад усиления по напряжению, что привело к усложнению частотной коррекции. В 1975 г. Дж. Ирди применил новую технику настройки смещения ОУ (путём шунтирования резисторов в цепи компенсации входных токов с помощью закорачивания параллельно включённого стабилитрона) и сложную внутреннюю коррекцию, что весьма упростило работу с ОУ. В результате появился знаменитый OP07 (140УД17), который впоследствии послужил основой для OP77, OP177 и семейства OPx177 фирмы Analog Devices. В этих и других усилителях без компенсации дрейфа снижение напряжения смещения нуля осуществляется лазерной подгонкой на кристалле, либо применением технологии *DigiTrim*.

Радикально уменьшить напряжение смещения нуля позволяет применение модуляции-демодуляции (в настоящее время практически не применяется), либо периодическая компенсация дрейфа (прерывание). Типичные примеры прецизионных усилителей: AD8675, LTC6078, MAX4237 (без прерывания), LMP2011, MAX4239, AD8628 (с прерыванием).

Усилители с прерыванием выполняют по КМОП-технологии, поэтому их входные токи очень малы (например, у AD8628 типично 30 пА), однако для ОУ, используемых в рН-метрах, электрометрических усилителях, измерителях сверхмалых токов и др., требуются значительно меньшие входные токи. Один из лучших в отрасли, ОУ LMP7731 фирмы National Semiconductor, имеет типичное значение входных токов при комнатной температуре ± 3 фА ($\pm 3 \cdot 10^{-15}$ А). При таком токе через поперечное сечение проводника проходит в среднем один электрон за 50 мкс (довольно большое время для электроники).

Микроомные ОУ используются в приборах, получающих питание от гальванических или аккумуляторных батарей. К микроомным в настоящее время следует отнести ОУ, имеющие собственный ток потребления не более 50 мкА. Для этих усилителей характерны плохие динамические характеристики и высокий уровень шума напряжения, в то время как точностные параметры могут быть высокими. Микроомные ОУ используются в системах с батарейным питанием, где не требуется высокое быстродействие или низкий уровень шума. Все микроомные ОУ рассчитаны на работу с однополярным питанием и имеют выход от шины до шины (а некоторые также и вход).

Примером прецизионного микроомного ОУ может служить LT1672. Его точностные параметры: $K_V = 500$ В/мВ, $V_{OFF} = 150$ мкВ, $I_{IN} = 250$ пА. Ток, потребляемый без нагрузки, — 1.5 мкА, а максимальный ток нагрузки — всего 0.5 мА. Диапазон питающих напряжений 2.2...30 В. Этот усилитель, как и все микроомные ОУ, обладает низким быстродействием ($GBP = 12$ кГц, $\rho = 0.005$ В/мкс) и значительным уровнем шума — 185 нВ/Гц^{0.5}.

Ещё один микроомный прецизионный ОУ — ОРА336 фирмы Texas Instruments — обладает прекрасными точностными параметрами: $K_V = 500$ В/мВ, $V_{OFF} = 60$ мкВ, $I_{вх} = 1$ пА. Этот усилитель потребляет всего 20 мкА от источника напряжения 2.3...5.5 В. Он способен отдать в нагрузку ток до 5 мА и является более быстродействующим, чем предыдущая модель ($GBP = 100$ кГц, $\rho = 0.03$ В/мкс).

Фирма Maxim является ведущей по микроомным ОУ. Она производит довольно много моделей таких усилителей. Например, усилители MAX4464/70 имеют типичное потребление 0.6 мкА, при $V_{CC} = 1.8$ В. Декомпенсированный MAX4464, устойчивый при $K \geq 5$, обладает $GBP = 40$ кГц, что совсем неплохо для наноамперного ОУ. Усилитель MAX4289 способен работать при напряжении питания 1 В (один никель-металлогидридный аккумулятор), а ОУ MAX4036, потребляя на холостом ходу только 0.8 мкА, может отдать в нагрузку ток до 13 мА.

Многие фирмы выпускают *многоканальные ОУ*. Это микросхемы, имеющие на одном кристалле два, три или четыре однотипных ОУ. Например, 140УД20 имеет в своём составе два ОУ 140УД7. Микроомные MAX406/407/409 включают соответственно один, два и четыре однотипных усилителя. При построении схем на многоканальных ОУ возникает необходимость в снижении *уровня перекрёстных связей* между усилителями, которые могут достигать 100% на высоких частотах. Так, например, гармонический сигнал частотой 10 МГц проходит со входа одного усилителя двухканальной ИМС THS4052 на выход другого усилителя практически без ослабления. Включение блокирующих конденсаторов по питанию позволяет существенно ослабить эти связи. На **Рис. 1.36** приведена АЧХ коэффициента перекрёстной связи между каналами ОУ AD822 с подключёнными к выводам питания типовыми блокирующими конденсаторами. Каждый из усилителей нагружен на резистор 5 кОм.

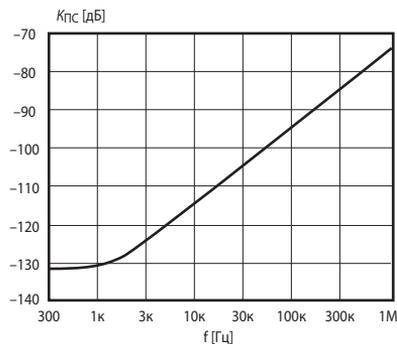


Рис. 1.36. АЧХ коэффициента перекрёстной связи между каналами ОУ AD822.

Мощные и высоковольтные ОУ. Большинство типов ОУ общего применения рассчитаны на напряжение питания ± 15 В. Некоторые допускают питание от источников вплоть до ± 22 В. Этого совершенно недостаточно для управления, например, пьезоэлектрическими преобразователями, для некоторых физических и биологических исследований. Поэтому промышленность производит *высоковольтные* ОУ, допускающие более высокие питающее и выходное напряжения. К высоковольтным относят ОУ, имеющие разность положительного и отрицательного питающих напряжений свыше 50 В. Проблема повышения напряжений в интегральных полупроводниковых (монокристаллических) ОУ связана с трудностью создания интегральных высоковольтных транзисторов и прочной изоляции между элементами на кристалле. Поэтому большинство ОУ с напряжением питания свыше 100 В изготавливаются в виде гибридных ИМС. В то же время, фирма Arrex Microtechnology (США) производит полупроводниковый интегральный ОУ RA41 с номинальным напряжением питания ± 175 В, выходным напряжением ± 165 В и выходным током до 60 мА. Одна из наиболее высоковольтных моделей этой фирмы — гибридный RA89 с напряжением питания до ± 600 В и выходным током до 75 мА. Он может обеспечить на нагрузке размах напряжения до ± 570 В, а при включении двух усилителей RA89 по мостовой схеме (см. Рис. 1.46) — до ± 1140 В!

Гибридные усилители очень дороги, поэтому большой интерес представляют монокристаллические усилители, допускающие высокое напряжение питания. Из последних моделей интерес представляет семейство ОРА45х фирмы Texas Instruments. В частности, усилители ОРА452/3 могут питаться напряжением от ± 10 до ± 40 В при токе нагрузки до 50 мА. ОРА452 имеет при полной внутренней частотной коррекции произведение усиления-полоса (GBP) 1.8 МГц, а декомпенсированный ОРА453, устойчивый при $K > 5$, — 7.5 МГц. Усилитель ОРА454 этого же семейства допускает напряжение питания от ± 10 до ± 50 В при токе нагрузки до 50 мА и выпускается в малогабаритном корпусе SOIC-8. Один из его выводов может генерировать сигнал о перегреве усилителя.

ОУ общего применения обычно допускают выходной ток до 5 мА. Для управления мощной нагрузкой применяются *мощные* ОУ. К мощным обычно относят усилители с выходным током свыше 100 мА. Примером полупроводникового интегрального мощного ОУ может служить знаменитый LM12 с выходным током до 10 А и рассеиваемой мощностью до 90 Вт. Фирма Arrex Microtechnology некоторое время выпускала сверхмощный гибридный ОУ RA30, допускающий выходной ток до 100 А и способный отдавать в нагрузку мощность до 2000 Вт при жидкостном охлаждении. В настоящее время наиболее мощный усилитель, выпускаемый этой фирмой, гибридный RA52 с выходным током до 40 А, напряжением питания ± 100 В и максимальной рассеиваемой мощностью до 400 Вт. Боль-

шой интерес представляет монолитный сдвоенный PA29 с напряжением питания до ± 20 В и выходным током до 2.5 А оптимизированный для мостового включения.

В связи с неудовлетворительным сбытом своих гибридных усилителей фирма Apex Microtechnology начала выпуск ОУ нового типа, так называемых «Open Frame». Эта конструкция представляет собой не что иное, как печатную плату, на которой установлены дискретные SMD-компоненты, т. е. возврат к модульным ОУ. Один из усилителей этого типа — MP108A — при напряжении питания ± 100 В отдаёт в нагрузку ток до 10 А. Установленный на радиатор, он способен рассеять мощность до 100 Вт. Усилитель обладает неплохими точностными параметрами: типично $K_V = 63$ В/мВ, $V_{OFF} = 1$ мВ, $I_{IN} = 70$ пА при небольшом шуме (примерно 10 нВ/Гц^{0.5}), и хорошим быстродействием ($GBP = 10$ МГц, $\rho = 170$ В/мкс, мощностная полоса составляет 300 кГц).

Из новых моделей усилителей этого класса можно отметить монолитный ОУ LM675 фирмы National Semiconductor, наследник LM12. Его выходной ток может достигать 3 А при напряжении питания $\pm 8 \dots \pm 30$ В. LM675 имеет неплохие точностные и динамические характеристики и выпускается в пятивыводном корпусе TO-220. Максимальная рассеиваемая мощность — 30 Вт.

Ещё одна интересная модель — OPA567 от Texas Instruments. Это низковольтный ОУ (напряжение питания 2.7...5.5 В), который способен отдать в нагрузку ток до 2 А. Усилитель изготавливается в малогабаритном корпусе (6×6 мм), предназначенном для монтажа на поверхность. Из других особенностей: напряжение входа и выхода от шины до шины, высокий $K_V = 2000$ В/мВ и низкий входной ток — 1 пА.

В Табл. 1.2 приведены основные параметры некоторых моделей ОУ различных типов.

Таблица 1.2. Основные параметры ОУ различных типов

Наименование ОУ	Напр. питания [В]	Коэфф. усиления [В/мВ]	КОСС [дБ]	V_{OFF} [мкВ]	Входн. ток [нА]	Разность входных токов [нА]	GBP [МГц]	Скор. нараст. [В/мкс]	Ток погр. [мА]	Макс. вых. ток [мА]	ϵ_n [нВ/Гц]	Примечание
ОУ общего применения												
140УД6	$\pm 5 \dots \pm 18$	50	70	6000	50	10	1	2.5	4	5	45	—
140УД7	$\pm 5 \dots \pm 18$	50	70	4000	200	55	0.8	0.7	3	5	24	—
140УД8	$\pm 6 \dots \pm 18$	50	80	20000	0.2	0.15	1	5	5	5	18	ОУ с ПТ на входе
K1476УД3	5	30	70	3000	0.1	—	7	18	10	35	—	RRIO, программируемый, четырёхканальный
LF441	$\pm 5 \dots \pm 18$	25	70	5000	0.1	—	4	15	0.25	4	—	ОУ с ПТ на входе
AD820	3...36	1000	80	100	0.002	0.002	1.8	3	0.62	15	16	ОУ с ПТ на входе
TS321	$\pm 1.5 \dots \pm 15$	100	85	500	20	2	0.8	0.4	0.6	40	50	—
LM2904	$\pm 1.5 \dots \pm 16$	100	85	2000	45	3	1.2	0.2	0.5	40	—	Двухканальный
AD8515	1.8...5	400	50	1000	0.002	0.001	5	2.7	0.3	20	22	RRIO
AD8591	2.5...6	30	47	5000	0.005	0.001	3	5	0.75	250	30	Есть вывод «Shut Down»
OPA363	1.8...5.5	100	90	500	0.001	0.001	7	5	0.65	20	17	Есть двух- и четырёхканальн.

Продолжение таблицы 1.2

Наименование ОУ	Напр. питания [В]	Коэфф. усиления [В/мВ]	КОСС [дБ]	V_{OFF} [мкВ]	Входн. ток [нА]	Разность входных токов [нА]	GBW [МГц]	Скор. нараст. [В/мкс]	Ток погр. [мА]	Макс. вых. ток [мА]	e_N [нВ√Гц]	Примечание
LM8262	2.5...22	20	100	700	1000	30	24	15	2.5	40	15	Устойчив при любой ёмкости на выходе
Прецизионные ОУ												
MAX400	±3...±18	1000	120	10	1	—	0.6	0.3	—	5	—	—
ICL7652	±2.5...±8	1000	120	5	0.03	—	0.45	0.6	2	—	—	ОУ с прерыванием
OP177	±3...±18	5000	130	10	1.5	1	0.6	0.3	1.6	10	11	Развитие линии OP07, OP77
LMC6001	±5...±15	5000	75	350	25 фА	—	1.3	1.5	0.75	20	—	Сверхвысокое $R_{вх}$
AD797	±5...±18	1000	114	40	900	0.075	20	12.7	10.5	50	1.2	Сверхмалый шум
OP1177	±2.5...±15	2000	126	15	0.5	0.2	1.3	0.7	0.5	10	8	Есть двух- и четырёхканальн.
AD8675	±5...±18	2000	130	10	0.5	0.1	10	2.5	2.3	20	2.8	RRO
LTC6078	2.5...5.5	3000	110	7	0.0002	0.0001	0.75	0.05	0.054	8	18	Сдвоенный
AD8603	1.8...5	1000	100	12	0.0002	0.0001	0.4	0.1	0.04	80	25	RRIO
MAX4237	2.4...5.5	2000	102	5	0.001	0.001	7.5	1.3	0.35	10	14	$K > 5$
LMP7701	2.7...12	5000	138	37	0.0002	40 фА	2.5	1.1	0.8	80	9	RRIO
LMP7721	1.8...5.5	1000	100	26	3 фА	—	17	12.7	1.3	10	6.5	Электрометрический ОУ
AD8615	2.7...5.5	1500	100	23	0.0002	0.0001	24	12	1.7	150	10	Есть двух- и четырёхканальн.
AD8661	5...16	420	110	30	0.0003	0.0002	4	3.5	1.2	140	12	—
LMP2011	2.7...5.5	3000	130	0.12	0.003	0.006	3	4	0.9	12	35	Есть двухканальный
LTC2054 HV	2.7...12	5600	130	0.5	0.003	0.006	0.5	0.5	0.175	4	—	Шум 1.6 мкВ пп, 0...10 Гц
AD8628	2.7...5.5	18000	140	1	0.03	0.05	2.5	1	0.85	30	22	Шум 0.5 мкВ пп, 0...10 Гц
MAX4239	2.7...5.5	30000	140	0.1	0.001	0.002	6.5	1.6	0.6	20	—	$K > 10$
Микро мощные ОУ												
LT1672	2.2...36	500	106	150	0.25	0.02	0.012	0.005	0.0015	1	185	$K > 5$
OPA336	2.3...5.5	560	90	60	0.001	0.001	0.1	0.03	0.02	4	40	Есть двух- и четырёхканальный
MAX4464	1.8...5.5	1000	95	500	0.2	0.012	0.04	0.02	600 нА	10	150	$K > 5$
MAX4289	1...5.5	300	110	200	5	0.5	0.017	0.006	0.01	18	—	Самый низковольтный ОУ
MAX4036	1.4...3.6	240	76	200	0.001	0.0003	0.004	0.004	800 нА	10	500	Есть двухканальный

Продолжение таблицы 1.2

Наименование ОУ	Напр. питания [В]	Коэфф. усиления [В/мВ]	КОСС [дБ]	V_{OFF} [мкВ]	Входн. ток [нА]	Разность входных токов [нА]	GBW [МГц]	Скор. нараст. [В/мкс]	Ток потр. [мА]	Макс. вых. ток [мА]	ϵ_N [нВ/Гц]	Примечание
LPV511	2.7...12	300	115	200	0.11	0.001	0.027	0.008	880 нА	0.5	320	RRIO
OP281	2.7...12	13	95	1500	3	0.1	0.095	0.025	0.003	1	75	Есть двухканальный
Высоковольтные и мощные ОУ												
PA03	±15...±75	—	500	3000	0.05	—	5	10	—	30000	—	
PA89A	±75...±600	1000	28	500	0.01	—	7	16	5	75	—	Гибридная ИМС
OPA544T	±10...±35	100	40	1000	0.015	—	1.5	8	12	4000	—	Тепловая защита
OPA454	±10...±50	3000	146	200	0.0014	0.2 пА	2.5	13	4	50	35	Тепловая защита
PA52A	±3...±100	130	100	2000	0.01	—	3	50	30	40000	—	Мощность 400 Вт
PA240	±50...±175	63	94	25 000	0.05	—	3	30	2.2	600	—	Мощность 14 Вт, монолитный
MP108A	±15...±100	63	92	1000	0.07	—	10	170	50	12000	—	Мощность 100 Вт
LM675	±8...±30	30	90	1000	200	50	5.5	8	18	3000	—	Мощность 30 Вт, $K > 10$
OPA567	2.7...5.5	2000	100	500	0.001	0.001	1.2	1.2	9	2000	12	Температурная защита
LT1970	5...36	150	105	200	160	—	3.6	1.6	7	500	15	Настраиваемое ограничение тока
TPA12A	±10...±50	300	100	1000	10	5	4	4	25	15000	20	Мощность 600 Вт

1.10. Улучшение параметров операционных усилителей

Как правило, ОУ, обладающий хорошими характеристиками одного типа, например, быстродействием, проигрывает в других отношениях. В результате проектировщик электронных схем оказывается в ситуации Агафьи Тихоновны из гоголевской «Женитьбы»: «Если бы губы Никанора Ивановича да приставить к носу Ивана Кузьмича, да взять сколько-нибудь развязности, какая у Балтазара Балтазарыча, да, пожалуй, прибавить к этому ещё дородности Ивана Павловича...». Всё же положение инженера лучше, поскольку он всё-таки может скомбинировать из нескольких усилителей один, но с очень хорошими свойствами.

1.10.1. Снижение напряжения смещения нуля

Усилители с периодической компенсацией дрейфа отличаются низким значением напряжения смещения нуля при сравнительно невысокой стоимости. Вместе с тем их быстродействие и шумовые параметры оставляют желать лучшего. Соединив два усилителя

по схеме, представленной на **Рис. 1.37**, получим инвертирующий усилитель, совмещающий достоинства своих частей. Идея схемы очень проста. Усилитель Y_1 (усилитель автоматической балансировки) имеет низкое напряжение смещения нуля, высокий коэффициент усиления по постоянному току и пренебрежимо малый входной ток (как раз этими достоинствами отличаются усилители с периодической компенсацией дрейфа). В установленном режиме ток через конденсатор C интегратора не течёт ($I_R = 0$). Пусть $V_{IN} = 0$. В таком случае

$$V_n - V_{OFF_1} = I_R R = 0,$$

где V_{OFF_1} — напряжение смещения нуля Y_1 . Следовательно, напряжение на инвертирующем входе усилителя Y_2 (основного) равно напряжению смещения нуля усилителя Y_1 . Фильтр $R_\Phi C_\Phi$ предназначен для сглаживания шума на выходе Y_1 .

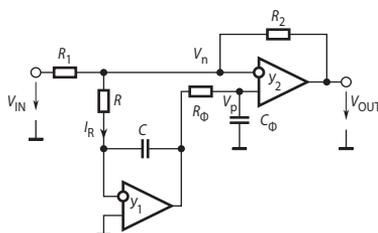


Рис. 1.37. Схема составного ОУ.

Схема образует замкнутый контур: интегратор на Y_1 — фильтр $R_\Phi C_\Phi$ — усилитель Y_2 — делитель $R_1 R_2$. Этот контур имеет высокое усиление и, как минимум, три полюса передаточной функции. Для обеспечения устойчивости следует выбирать RC и $R_\Phi C_\Phi$ большими, причём $RC \gg R_\Phi C_\Phi$. Повышенная инерционность контура балансировки нуля не сказывается на качестве схемы, поскольку температурный и временной дрейфы ОУ развиваются очень медленно.

Многие электронные схемы (в частности, измерительные) работают в кратковременном или повторно-кратковременном режиме, когда короткий интервал приёма и обработки входного сигнала сменяет продолжительная пауза, в течение которой выходной сигнал схемы игнорируется оконечным устройством (например, микроконтроллером). В этом случае основной усилитель может сам компенсировать свой дрейф. Схема с самонастройкой нуля приведена на **Рис. 1.38**. Автоматическая коррекция дрейфа выполняется путём запоминания напряжения смещения V_{OFF} на конденсаторе и последующего вычитания запомненного напряжения из входного напряжения усилителя.

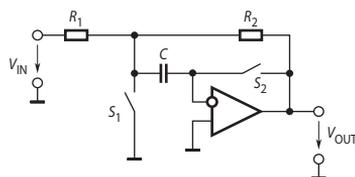


Рис. 1.38. Схема ОУ с самонастройкой нуля.

В паузе ключи S_1 и S_2 замкнуты и усилитель оказывается включённым в режиме неинвертирующего повторителя, коэффициент которого равен $K_V / (K_V + 1)$, т. е. весьма близок к единице. На выходе ОУ и, следовательно, на конденсаторе C устанавливается напряжение, равное V_{OFF} . Длительность паузы должна быть не меньше времени завершения пере-

ходных процессов с необходимой точностью. В режиме приёма входного сигнала ключи S_1 и S_2 замыкаются и запомненное на конденсаторе напряжение компенсирует напряжение смещения усилителя.

Поскольку в режиме паузы усилитель охвачен отрицательной обратной связью, добавляющей полюс передаточной функции контура обратной связи (ёмкостная нагрузка!), необходимо принять меры для обеспечения устойчивости. С этой целью последовательно с ключом S_2 и конденсатором могут быть включены резисторы.

Максимальная длительность интервала приёма сигнала ограничена скоростью заряда конденсатора током утечки ключа S_2 и входным током усилителя.

1.10.2. Повышение устойчивости ОУ

Часто разработчик электронной аппаратуры попадает в ситуацию, когда вроде бы правильно спроектированная схема с ОУ и, даже больше того, схема, нормально работавшая на макетной плате, будучи перенесена на окончательную печатную плату, начинает возбуждаться. Скорее всего здесь дело в неудачном рисунке печатной платы, создающем повышенную входную ёмкость ОУ. Эта ёмкость совместно с резисторами обратной связи образует фильтр нижних частот, добавляющий полюс в передаточную функцию петли. При единичном производстве перепроектировать и переделывать печатную плату слишком накладно. Кроме того, нельзя поручиться, что после переделки ситуация улучшится. Автор в своё время немало помучился с быстродействующим двухканальным ОУ 574УД2. Какие же меры типа «подогнать по месту напильником» можно предпринять в этом случае?

Самый простой, «ломовой», метод заключается в уменьшении петлевого усиления. Для этого параллельно входам ОУ подключают резистор (Рис. 1.39, а). Тогда коэффициент петлевого усиления

$$K_{\text{п}} = \frac{K_V}{1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}}.$$

С уменьшением R_3 , уменьшается и $K_{\text{п}}$, поэтому всегда можно настолько уменьшить петлевое усиление, что схема станет устойчивой. В то же время коэффициент передачи входного сигнала не меняется

$$K = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Что же ухудшится при этом? Возрастёт погрешность, обусловленная конечным значением коэффициента усиления усилителя, причём на всех частотах. Согласно (1.20) эта погрешность, приведённая ко входу усилителя, составит

$$\frac{\Delta V_{\text{IN}}}{V_{\text{IN}}} \approx -\frac{1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}}{K_V}.$$

Можно уменьшить эту погрешность хотя бы в области низких частот, включив конденсатор последовательно с резистором R_3 (Рис. 1.39, б). Тогда при правильном выборе ёмкости этого конденсатора петлевое усиление будет снижено только в области частоты среза. Тем не менее, быстродействие схемы заметно ухудшится.

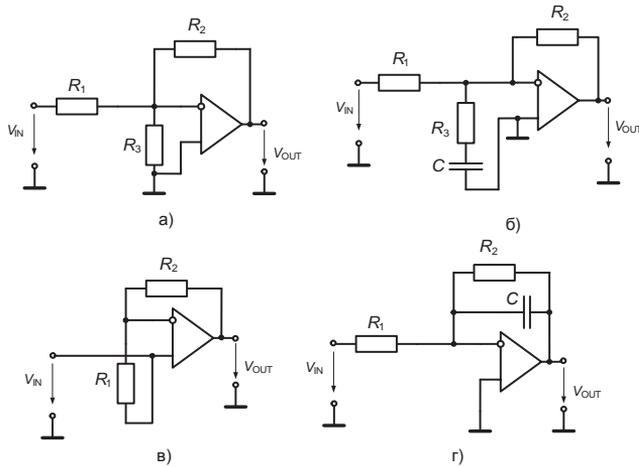


Рис. 1.39. Повышение устойчивости операционных усилителей.

Поскольку входы ОУ, как правило, располагаются на корпусе ИМС рядом, можно, используя SMD-компоненты (бескорпусные чип-резисторы и конденсаторы, предназначенные для поверхностного монтажа), подкорректировать устойчивость усилителя, что называется «на лету».

Аналогичные результаты даёт подключение параллельно выходу усилителя дополнительного резистора или последовательной RC-цепи. Это также ведёт к снижению петлевого усиления.

При неинвертирующем включении усилителя устойчивость также может быть повышена включением резистора между дифференциальными входами ОУ. На Рис. 1.39, в представлен худший с точки зрения устойчивости случай — неинвертирующий повторитель. При добавлении резисторов R_1 и R_2 коэффициент петли снижается:

$$K_{\text{пл}} = K_V \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Эта мера, повысив устойчивость, приведёт не только к снижению точности, но и уменьшит входное сопротивление схемы до величины

$$R_{\text{IN}} = R_2 + R_1 K_V. \tag{1.35}$$

Такой приём может дать также выигрыш в скорости нарастания выходного напряжения. Рассмотрим два ОУ — ОРА27 и ОРА37, отличающихся друг от друга только тем, что у ОРА27 есть внутренняя частотная коррекция, а у ОРА37 её нет, и, как следствие, он устойчив только при $K \geq 5$.

Требуется построить неинвертирующий повторитель. Какой ОУ использовать? На первый взгляд, выбор очевиден: конечно ОРА27, поскольку ОРА37 с единичной обратной связью неустойчив. Однако у повторителя на ОРА27 скорость нарастания выходного напряжения может оказаться недостаточной (Рис. 1.40, а). А вот применение ОРА37 с RC-цепью, включённой параллельно входам (Рис. 1.40, б) позволяет повысить скорость спада выходного напряжения примерно в 8 раз по сравнению с ОРА27, а нарастания — ещё больше. При этом входное сопротивление постоянному току не снижается, а в диапазоне частот $100 \text{ Гц} < f < 1 \text{ МГц}$ оно равно по модулю примерно $16 \cdot 10^{16} / f^2 \text{ Ом}$.

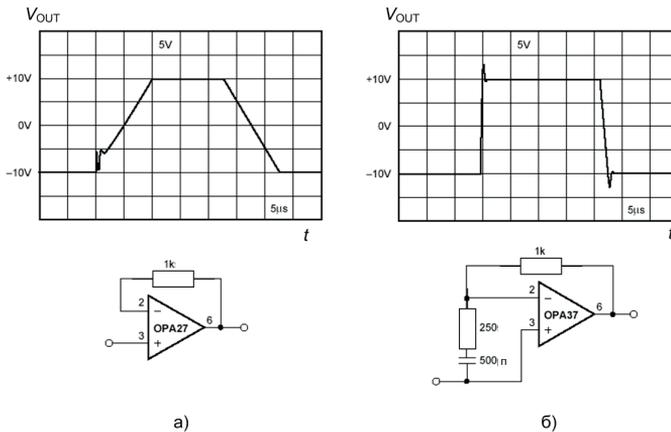


Рис. 1.40.

Если велика вероятность, что потеря устойчивости обусловлена заметной ёмкостью на входе ОУ, можно попытаться включить конденсатор ёмкостью порядка 5...30 пФ параллельно резистору R_2 в обратной связи усилителя (Рис. 1.39, з). Этот конденсатор создаст ноль в передаточной функции петли, который может скомпенсировать фазовое запаздывание, вносимое входной ёмкостью.

1.10.3. Снижение токов утечки

Во многих случаях (в интеграторах, усилителях сигналов пьезодатчиков и др.) требуются ОУ с малыми входными токами. Для этого выпускается длинный ряд моделей ОУ со входными каскадами на супер-бета транзисторах и на полевых транзисторах, входные токи которых составляют доли наноампера, а для некоторых — сотые доли пикоампера. Для успешного применения таких ОУ следует решить проблемы, связанные с утечкой токов по поверхности печатной платы.

Если не принять никаких мер, то токи утечки могут легко стать больше входных, что вызовет дополнительное смещение входного напряжения ОУ. Для уменьшения возможности возникновения такого смещения необходимо тщательно очистить печатную плату после монтажа и покрыть её эпоксидным или иным компаундом с целью предотвращения дальнейшего её загрязнения.

Однако даже чистая печатная плата не обладает бесконечным сопротивлением. При температуре 125°C сопротивление между двумя параллельными проводниками длиной 20 мм и расстоянием между ними 1 мм составляет около 10^{11} Ом. Если один из них — шина питания +15 В, а другой — инвертирующий вход с нулевым потенциалом, то нетрудно рассчитать, что при этом в суммирующую точку усилителя будет втекать ток 0.15 нА, не предусмотренный схемой, что намного больше входных токов многих типов ОУ. Это приведёт к значительному смещению нуля усилителя. Эта проблема решается созданием вокруг входных выводов ОУ проводящего *охранного кольца*, подключаемого к некоторой точке схемы с низким сопротивлением, находящимся практически под тем же потенциалом, что и входы ОУ. Это эффективно препятствует протеканию тока по плате ко входам усилителя. Охранные кольца должны полностью окружать входы ОУ и выводы резисторов конденсаторов, диодов и других элементов схемы, подключённых ко входам ОУ. Для достижения максимального эффекта при монтаже в отверстия, охранные кольца должны быть помещены как с верхней, так и с нижней стороны печатной платы. На Рис. 1.41 по-

казаны печатная плата с охранным кольцом (экраном), а также способы её подключения в типовых схемах включения ОУ.

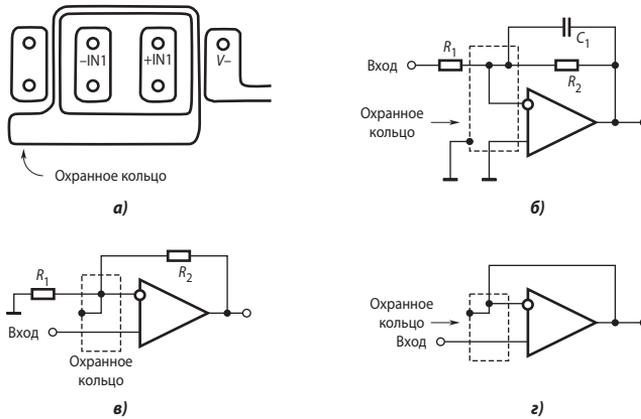


Рис. 1.41. Охранный кольцо: а) топология, б)...г) способы его подключения.

Имеется и другая методика, которая даёт даже лучшие результаты, чем защитные кольца на печатной плате: не впаявать входной вывод усилителя вообще, а согнуть его в воздухе и использовать только воздух в качестве изолятора. Можно также опереть входной вывод на фторопластовую стойку (Рис. 1.42). Соответствующие выводы конденсаторов и резисторов цепей входа и обратной связи припаиваются прямо к выводу микросхемы.

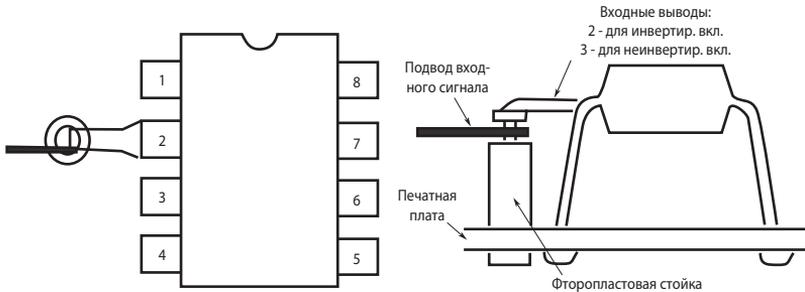


Рис. 1.42. Способ подключения внешних цепей непосредственно к входному выводу ОУ для снижения токов утечки.

Входные выводы электрометрического ОУ LMP7721 сделаны с обеих сторон у края корпуса для удобства применения охранный кольца или опоры входов на фторопластовую пластину.

Другой потенциальный источник утечки, который может быть не замечен, — это корпус микросхемы. Дополнительные токи утечки могут протекать по плёнке соли или жира, оставленной на поверхности корпуса после прикосновения к нему руками.

1.10.4. Защита ОУ

В спецификациях на ОУ изготовители указывают предельно допустимые величины напряжений на выводах ИМС, а также токов через эти выводы и значения максимальной рассеиваемой мощности. Эти параметры обычно входят в группу эксплуатационных. ОУ

необходимо защищать от многих видов перегрузок: короткого замыкания выхода, повышенных синфазного и дифференциального входных напряжений, от защёлкивания (перехода в тиристорный режим), от электростатического воздействия и др. Классический ОУ $\mu A709$ не имел никаких внутренних цепей защиты и попортил немало крови инженерам, выходя из строя при каждом удобном случае. Выпускаемые сегодня модели ОУ имеют внутреннюю защиту, что сильно облегчает работу разработчиков и сберегает им нервы. Однако защитные цепи, повышая безопасность, зачастую ухудшают некоторые важные характеристики ОУ, такие как быстродействие, диапазон дифференциальных входных сигналов, размах выходного напряжения. Поэтому часть моделей усилителей может не иметь внутренней защиты от тех или иных неблагоприятных факторов, и разработчику необходимо самому принимать соответствующие меры.

Защита от чрезмерного дифференциального напряжения на входе

Чаще всего обеспечивается встречно параллельным включением диодов между входами ОУ (Рис. 1.43, а). При значениях дифференциального напряжения, соответствующих линейному режиму работы усилителя (обычно доли милливольт) сопротивление диодов, даже прямое, составляет многие мегаомы. Потому диоды практически не проводят ток и не влияют на режимы цепи с ОУ. Однако большие входные сигналы откроют диоды и введут их в проводящее состояние. При этом дифференциальные напряжения ограничатся величинами в несколько сотен милливольт. Часть ОУ имеет эти диоды на кристалле, например, 140УД14 или ОР291, причём последний содержит также входные резисторы по 5 кОм. Однако максимально допустимые токи через внутренние диоды невелики. Продаётся недорогая диодная сборка ВАВ99, оптимизированная для целей защиты. Она состоит из двух диодов, включённых последовательно, с выводом от средней точки. Её можно применять в схемах Рис. 1.43, а, в, д.

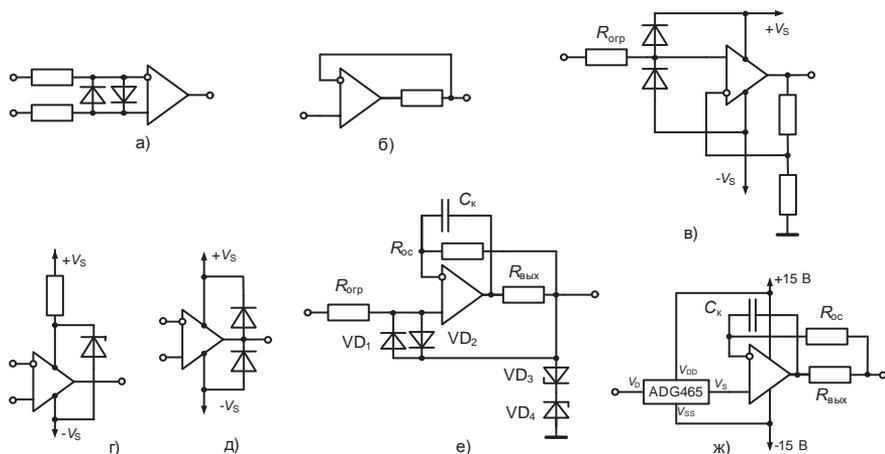


Рис. 1.43. Схемы защиты ОУ.

Защита от короткого замыкания на выходе

Многие ОУ имеют встроенную защиту от короткого замыкания, допускающую работу усилителя в этом режиме неограниченное время. Многие, но не все. Так, например, прекрасный во многих отношениях ОР162 для достижения широкой полосы единичного усиления (она у него 15 МГц) не имеет такой защиты. В приложениях, где эта защита необходима, можно включить последовательно с выходом ОУ резистор (Рис. 1.43, б). Рези-

стор обязательно должен быть включён в контур обратной связи, тогда динамическое выходное сопротивление усилителя останется достаточно низким. Сопротивление резистора должно быть по возможности минимальным. Так, для того же ОР162, максимально допустимый ток которого составляет 30 мА, при однополярном питании 5 В изготовитель рекомендует применить резистор сопротивлением 169 Ом.

Подключение последовательного резистора к выходу ОУ сужает диапазон выходных напряжений ОУ при работе его под нагрузкой.

Защита от синфазного перенапряжения

Схема неинвертирующего усилителя с защитой приведена на **Рис. 1.43, в**. Если входное напряжение выходит за границы питающих напряжений, то один из диодов открывается и напряжение на неинвертирующем входе ОУ фиксируется на уровне соответствующего напряжения питания. Здесь только надо иметь в виду, что при этом ток со входа начинает течь в источник питания. Если источник входного сигнала мощный, то может случиться, что входной ток окажется больше, чем ток всех потребителей данного источника. Если к тому же источником является последовательный стабилизатор напряжения, то его регулирующий транзистор просто закроется, и начнётся неконтролируемый подъём напряжения на нагрузке, что может вывести её из строя. Значит, следует позаботиться об ограничении этого напряжения, включив, например, в цепь питания стабилитрон (**Рис. 1.43, з**). Большинство ОУ допускают синфазные входные напряжения в пределах от $-V_S - 0.3$ В до $V_S + 0.3$ В, поэтому желательно применение диодов Шоттки. Для ограничения входного тока при перенапряжении следует на входе схемы включить резистор $R_{огр}$.

Как правило, неинвертирующее включение ОУ используют для снижения входных токов, в том числе и в электрометрических схемах. К сожалению диоды Шоттки обладают значительным током утечки при обратном включении. На **Рис. 1.44** представлены графики зависимостей токов утечки диодов различного типа от обратного напряжения [1.13]. Из графиков видно, что через диод Шоттки типа 1N5711 при напряжении 5 В протекает обратный ток 50 нА, что значительно превышает входные токи ОУ с полевыми транзисторами на входе. Можно использовать обычные кремниевые диоды (например, 1N914) или специальные диоды с малыми обратными токами, представляющие управляющий переход полевого транзистора (например, 2N5457 или PN4117), но эти диоды имеют прямое напряжение около 1 В. Разрешает возникающее противоречие схема на **Рис. 1.43, е**. Здесь защитные диоды VD_1 и VD_2 включены встречно-параллельно между неинвертирующим входом и выходом повторителя, поэтому напряжение на диодах равно смещению нуля ОУ, т. е. весьма низкое. Стабилитроны VD_3 и VD_4 выбираются на напряжение несколько меньшее, чем напряжение питания, поэтому, когда входное напряжение становится больше напряжения стабилизации, соответствующие стабилитрон и диод открываются и ограничивают напряжение на входе ОУ.

Другое решение состоит в использовании специальных микросхем защиты, таких как ADG465 (**Рис. 1.43, ж**). Эта микросхема представляет собой аналоговый ключ с двухсторонней проводимостью на МОП-транзисторах, который закрывается, если напряжение на входе или выходе (V_S или V_D) выйдет из интервала ($V_{SS} + 2$ В, $V_{DD} - 1.5$ В). Данная ИМС допускает входное напряжение в пределах $V_{SS} - 20$ В $< V_D < V_{DD} + 20$ В. Ток утечки в закрытом состоянии 1 нА.

Защита от перенапряжения на выходе

Если нагрузка ОУ имеет индуктивный характер, то при больших скоростях нарастания выходного тока усилителя возможны перенапряжения на выходе. В этом случае выход ОУ соединяют через диоды с выводами питания (**Рис. 1.43, д**).

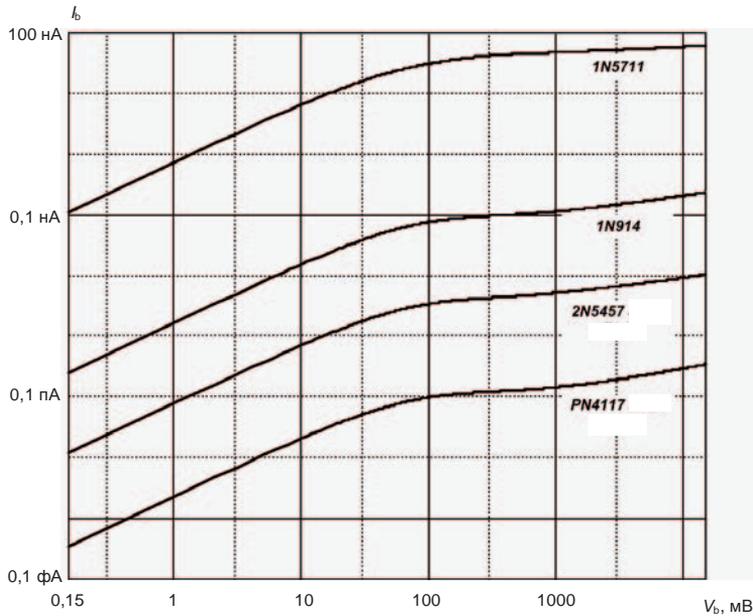


Рис. 1.44. Графики зависимостей токов утечки диодов различного типа от обратного напряжения.

1.10.5. Повышение выходного тока ОУ

Максимальный выходной ток ОУ общего применения обычно находится в пределах 5...20 мА. Этого может оказаться недостаточно. В то же время мощные интегральные ОУ сравнительно дороги. Альтернативой их применению в некоторых случаях может быть усиление выходного тока маломощных ОУ. Можно легко увеличить выходной ток ОУ примерно в 100 раз. Для этого можно использовать двухтактные эмиттерные повторители в режиме класса В. Однако из-за низкого быстродействия ОУ общего назначения даже при наличии обратной связи возникают ощутимые переходные искажения. Их можно ослабить, введя в схему резистор R_1 (Рис. 1.45). При малых выходных токах, допустимых для данного ОУ, транзисторы закрыты и нагрузка питается только от усилителя. При увеличении выходного тока напряжение база—эмиттер соответствующего транзистора также увеличивается, транзистор открывается и начинает питать нагрузку. В этом режиме транзистор внешнего эмиттерного повторителя образует с транзистором выходного каскада ОУ того же типа проводимости схему Дарлингтона. При использовании тихходного ОУ 140УД7 и резистора $R_1 = 68$ Ом, можно получить при нагрузке 5 Ом мощностную полосу 1 кГц.

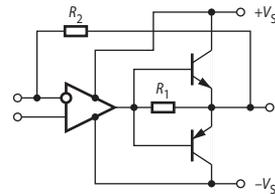


Рис. 1.45. Увеличение выходного тока ОУ с помощью комплементарного эмиттерного повторителя.

Другая простейшая схема умощнения выхода ОУ приведена на **Рис. 1.46**. Здесь в базы умощняющих транзисторов поступает ток выводов питания усилителя. Внешние транзисторы образуют с выходными транзисторами ОУ комплементарные схемы Дарлингтона. При малых выходных токах внешние транзисторы заперты. В этом случае весь выходной ток протекает через выход ОУ. При больших сигналах соответствующий внешний транзистор открывается и основная часть тока проходит через него. В обеих схемах размах выходного напряжения оказывается несколько меньше, чем у исходного ОУ.

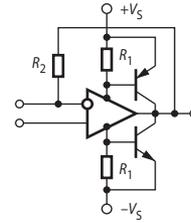
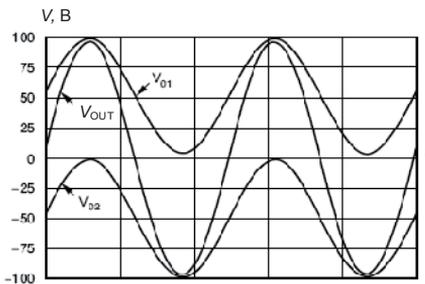
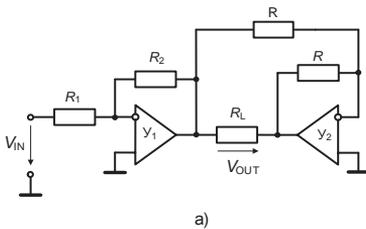


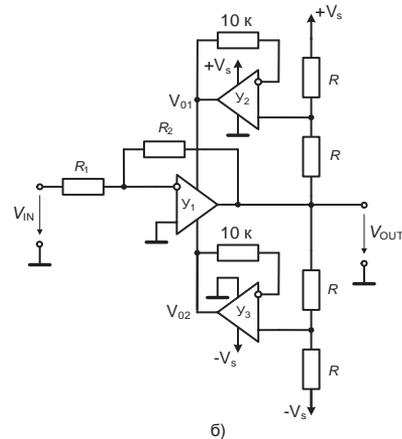
Рис. 1.46. Схема, в которой умощняющие транзисторы включены по схеме с общим коллектором.

1.10.6. Повышение выходного напряжения ОУ

Если необходимо повысить выходное напряжение на нагрузке, которая может быть изолирована от общей точки, не более чем в 2 раза без увеличения выходного тока, то наиболее просто эта задача решается включением выходных каскадов ОУ по мостовой схеме (**Рис. 1.47, а**).



в)



б)

Рис. 1.47. Удвоение выходного напряжения ОУ: а) мостовое включение выходов ОУ, б) схема на трёх усилителях, в) временные диаграммы.

Усилитель Y_1 — ведущий, а усилитель Y_2 , на котором выполнен инвертирующий повторитель, — ведомый. Выходное напряжение U_2 относительно общей точки равно по абсолютной величине выходному напряжению U_1 , но имеет противоположную полярность. Как следствие, размах напряжения на нагрузке R_L вдвое больше размаха одиночного ОУ того же типа и при том же питании.

Другой вариант удвоения выходного напряжения приведён на **Рис. 1.47, б**. Здесь усилитель Y_1 усиливает входной сигнал, а однотипные усилители Y_2 и Y_3 обеспечивают его питание. Положительное (V_{01}) и отрицательное (V_{02}) напряжения питания Y_1 равны соответственно

$$V_{01} = (V_{OUT} + V_S)/2, \quad V_{02} = (V_{OUT} - V_S)/2.$$

Разность этих напряжений

$$V_{01} - V_{02} = V_S,$$

т. е. напряжение между выводами питания усилителя Y_1 постоянно и равно V_S . При этом двойная амплитуда выходного напряжения схемы лишь немного меньше, чем $2V_S$. На **Рис. 1.47, в** приведены временные диаграммы изменения выходного и питающих напряжений для схемы на усилителях ОРА454.

Совмещая схемы на **Рис. 1.47, а** и **Рис. 1.47, б**, можно построить мостовую схему с удвоением питающих напряжений на шести ОУ. Выходное напряжение этой схемы будет в четыре раза больше, чем выходное напряжение ОУ при номинальном питании. Например, используя шесть усилителей ОРА454, можно получить при напряжении питания ± 120 В амплитуду выходного напряжения до ± 195 В.

Если удвоения напряжения недостаточно, или нагрузка обязательно должна одним полюсом соединяться с общей точкой, либо в случае, когда требуется одновременно увеличить и напряжение, и ток, можно применить схему на **Рис. 1.48**, представляющую собой развитие схемы на **Рис. 1.46**. ОУ питается от эмиттерных повторителей на транзисторах VT_1 и VT_2 для ограничения напряжений питания безопасными пределами. Величины этих напряжений (обычно номинальные для данного типа ОУ) устанавливаются делителями на резисторах R_3 , R_4 . Токи коллекторов транзисторов VT_1 и VT_2 , практически совпадают с токами их эмиттеров, поэтому оконечные транзисторы VT_3 и VT_4 , как и в прототипе, управляются токами, потребляемыми ОУ. Резистор R_6 сопротивлением в несколько десятков ом, обеспечивает нужную зависимость этих токов от входного сигнала ОУ. Конденсатор C предназначен для коррекции частотной характеристики усилителя. Он обеспечивает снижение коэффициента усиления оконечного каскада на высоких частотах до единицы. Напряжения питания схемы V_S могут превосходить номинальные напряжения питания ОУ в два и более раз. Желательно дополнить эту схему цепями защиты от короткого замыкания и перенапряжений.

Фирма Apex Microtechnology специально для упрочнения ОУ выпускает гибридные буферные усилители, например РВ58, рассчитанный на напряжение питания $\pm 30 \dots \pm 150$ В и ток нагрузки до 2 А. Схема включения этого буфера, охваченного совместно с ОУ общей обратной связью, приведена на **Рис. 1.49**. Усилитель РВ58 имеет простой входной каскад на биполярном транзисторе по схеме с общим эмиттером (как следствие, начальное смещение нуля усилителя достигает 1.5 В!), каскад усиления напряжения на МОП-транзисторе с общим истоком и выходной каскад на двух МОП-транзисторах, включённых по схеме с общим стоком. Коэффициент усиления РВ58 без обратной связи достигает 6000, но для обеспечения устойчивости и снижения нелинейных искажений его огра-

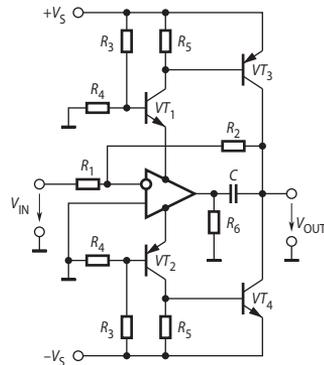


Рис. 1.48. ОУ с каскадом усиления мощности на выходе.

ничивают с помощью внутренней отрицательной обратной связи по напряжению. Изготовитель рекомендует устанавливать усиление в пределах от 3 до 25 внешним резистором R_y . Резистор $R_{ТЗ}$ предназначен для токовой защиты, а конденсаторы C_1 и $C_{кор}$ — для коррекции частотной характеристики. Усилитель PB58 выпускается в 8-выводном корпусе ТО-3.

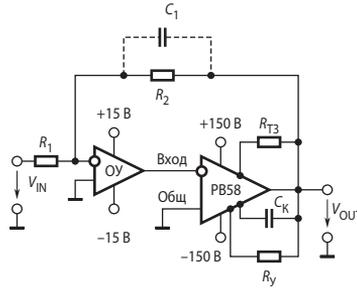


Рис. 1.49. Умощнение выхода ОУ с помощью буфера.

1.10.7. Повышение быстродействия ОУ

Один из простейших способов расширения полосы пропускания ОУ общего применения был предложен Р. Видларом ещё в 1969 г. [1.7]. Этот способ состоит в охвате одной из половинок входного дифференциального каскада ОУ гибкой положительной обратной связью, обеспечивающей фазопереживание в области высоких частот. Схема ОУ LM101А с фазопереживающей связью представлена на Рис. 1.50, а, а на Рис. 1.50, б — соответствующие частотные характеристики. Корректирующий конденсатор C_1 включён между инвертирующим входом ОУ и выводом, предназначенным для подключения стандартного корректирующего конденсатора, который в данном случае не используется. На схеме Рис. 1.13 этому соответствует включение конденсатора C_1 между базами транзисторов VT_2 и VT_3 . Диод VD включён дополнительно для улучшения реакции усилителя при быстром нарастании входного напряжения.

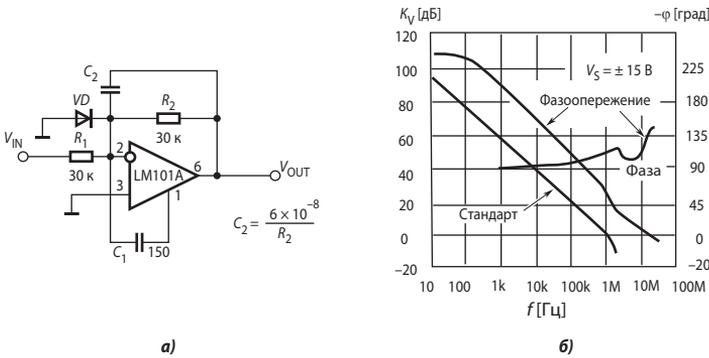


Рис. 1.50. Фазопереживающая коррекция частотных характеристик ОУ общего назначения: а — схема ОУ LM101А с фазопереживающей связью, б — частотные характеристики.

Как видно из Рис. 1.50, б, применение фазопереживающей связи увеличивает частоту единичного усиления ОУ примерно в 10 раз. Скорость нарастания при этом повышается с 0.5 до 10 В/мкс.

Увеличить скорость нарастания выходного напряжения усилителя можно путём модификации схемы на **Рис. 1.46**. В схеме на **Рис. 1.46** оконечный каскад усиления на внешних транзисторах охвачен 100%-ной отрицательной обратной связью по напряжению, поэтому он не усиливает выходное напряжение ОУ. Если включить в цепь обратной связи между выходом схемы и выходом ОУ делитель на резисторах R_4 и R_5 (**Рис. 1.51**), то выходной каскад на внешних транзисторах будет усиливать напряжение, с коэффициентом $k \approx (R_4 + R_5)/R_5$. Тогда максимальное выходное напряжение схемы (V_{OUT}) будет достигаться за время, необходимое для изменения выходного напряжения ОУ на величину V_{OUT}/k . Следовательно, скорость нарастания увеличивается в k раз. При этом, к несчастью, обострится проблема устойчивости, т. к. даже если взять высокочастотные транзисторы, частота среза из-за увеличения петлевого усиления скорее всего окажется выше частоты, соответствующей второму полюсу передаточной функции ОУ (см. **Рис. 1.52**). Если величина, обратная коэффициенту передачи звена обратной связи (т. е. $1/\beta$) окажется больше или равной k , то схема будет устойчива. В противном случае следует включить корректирующий конденсатор С. ЛАЧХ, приведённые на **Рис. 1.52**, показывают, что при $\beta < 1$ малосигнальная полоса ОУ заметно увеличивается.

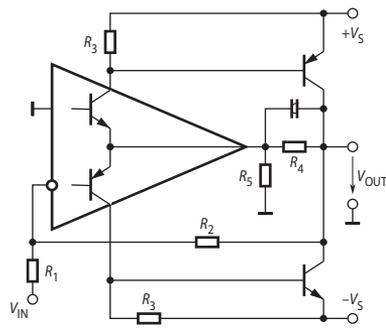


Рис. 1.51. ОУ с каскадом усиления напряжения.

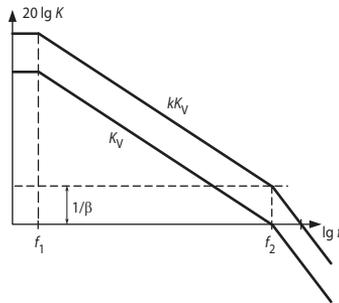


Рис. 1.52. ЛАЧХ ОУ с внешним каскадом усиления напряжения.

Допустим, что нам нужно получить широкую полосу пропускания усилителя при высоком коэффициенте усиления. С увеличением коэффициента усиления ОУ частота среза петли обратной связи, а следовательно и полоса пропускания уменьшаются (см. **Рис. 1.16** и **Рис. 1.22**). Простейший путь заключается в каскадном соединении двух однотипных усилителей (**Рис. 1.53, а**). На **Рис. 1.53, б** штриховой линией представлена асимптотическая ЛАЧХ этих ОУ, обозначенная K_V . Если, например, требуется усилить входной сигнал в 100 раз, то полоса пропускания усилителя на одном ОУ составит f_1 (соответ-

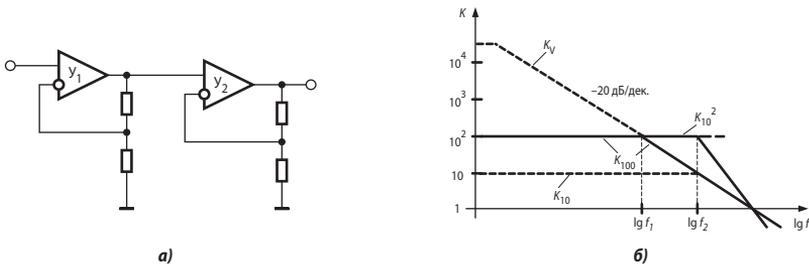


Рис. 1.53. Каскадное соединение ОУ: а — схема, б — асимптотическая ЛАЧХ каскадно соединённых ОУ.

ствующая ЛАЧХ обозначена K_{100}). Соединение двух усилителей, каждый из которых усиливает сигнал в 10 раз, позволит получить при том же необходимом усилении полосу пропускания на уровне 3 дБ примерно в 7 раз больше (f_2). ЛАЧХ для этого случая обозначена K_{10}^2 . Смещение нуля всей схемы определяет U_1 , а скорость нарастания выходного напряжения — U_2 . Следовательно, правильное каскадное соединение двух разнотипных усилителей позволяет соединить достоинства обоих.

Ещё лучше — охватить оба усилителя общей обратной связью, как это показано на **Рис. 1.54**. В этом составном усилителе в качестве U_1 следует использовать прецизионный ОУ, а в качестве U_2 — скоростной. Преимущество этой схемы перед предыдущей заключается в том, что разброс сопротивлений резисторов R_3 и R_4 , а также величина коэффициента усиления U_2 практически не сказываются на точности установки коэффициента усиления схемы. Общая отрицательная обратная связь обеспечивает схему прецизионные точностные параметры, соответствующие усилителю U_1 . В **Табл. 1.3** представлены параметры составного усилителя на основе прецизионных ОУ ОРА627/637 и широкополосного ОУ ОРА603 с токовой обратной связью, имеющего частоту единичного усиления 160 МГц и скорость нарастания 1000 В/мкс.

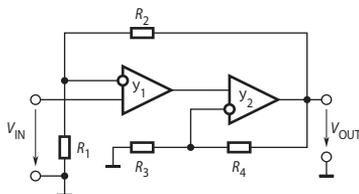


Рис. 1.54. Широкополосный составной усилитель.

Таблица 1.3. Параметры составного усилителя с токовой обратной связью

К	ОУ	R_1 [Ом]	R_2 [кОм]	R_3 [Ом]	R_4 [кОм]	f_{cp} [МГц]	Скорость нарастания [В/мкс]
100	ОРА627	50,5	4,99	20	1	15	700
1000	ОРА637	49,9	4,99	12	1	11	500

Примечание 1.2. Для такой широкополосной схемы требуется особенно тщательно выполнить монтаж. В частности, необходимо обеспечить минимальную ёмкость монтажной точки соединения резисторов с инвертирующим входом ОРА603 и использовать для питания усилителей отдельные цепи с отдельными блокирующими конденсаторами.

1.10.8. Снижение шума ОУ

Все основные виды шума в электронных схемах являются центрированными (т. е. имеющими нулевое математическое ожидание), с нормальным распределением. Поэтому снижение уровня (среднеквадратичного значения) шума производят путём временного или пространственного усреднения. Временное усреднение осуществляется путём ограничения полосы пропускания канала усиления сигнала с помощью фильтра нижних частот или полосового фильтра. Как следует из формулы (1.24), уменьшение полосы пропускания в 4 раза вызывает снижение среднеквадратичного значения шума в 2 раза и т. д. Это, вообще говоря, справедливо лишь для шума с равномерным частотным спектром (белого), поэтому для низкочастотной области ($< 0.1 \dots 10$ кГц — для разных моделей ОУ эта граница различна), где существенную часть составляет шум типа $1/f$, соотношение будет иным.

В случае если ограничение полосы недопустимо (снижается быстродействие), можно прибегнуть к пространственному усреднению. Для этого N однотипных усилителей включаются параллельно (Рис. 1.55).

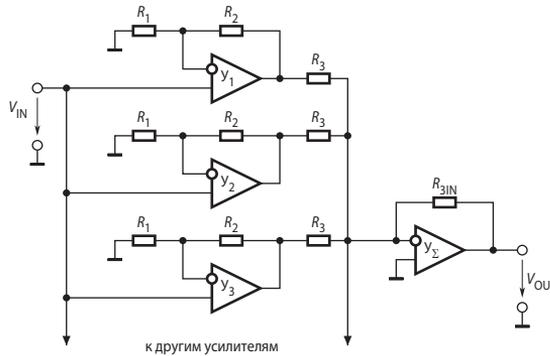


Рис. 1.55. Параллельное соединение ОУ для снижения шума.

Выходное напряжение схемы равно среднему арифметическому от выходных напряжений усилителей $Y_1, Y_2, Y_3, \dots, Y_N$. Шумы усилителей, подключённых к источнику входного сигнала, не коррелированы. Считая среднеквадратичные значения шума на входах однотипных усилителей равными, найдём среднеквадратичное значение напряжения шума на выходе схемы

$$V_{N_OUT} = \frac{R_2}{R_1} \sqrt{\frac{V_{N1}^2 + V_{N2}^2 + \dots + V_{NN}^2}{N}} = \frac{R_2}{R_1} \frac{V_N}{\sqrt{N}}.$$

Это означает, что включив параллельно, например, четыре ОУ, мы снизим напряжение входного шума вдвое. Один из недостатков этой схемы — увеличение входного тока.

1.10.9. Экспериментальное определение параметров ОУ

Как правило, фирмы-изготовители предоставляют потребителю достаточно полную информацию о своих изделиях. Тем не менее, часто возникает необходимость в экспериментальном определении основных параметров ОУ. Это особенно важно в случаях, когда ко входам или выходам усилителей подключают цепи (например, цепи защиты или упрочнения), способные внести дополнительные фазовые сдвиги и тем самым повлиять на устойчивость и качество переходных процессов. Высокие и сверхвысокие значения параметров ОУ (особенно прецизионных) затрудняют исследование усилителей обычными методами. При определении параметров малого сигнала ОУ необходимо обращать внимание на то, чтобы усилитель не выходил за пределы линейного участка усиления. Из-за высокого коэффициента усиления это условие можно выполнить практически только тогда, когда ОУ охвачен отрицательной обратной связью. Определяемые параметры можно вычислить косвенным путём, используя измеренные параметры охваченного обратной связью ОУ. Ниже рассмотрены некоторые специальные приёмы определения параметров и характеристик ОУ.

Определение дифференциального коэффициента усиления ОУ

На Рис. 1.56 приведена схема для измерения дифференциального коэффициента усиления K_V . За счёт делителя на входе ОУ напряжение V_1 составляет

$$V_1 = 101V_n$$

и поэтому его значительно проще измерить. Коэффициент усиления составит

$$\underline{K}_V = -101 \frac{V_{\text{OUT}}}{V_1}.$$

Изменяя частоту сигнала, можно снять АЧХ ОУ без обратной связи $\underline{K}_V(f)$. При этом целесообразно подключить к выходу ОУ осциллограф, чтобы с его помощью контролировать, не выходит ли усилитель из линейной области усиления. Одновременно при помощи фазометра можно измерить фазовый сдвиг выходного напряжения.

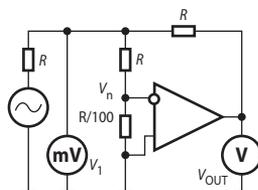


Рис. 1.56. Определение коэффициента усиления ОУ.

Определение напряжения смещения

Напряжение смещения ОУ ($V_{\text{см}}$) находят, используя схему инвертирующего, либо неинвертирующего включения с заземлённым входом (Рис. 1.57). В зависимости от ожидаемой величины V_{OFF} отношение R_2/R_1 устанавливают равным 100, 1000 или 10 000. Измеряют выходное напряжение и рассчитывают смещение нуля по формуле

$$V_{\text{OFF}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{OUT}}.$$

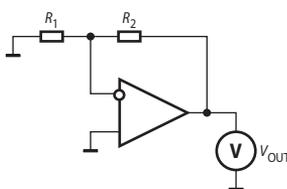


Рис. 1.57. Схема определения напряжения смещения нуля ОУ.

Определение входного тока ОУ

Прямое измерение входного тока микроамперметром возможно только для ранних моделей ОУ и сверхскоростных усилителей, имеющих входные токи свыше 1 мкА. Большие возможности имеет схема, представленная на Рис. 1.58. В момент начала измерения размыкается ключ S. Конденсатор C заряжается входным током усилителя при отсутствии входного сигнала; при этом напряжение на нём будет нарастать по линейному закону

$$\frac{\Delta V_{\text{OUT}}}{\Delta t} = - \frac{I_{\text{IN}}}{C}.$$

Изменение во времени напряжения на конденсаторе можно измерить на выходе ОУ. Благодаря наличию на входе ОУ конденсатора, наводимые напряжения помех сглаживаются. Ёмкость конденсатора выбирается из условия удобства измерения временного интервала, в течение которого напряжение изменяется на несколько сотен милливольт. Для входного тока, например силой 30 пА, при ёмкости конденсатора $C = 1.5$ нФ изменение напряжения на 200 мВ происходит за 10 с.

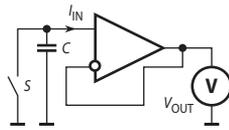


Рис. 1.58. Схема определения входного тока ОУ.

Чтобы ошибка измерения, вызванная токами утечки, оставалась достаточно малой, напряжение на конденсаторе C не должно подниматься до больших величин. Кроме того, следует использовать конденсаторы с высококачественным диэлектриком — фторопластовые или металлокерамические и по возможности защищать конденсаторы от воздействия ионизирующих излучений. Для измерений входных токов ОУ менее 1 нА целесообразно применять вакуумные конденсаторы и принимать все возможные меры для снижения токов утечки.

1.11. Однополярное питание операционных усилителей

1.11.1. Общие сведения

Мобильные электронные системы с питанием от батарей получают всё большее распространение. Обычно в них используется однополярное напряжение питания 5 В и меньше. Схемы с однополярным питанием позволяют уменьшить сложность источника питания и зачастую повысить экономичность устройств.

ОУ преимущественно используются в схемах с двухполярным питанием, поскольку входные и выходные сигналы ОУ чаще всего могут иметь как положительную, так и отрицательную полярность относительно общей шины схемы. В этом случае, если неинвертирующий вход ОУ соединён с общей шиной, синфазное входное напряжение, вызывающее погрешность преобразования сигнала схемой на ОУ, отсутствует (Рис. 1.7, а). Тогда выходное напряжение ОУ

$$V_{OUT} = -V_{IN} \frac{R_2}{R_1}. \quad (1.36)$$

Если источник входного сигнала не соединён с общей шиной (Рис. 1.59, а), то разность потенциалов V_{COM} между общей шиной и выводом источника входного сигнала влияет на выходное напряжение

$$V_{OUT} = -(V_{IN} + V_{COM}) \frac{R_2}{R_1}.$$

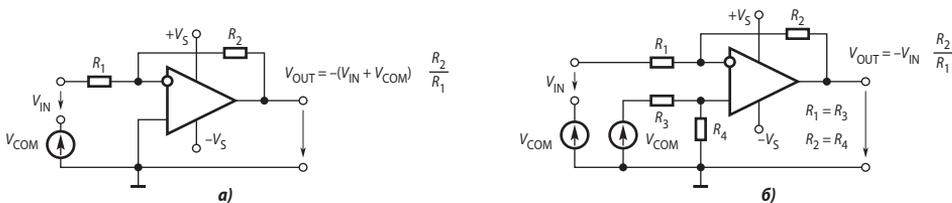


Рис. 1.59. Неинвертирующее (а) и дифференциальное (б) включение ОУ с двухполярным питанием.

Иногда это допустимо, но чаще выходное напряжение усилителя должно обязательно определяться только входным сигналом V_{IN} . В таком случае ОУ используется в дифференциальном включении, причём на второй вход подаётся смещение, в точности равное V_{COM} (Рис. 1.59, б). Напряжение V_{COM} существует в обеих входных цепях, следовательно, является синфазным входным сигналом.

Схема инвертирующего включения ОУ с однополярным питанием приведена на Рис. 1.60. Здесь входное напряжение привязано не к средней точке источников питания, как это обычно делается в случае двухполярного питания ОУ, а к отрицательному полюсу источника питания. Эта схема не работает, если входное напряжение положительно, поскольку выходное напряжение должно в этом случае становиться отрицательным, а отрицательного источника питания здесь нет. Для нормальной работы с отрицательными входными сигналами в этой схеме следует использовать ОУ, допускающий соединения входов с шинами питания. Непременное требование соединения входов с общей шиной или другим опорным напряжением затрудняет построение схем на ОУ с однополярным питанием.

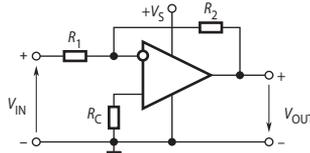


Рис. 1.60. Инвертирующее включение ОУ с однополярным питанием.

Наиболее естественно использовать однополярное питание ОУ тогда, когда источник входного сигнала однополярный (например, фотодиод на Рис. 1.61). В других случаях могут использоваться различные способы смещения входных и выходных напряжений ОУ.

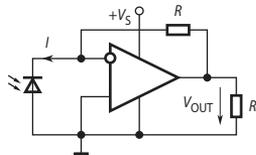


Рис. 1.61. Схема включения ОУ с фотодиодом, работающим в режиме фотоэлемента.

1.11.2. Смещение ОУ с однополярным питанием

На Рис. 1.62 представлены три основные схемы подключения источника смещения при однополярном питании ОУ. Схема на Рис. 1.62, а представляет собой инвертирующий сумматор, на Рис. 1.62, б — дифференциальный усилитель, и на Рис. 1.62, в — неинвертирующий сумматор.

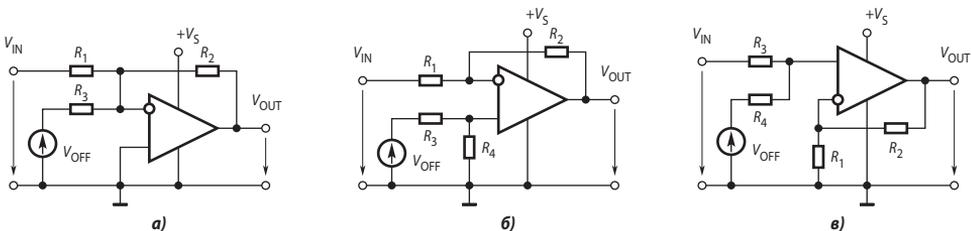


Рис. 1.62. Схемы подключения источника смещения к ОУ.

В общем случае связь между входными и выходными напряжениями в этих схемах можно представить уравнением

$$V_{\text{OUT}} = kV_{\text{IN}} + b. \quad (1.37)$$

Уравнению (1.37) соответствует график статической переходной характеристики схемы с ОУ в виде прямой линии (Рис. 1.63).

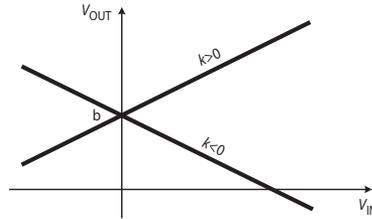


Рис. 1.63. График статической переходной характеристики схемы с ОУ.

В Табл. 1.4 приведены значения постоянных k и b для уравнения (1.37), соответствующих разным схемам на Рис. 1.62. Если в схеме на Рис. 1.62, б поменять местами источники V_{IN} и V_{OFF} то такому включению соответствует нижняя строка Табл. 1.4.

Таблица 1.4. Расчёт коэффициентов для определения V_{OUT} (1.37)

Схема	k	b
Рис. 1.62, а	$-\frac{R_2}{R_1}$	$-\frac{R_3}{R_1}V_{\text{OFF}}$
Рис. 1.62, б	$-\frac{R_2}{R_1}$ $\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_3 + R_4}V_{\text{OFF}}$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_3 + R_4}$ $-\frac{R_2}{R_1}V_{\text{OFF}}$
Рис. 1.62, в	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_3 + R_4}$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_3}{R_3 + R_4}V_{\text{OFF}}$

Схемы и значения постоянных k и b выбираются так, чтобы при любых возможных значениях входного напряжения V_{IN} выполнялось условие

$$0 < V_{\text{OUT}} < V_S. \quad (1.38)$$

Обычно k определяется необходимым усилением схемы, поэтому разработчик может выбрать только конфигурацию схемы и постоянную b . Более подробно смещение ОУ при однополярном питании рассматривается в [1.14].

Типовая схема включения ОУ для усиления сигналов переменного тока с питанием от однополярного источника приведена на Рис. 1.64. Здесь напряжение смещения по постоянному току равно половине напряжения питания. Резисторы делителя цепи смещения могут быть выбраны достаточно высокоомными, чтобы не нагружать источники питания и входного сигнала.

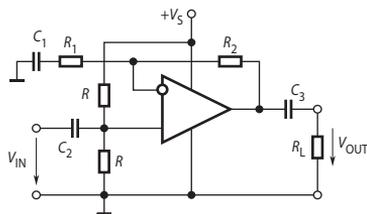


Рис. 1.64. Схема включения ОУ для усиления сигналов переменного тока.

1.11.3. Введение искусственной нулевой точки

От использования цепей смещения можно отказаться, если ввести искусственную нулевую (среднюю) точку, т. е. точку схемы, потенциал которой располагается приблизительно посередине между потенциалами положительного и отрицательного полюсов однополярного источника питания. Для того, чтобы схема могла усиливать биполярные сигналы, источник входного сигнала включается между входом инвертирующего усилителя и искусственной нулевой точкой (Рис. 1.65). При этом, чтобы избежать смещения выходного напряжения, нагрузку R_L включают между выходом усилителя и искусственной нулевой точкой. Это усложняет построение цепей, формирующих нулевую точку.

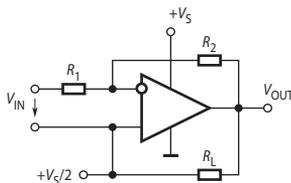


Рис. 1.65. Схема инвертирующего усилителя с однополярным питанием и искусственной нулевой точкой.

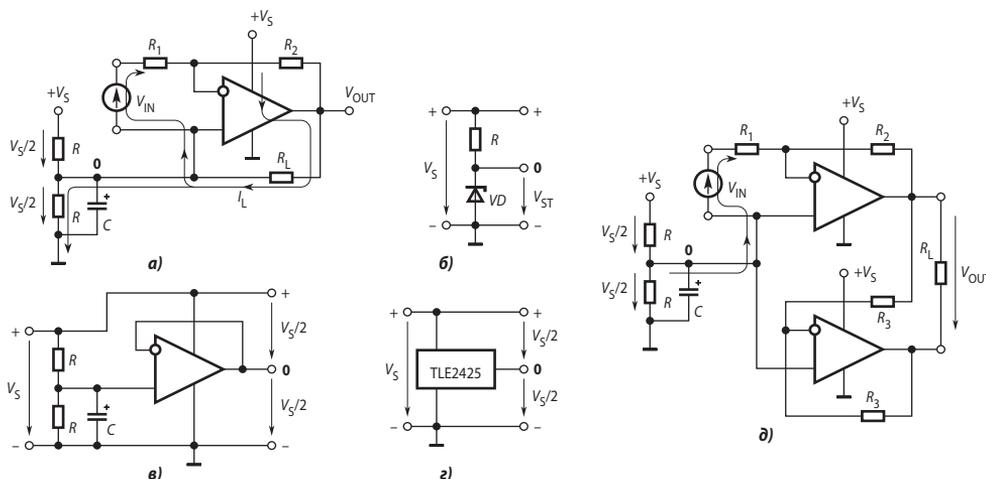


Рис. 1.66. Схемы формирования потенциала искусственной нулевой точки.

На **Рис. 1.66** представлены примеры схем формирования потенциала нулевой точки. Наиболее простым является резистивный делитель напряжения, средняя точка которого соединена с искусственной нулевой точкой **0** (**Рис. 1.66, а**). Однако, при наличии нагрузки R_L ток нагрузки I_L протекает через один из резисторов этого делителя, создавая несимметрию напряжений между полюсами источника питания и точкой **0**, причём степень этой несимметрии зависит от силы тока нагрузки. Уменьшение сопротивлений делителя снижает несимметрию этих напряжений, но увеличивает потери энергии в делителе.

Схема со стабилитроном (**Рис. 1.66, б**) обеспечивает хорошую стабилизацию потенциала искусственной нулевой точки относительно отрицательного полюса источника питания. В качестве стабилитрона в этой схеме целесообразно применение двухвыводного источника опорного напряжения (или регулируемого трёхвыводного, такого как TL431). Эта схема хорошо работает при вытекающем выходном токе ОУ, но для сохранения стабильности потенциала точки **0** при значительном втекающем выходном токе требуется резистор R с низким сопротивлением, что опять-таки обуславливает повышенные потери. Аналогичные проблемы возникают при использовании для формирования искусственной нулевой точки стабилизатора напряжения последовательного типа.

Лучшие характеристики имеет схема с ОУ, подключённым по схеме неинвертирующего повторителя к средней точке резистивного делителя напряжения (**Рис. 1.66, в**). В данной схеме делитель может быть высокоомным, т. к. он нагружен только входным током покоя ОУ. ОУ сравнивает потенциал на выходе схемы с потенциалом в средней точке делителя и поддерживает напряжение на своём выходе таким, чтобы разность сравниваемых потенциалов была равна нулю. Этот эффект достигается благодаря действию отрицательной обратной связи. При малых токах покоя, потребляемых этой схемой (менее 1 мА), такой активный делитель имеет выходное сопротивление не более 1 Ом.

Ещё эффективнее применение специальных микросхем для формирования искусственной нулевой точки (**Рис. 1.66, г**). Фирма Texas Instruments выпускает ИМС TLE2425. Она изготавливается в малогабаритном трёхвыводном корпусе ТО-92 и обеспечивает ток через искусственную среднюю точку до 20 мА в любом направлении при токе собственного потребления не более 0.25 мА, выходном напряжении 2.5 В и динамическом выходном сопротивлении не более 0.22 Ом.

Некоторые из новых моделей микросхем источников опорного напряжения (ИОН) также могут быть использованы для формирования нулевой точки. Например, ИОН семейства ADR43х формируют высокостабильное напряжение из ряда 2.048...5 В при питании от источника напряжения 4.5...18 В. Важно то, что эти микросхемы, в отличие от большинства других моделей, допускают втекающий выходной ток до 20 мА, при максимальном вытекающем токе 30 мА. Схема включения ИОН в качестве формирователя искусственной нулевой точки такая же, как на **Рис. 1.66, г**. Выходное сопротивление ADR431 на 2.5 В равно 0.04 Ом. Детально ИМС источников опорного напряжения будут рассмотрены ниже в гл. 5.

В том случае, если нагрузка может быть не связана с общей точкой схемы или с какой-либо из шин питания, можно использовать простейший вариант формирования искусственной нулевой точки на резистивном делителе (**Рис. 1.66, а**), но с мостовой усилительной схемой (**Рис. 1.66, д**). В этой схеме инвертирующий повторитель на ОУ₂ создаёт на нижнем полюсе нагрузки R_L потенциал, противофазный по отношению к потенциалу верхнего её полюса. Здесь в искусственную нулевую точку втекает ток, равный V_{IN}/R_1 , поэтому сопротивление резистора R_1 следует взять по возможности большим, иначе возможна несимметрия нулевой точки. Дополнительные достоинства этой схемы — увеличение максимальной амплитуды напряжения на нагрузке в два раза при том же напряжении питания и заметное повышение КПД при полном размахе выходного напряжения.

1.11.4. Расширение динамического диапазона

Понижение напряжения питания ОУ от обычных ± 15 В до однополярного 5 В значительно уменьшает амплитудный диапазон входного и выходного напряжений. Амплитудный диапазон в данном случае можно определить как разность между максимально- и минимально-возможными входными (выходными) напряжениями. Применение ОУ, рассчитанных на двухполярное питание, возможно и с однополярным питанием, но, во-первых, при низкой разности потенциалов между выводами питания далеко не все типы таких ОУ имеют приемлемые характеристики (например, коэффициент усиления), а во-вторых, амплитудный диапазон их выходных напряжений сравнительно мал из-за довольно больших напряжений насыщения транзисторов выходного каскада. Размах выходного напряжения обычных ОУ общего применения не доходит до верхнего и нижнего потенциалов источника питания на 1...2 В при номинальной нагрузке. При питании такого ОУ от однополярного источника напряжением 5 В, амплитудный диапазон выхода составит 1...3 В. Это означает серьёзное снижение соотношения сигнал/шум и уменьшение разрешающей способности схемы.

В настоящее время для работы от низковольтных источников питания, в том числе и однополярных, разработано большое количество моделей ОУ с выходом от шины до шины (rail-to-rail). Выходное напряжение таких усилителей при работе на холостом ходу может изменяться практически от потенциала отрицательной шины питания до потенциала положительной шины.

Схемотехника выходных каскадов усилителей с выходом от шины до шины (RRO) и обычных ОУ различна. Выходной каскад обычных ОУ строится по схеме с общим коллектором на комплементарных транзисторах (Рис. 1.67, а). При использовании такого схемного решения минимальное падение напряжения на выходном транзисторе принципиально не может быть снижено. Как следует из схемы на Рис. 1.67, а, источник тока I должен обеспечивать ток коллектора транзистора каскада усиления напряжения VT_3 и базовый ток выходного транзистора VT_1 . Для нормальной работы схемы источника тока необходимо падение напряжения на нём не менее 1 В. Остальная часть общего падения напряжения приходится на выходной транзистор.

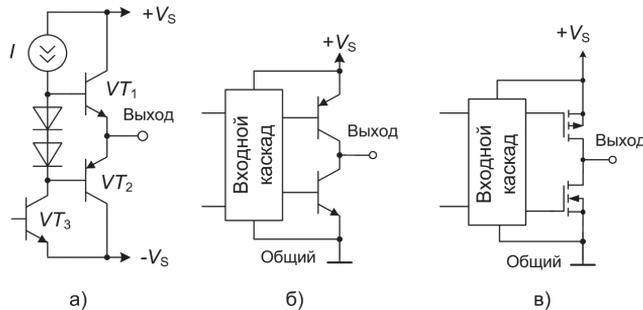


Рис. 1.67. Схемы выходных каскадов ОУ.

Можно уменьшить минимальное падение на транзисторах выходного каскада, включив в выходном каскаде транзисторы по схеме с общим эмиттером (Рис. 1.67, б). По этой схеме построен выходной каскад, например, ОУ AD823 фирмы Analog Devices. На Рис. 1.68 представлены графики зависимости напряжения насыщения (V_{SAT}) выходных транзисторов этого усилителя от тока нагрузки (I_L) для максимального ($V_S - V_{OH}$) и минимального (V_{OL}) выходных напряжений. Видно, что при работе усилителя на холостом ходу максимальное выходное напряжение почти достигает напряжения питания, а ми-

нимальное мало отличается от нуля. Ещё лучшие характеристики на холостом ходу обеспечивают усилители, у которых выходной каскад построен на комплементарных МОП-транзисторах (Рис. 1.67, в). Сопротивления полностью открытого канала верхнего и нижнего МОП-транзисторов выходного каскада ОУ типа TLC2272 фирмы Texas Instruments составляют, соответственно, 500 и 200 Ом при питании усилителя от однополярного источника 5 В. Если нагрузка R_L включена между выходом ОУ и общей точкой схемы, так как, например, на Рис. 1.61, то при низких выходных напряжениях выходной ток также мал, и напряжение на открытом нижнем транзисторе усилителя весьма близко к нулю (доли милливольт). Если ток нагрузки велик и нагрузка соединена другим выводом с плюсом источника питания или искусственной нулевой точкой, напряжение на полностью открытом выходном транзисторе может достигать значений более 1 В.

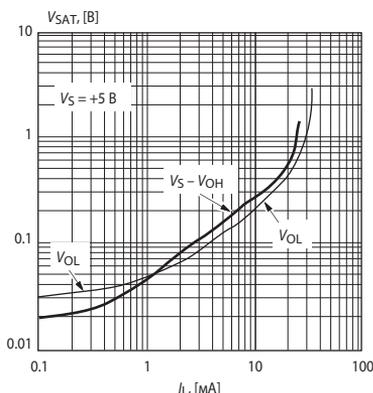


Рис. 1.68. Графики зависимости напряжения насыщения выходных транзисторов усилителя AD823 от тока нагрузки.

В некоторых применениях требуется, чтобы не только выходное напряжение ОУ, но и входное синфазное напряжение (V_{COM}) могло изменяться от шины до шины (RRI). Это нужно, например, в схеме неинвертирующего повторителя, согласующего датчик сигнала с аналого-цифровым преобразователем. Для некоторых приложений необходимо, чтобы диапазон входных сигналов простирался ниже потенциала общей шины на 0.2...0.3 В. Это требуется при однополярном питании инвертирующего усилителя, где на вход должно подаваться отрицательное напряжение (Рис. 1.60), например, в схеме фотометра (Рис. 1.61), напряжение на инвертирующем входе ОУ которого несколько ниже, чем на неинвертирующем. ОУ, имеющие вход с полным размахом, схемотехнически сложнее, чем обычные. Поэтому их следует применять только там, где действительно требуется полный размах напряжения на входе.

На Рис. 1.69, а приведена схема дифференциального входного каскада обычного ОУ. Он состоит из двух согласованных структур. Для того, чтобы входной сигнал мог достигать потенциала общей шины используются $p-n-p$ -транзисторы. Такое построение позволяет подавать на вход потенциал общей шины без нарушения работы входного каскада. При более низком синфазном входном напряжении поведение входного каскада становится непредсказуемым. Часто наблюдается инверсия входов, при которой меняется знак обратной связи и происходит переход ОУ в триггерный режим (так называемое «защёлкивание»). Поскольку напряжение на источнике тока V_C в схеме на Рис. 1.69, а должно быть не менее 0.4 В (иначе он просто не будет работать), а напряжение база—эмиттер транзисторов (V_{BE}) в активном режиме составляет приблизительно 0.6 В, то входной синфазный сигнал должен быть по крайней мере на 1 В меньше V_S .

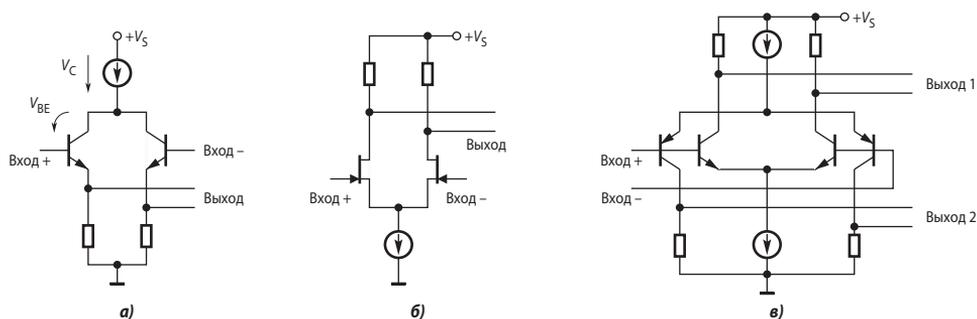


Рис. 1.69. Схемы входных каскадов ОУ.

На Рис. 1.69, б представлен дифференциальный каскад на JFET-транзисторах — *n*-канальных полевых транзисторах с управляющим *p*-*n*-переходом. Поскольку пороговое напряжение исток—затвор таких транзисторов составляет $-3 \dots -2$ В, то можно легко обеспечить нормальную работу входного каскада ОУ при небольших отрицательных синфазных входных напряжениях. Именно так построен входной каскад ОУ с выходом от шины до шины AD823. Этот усилитель нормально работает при $-1 \text{ В} < V_{\text{COM}} < V_S - 1 \text{ В}$.

Если обязательно требуется ОУ с входом от шины до шины, то применяют двойной комплементарный дифференциальный каскад (Рис. 1.69, в). Биполярный вариант, показанный на Рис. 1.69, в, используется в ОУ типа TLV245х и ОР196, КМОП вариант этой схемы — в TLV247х и AD853х. Из схемы ясно, что оба дифференциальных усилителя входного каскада управляются одновременно. Дифференциальный усилитель (ДУ) с *p*-*n*-*p*-транзисторами работает до максимального уровня входных сигналов на 1 В ниже напряжения питания. Для нормальной работы *n*-*p*-*n*-усилителя требуется синфазный сигнал не менее 1 В. Таким образом, в зоне $1 \text{ В} < V_{\text{COM}} < V_S - 1 \text{ В}$ работают оба ДУ, а в зонах $V_{\text{COM}} > V_S - 1 \text{ В}$ и $V_{\text{COM}} < 1 \text{ В}$ — только один. Это обстоятельство вызывает значительное изменение входных токов и напряжения смещения нуля (до 3 нА и 70 мкВ у TLV245х) при переходе через границы этих зон, что может вызвать искажения усиливаемого сигнала. Уменьшить эти искажения можно, включив последовательно с неинвертирующим входом резистор R_C (Рис. 1.60). Его сопротивление определяется по формуле: $R_C = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

В Табл. 1.2 представлены основные параметры (типичные значения) некоторых типов ОУ, предназначенных для работы с однополярным питанием. Это AD8515, AD8591, ОРА363, LTC6078, AD8603, AD8628, ОРА567 и практически все микромощные усилители.

Выводы

1. ОУ, предназначенные для работы с двухполярным питанием, могут работать в схемах с одним источником, однако амплитудный диапазон их входных и выходных сигналов может оказаться слишком узким.
2. ОУ, предназначенные для работы с одним источником, могут работать в схемах с двухполярным питанием. Необходимо только, чтобы разность потенциалов положительного и отрицательного источника не превышала предельно допустимого напряжения питания для данного типа ОУ.
3. Если требуется усиливать сигналы переменного тока, то при однополярном питании целесообразно использовать цепи смещения и разделительные конденсаторы (Рис. 1.64).
4. Если входной сигнал постоянного тока биполярный, то можно использовать цепи смещения, однако более удобно введение в схему искусственной нулевой точки.

- Если предполагается работа с входными сигналами ниже потенциала общей шины при однополярном питании, следует в необходимых случаях предусмотреть меры для защиты входов ОУ.

Вопросы и задачи

- Перечислите основные характеристики идеального ОУ.
- В чём состоит преимущество применения дифференциального усилительного каскада в качестве входного каскада ОУ?
- Что такое дифференциальный входной сигнал ОУ?
- Что такое синфазный входной сигнал ОУ?
- Как определяется КОСС?
- Нарисуйте примерные графики статической передаточной характеристики $V_{OUT} = f(V_{IN})$ для инвертирующего и неинвертирующего включений ОУ с учётом смещения нуля и насыщения ОУ.
- Объясните, почему большая величина эмиттерного резистора дифференциального каскада не приводит к существенному уменьшению величины коэффициента усиления этого каскада.
- Какое из входных сопротивлений ОУ (синфазное или дифференциальное) больше и почему?
- В чём заключается преимущество нескорректированного ОУ перед аналогичным ОУ с полной внутренней коррекцией?
- Как повысить быстродействие ОУ?
- Укажите, чем определяются величины резисторов (и их соотношение) на неинвертирующем входе ОУ в дифференциальном включении?
- Определите входное сопротивление для дифференциального сигнала схемы на **Рис. 1.4**.
- Почему резистор, компенсирующий смещение нуля, обусловленное входными токами ОУ, не применяют в ОУ с полевыми транзисторами?
- В схеме на **Рис. 1.70** $R_1 = R_2 = R_3 = 10$ кОм, $R_4 = 30$ кОм. Определите выходное напряжение схемы, если $V_1 = 1$ В, а $V_2 = -1$ В.

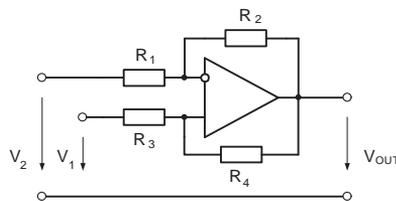


Рис. 1.70. Схема к задаче 14.

- Определите коэффициент усиления схемы на **Рис. 1.71**, если $R_1 = 10$ кОм, а $R_2 = 20$ кОм.

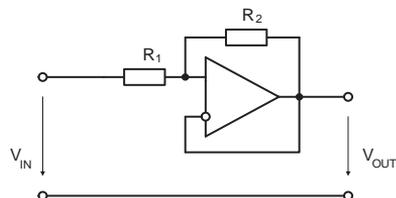


Рис. 1.71. Схема к задаче 15.

16. Для схемы на **Рис. 1.72** дано: $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 40$ кОм, $R_3 = 5$ кОм, $V_1 = 1$ В. Определите V_{OUT} , полагая ОУ идеальным, при: а) $R_L = 20$ кОм; б) $R_L = 10$ кОм; в) $R_L = 2.5$ кОм. Напряжения насыщения выхода ОУ $+V_M$ и $-V_M$ принять равными, соответственно, 10 и -10 В.

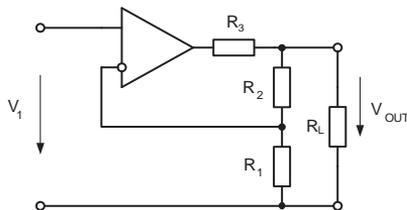


Рис. 1.72. Схема к задаче 16.

17. Усилитель 140УД6 включён по схеме неинвертирующего усилителя (**Рис. 1.8**), причём $R_1 = 3$ кОм, а $R_2 = 100$ кОм. Определите выходное сопротивление схемы.
18. Усилитель 140УД7 включён по схеме неинвертирующего повторителя, причём внутреннее сопротивление источника сигнала — 10 кОм. Нарисуйте схему и определите, как уменьшить смещение нуля, обусловленное входными токами усилителя? Решите эту же задачу для усилителя 140УД8.
19. Усилитель 153УД6 включён по схеме инвертирующего усилителя (**Рис. 1.7**), причём $R_1 = R_2$. Этот усилитель имеет выводы для подключения внешнего корректирующего конденсатора, причём по паспортным данным ёмкость корректирующего конденсатора определяется по формуле: $C_K = 30/K$, где K — коэффициент усиления усилителя в неинвертирующем включении. Найдите ёмкость корректирующего конденсатора.
20. Определите полосу пропускания ОУ LM118 при коэффициенте усиления $K = 2000$ по ЛАЧХ усилителя, приведённой на **Рис. 1.20**, в случае, когда коррекция отсутствует (линия 1) и при наличии внутренней коррекции (линия 3). Сравните эти величины.
21. Усилитель 153УД6 включён по схеме инвертирующего усилителя (**Рис. 1.7**) и питается от источников напряжением ± 15 В. Укажите наименьшее значение сопротивления R_1 , если источником входного сигнала является такой же ОУ.
22. Можно ли в схеме с двухполярным питанием применить ОУ, предназначенный для использования в схемах с однополярным питанием?
23. Можно ли в схеме с однополярным питанием применить ОУ, предназначенный для использования в схемах с двухполярным питанием? Если можно, то при каких ограничениях?
24. Увеличение сопротивлений резисторов в цепях обратной связи ОУ уменьшает нагрузку усилителя и снижает потребление энергии. Кроме того, это позволяет уменьшить ёмкость конденсаторов в частотно-зависимых обратных связях. Почему же эти сопротивления не выбирают очень большими? Чем определяется максимальная величина резистора обратной связи?
25. Как повлияет уменьшение резистора R_1 в схеме инвертирующего усилителя (**Рис. 1.7**) на выходное сопротивление схемы?
26. Выведите формулу (1.35).
27. Начертите мостовой вариант схемы **Рис. 1.47, б**.

Литература к гл. 1

1. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Советское радио, 1979. — 368 с.
2. Widlar R. J. A unique circuits design for a high performance operational amplifier especially suited to monolithic construction // Proc. NEC, 1965, v. 21, p. 85-89.
3. Widlar R. J. Future trends in integrated operational amplifiers // EDN, 1968, v.13, № 6.
4. Widlar R. J. IC Op Amp Beats FETs on Input Current. National Semiconductor, 1969, AN-29. December. — 18 pp.
5. Dobkin R. C. LM118 Op Amp Slews 70 V/ μ sec. National Semiconductor, 1971, Linear Brief 17. September. — 2 pp.
6. Полонников Д. Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 216 с.
7. Widlar R. J. Feed forward compensation speeds op-amp. National Semiconductor, 1969, Linear Brief 2, March. — 4 pp.
8. Титце У, Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. — М.: Мир, 1982. — 512 с.
9. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В трёх томах. Т.1 — М.: Мир, 1993.— 413 с.
10. Пейтон А. Дж., Воли В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. — М.: БИНОМ, 1994. — 352 с.
11. Завадский В. А. Компьютерная электроника. — Киев: ТОО ВЕК, 1996. — 368 с.
12. Рутковски Дж. Интегральные операционные усилители: Справочное руководство. — М.: Мир, 1978. — 323 с.
13. Op Amp Applications // W. Jung, editor. — Analog Devices Inc. — 2002.
14. Mancini R. Single Supply Op Amp Design Techniques // Application Report SLOA030. — Texas Instruments Incorporated. — October 1999. — 23 pp.
15. Hayes T. C., Horowitz P. Student Manual for the Art of Electronic. — Cambridge: Cambridge university press. — 2001. — 614 pp.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОУ

2.1. Линейные аналоговые вычислительные схемы на ОУ

Современные цифровые вычислительные машины позволяют с высокой точностью выполнять широкий круг математических операций с числами. Однако в измерительных и управляющих системах величины, подлежащие обработке, как правило, представляют собой непрерывные сигналы, например, изменяющиеся значения электрического напряжения или тока. В этих случаях приходится применять аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи. Такой подход оправдывает себя только тогда, когда конечной целью преобразования является получение информации в числовом виде, либо когда требования к точности вычислений настолько высоки, что не могут быть обеспечены с помощью аналоговых вычислителей. Существующие аналоговые вычислители позволяют получить точность не свыше 0.1%. Тем не менее, во многих случаях (например, в простейших управляющих устройствах, таких как системы управления импульсными преобразователями параметров электромагнитной энергии) вполне можно обойтись аналоговыми схемами для преобразования информации. Ниже рассмотрены наиболее важные аналоговые вычислительные схемы на ОУ. Обычно мы будем полагать ОУ идеальными. При высоких требованиях к точности выполнения математических операций необходимо учитывать также свойства реальных усилителей.

2.1.1. Схема масштабирования

Для пропорционального изменения сигнала, или масштабирования, или, что то же, умножения на постоянный коэффициент, могут быть применены ОУ как в инвертирующем (Рис. 1.7), так и в неинвертирующем включении (Рис. 1.8). Инвертирующее включение предпочтительнее, т. к. при нём просто реализовать коэффициенты передачи как больше, так и меньше единицы, отсутствует синфазный сигнал, легко обеспечить защиту входов ОУ от перегрузки, операция масштабирования может быть совмещена с операцией суммирования (см. п. 2.1.2). Для облегчения построения масштабирующих усилителей фирма National Semiconductor выпускает микросхемы ОУ в инвертирующем включении LMV101/02/05/10/11, имеющие коэффициенты передачи -1 , -2 , -5 и -10 , с резисторами обратных связей на кристалле. Кроме того, они имеют вывод от инвертирующего входа ОУ, что даёт возможность внешними резисторами установить любой коэффициент усиления, обеспечить суммирование нескольких входных сигналов и др. Схема этих ИМС приведена на Рис. 2.1, а. Аналогичные изделия выпускает фирма Maxim под маркой «GainAmps™». Это комплектные масштабирующие усилители: микромощные «тихоходные» ($f_T = 200$ кГц) одиночный/двойной МАХ4074/75 и более скоростные, с частотой единичного усиления 17 МГц, МАХ4174/4274. Все они в зависимости от сопротивления резистора, подключённого к инвертирующему входу, обеспечивают коэффициент передачи 1.25...101 в неинвертирующем и -0.25 ... -100 в инвертирующем включениях.

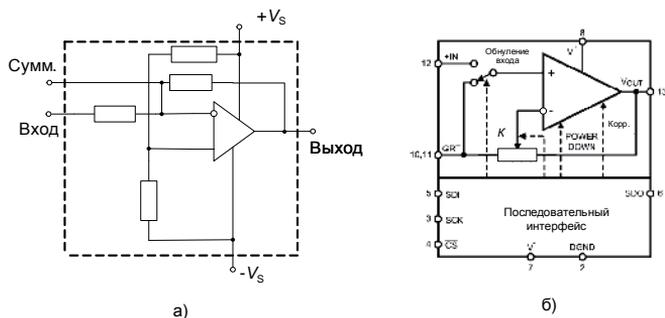


Рис. 2.1. Схемы ИМС масштабирующих усилителей.

Ещё один пример — семейство сверхскоростных масштабирующих усилителей THS4302/3 фирмы Texas Instruments. Оба представляют собой неинвертирующие усилители. Усилитель THS4302 имеет коэффициент усиления 5 и полосу пропускания 2.4 ГГц, а THS4303 имеет коэффициент усиления 10 и полосу пропускания 1.8 ГГц, причём GBP этого усилителя достигает 18 ГГц.

Фирма Analog Devices выпускает ИМС AD526, содержащую ОУ в неинвертирующем включении и набор резисторов обратной связи ОУ, коммутируемый аналоговыми ключами в соответствии с входными логическими уровнями. Значения коэффициентов передачи K — 1, 2, 4, 8, и 16. Благодаря лазерной подгонке погрешность коэффициента усиления не превышает 0.01% при $K = 1, 2, 4$ и 0.02% при $K = 8, 16$.

Недавно фирма National Semiconductor начала выпускать масштабирующий усилитель LMP8100 с коэффициентом масштабирования, программируемым по последовательному интерфейсу от 1 до 16, с шагом единица. Упрощённая функциональная схема этой ИМС представлена на Рис. 2.1, б. Из особенностей этого усилителя следует отметить возможность переключения входа на общую точку для системной калибровки нуля, высокую частоту единичного усиления — 33 МГц и малый входной ток — 0.1 пА.

Сравнение масштабирующих усилителей

Инвертирующий	Неинвертирующий
<ul style="list-style-type: none"> Выходной сигнал в противо-фазе относительно входного Отсутствует синфазный сигнал Низкое входное сопротивление Коэффициент передачи может быть как больше, так и меньше единицы Масштабирование может быть совмещено с суммированием (см. п. 2.1.2) 	<ul style="list-style-type: none"> Выходной сигнал в фазе со входным Есть синфазный сигнал Высокое входное сопротивление Коэффициент передачи не меньше единицы

2.1.2. Схемы суммирования

Для суммирования нескольких напряжений можно применить ОУ в инвертирующем включении. Входные напряжения через добавочные резисторы подаются на инвертирующий вход усилителя (Рис. 2.2, а). Поскольку эта точка является виртуальным нулём, то на основании 1-го закона Кирхгофа и свойства в) идеального ОУ (п. 1.2) получим следующее соотношение для выходного напряжения схемы:

$$V_{OUT} / R_{\Sigma} = -(V_1 / R_1 + V_2 / R_2 + \dots + V_n / R_n).$$

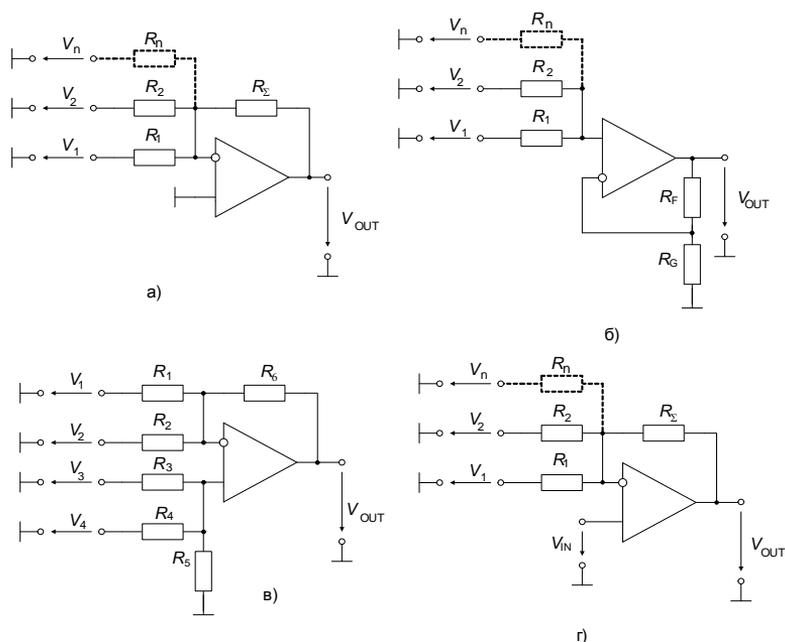


Рис. 2.2. Схемы сумматоров: а) инвертирующего, б) неинвертирующего, в) комбинированного.

Как видно, коэффициенты масштабирования (передачи) инвертирующего сумматора по всем входам задаются независимо друг от друга.

Следует иметь в виду, что в многоходовых инвертирующих сумматорах имеет место сужение полосы пропускания схемы в связи с уменьшением петлевого усиления за счёт параллельного включения входных сопротивлений каналов. Так, в случае равномасштабного суммирования n входных сигналов в схеме сумматора на полностью скорректированном ОУ полоса пропускания сузится в n раз по сравнению с обычным одноходовым инвертором с тем же коэффициентом передачи (масштабирования).

На Рис. 2.2, б представлена схема неинвертирующего сумматора. Используя метод двух узлов, можно записать:

$$\frac{\sum_{i=1}^n \frac{V_i}{R_i}}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}} = V_{\text{OUT}} \frac{R_G}{R_G + R_F}.$$

При $R_1 = R_2 = \dots = R_n$

$$V_{\text{OUT}} = \frac{1}{n} \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) \cdot \sum_{i=1}^n V_i.$$

Если необходимо суммировать сигналы с разными знаками, то может быть использована схема на Рис. 2.2, в. Для этой схемы при равенстве сопротивлений всех резисторов справедливо уравнение

$$V_{\text{OUT}} = V_3 + V_4 - V_1 - V_2.$$

Найдём связь между напряжением на неинвертирующем входе и выходным напряжением инвертирующего сумматора **Рис. 2.2, з**. Пусть напряжения $V_1 = V_2 = \dots = V_n = 0$. Тогда

$$V_{\text{OUT}} = \left(1 + \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{ЭКВ}}} \right) V_{\text{IN}} = \left(1 + R_{\Sigma} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} \right) V_{\text{IN}}.$$

В простейшем случае при $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$ последнее соотношение примет вид

$$V_{\text{OUT}} = \left(1 + n \frac{R_{\Sigma}}{R} \right) V_{\text{IN}}.$$

Если напряжения, подаваемые на суммирующие входы, не равны нулю, то в соответствии с принципом суперпозиции при $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$

$$V_{\text{OUT}} = \left(1 + n \frac{R_{\Sigma}}{R} \right) V_{\text{IN}} - \frac{R_{\Sigma}}{R} \cdot \sum_{i=1}^n V_i.$$

2.1.3. Схема интегрирования

Наиболее важное значение для аналоговой вычислительной техники имеет применение ОУ для реализации операций интегрирования. Как правило, для этого используют инвертирующее включение ОУ (**Рис. 2.3, а**).

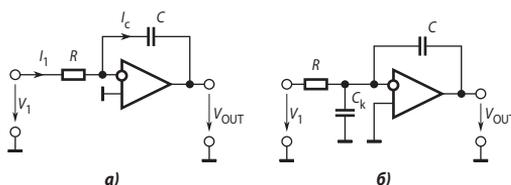


Рис. 2.3. Схемы инвертирующего интегратора: а — на ОУ с полной частотной коррекцией, б — на ОУ без внутренней частотной коррекции.

По первому закону Кирхгофа с учётом свойств а) и в) идеального ОУ для мгновенных значений следует: $i_1 = -i_C$. Поскольку $i_1 = v_1/R_1$, а выходное напряжение схемы равно напряжению на конденсаторе:

$$v_{\text{OUT}}(t) = v_C(t) = v_C(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t) dt,$$

то выходное напряжение определяется выражением:

$$v_{\text{OUT}}(t) = v_{\text{OUT}}(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t v_1(t) dt.$$

Постоянный член $v_{\text{OUT}}(0)$ определяет начальное условие интегрирования. С помощью схемы включения, показанной на **Рис. 2.4**, можно реализовать необходимые начальные условия. Когда ключ S_1 замкнут, а S_2 разомкнут, эта схема работает так же, как цепь, изображённая на **Рис. 2.3**. Если же ключ S_1 разомкнуть, то зарядный ток при идеальном ОУ будет равен нулю, а выходное напряжение сохранит значение, соответствующее моменту выключения. Для задания начальных условий следует при разомкнутом ключе S_1 замкнуть ключ S_2 . В этом режиме схема моделирует инерционное звено первого порядка, и после окончания переходного процесса, длительность которого определяется постоянной времени R_3C , на выходе интегратора установится напряжение

$$V_{\text{OUT}} = -(R_3 / R_2) V_2. \tag{2.1}$$

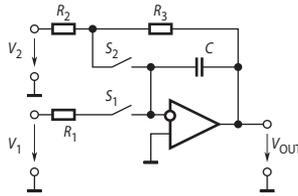


Рис. 2.4. Интегратор с цепью задания начальных условий.

После замыкания ключа S_1 и размыкания ключа S_2 интегратор начинает интегрировать напряжение V_1 , начиная со значения (2.1).

Используя формулу (1.8) и учитывая, что в схеме на Рис. 2.3 $R_1 = R$, а вместо R_2 включён конденсатор с операторным сопротивлением $Z_2(s) = 1/(sC)$, можно найти передаточную функцию интегратора

$$K(s) = -\frac{1}{sRC} = -\frac{1}{s\tau}, \tag{2.2}$$

где τ — постоянная времени интегратора. Подставив в (2.2) $s = j\omega$, получим частотную характеристику интегратора:

$$\dot{K}(j\omega) = -\frac{1}{j\omega RC}.$$

Устойчивость интегратора можно оценить по частотным характеристикам петли обратной связи, причём в этом случае коэффициент передачи звена обратной связи будет комплексным:

$$\dot{\beta}(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}. \tag{2.3}$$

Для высоких частот $\beta \gg 1$ и его фазовый сдвиг будет нулевым. В этой частотной области к схеме предъявляются те же требования, что и к усилителю с единичной обратной связью (см п. 1.6). Поэтому здесь также следует ввести коррекцию частотной характеристики. Чаще для построения интегратора используют ОУ с внутренней коррекцией. Типичная ЛАЧХ схемы интегрирования на ОУ приведена на Рис. 2.5. Постоянная интегрирования $\tau = RC$ принята равной 100 мкс. Из Рис. 2.5 видно, что при этом максимальное усиление цепи обратной связи составит $|K_{nl}| = |\beta K_U| \approx 600$, т. е. будет обеспечена погрешность интегрирования не менее 0.2%, причём в отличие от инвертирующего усилителя эта точность снижается не только на высоких, но и на низких частотах.

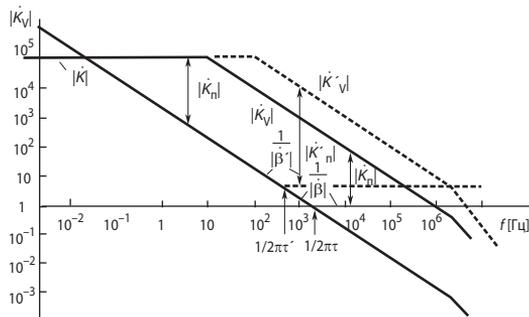


Рис. 2.5. Частотная характеристика интегратора.

Для повышения точности интегрирования в области низких частот следует выбирать ОУ с большим дифференциальным коэффициентом усиления по напряжению K_V . Действительно, подставив (2.3) в (1.1), получим частотную характеристику интегратора с учётом конечного значения K_V :

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{K_V}{1 + j\omega RC(1 + K_V)},$$

т. е., строго говоря, интегратор на ОУ представляет собой фильтр нижних частот первого порядка с коэффициентом усиления K_V и постоянной времени $(1 + K_V)RC$.

Повысить точность интегрирования в области средних и высоких частот можно, применяя более быстродействующие ОУ. При этом, однако, часто возникает проблема устойчивости.

Пример 2.1

Операционный усилитель ОРА627 с полной внутренней частотной коррекцией почти идеально подходит для применения в схеме интегратора — типичные значения его параметров: $K_V = 10^6$, $I_{IN} = 5$ пА, $V_{OFF} = 100$ мкВ, частота единичного усиления $f_T = 16$ МГц. Ещё большим быстродействием обладает его нескорректированный собрат ОРА637. При тех же статических параметрах он обладает $f_T = 80$ МГц. Однако он обладает достаточными запасами устойчивости лишь при $K > 5$. Поскольку в области высоких частот звено обратной связи интегратора обеспечивает 100%-ную обратную связь, ОРА637 нельзя включать по схеме **Рис. 2.3, а**. Но его можно включить по схеме **Рис. 2.3, б**, если выбрать $C_K = 4C$. Частотная характеристика звена обратной связи интегратора с учётом конденсатора C_K имеет вид

$$\dot{\beta}'(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega R(C + C_K)}.$$

На **Рис. 2.5** штриховыми линиями обозначены ЛАЧХ нескорректированного усилителя $|K'_V|$, и $1/|\beta'|$. Частота перегиба асимптотической ЛАЧХ равна $1/2\pi\tau'$, причём $\tau' = R(C + C_K)$. Видно, что при этом максимальное усиление цепи обратной связи составит $|K'_{\Pi}| = |\beta' K'_V| \approx 5000$, т. е. будет обеспечена точность интегрирования в области средних частот до 0.02%.

В заключение отметим, что к ОУ, работающим в схемах интеграторов, предъявляются особенно высокие требования не только в отношении дифференциального коэффициента усиления по напряжению K_V , но и входного тока, а также напряжения смещения нуля. Большие входной ток и смещение нуля могут вызвать существенный дрейф выходного напряжения при отсутствии сигнала на входе.

2.1.4. Схема дифференцирования

Поменяв местами резистор и конденсатор в схеме интегратора на **Рис. 2.3, а**, получим дифференциатор (**Рис. 2.6**). Применение первого закона Кирхгофа для инвертирующего входа ОУ в этом случае даёт следующее соотношение:

$$C(dV_{IN}/dt) + V_{OUT}/R = 0,$$

или

$$V_{OUT} = -RC(dV_{IN}/dt).$$

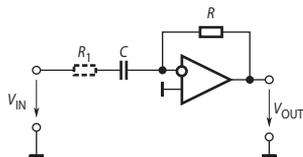


Рис. 2.6. Схема дифференциатора.

Используя формулу (1.8) и учитывая, что в схеме на **Рис. 2.6** вместо $R_1 \rightarrow 1/sC$, а $R_2 = R$, найдём передаточную функцию дифференциатора

$$K(s) = -sRC = -s\tau. \quad (2.4)$$

где τ — постоянная времени дифференциатора. Подставив в (2.4) $s = j\omega$, получим частотную характеристику дифференциатора:

$$\underline{K}(j\omega) = -j\omega RC,$$

модуль которой

$$|K| = \omega RC \quad (2.5)$$

пропорционален частоте.

Практическая реализация дифференцирующей схемы, показанной на **Рис. 2.6**, сопряжена со значительными трудностями по следующим причинам:

- во-первых, схема имеет чисто ёмкостное входное сопротивление, которое в случае, если источником входного сигнала является другой ОУ, может вызвать его неустойчивость;
- во-вторых, дифференцирование в области высоких частот в соответствии с выражением (2.5) приводит к значительному усилению составляющих высоких частот, что ухудшает соотношение сигнал/шум;
- в-третьих, в этой схеме в петле обратной связи ОУ оказывается включённым инерционное звено первого порядка, создающее в области высоких частот запаздывание по фазе до 90° :

$$\dot{\beta}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC}.$$

- Оно суммируется с фазовым запаздыванием ОУ, которое может составлять или даже превышать 90° (см. **Рис. 1.18**), в результате чего схема становится неустойчивой.
- Устранить эти недостатки позволяет включение последовательно с конденсатором дополнительного резистора R_1 (на **Рис. 2.6** показан пунктиром). Следует отметить, что введение такой коррекции практически не уменьшает диапазона рабочих частот схемы дифференцирования, т. к. на высоких частотах из-за снижения коэффициента усиления ОУ она всё равно работает неудовлетворительно. Величину R_1C (и, следовательно, полюс передаточной функции RC -цепи) целесообразно выбирать так, чтобы на частоте f_1 усиление петли обратной связи было бы единичным (см. **Рис. 2.7**).

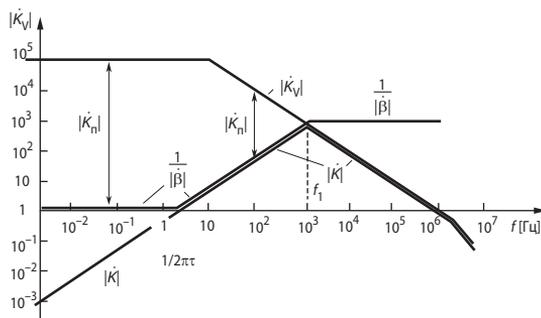


Рис. 2.7. ЛАЧХ схемы дифференцирования на ОУ.

2.2. Схемы линейного преобразования сигналов

При построении линейных электрических схем кроме пассивных элементов используются идеализированные активные элементы в виде управляемых источников тока и напряжения. Кроме того, применяются идеализированные преобразующие схемы, например, преобразователи отрицательного сопротивления. Ниже рассмотрены основные принципы их реализации.

2.2.1. Источники напряжения, управляемые током

Для точных измерений слабых токов в цифро-аналоговых преобразователях и в некоторых других устройствах требуется получение напряжения, пропорционального току. При этом во многих случаях необходимо, чтобы источник напряжения, управляемого током, называемый также преобразователем *ток—напряжение*, имел, по возможности, минимальные входное и выходное сопротивления.

Входное и выходное сопротивления идеального преобразователя ток—напряжение равны нулю.

Схема источника напряжения, управляемого током, приведена на **Рис. 2.8**. Если усилитель идеальный, то $V_D = 0$ и $V_{OUT} = -RI_{IN}$. Если коэффициент усиления ОУ K_V конечен, то

$$R_{IN} = \frac{V_D}{I_{IN}} = \frac{R}{1 + K_V} \approx \frac{R}{K_V}; \quad (2.6)$$

$$R_{OUT} = r_{OUT} \frac{R + R_S}{R_S K_V}, \quad (2.7)$$

где R_S — сопротивление источника входного сигнала.

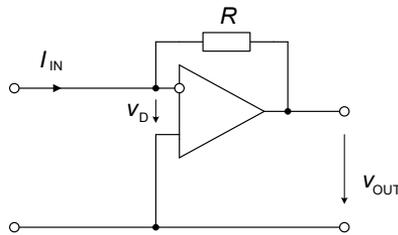


Рис. 2.8. Источник напряжения, управляемый током.

2.2.2. Источники тока, управляемые напряжением

Источники тока, управляемые напряжением, (преобразователи напряжение—ток) предназначены для обеспечения нагрузки током, который не зависит от выходного напряжения ОУ и регулируется только входным напряжением схемы. Такие источники применяются в измерительных схемах, например, при измерении сопротивления, в электроприборах, если требуется стабилизировать вращающий момент электродвигателя и др.

Идеальный преобразователь напряжение—ток имеет бесконечно большие входное и выходное сопротивления.

Источники тока с незаземлённой нагрузкой

В инвертирующем и неинвертирующем усилителе по резистору отрицательной обратной связи протекает ток $I_2 = V_1/R_1$ (см. п. 1.3). Таким образом, этот ток не зависит от падения напряжения на резисторе R_2 . Следовательно, оба этих усилителя можно использовать в качестве источников тока, в которых вместо резистора обратной связи включена нагрузка (Рис. 2.9).

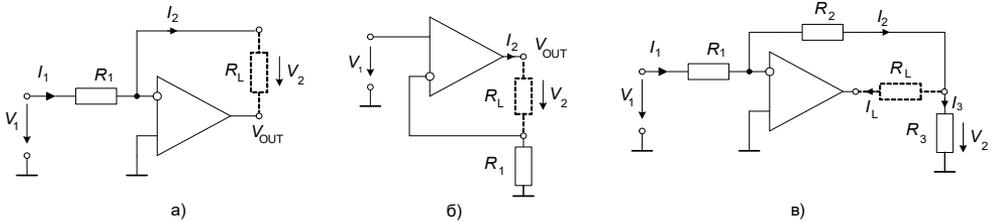


Рис. 2.9. Источники тока с нагрузкой в цепи обратной связи.

Поскольку дифференциальный коэффициент усиления ОУ K_V имеет конечное значение, входное дифференциальное напряжение V_D остаётся отличным от нуля. Для определения выходного сопротивления источника тока на Рис. 2.9, а запишем:

$$I_1 = I_2 = (V_1 - V_D)/R_1,$$

$$V_D = -(V_{OUT}/K_V),$$

$$V_2 = V_D - V_{OUT}.$$

Отсюда получим следующее соотношение:

$$I_2 = \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_2}{R_1(1 + K_V)} \approx \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_2}{K_V R_1}. \quad (2.8)$$

Таким образом, выходное сопротивление источника тока будет равно

$$R_{OUT} = -(\partial V_2 / \partial I_2) = K_V R_1.$$

Оно пропорционально дифференциальному коэффициенту усиления ОУ. Выходное сопротивление схемы на Рис. 2.9, б может быть рассчитано аналогично.

Так как большинство моделей ОУ имеют довольно узкую полосу пропускания f_{Π} , то для анализа сигналов переменного тока следует принимать во внимание, что K_V — комплексная величина, зависящая от частоты входного сигнала. В этом случае последняя формула имеет вид

$$Z_{OUT} = \dot{K}_V R_1 = \frac{K_V}{1 + j \frac{2\pi f}{2\pi f_{\Pi}}} R_1,$$

т. е. выходное сопротивление схемы будет убывать с частотой. Из формулы (2.8) следует, что при $K_V \rightarrow \infty$

$$I_2 = V_1/R_1. \quad (2.9)$$

Схема на Рис. 2.9, б интересна тем, что при использовании мощного усилителя (например, LM12 или какого-либо из усилителей фирмы Арех) позволяет управлять мощной нагрузкой, скажем, электродвигателем, отклоняющей системой или соленоидом, при этом можно обеспечить ток через нагрузку до десятков ампер. Однако мощные ОУ довольно дороги, поэтому в случае если ток через нагрузку однонаправленный, то для

умощнения выхода обычного ОУ можно использовать эмиттерный, либо истоковый транзисторный повторитель. Схема мощного преобразователя напряжение—ток на основе эмиттерного повторителя представлена на **Рис. 2.10, а**. При конструировании мощных источников тока необходимо обратить внимание на подключение резистора R_1 , величина которого, как следует из (2.8) и (2.9), определяет выходной ток. Этот резистор должен быть обязательно подключён по четырёхпроводной схеме.

Типичная нагрузка мощных источников тока (моментные электродвигатели, соленоиды) имеет активно-индуктивный характер и создаёт в передаточной функции контура регулирования схемы дополнительный полюс. ОУ также обладает передаточной функцией с одним или двумя полюсами. Поэтому схема на **Рис. 2.10, а** может быть неустойчивой.

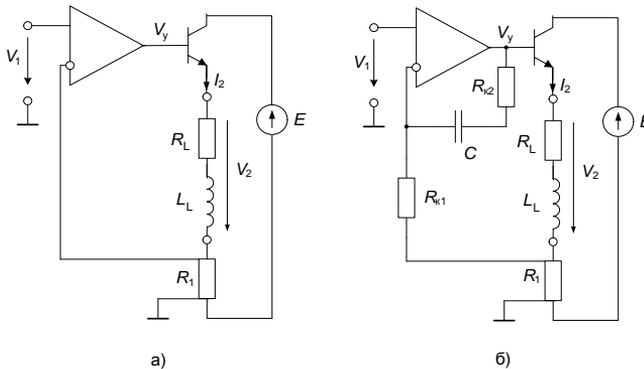


Рис. 2.10. Источники тока с нагрузкой в цепи обратной связи с эмиттерным повторителем.

Для оценки устойчивости источника тока по схеме на **Рис. 2.10, а** можно воспользоваться моделью в пакете VisSim. Модель источника тока (**Рис. 2.11**) включает модель ОУ (передаточная функция $W_{\text{ОУ}}(s)$) и нелинейный блок-ограничитель (НБ) и модель активно-индуктивной нагрузки (см. п. 6.13.2). Частотные свойства транзистора, включённого по схеме с общим коллектором, здесь не учитываются.

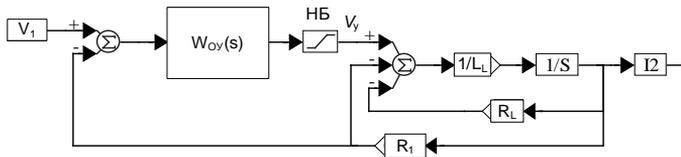


Рис. 2.11. Модель источника тока в VisSim.

Пример 2.2

Пусть в схеме на **Рис. 2.10, а** включён ОУ AD8675. Его передаточная функция

$$W_{\text{ОУ}}(s) = \frac{10^6}{1 + 0.016s}.$$

Остальные параметры схемы: $L_L = 0.01$ Гн, $R_L = 0.1$ Ом, $R_1 = 0.05$ Ом.

Используя функцию Frequency Response, построим в VisSim логарифмические частотные характеристики (ЛЧХ) разомкнутого контура регулирования схемы (**Рис. 2.12**). Графики показывают, что при значительной полосе пропускания (частота среза $\omega_{\text{ср}}$ около $16\,000\text{ с}^{-1}$) система обладает запасами устойчивости по фазе (ϕ_3), близкими к нулю. Даже

малое дополнительное фазовое запаздывание, обусловленное, например, частотными свойствами эмиттерного повторителя, приведёт к самовозбуждению схемы.

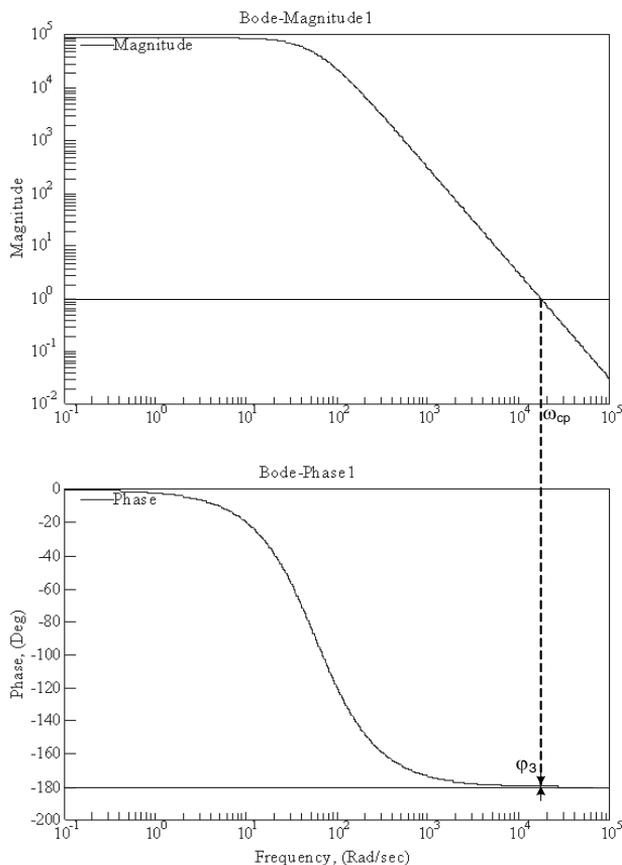


Рис. 2.12. Логарифмические частотные характеристики для примера 2.2.

Для повышения запасов устойчивости можно охватить ОУ местной обратной связью, которая превратит его в пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор (Рис. 2.10, б). Модель в VisSim для такого включения приведена на Рис. 2.13. Здесь $W_{OC}(s)$ — передаточная функция звена обратной связи

$$W_{OC}(s) = \frac{sR_{k1}C}{1 + sR_{k2}C}.$$

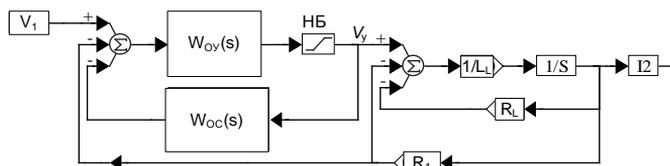


Рис. 2.13. Модель в VisSim схемы на Рис. 2.10, б.

Пример 2.3

В схеме на **Рис. 2.10, б** $R_{k1}C = 0.0001$, $R_{k2}C = 0.01$. Остальные параметры те же, что и в схеме на **Рис. 2.10, а**. ЛЧХ разомкнутого контура регулирования системы на **Рис. 2.10, б** представлены на **Рис. 2.14**. Видно, что полоса пропускания системы уменьшилась до 500 с^{-1} , но запас устойчивости по фазе составляет примерно 85° , что гарантирует устойчивость системы без дополнительной настройки.

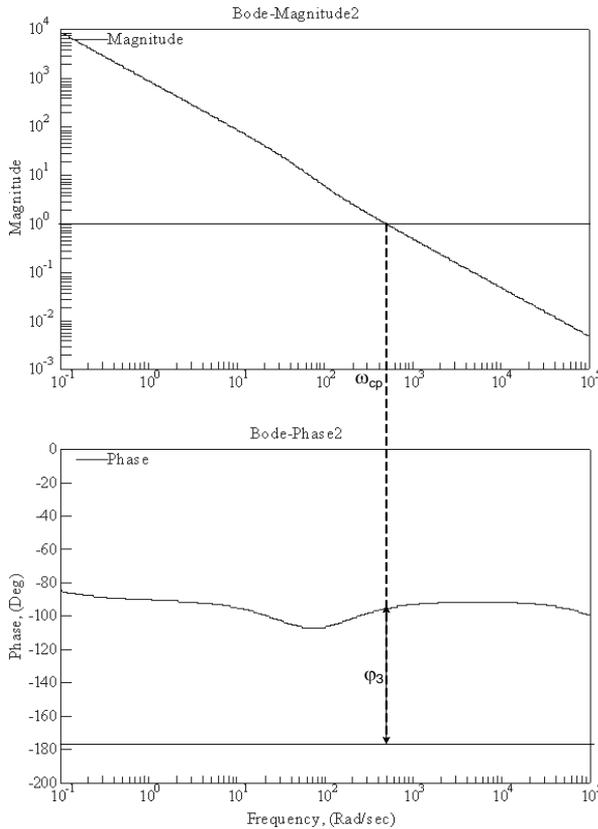


Рис. 2.14. Логарифмические частотные характеристики для примера 2.3.

Ещё один вариант схемы источника тока с включением нагрузки в цепи обратной связи ОУ приведён на **Рис. 2.9, в** [2.13]. Ток через нагрузку в этой схеме определяется выражением

$$I_L = \frac{V_1}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right). \quad (2.10)$$

Рассмотренные источники тока обладают существенным недостатком. Ни к одному из зажимов нагрузки этих источников тока не может быть приложен постоянный потенциал (в том числе и нулевой), поскольку в противном случае либо выход, либо инвертирующий вход ОУ будет закорочен. Приведённые ниже схемы не имеют этого недостатка.

Источники тока с заземлённой нагрузкой

Схему источника тока, приведённую на **Рис. 2.15, а**, называют схемой Хоуланда. Принцип её действия состоит в том, что выходной ток измеряется по падению напряжения на резисторе R_5 . Выходное напряжение ОУ устанавливается таким, что падение напряжения на резисторе R_5 оказывается пропорциональным величине входного напряжения. Для определения выходного тока источника запишем уравнения по первому закону Кирхгофа для n - и p -входов и выхода ОУ:

$$(V_{OUT} - V_n)/R_2 - V_n/R_1 = 0,$$

$$(V_1 - V_p)/R_3 + (V_2 - V_p)/R_4 = 0,$$

$$(V_{OUT} - V_2)/R_5 - (V_2 - V_p)/R_4 - I_2 = 0.$$

Из этих уравнений с учётом того, что $V_n = V_p$, получим:

$$I_2 = \left(1 + \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1 R_5} \right) \frac{V_1}{R_3 + R_4} + \frac{R_2 R_3 - R_1(R_4 + R_5)}{R_1 R_5 (R_3 + R_4)} V_2.$$

Приравняв нулю коэффициент при V_2 , найдём условие независимости выходного тока от напряжения на нагрузке:

$$R_1/R_3 = R_2/(R_4 + R_5). \tag{2.11}$$

Если выбрать $R_1 = R_3$ и $R_2 = R_4$, то выражение для выходного тока источника будет иметь вид:

$$I_2 = \left(\frac{R_2}{R_1 R_5} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right) V_1.$$

Выполняя точную подстройку, например, R_3 , можно добиться бесконечного выходного сопротивления источника тока на низких частотах при реальных характеристиках ОУ.

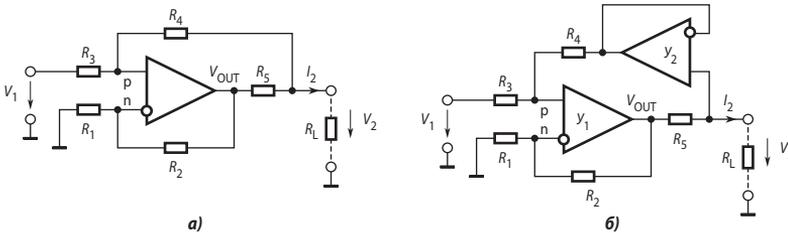


Рис. 2.15. Источник тока, управляемый напряжением, для заземлённой нагрузки.

Можно усовершенствовать схему Хоуланда, включив между выходом схемы и резистором R_4 буферный повторитель (см. **Рис. 2.15, б**) [2.3]. При этом условие независимости выходного тока от напряжения на нагрузке заметно упростится:

$$R_1/R_3 = R_2/R_4 \tag{2.12}$$

и появится возможность регулировать коэффициент передачи схемы изменением сопротивления резистора R_5 . Связь между входным напряжением и выходным током с учётом (2.12) устанавливает формула

$$I_2 = V_1 \frac{R_2}{R_1 R_5}.$$

Недостаток схем, приведённых на **Рис. 2.15**, состоит в том, что внутреннее сопротивление ($R_{и}$) управляющего источника напряжения (V_1) входит в выражения (2.11) и (2.12) (оно добавляется к сопротивлению резистора R_3 , подключённого ко входу схемы). К тому же ток управляющего источника напряжения зависит от сопротивления нагрузки. В ре-

зультате полная балансировка источника тока невозможна, если $R_{и}$ зависит от тока, как, например, у стабилитронов.

Этого недостатка не имеет схема, приведённая на **Рис. 2.16, а**. Здесь входной резистор присоединён к виртуальному нулю. Другое достоинство этой схемы состоит в отсутствии синфазного сигнала. Для расчёта выходного тока в этой схеме используем следующее соотношение:

$$V_4 = -V_3 = V_1 + (R_2/R_3) V_2.$$

Запишем уравнение по первому закону Кирхгофа для выхода схемы:

$$(V_4 - V_2)/R_1 - V_2/R_3 - I_2 = 0.$$

Исключив потенциал V_4 , получим выражение

$$I_2 = V_1/R_1 + V_2[(R_2 - R_3 - R_1)/R_1R_3],$$

из которого следует, что выходной ток не будет зависеть от выходного напряжения, если выполняется условие

$$R_3 = R_2 - R_1. \quad (2.13)$$

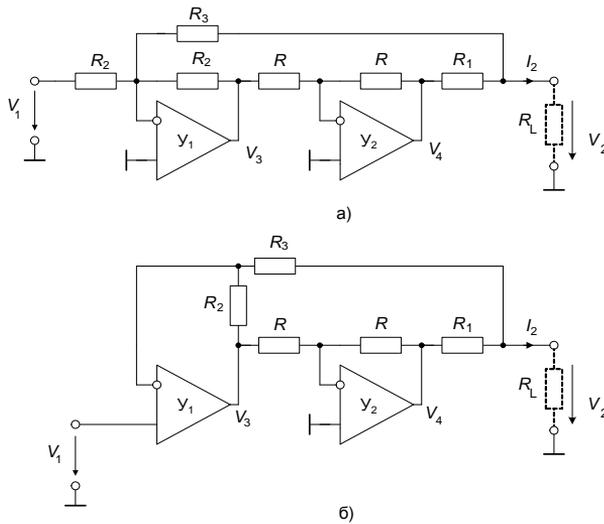


Рис. 2.16. Источники тока с инвертирующим повторителем.

Если в этой схеме использовать усилитель Y_1 в дифференциальном включении (**Рис. 2.16, б**), то преобразователь напряжение—ток будет иметь высокое входное сопротивление и коэффициент преобразования не будет зависеть от выходного сопротивления источника сигнала.

Выходное напряжение усилителя Y_2 определяется уравнением

$$V_4 = -V_3 = (1 + R_2/R_3)V_1 - (R_2/R_3)V_2.$$

Уравнение по первому закону Кирхгофа для выхода схемы:

$$(V_4 - V_2)/R_1 - (V_2 - V_1)/R_3 - I_2 = 0.$$

Исключив потенциал V_4 , получим выражение:

$$I_2 = V_1[(R_1 - R_3 - R_2)/(R_1R_3)] + V_2[(R_2 - R_3 - R_1)/(R_1R_3)],$$

из которого следует, что выходной ток не будет зависеть от выходного напряжения (а, значит и сопротивления нагрузки), если выполняется условие

$$R_2 = R_3 + R_1.$$

С учётом выполнения этого условия выходной ток будет определяться следующей формулой:

$$I_2 = -2V_1/R_1.$$

В заключение заметим, что рассмотренные выше источники тока с заземлённой нагрузкой представляют собой системы с регулированием по возмущению (системы с компенсирующими связями). В отличие от систем с регулированием по отклонению (систем с отрицательными обратными связями), системы с регулированием по возмущению требуют точной настройки параметров связей, как это и следует из выражений (2.11) и (2.13). Схемы источников тока с незаземлённой нагрузкой — это системы с регулированием по отклонению. Они не требуют точной настройки связей, а лишь по возможности большего значения дифференциального коэффициента усиления ОУ.

Если дополнить любую из схем **Рис. 2.15, 2.16** источников тока ещё одним усилителем, можно получить мостовой источник тока. Это целесообразно в мощных схемах, особенно при питании от батарей, где не всегда можно вывести нулевую (среднюю) точку. На **Рис. 2.17** представлена схема токового контура системы управления двигателем постоянного тока. На базе управляемого источника тока можно легко реализовать схему подчинённого регулирования электропривода, которая отличается высокими регулировочными и динамическими характеристиками. Токовый контур является внутренним (подчинённым) контуром, входящим в контур регулирования скорости.

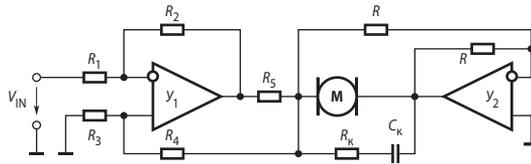


Рис. 2.17. Схема токового контура системы управления двигателем постоянного тока.

На усилителе U_1 выполнена схема источника тока Хоуланда, а на U_2 — инвертирующий повторитель. Источник тока пропускает через якорную обмотку двигателя ток, пропорциональный входному напряжению V_{IN} . Повторитель следит за напряжением на левом выводе якоря и поддерживает напряжение на правом выводе якоря равным по величине, но обратной полярности относительно общей точки. Таким образом, можно использовать полный размах питающего напряжения. Для повышения устойчивости здесь может быть включена корректирующая цепочка $R_k C_k$.

Совсем простой получается схема преобразователя напряжение—ток, работающего на заземлённую нагрузку, если источник входного напряжения не связан ни одним из полюсов с общей точкой. Схема такого источника тока представлена на **Рис. 2.18, а**. Уравнения, описывающие работу этой схемы, суть

$$V_2 = K_V(V_p - V_1);$$

$$V_p = V_2 - E_{IN};$$

$$V_2 - V_1 = I_{OUT}R_1.$$

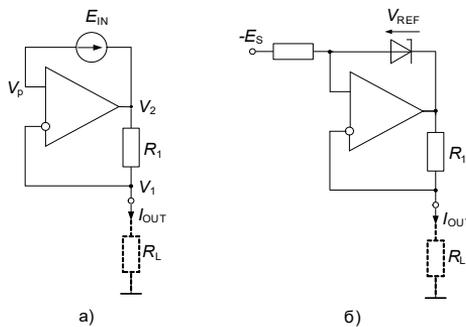


Рис. 2.18. Преобразователь напряжение—ток с изолированным источником входного сигнала.

Решение этой системы относительно I_{OUT} :

$$I_{OUT} = \frac{V_2 + E_{IN} K_V}{K_V R_1} \approx \frac{E_{IN}}{R_1}.$$

В качестве изолированного от общей точки источника входного сигнала может использоваться, например, вторичная обмотка трансформатора, или какой-либо изолированный датчик. На **Рис. 2.18, б** приведена схема источника стабильного тока на ОУ со стабилитроном.

Источники тока для нагрузки, один из полюсов которой имеет постоянный потенциал, отличный от потенциала общей точки

Если можно соединить один из полюсов нагрузки с положительным или отрицательным полюсами источника питания, то схема источника тока значительно упрощается (**Рис. 2.19**). Эти схемы подобны схемам источников тока на транзисторах, но для уменьшения влияния собственных параметров транзисторов в схему введены ОУ. Рассмотрим схему с неинвертирующим включением ОУ (**Рис. 2.19, а**).

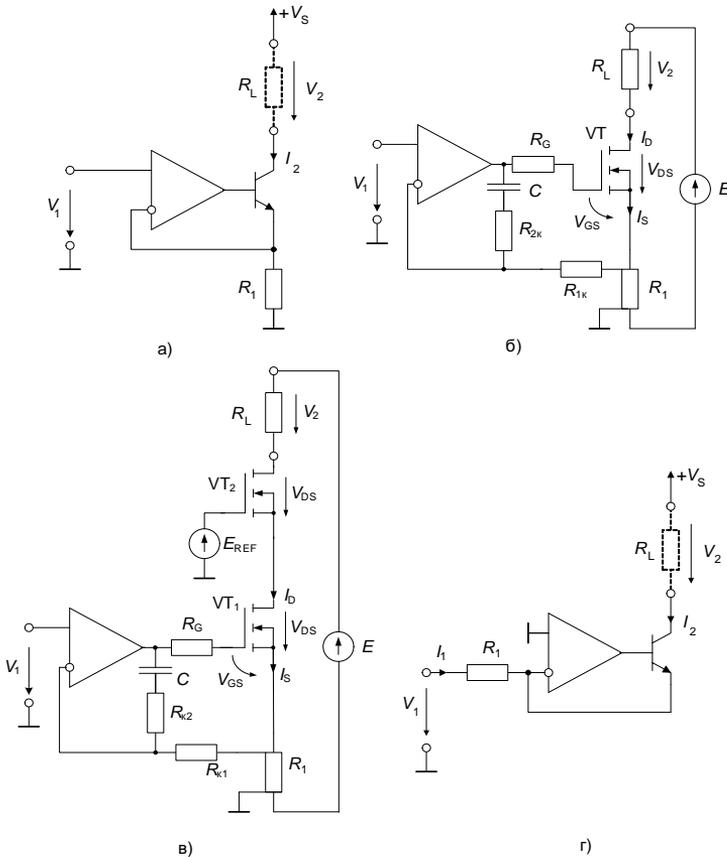


Рис. 2.19. Источники тока с транзисторами.

Выходное напряжение ОУ устанавливается таким, что напряжение на резисторе R_1 равно V_1 . (Это естественно выполняется при положительном напряжении, когда транзистор не заперт). При этом ток через резистор R_1 будет равен V_1/R_1 . Выходной ток источника определится соотношением:

$$I_2 = (V_1/R_1)[1 - (1/B)].$$

В это соотношение входит статический коэффициент усиления тока транзистора (B). Это вызвано тем, что часть тока через резистор R_1 (т. е. эмиттерного тока транзистора) отводится в базу. Влияние конечного усиления по току может быть уменьшено, если использовать составной биполярный транзистор, и практически исключено, если заменить биполярный транзистор полевым, ток затвора которого пренебрежимо мал (**Рис. 2.19, б**). В этом случае

$$I_2 = (V_1/R_1).$$

В этих схемах ОУ нагружен на вход транзистора, имеющий значительную ёмкость (особенно МОП-транзистор). Как следствие, в передаточной функции контура обратной связи появляется дополнительный полюс, ухудшающий устойчивость источника. Для компенсации этого явления можно использовать тот же приём, что и в схеме на **Рис. 2.9, г**, включив в цепь обратной связи ОУ RC -цепь $R_{K1}R_{K2}C$ (см. **Рис. 2.19, б**), которая превратит ОУ в ПИ-регулятор. Полезно одновременно подключить между выходом ОУ и затвором транзистора резистор с сопротивлением R_G порядка 1 кОм.

Найдём выходное сопротивление преобразователя напряжение—ток на ОУ с полевым транзистором. Уравнение в приращениях цепи затвора МОП-транзистора в этой схеме имеет вид

$$K_V(\Delta V_1 - \Delta I_S R_1) = \Delta V_{GS} + \Delta I_S R_1, \tag{2.14}$$

где K_V — коэффициент усиления ОУ. Уравнение цепи стока

$$\Delta V_{DS} + \Delta I_S R_1 + \Delta V_2 = E. \tag{2.15}$$

Поскольку

$$\Delta I_S = S \Delta V_{GS},$$

а

$$\Delta V_{DS} = \frac{\Delta I_S}{g_D},$$

где S — крутизна, а g_D — стоковая проводимость МОП-транзистора, из уравнений (2.14) и (2.15) с достаточной точностью получается

$$\Delta I_D = \Delta I_S \approx \frac{\Delta V_1}{R_1} - \frac{g_D \Delta V_2}{R_1 S K_V}.$$

Отсюда следует

$$\frac{1}{R_{OUT}} = - \frac{\partial I_D}{\partial V_2} = \frac{g_D}{R_1 S K_V}.$$

и, следовательно,

$$R_{OUT} = \frac{R_1 S K_V}{g_D}. \tag{2.16}$$

Последняя формула показывает, что выходное сопротивление источника тока сильно зависит от выходной проводимости транзистора. Если в результате, например, увеличения сопротивления нагрузки напряжение сток—исток уменьшается настолько, что транзистор начинает работать в веерной (начальной) части выходных характеристик, проводимость g_D может возрасти в сотни тысяч или даже в миллионы раз. Это приведёт к резкому уменьшению выходного сопротивления источника.

Выходное сопротивление схемы на **Рис. 2.19, б** существенно зависит также от выходного тока. Действительно, ток стока мощного МОП-транзистора в области больших напряжений сток—исток ($V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$, где V_{th} — пороговое напряжение затвор—исток) с учётом модуляции длины канала определяется формулой [2.4]

$$I_D = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_{th})^2 \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right), \quad (2.17)$$

где $V_A \approx 20 \dots 100$ В — напряжение Эрли, $K = \partial S / \partial V_{GS}$ [А/В²] — удельная крутизна, параметр, мало зависящий от тока стока.

Дифференциальная проводимость транзистора

$$g_D = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \frac{K}{2V_A} (V_{GS} - V_{th})^2,$$

или, с учётом (2.17)

$$g_D = \frac{I_D}{V_{DS} + V_A}, \quad (2.18)$$

а крутизна

$$S = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = K (V_{GS} - V_{th}) \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right). \quad (2.19)$$

Подставив в (2.19) значение $(V_{GS} - V_{th})$, найденное из (2.17), получим

$$S = \sqrt{2KI_D} \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right) \approx \sqrt{2KI_D}. \quad (2.20)$$

Подставляя (2.18) и (2.20) в (2.16), найдём окончательно

$$R_{OUT} = R_1 K_V (V_{DS} + V_A) \sqrt{\frac{2K}{I_D}}, \quad (2.21)$$

т. е. с ростом тока выходное сопротивление схемы уменьшается.

Если нагрузка в схеме на **Рис. 2.19, б** активно-индуктивная, то в передаточной функции контура регулирования появляется полюс, ухудшающий устойчивость схемы. Этот полюс обусловлен ёмкостной связью между стоком и затвором (эффектом Миллера). Для устранения этого эффекта нужно стабилизировать потенциал стока транзистора. Сделать это можно, например, включив дополнительный транзистор по каскодной схеме (**Рис. 2.19, в**). Это приводит также к увеличению выходного сопротивления схемы.

При конструировании источников тока большой силы необходимо уделять внимание правильному монтажу схемы. В частности, для достижения максимальной величины выходного сопротивления следует токозадающий резистор (R_1 на **Рис. 2.19, б, в**) подключать по четырёхпроводной схеме.

На **Рис. 2.19, г** приведена аналогичная схема источника тока с инвертирующим включением ОУ. Здесь выходной ток определяется соотношением

$$I_2 = -(V_1/R_1) [1 - (1/B)],$$

т. е. для нормальной работы схемы входное напряжение должно быть отрицательным. Здесь также целесообразно использование составного биполярного или полевого транзисторов. Недостаток этой схемы: через источник входного сигнала протекает почти тот же ток, что и через нагрузку. Как следствие, её нецелесообразно применять при больших токах нагрузки. Эта схема широко используется при измерении тока в линиях, находящихся под относительно высоким напряжением (см. п. 2.8.7).

Схема на **Рис. 2.20** лишена этого недостатка. Потенциал инвертирующего входа ОУ равен нулю, поэтому напряжение V_1 связано с током эмиттера транзистора следующим соотношением:

$$V_1 = I_E \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}.$$

С другой стороны, поскольку входной ток усилителя равен нулю, имеет место следующее соотношение:

$$\frac{V_1}{R_3} = -\frac{V_{IN}}{R_2}.$$

Разрешив два последних уравнения относительно I_E , получим

$$I_E = -V_{IN} \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2}.$$

В схемах на **Рис. 2.19**, **Рис. 2.20** можно соединить нагрузку с отрицательным источником питания, заменив транзистор на комплементарный. При этом изменится и полярность управляющего напряжения. Дополнительным достоинством рассмотренных источников тока является то, что диапазон изменений токов и напряжений нагрузки здесь ограничивается только областью безопасной работы транзистора и не зависит от свойств ОУ, поэтому её можно применять для построения высоковольтных источников тока на низковольтных ОУ.

Источники тока на **Рис. 2.19**, **Рис. 2.20** способны формировать только однонаправленные токи. Если необходим биполярный источник большого тока, то может быть использована схема, представленная на **Рис. 2.21** [2.14].

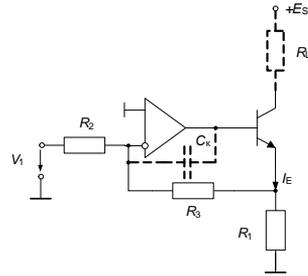


Рис. 2.20. Схема источника тока с делителем в цепи обратной связи.

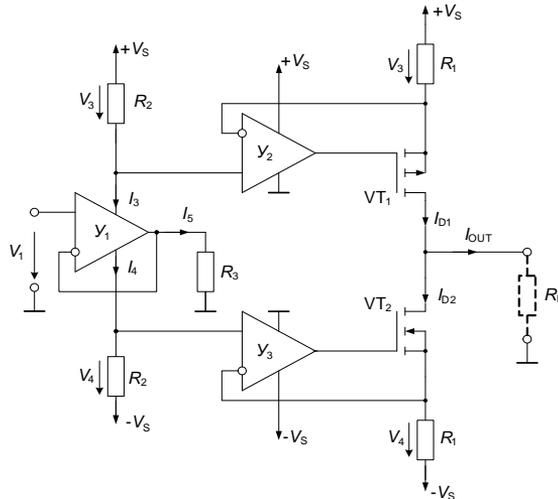


Рис. 2.21. Биполярный источник большого тока.

Здесь оба выходных каскада регулируются токами I_3 и I_4 , которые протекают в цепях питания U_1 . Для токов стока справедливы соотношения

$$I_{D1} = \frac{V_3}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} I_3; \quad I_{D2} = \frac{V_4}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} I_4.$$

Как видно, выходные каскады работают как токовое зеркало. Отсюда получаем формулу для выходного тока:

$$I_{OUT} = I_{D1} - I_{D2} = \frac{R_2}{R_1} (I_3 - I_4). \quad (2.22)$$

Операционный усилитель U_1 работает как повторитель напряжения. На резисторе R_3 , таким образом, появляется напряжение, равное входному V_1 . Следовательно, выходной ток ОУ определяется выражением

$$I_5 = \frac{V_1}{R_3}. \quad (2.23)$$

При дальнейшем рассмотрении схемы следует принимать во внимание тот факт, что ОУ может считаться узлом токов, в котором в соответствии с первым законом Кирхгофа сумма токов должна быть равна нулю. Так как входными токами ОУ можно пренебречь, то с приемлемой точностью можно записать

$$I_5 = I_3 - I_4.$$

Подставляя это уравнение в формулы (2.22) и (2.23), получаем выражение для выходного тока источника:

$$I_{OUT} = \frac{R_2}{R_1 R_3} V_1.$$

2.2.3. Преобразователь отрицательного сопротивления

Иногда возникает необходимость использования отрицательного сопротивления или источника напряжения с отрицательным сопротивлением. По определению сопротивление $R = +V/I$, где направление тока и напряжения совпадают. Если же в двухполюснике направления протекающего тока и приложенного напряжения не совпадают, отношение V/I будет отрицательным. Говорят, что такой двухполюсник обладает отрицательным сопротивлением. Отрицательные сопротивления могут быть получены только с применением активных схем, которые называют преобразователями отрицательного сопротивления (ПОС). Схема ПОС на ОУ приведена на **Рис. 2.22**. Выходное напряжение идеального ОУ определяется как

$$V_{OUT} = V_2 + I_2 R.$$

Входной ток усилителя равен

$$I_1 = (V_1 - V_{OUT})/R.$$

На входах идеального ОУ напряжения равны, т. е. $V_1 = V_2$, поэтому $I_2 = -I_1$. Отсюда следует, что $V_1/I_1 = -R_2$.

При выводе этих соотношений предполагалось, что схема находится в устойчивом состоянии. Однако, поскольку ОУ охвачен одновременно положительной и отрицательной обратными связями, следует принять меры, чтобы выполнялись условия устойчивости. Физический смысл условий устойчивости для схемы ПОС с идеальным ОУ при резистивных обратных связях заключается в том, что глубина положительной обратной связи

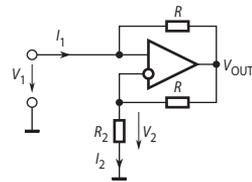


Рис. 2.22. Схема преобразователя отрицательного сопротивления.

должна быть меньше, чем отрицательной. Для схемы на **Рис. 2.22** это означает, что сопротивление источника входного сигнала R_S должно быть меньше R_2 .

Примером практического применения преобразователя отрицательного сопротивления является схема неинвертирующего интегратора (**Рис. 2.23**). На **Рис. 2.23, а** приведена эквивалентная схема интегратора в виде интегрирующей RC-цепочки, содержащей резистор с отрицательным сопротивлением. Операторная передаточная функция этой цепи, определяемая как отношение изображений по Лапласу выходного и входного напряжений представляет собой соотношение

$$W(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{1}{1 + R \left[\frac{1}{(-R)} + sC \right]} = \frac{1}{sRC},$$

т. е. с точностью до знака совпадает с передаточной функцией интегратора (2.2). Роль резистора с отрицательным сопротивлением выполняет ПОС (**Рис. 2.23, б**). С учётом коэффициента передачи неинвертирующего усилителя для этой схемы имеем:

$$W(s) = \frac{2}{sRC}.$$

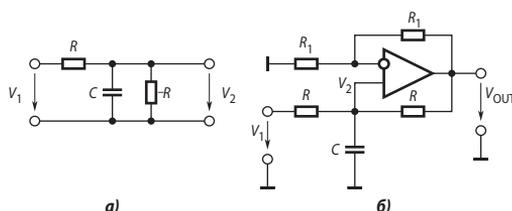


Рис. 2.23. Схема неинвертирующего интегратора.

2.2.4. Гираторы

Для физического или полунатурного моделирования нам может понадобиться индуктивная катушка на несколько сотен генри. Это очень громоздкое и дорогое сооружение. В этом случае может помочь гиратор.

Гиратором называют электронную схему, которая обращает любое полное сопротивление, например преобразует индуктивное сопротивление в ёмкостное и наоборот.

Используя высококачественный конденсатор умеренной ёмкости и ОУ, можно собрать схему, которая по отношению к остальной части цепи будет проявлять себя точь в точь как катушка большой индуктивности.

Эквивалентная схема гиратора в виде четырёхполюсника приведена на **Рис. 2.24, а**. Уравнения идеального гиратора в системе Y -параметров имеют вид:

$$I_1 = 0 \cdot V_1 + (1/R)V_2, \quad (2.24)$$

$$I_2 = (1/R)V_1 + 0 \cdot V_2. \quad (2.25)$$

Отсюда следует, что входной ток гиратора пропорционален его выходному напряжению и наоборот.

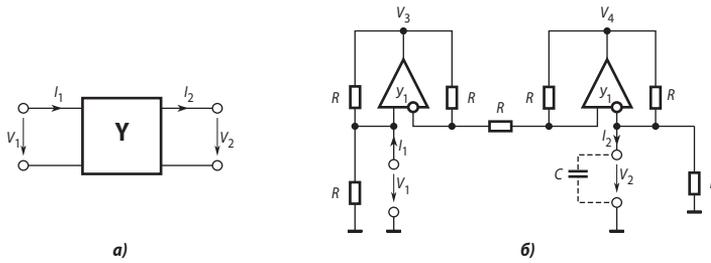


Рис. 2.24. Схемы гираторов.

Гиратор можно реализовать на двух преобразователях отрицательного сопротивления (ПОС) (Рис. 2.24, б). Считая ОУ идеальными, запишем уравнения по первому закону Кирхгофа для их входов

$$\begin{aligned} (V_3 - V_1)/R - V_1/R + I_1 &= 0, \\ (V_3 - V_1)/R + (V_2 - V_1)/R &= 0, \\ (V_4 - V_2)/R + (V_1 - V_2)/R - I_2 &= 0, \\ (V_4 - V_2)/R - V_2/R &= 0. \end{aligned}$$

Исключив из этих уравнений V_3 и V_4 , получим

$$I_1 = V_2/R \text{ и } I_2 = V_1/R, \quad (2.26)$$

что соответствует уравнениям гиратора (2.24) и (2.25).

Рассмотрим несколько примеров практического применения гираторов.

1. Подключим к правым выводам гиратора резистор с сопротивлением R_2 . Тогда $I_2 = V_2/R_2$. Подставим это соотношение в уравнения (2.26). В результате получим

$$V_1 = I_2 R = V_2 R/R_2 \text{ и } I_1 = V_2/R.$$

Отсюда следует, что левое входное сопротивление R_1 гиратора равно

$$R_1 = V_1/I_1 = R^2/R_2.$$

Таким образом, входное сопротивление гиратора обратно пропорционально сопротивлению его нагрузки. Этим свойством обладает и полное операторное сопротивление

$$Z_1(s) = R^2/Z_2(s). \quad (2.27)$$

2. На соотношении (2.27) основано очень важное применение гиратора. Подключив к его выходу конденсатор ёмкостью C_2 , получим на его стороне полное сопротивление

$$Z_1(s) = R^2 s C_2,$$

которое представляет собой не что иное, как полное операторное сопротивление индуктивности

$$L_1 = R^2 C_2.$$

3. Важнейшее применение гираторов — получение физических моделей индуктивностей без потерь. При $C_2 = 1$ мкФ и $R = 10$ кОм эквивалентная индуктивность составит 100 Гн. Подключив параллельно входу гиратора конденсатор C_1 с высококачественным диэлектриком, можно получить колебательный контур с высокой добротностью. Если по условиям эксперимента требуется пропускать по эквиваленту индуктивности большой ток, то можно взять в схеме на Рис. 2.24, б в качестве Y_1 мощный ОУ, а два левых резистора выбрать с малыми равными сопротивлениями.

«Классическая» схема гиратора на **Рис. 2.24, б** требует применения семи резисторов, согласованных с высокой точностью. Ниже на **Рис. 2.25** вниманию читателя представлены две остроумные схемы гираторов, не требующие согласования параметров элементов.

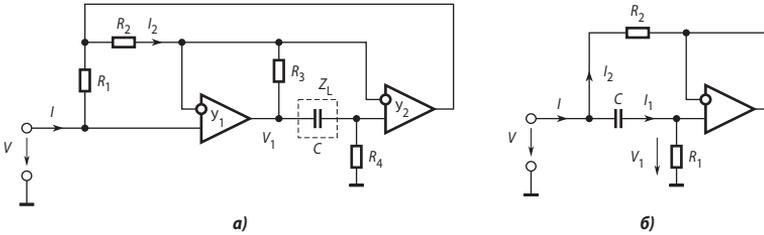


Рис. 2.25. Схемы гираторов, не требующие согласования параметров элементов.

Электрическое равновесие схемы на **Рис. 2.25, а** [2.1] описывается системой уравнений

$$\begin{aligned} IR_1 + I_2R_2 &= 0, \\ V - I_2R_3 &= V_1, \\ V &= \frac{V_1R_4}{R_4 + Z_L(s)}. \end{aligned}$$

Разрешив эту систему относительно дроби V/I , найдём входное сопротивление схемы

$$Z_{IN}(s) = \frac{V}{I} = \frac{R_1R_3R_4}{R_2Z_L(s)},$$

Если в качестве Z_L включить конденсатор C (как показано на схеме **Рис. 2.24, а**), то операторное входное сопротивление

$$Z_{IN}(s) = \frac{sCR_1R_3R_4}{R_2}, \tag{2.28}$$

т. е. гиратор представляет собой катушку с индуктивностью $L = CR_1R_2R_3/R_4$. Частотный диапазон такой индуктивности и максимально допустимый ток через неё, как и схемы на **Рис. 2.24, б**, ограничиваются быстродействием и мощностью применяемых усилителей.

Поменяв местами в схеме на **Рис. 2.25, а** конденсатор C и резистор R_4 , получим *схему умножения ёмкости*. Действительно, несложно убедиться, что в этом случае входное сопротивление схемы

$$Z_{IN}(s) = \frac{R_1R_3}{R_2R_4sC}.$$

Выбрав $R_1R_3 \ll R_2R_4$, можно получить эквивалент ёмкости, многократно превосходящей ёмкость конденсатора C .

И уж совсем простая схема эквивалента индуктивности на основе неинвертирующего повторителя, приведена на **Рис. 2.25, б**. Основные уравнения равновесия этой схемы в операторной форме:

$$\begin{aligned} Z_{IN} &= V/I, \\ I &= I_1 + I_2, \\ I_1 &= \frac{V}{R_1 + \frac{1}{sC}}, \quad V_1 = \frac{VR_1}{R_1 + \frac{1}{sC}} \end{aligned}$$

$$I_2 = \frac{V - V_1}{R_2}.$$

Разрешив эту систему относительно входного импеданса, получим операторный входной импеданс

$$Z_{\text{IN}} = \frac{V}{I} = R_2 \frac{1 + sCR_1}{1 + sCR_2}. \quad (2.29)$$

Соответствующее комплексное сопротивление

$$Z_{\text{IN}}(j\omega) = \frac{R_2 + j\omega CR_1 R_2}{1 + j\omega CR_2}.$$

Для того чтобы схема на **Рис. 2.24** могла моделировать индуктивность в широкой полосе частот, необходимо выполнить условие $R_2 \ll R_1$. В таком случае от постоянного тока до достаточно высоких частот $\omega CR_2 \ll 1$ и приближённо имеем

$$Z_{\text{IN}}(j\omega) \approx R_2 + j\omega CR_1 R_2.$$

Это означает, что схема на **Рис. 2.25, б** моделирует катушку с индуктивностью $L = CR_2 R_1$ и сопротивлением постоянному току R_2 .

Пример 2.4

Возьмём $R_1 = 10$ МОм, $R_2 = 20$ Ом, $C = 1$ мкФ. Тогда схема на **Рис. 2.25** моделирует катушку с сопротивлением 20 Ом и индуктивностью 200 Гн. Частота, ниже которой начинает преобладать активное сопротивление схемы $f_L = 0.016$ Гц. Верхняя граничная частота, до которой выполняется условие $\omega CR_2 < 1$, $f_H = 8$ кГц.

2.3. Активные электрические фильтры на ОУ

2.3.1. Основные понятия

В электрических, радиотехнических и телемеханических установках часто решается задача: из совокупного сигнала, занимающего широкую полосу частот, выделить один или несколько составляющих сигналов с более узкой полосой. Сигналы заданной полосы частот выделяют при помощи *частотных электрических фильтров*.

К частотным электрическим фильтрам различной аппаратуры предъявляются разные, порой противоречивые требования. В одной области частот, которая называется *полосой пропускания*, сигналы не должны ослабляться, а в другой, называемой *полосой задерживания* (заграждения), ослабление сигналов не должно быть меньше определённого значения. Фильтр считают идеальным, если в полосе пропускания отсутствует ослабление сигналов и фазочастотная характеристика линейна (нет искажения формы сигналов), а вне полосы пропускания сигналы на выходе фильтра отсутствуют, т. е. идеальные фильтры должны иметь амплитудно-частотные характеристики (АЧХ), подобные показанным на **Рис. 2.26**. Однако идеальные фильтры физически нереализуемы.

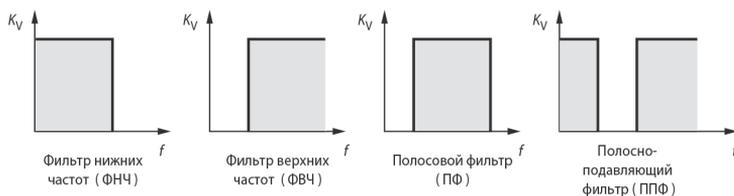


Рис. 2.26. АЧХ идеальных частотных фильтров.

Фильтры можно классифицировать по их частотным характеристикам. В зависимости от диапазона частот, относящихся к полосе пропускания, различают *низкочастотные* (фильтры нижних частот — ФНЧ), *высокочастотные* (фильтры верхних частот — ФВЧ), *полосовые* (ПФ), *полосно-подавляющие* (ППФ) *избирательные* (селективные — СФ) и *заграждающие* (режекторные — РФ) фильтры. Свойства линейных фильтров могут быть описаны передаточной функцией, которая равна отношению изображений по Лапласу выходного и входного сигналов фильтра.

2.3.2. Фильтры нижних частот

Схема простейшего фильтра нижних частот приведена на **Рис. 2.27**. Передаточная функция этого фильтра определяется выражением: $W(s) = 1/(1 + sRC)$.

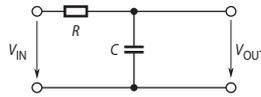


Рис. 2.27. Простейший фильтр нижних частот первого порядка.

Заменяв s на $j\omega$, получим частотную характеристику фильтра. Для реализации общего подхода целесообразно нормировать комплексную переменную s . Положим

$$S = s/\omega_C,$$

где ω_C — круговая частота среза фильтра. В частотной области этому соответствует

$$j\Omega = j(\omega/\omega_C).$$

Частота среза ω_C фильтра на **Рис. 2.27** равна $1/RC$. Отсюда получим $S = sRC$ и

$$W(S) = 1/(1+S). \tag{2.30}$$

Используя передаточную функцию для оценки зависимости амплитуды выходного сигнала от частоты, запишем

$$|W(j\Omega)|^2 = 1/(1 + \Omega^2).$$

При $\Omega \gg 1$, т. е. для случая, когда частота входного сигнала $\omega \gg \omega_C$, $|W(j\Omega)| = 1/\Omega$. Это соответствует снижению коэффициента передачи фильтра с ростом частоты на 20 дБ на декаду.

Если необходимо получить более быстрое уменьшение коэффициента передачи, можно включить n фильтров нижних частот последовательно. Передаточная функция такой системы имеет вид:

$$W(S) = \frac{1}{(1 + \alpha_1 S)(1 + \alpha_2 S) \dots (1 + \alpha_n S)}, \tag{2.31}$$

где $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ — действительные положительные коэффициенты. Из этой формулы следует, что $|W(j\Omega)| \sim 1/\Omega^n$ при $\Omega \gg 1$. Полюса передаточной функции (2.31) вещественные отрицательные. Таким свойством обладают пассивные RC-фильтры n -го порядка. Соединив последовательно фильтры с одинаковой частотой среза, получим:

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

Этот случай соответствует критическому затуханию.

Передаточная функция фильтра нижних частот (ФНЧ) в общем виде может быть записана как

$$W(S) = \frac{K_0}{1 + c_1 S + c_2 S^2 + \dots + c_n S^n}, \tag{2.32}$$

где c_1, c_2, \dots, c_n — положительные действительные коэффициенты, K_0 — коэффициент усиления фильтра на нулевой частоте. Порядок фильтра определяется максимальной сте-

пению переменной S . Для реализации фильтра необходимо разложить полином знаменателя на множители. Если среди нулей полинома есть комплексно-сопряжённые, то рассмотренное ранее представление полинома (2.31) не может быть использовано. В этом случае следует записать его в виде произведения квадратных трёхчленов:

$$W(S) = \frac{K_0}{\prod_i (1 + a_i S + b_i S^2)}, \quad (2.33)$$

где a_i и b_i — положительные действительные коэффициенты.

Вывод: любой полиномиальный фильтр (т. е. такой, что его передаточная функция представляет собой отношение полиномов) может быть образован соединением фильтров 2-го порядка.

Для полиномов нечётных порядков коэффициент b_1 равен нулю. Реализация комплексных нулей полинома на пассивных RC -цепях невозможна. Применение индуктивных катушек в низкочастотной области нежелательно из-за больших габаритов и сложности изготовления катушек, а также из-за появления паразитных индуктивных связей. Схемы с ОУ позволяют обеспечить комплексные нули полиному без применения индуктивных катушек. Такие схемы называют активными фильтрами. Рассмотрим различные способы задания характеристик ФНЧ. Широкое применение нашли фильтры Бесселя, Баттерворта, Чебышева и эллиптические (Кауэра), названные так по виду полиномов передаточных функций, в разной степени аппроксимирующих АЧХ идеальных фильтров и, как следствие, отличающиеся друг от друга крутизной наклона амплитудно-частотной характеристики в начале полосы задерживания и колебательностью переходного процесса при ступенчатом воздействии. АЧХ этих ФНЧ четвёртого порядка приведены на **Рис. 2.28**.

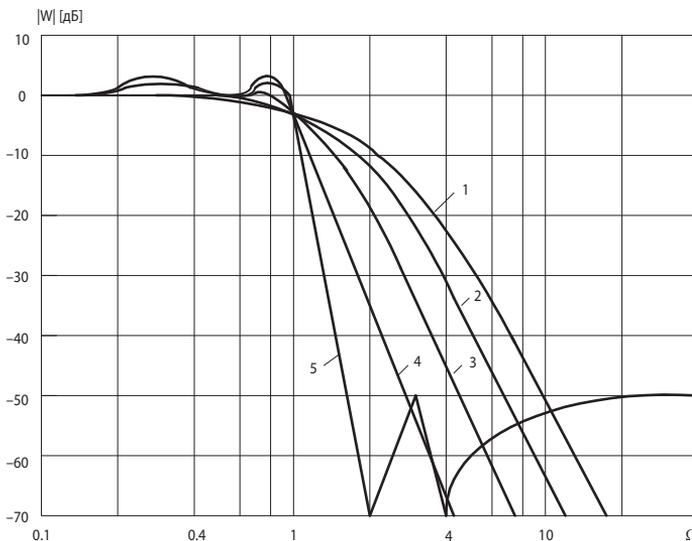


Рис. 2.28. Амплитудно-частотные характеристики фильтров четвёртого порядка. 1 — фильтр с критическим затуханием; 2 — фильтр Бесселя; 3 — фильтр Баттерворта; 4 — фильтр Чебышева с неравномерностью 3 дБ; 5 — эллиптический фильтр с неравномерностью в полосе пропускания 2 дБ и максимумом пульсаций в полосе заграждения -50 дБ.

Амплитудно-частотная характеристика *фильтра Баттерворта* имеет наиболее длинный горизонтальный участок и резко спадает за частотой среза. Переходная характеристика такого фильтра при ступенчатом входном сигнале имеет колебательный характер. С увеличением порядка фильтра колебания усиливаются. АЧХ фильтра Баттерворта в случае n -го порядка определяется следующим образом:

$$|W(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}}, \quad (n = 1, 2, 3, \dots).$$

Фильтр с такой АЧХ физически нереализуем, поэтому приходится приближать её полиномами.

Амплитудно-частотная характеристика *фильтра Чебышева* спадает более круто за частотой среза. В полосе пропускания она, однако, не монотонна, а имеет волнообразный характер с постоянной амплитудой, которая характеризуется неравномерностью q_1 . При заданном порядке фильтра более резкому спаду амплитудно-частотной характеристики за частотой среза соответствует большая неравномерность в полосе пропускания. Колебания переходного процесса при ступенчатом входном воздействии сильнее, чем у фильтра Баттерворта. АЧХ фильтра Чебышева имеет вид

$$|W(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)}}, \quad (n = 1, 2, 3, \dots).$$

Параметры ε и K — постоянные числа, а C_n — полином Чебышева первого рода степени n и имеет вид

$$C_n(x) = \cos(n \arccos x), \quad x \leq 1.$$

У *эллиптического фильтра*, называемого также фильтром Кауэра, АЧХ характеризуется равномерными пульсациями как в полосе пропускания, так и в полосе заграждения. Минимумы пульсаций в полосе пропускания обозначены q_1 , а максимумы пульсаций в полосе заграждения — q_2 . Спад АЧХ этого фильтра за полосой пропускания наиболее крутой по сравнению с фильтрами других типов. Передаточная функция эллиптического фильтра нижних частот имеет нули в числителе

$$W(S) = \prod_i \frac{1 + c_i S^2}{1 + a_i S + b_i S^2}.$$

Фильтр Бесселя обладает оптимальной переходной характеристикой (минимальное время переходного процесса по сравнению с другими типами линейных фильтров). Причиной этого является пропорциональность фазового сдвига выходного сигнала фильтра частоте входного сигнала. Благодаря этому фильтр Бесселя воспроизводит сигналы, частотный спектр которых лежит в полосе пропускания фильтра, с наименьшими искажениями. Однако при равном порядке спад амплитудно-частотной характеристики фильтра Бесселя оказывается более пологим по сравнению с фильтрами Чебышева, Кауэра и Баттерворта. Передаточная функция фильтра Бесселя структурно имеет вид (2.32).

Тот или иной вид фильтра при заданном его порядке определяется коэффициентами полинома передаточной функции (2.33) фильтра. В **Табл. 2.1** даны эти коэффициенты для некоторых фильтров 2-го, 4-го и 6-го порядка. Более подробно теория этих фильтров изложена в книге [2.2].

Таблица 2.1. Коэффициенты полинома передаточной функции для фильтров 2, 4 и 6 порядка

Порядок фильтра		2		4		6		
Номер звена		1	1	2	1	2	3	
Фильтр Баттерворта	a	1.4142	1.8478	0.7654	1.9319	1.4142	0.5176	
	b	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	
Фильтр Чебышева, $q_1 = 0,5$ дБ	a	1.3614	2.6282	0.3648	3.8645	0.7528	0.1589	
	b	1.3827	3.4341	1.1509	6.9797	1.8573	1.0711	
Фильтр Чебышева, $q_1 = 3$ дБ	a	1.0650	2.1853	0.1964	3.2721	0.4077	0.0815	
	b	1.9305	5.5339	1.2009	11.677	1.9873	1.0861	
Фильтр Бесселя	a	1.3617	1.3397	0.7743	1.2217	0.9686	0.5131	
	b	0.6180	0.4889	0.3890	0.3887	0.3505	0.2756	
Эллиптический фильтр $q_1 = 0,5$ дБ, $q_2 = -40$ дБ	a	0.9631	1.8539	0.1590	2.1178	0.2196	0.0320	
	b	1.2058	3.3434	1.0473	4.3196	1.2888	1.0096	
	c	0.0152	0.4503	0.0979	0.6371	0.1309	0.8485	

2.3.3. Фильтры верхних частот

Используя логарифмическое представление, можно перейти от нижних частот к верхним, зеркально отобразив амплитудно-частотную характеристику коэффициента передачи относительно частоты среза, т. е. заменив Ω на $1/\Omega$ или S на $1/S$. При этом частота среза остаётся без изменения, а K_0 переходит в K_∞ . Из выражения (2.33) при этом получим передаточную функцию фильтра верхних частот

$$W(S) = \frac{K_\infty}{\prod_i (1 + a_i / S + b_i / S^2)}. \quad (2.34)$$

2.3.4. Полосовые фильтры

Аналогично, путём замены переменных, можно преобразовать амплитудно-частотную характеристику фильтра нижних частот в амплитудно-частотную характеристику полосового фильтра. Для этого в передаточной функции фильтра нижних частот необходимо произвести следующую замену переменных:

$$S \rightarrow \frac{1}{\Delta\Omega} \left(S + \frac{1}{S} \right). \quad (2.35)$$

В результате такого преобразования АЧХ фильтра нижних частот в диапазоне $0 \leq \Omega \leq 1$ переходит в правую часть полосы пропускания полосового фильтра ($1 \leq \Omega \leq \Omega_{\text{MAX}}$). Левая часть полосы пропускания является зеркальным отображением в логарифмическом масштабе правой части относительно средней частоты полосового фильтра $\Omega = 1$. При этом $\Omega_{\text{MIN}} = 1/\Omega_{\text{MAX}}$. Рис. 2.29 иллюстрирует такое преобразование.

Нормированная ширина полосы пропускания фильтра $\Delta\Omega = \Omega_{\text{MAX}} - \Omega_{\text{MIN}}$ может выбираться произвольно. Из Рис. 2.29 видно, что полосовой фильтр на частотах Ω_{MAX} и Ω_{MIN} обладает таким же коэффициентом передачи, что и ФНЧ при $\Omega = 1$. Если параметры ФНЧ нормированы относительно частоты среза, на которой его коэффициент передачи уменьшается на 3 дБ, то $\Delta\Omega$ также будет нормированной шириной полосы пропускания. Учитывая, что

$$\Delta\Omega = \Omega_{\text{MAX}} - \Omega_{\text{MIN}} \text{ и } \Omega_{\text{MAX}} \cdot \Omega_{\text{MIN}} = 1,$$

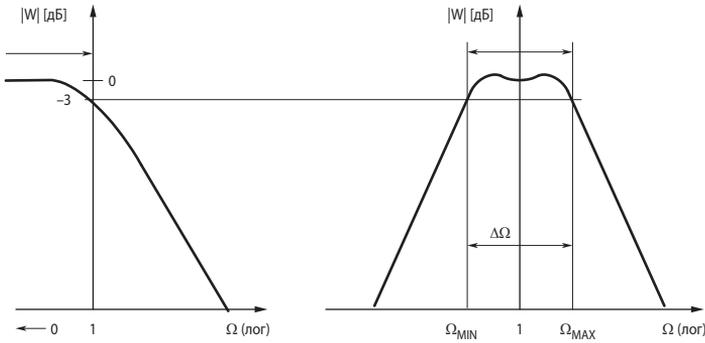


Рис. 2.29. Преобразование нижних частот в полосу частот.

получим выражение для вычисления нормированных частот среза полосового фильтра, на которых его коэффициент передачи уменьшается на 3 дБ:

$$\Omega_{\text{MIN/MAX}} = \frac{1}{2} \sqrt{(\Delta\Omega)^2 + 4} \pm \frac{1}{2} \Delta\Omega.$$

Избирательный (селективный) фильтр предназначен для выделения из сложного сигнала монохромной составляющей и по сути является *узкополосным полосовым* фильтром. Фильтры этого типа имеют АЧХ, подобные амплитудно-частотным характеристикам колебательных LC-контуров. Характерным для этих фильтров является пик АЧХ в области резонансной частоты f_p . Характеристикой избирательности фильтра является добротность Q , определяемая как отношение резонансной частоты к полосе пропускания, т. е.

$$Q = f_p / (f_{\text{MAX}} - f_{\text{MIN}}) = 1 / (\Omega_{\text{MAX}} - \Omega_{\text{MIN}}) = 1 / \Delta\Omega. \quad (2.36)$$

Простейший полосовой фильтр можно получить, применив преобразование (2.35) к передаточной функции ФНЧ первого порядка (2.30). В результате получим:

$$W(S) = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{\Delta\Omega} \left[S + \frac{1}{S} \right]} = \frac{K_0 \Delta\Omega S}{1 + \Delta\Omega S + S^2}. \quad (2.37)$$

Подставив выражение для добротности (2.36) в соотношение (2.37), и изменив обозначение K_0 на K_p получим передаточную функцию полосового фильтра

$$W(S) = \frac{(K_p / Q) S}{1 + \frac{1}{Q} S + S^2}. \quad (2.38)$$

Это выражение даёт возможность определить основные параметры полосового фильтра второго порядка непосредственно из его передаточной функции.

2.3.5. Полосно-подавляющие фильтры

Передаточную функцию полосно-подавляющего фильтра можно получить из передаточной функции ФНЧ с помощью преобразования в частотной области заменой:

$$S \rightarrow \frac{\Delta\Omega}{S + 1/S}. \quad (2.39)$$

Здесь $\Delta\Omega = 1/Q$ — как и ранее, нормированная полоса частот. В результате такого преобразования АЧХ фильтра нижних частот из области $0 \leq \Omega \leq 1$ переходит в область пропускемых частот $0 \leq \Omega \leq \Omega_1$ полосно-подавляющего фильтра. Кроме того, она зеркально отображается в логарифмическом масштабе относительно резонансной частоты. Для ре-

зонансной частоты $\Omega = 1$ и значение передаточной функции равно нулю. Как и в случае полосовых фильтров, при преобразовании порядок фильтра удваивается.

Применив преобразование (2.39) к передаточной функции ФНЧ первого порядка (2.30), получим:

$$W(S) = \frac{K_p(1+S^2)}{1+\Delta\Omega S+S^2} = \frac{K_p(1+S^2)}{1+(1/Q)S+S^2}. \quad (2.40)$$

Подставив вместо S в выражение (2.40) $j\Omega$, получим частотную характеристику полосо-подавляющего фильтра.

Для выборочного подавления составляющих определённых частот необходим фильтр, коэффициент передачи которого на резонансной частоте равен нулю, а для нижних и верхних частот имеет постоянное значение. Такой фильтр называется *заграждающим* или *режекторным*. Оценка избирательности характеризуется добротностью подавления сигнала $Q = f_p/\Delta f$, где Δf — полоса частот, на краях которой коэффициент передачи падает на 3 дБ. Чем больше добротность фильтра, тем быстрее возрастает коэффициент передачи при удалении от резонансной частоты.

2.3.6. Реализация фильтров на ОУ

Фильтры первого порядка

Схемы различных фильтров первого порядка представлены на **Рис. 2.30**. Передаточная функция неинвертирующего ФНЧ имеет вид:

$$W(S) = \frac{K_0}{1+a_1S},$$

где $K_0 = R_2/R_1$, $a_1 = \omega_c RC$. Аналогичный вид имеет передаточная функция инвертирующего ФНЧ. Однако здесь $K_0 = -R/R_1$.

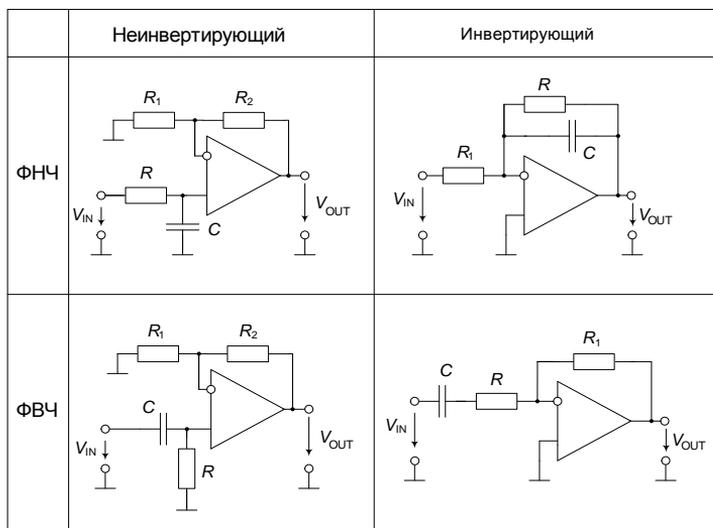


Рис. 2.30. Схемы активных фильтров первого порядка.

Передаточная функция неинвертирующего ФВЧ

$$W(S) = \frac{K_\infty}{1+a_1/S},$$

где $K_\infty = R_2/R_1$, $a_1 = 1/\omega_c RC$. Передаточная функция инвертирующего ФВЧ аналогична, только $K_\infty = -R_1/R$.

Фильтры второго порядка

С ростом порядка фильтра его фильтрующие свойства улучшаются. На одном ОУ достаточно просто реализуется фильтр второго порядка. Для реализации фильтров нижних частот, верхних частот и полосовых фильтров широкое применение нашла схема фильтра второго порядка Саллена-Ки. На **Рис. 2.31** приведён её вариант для ФНЧ. Отрицательная обратная связь, сформированная с помощью делителя напряжения R_3 , $(\alpha - 1)R_3$, обеспечивает коэффициент усиления, равный α . Положительная обратная связь обусловлена наличием конденсатора C_2 . Передаточная функция фильтра имеет вид:

$$W(S) = \frac{\alpha}{1 + \omega_c [C_1(R_1 + R_2) + (1 - \alpha)R_1C_2]S + \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2 S^2}. \quad (2.41)$$

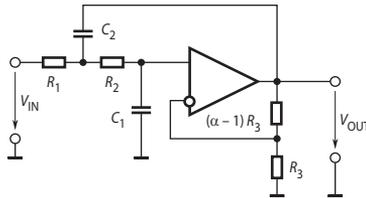


Рис. 2.31. Активный фильтр нижних частот второго порядка.

Расчёт схемы существенно упрощается, если с самого начала задать некоторые дополнительные условия. Можно выбрать коэффициент усиления $\alpha = 1$. Тогда $(\alpha - 1)R_3 = 0$, и резистивный делитель напряжения в цепи отрицательной обратной связи можно исключить. ОУ оказывается включённым по схеме неинвертирующего повторителя. В простейшем случае он может быть даже заменён эмиттерным повторителем на составном транзисторе. При $\alpha = 1$ передаточная функция фильтра принимает вид:

$$W(S) = \frac{1}{1 + \omega_c C_1 (R_1 + R_2)S + \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2 S^2}.$$

Для расчёта фильтра можно задать значения резисторов R_1 и R_3 и по приведённым формулам вычислить значения R_2 , C_1 и C_2 . Однако, в связи с тем, что конденсаторы, как правило, приходится выбирать из ряда E12, где отношение соседних ёмкостей составляет 1.21 или даже из ряда E6, где отношение соседних ёмкостей составляет 1.47, удобнее задаваться значениями ёмкостей конденсаторов и вычислять необходимые значения сопротивлений резисторов. Расчёт следует начинать с выбора ёмкостей C_1 , C_2 . Для того, чтобы получить приемлемые сопротивления резисторов, рекомендуется взять $C_1 = 10/f_c$ (мкФ). Считая, что ёмкости конденсаторов C_1 и C_2 выбраны, получим для заданных значений a_1 и b_1 (см. (2.33)):

$$K_0 = 1, \\ R_1 = R_2 = \frac{a_1 \pm \sqrt{a_1^2 - 4b_1 C_1 / C_2}}{2\omega_c C_1}.$$

Чтобы значения R_1 и R_2 были действительными, должно выполняться условие

$$C_2 / C_1 \geq 4b_1 / a_1^2.$$

Расчёты можно упростить, положив $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$. В этом случае для реализации фильтров различного типа необходимо изменять значение коэффициента α . Передаточная функция фильтра будет иметь вид:

$$W(S) = \frac{\alpha}{1 + \omega_C(3 - \alpha)RCs + (\omega_C RC)^2 S^2}.$$

Отсюда с учётом формулы (2.33) получим

$$RC = \sqrt{b_1} / \omega_C,$$

$$\alpha = K_0 = 3 - a_1 / \sqrt{b_1}.$$

Из последнего соотношения видно, что коэффициент α определяет добротность полюсов и не влияет на частоту среза. Величина α в этом случае определяет тип фильтра.

На Рис. 2.32 приведена схема ФНЧ второго порядка с многопетлевой отрицательной обратной связью (фильтр Рауха). Здесь ОУ используется в инвертирующем включении. Передаточная функция этого фильтра

$$W(S) = - \frac{R_2 / R_1}{1 + \omega_C C_1 \left(R_3 + R_2 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \right) S + \omega_C^2 R_3 R_2 C_1 C_2 S^2}.$$

Приравняв коэффициенты этой передаточной функции коэффициентам выражения (2.33), получим

$$K_0 = -R_2/R_1,$$

$$a_1 = \omega_C C_1 \left(R_3 + R_2 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \right), \tag{2.42}$$

$$b_1 = \omega_C^2 R_3 R_2 C_1 C_2.$$

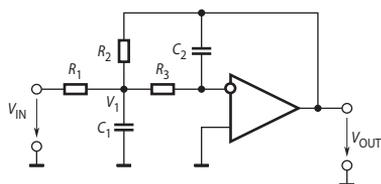


Рис. 2.32. Схема ФНЧ второго порядка с многопетлевой отрицательной обратной связью.

Для определения сопротивлений резисторов при выбранных ёмкостях конденсаторов решим уравнения (2.42) относительно сопротивлений:

$$R_2 = \frac{a_1 \pm \sqrt{a_1^2 + 4b_1 C_1 (K_0 - 1) / C_2}}{2\omega_C C_1},$$

$$R_1 = R_2 / (-K_0),$$

$$R_3 = b_1 / \omega_C^2 R_2 C_1 C_2.$$

Для того чтобы значение сопротивления R_2 было вещественным, должно выполняться условие

$$\frac{C_2}{C_1} \geq \frac{4b_1(1 - K_0)}{a_1^2}.$$

При выполнении этого условия в процессе расчёта фильтра не следует выбирать отношение C_2/C_1 много больше величины, стоящей справа. Характеристики фильтра мало зависят от точности подбора номиналов его элементов, поэтому рассмотренная схема может быть рекомендована для реализации фильтров с высокой добротностью.

При приёме слабых сигналов смещение нуля ОУ, входящих в состав фильтров на Рис. 2.30...2.32, накладываясь на входной сигнал, порождает ошибку, поэтому очень интересна схема ФНЧ, не вносящая постоянное смещение во входной сигнал. Эта схема приведена на Рис. 2.33. Передаточная функция фильтра при условии, что он работает на холостом ходу, имеет вид:

$$W(S) = \frac{1}{1 + \omega_C R_1 (C_1 + C_2) S + \omega_C^2 R_1 R_2 C_1 C_2 S^2}.$$

Выбрав ёмкости конденсаторов C_1 и C_2 , найдём сопротивления резисторов

$$R_1 = a_1 / \omega_C (C_1 + C_2),$$

$$R_2 = b_1 / \omega_C^2 R_1 C_1 C_2.$$

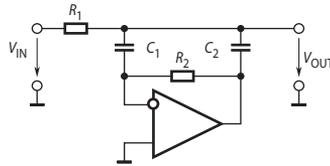


Рис. 2.33. Схема ФНЧ второго порядка, не вносящего постоянное смещение.

Поменяв местами сопротивления и конденсаторы в схеме на Рис. 2.31, получим фильтр верхних частот (Рис. 2.32). Его передаточная функция имеет вид:

$$W(S) = \frac{\alpha}{1 + \frac{R_1 (C_1 + C_2) + (1 - \alpha) R_1 C_2}{\omega_C R_1 R_2 C_1 C_2} \cdot \frac{1}{S} + \frac{1}{\omega_C^2 R_1 R_2 C_1 C_2} \cdot \frac{1}{S^2}}.$$

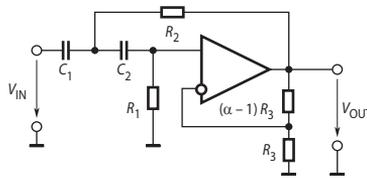


Рис. 2.34. Активный фильтр верхних частот второго порядка.

Для упрощения расчётов положим $\alpha = 1$ и $C_1 = C_2 = C$. При этом получим следующие формулы:

$$K_\infty = 1, R_1 = 2 / \omega_C C a_1, R_2 = a_1 / 2 \omega_C C b_1.$$

Поменяв местами конденсаторы и резисторы в схеме на Рис. 2.32, получим фильтр верхних частот с многопетлевой обратной связью (Рис. 2.35), передаточная функция которого определяется выражением

$$W(S) = - \frac{\frac{C_1}{C_2}}{1 + \left(\frac{C_1}{C_3 C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_2} \right) \frac{1}{\omega_C R_2} \cdot \frac{1}{S} + \frac{1}{\omega_C^2 R_1 R_2 C_3 C_2} \cdot \frac{1}{S^2}}.$$

Из-за большого количества конденсаторов схема применяется сравнительно редко.

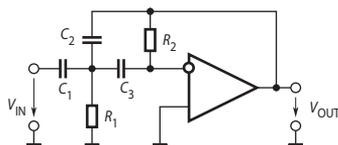


Рис. 2.35. Фильтр верхних частот второго порядка с многопетлевой обратной связью.

Если АЧХ фильтра второго порядка оказывается недостаточно крутой, следует применять фильтр более высокого порядка. Для этого последовательно соединяют звенья, представляющие собой фильтры первого и второго порядка. В этом случае АЧХ звеньев фильтра перемножаются (в логарифмическом масштабе — складываются).

Следует иметь в виду, что последовательное соединение, например, двух фильтров Баттерворта второго порядка (как и фильтра любого другого типа), не приведёт к получению фильтра Баттерворта четвёртого порядка. Результирующий фильтр будет иметь другую частоту среза и другую частотную характеристику.

Поэтому необходимо задавать такие коэффициенты звеньев фильтра из таблиц типа Табл. 2.1, чтобы результат перемножения их частотных характеристик соответствовал желаемому типу фильтра.

Полосовой фильтр второго порядка можно реализовать на основе схемы Саллена-Ки, как это показано на Рис. 2.36. Передаточная функция фильтра имеет вид:

$$W(S) = \frac{\alpha RC \omega_p S}{1 + \omega_p (3 - \alpha) RCS + \omega_p^2 R^2 C^2 S^2}. \quad (2.45)$$

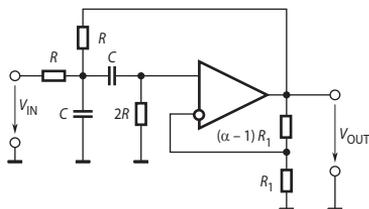


Рис. 2.36. Схема полосового фильтра второго порядка.

Приравнивая коэффициенты этого выражения к коэффициентам передаточной функции (2.38), получим формулы для расчёта параметров фильтра:

$$f_p = 1/2\pi RC; K_p = \alpha/(3 - \alpha); Q = 1/(3 - \alpha).$$

Недостаток схемы состоит в том, что коэффициент усиления на резонансной частоте K_p и добротность Q не являются независимыми друг от друга. Достоинство схемы — её добротность изменяется в зависимости от α , тогда как резонансная частота от коэффициента α не зависит.

При $\alpha = 3$ коэффициент усиления становится бесконечно большим и возникает генерация. Чем ближе α к трём, тем критичнее точность установки коэффициента.

Многопетлевую отрицательную обратную связь можно использовать и для построения полосовых фильтров. Соответствующая схема приведена на Рис. 2.37. Её передаточная функция имеет вид

$$W(S) = - \frac{\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} C \omega_p S}{1 + \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} \omega_p C S + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3} C^2 \omega_p^2 S^2}.$$

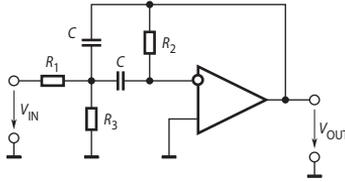


Рис. 2.37. Полосовой фильтр с многопетлевой обратной связью.

Из сравнения этого выражения с передаточной функцией (2.38) следует, что коэффициент при S^2 должен быть равен 1. Отсюда находим резонансную частоту

$$\omega_p = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}}. \quad (2.46)$$

Подставив это выражение для резонансной частоты в передаточную функцию и приравняв соответствующие коэффициенты к коэффициентам передаточной функции (2.38), получим формулы для вычисления остальных характеристик фильтра:

$$-K_p = R_2 / 2R_1, \quad (2.47)$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 R_3}} = \frac{\omega_p R_2 C}{2}, \quad (2.48)$$

из которых видно, что коэффициент передачи, добротность и резонансная частота рассматриваемого полосового фильтра могут выбираться произвольно.

Схема останется работоспособной, если исключить резистор R_3 , при этом, однако, её добротность будет напрямую связана с коэффициентом передачи K_p . Это следует из выражения (2.48) при $R_3 \rightarrow \infty$:

$$-K_p = 2Q^2.$$

Рассмотренная схема обладает тем преимуществом, что она не склонна к самовозбуждению на резонансной частоте при недостаточно точно выбранных элементах.

Добавив в схеме на Рис. 2.37 резистивный делитель между входом схемы и неинвертирующим входом ОУ, получим *полосно-подавляющий фильтр* с многопетлевой отрицательной обратной связью (Рис. 2.38). Передаточная функция этого фильтра может быть найдена следующим образом. Поскольку схема на Рис. 2.37 имеет передаточную функцию вида (2.38), с учётом инвертирования фазы можно записать

$$W(S) = \alpha \left[1 + \frac{(K_p / Q)S}{1 + \frac{1}{Q}S + S^2} \right] - \frac{(K_p / Q)S}{1 + \frac{1}{Q}S + S^2}, \quad (2.49)$$

где $\alpha = R_5 / (R_4 + R_5)$ — коэффициент передачи делителя, постоянные K_p , Q и ω_p определяются из формул (2.46)...(2.48). После преобразований получим:

$$W(S) = \alpha \frac{1 + \left[1 + K_p \left(1 - \frac{1}{\alpha} \right) \right] \frac{S}{Q} + S^2}{1 + \frac{1}{Q} S + S^2}. \quad (2.50)$$

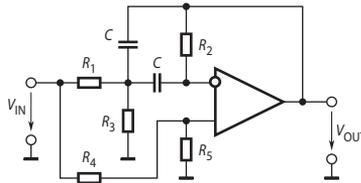


Рис. 2.38. Полосно-подавляющий фильтр с многопетлевой отрицательной обратной связью.

Сопоставив последнее соотношение с (2.40), найдём

$$1 + K_p \left(1 - \frac{1}{\alpha} \right) = 0,$$

откуда следует с учётом (2.47) условие полного подавления сигнала на резонансной частоте

$$R_4/R_5 = R_2/2R_1. \quad (2.51)$$

В результате передаточная функция фильтра принимает вид (2.40), причём вне полосы подавления коэффициент передачи равен $R_5/(R_4 + R_5)$.

Таким образом, из (2.46), (2.48) и (2.51) видно, что резонансная частота, добротность и коэффициент передачи $\alpha < 1$ полосно-подавляющего фильтра с многопетлевой отрицательной обратной связью могут быть выбраны произвольно.

Активный режекторный фильтр может быть также реализован на основе двойного Т-образного моста. Хотя двойной Т-образный мост сам по себе является режекторным фильтром, его добротность составляет только 0.25. Её можно повысить, если мост включить в цепь обратной связи ОУ. Один из вариантов такой схемы приведён на Рис. 2.39. Сигналы высоких и низких частот проходят через двойной Т-образный мост без изменения. Для них выходное напряжение фильтра равно αV_{IN} . На резонансной частоте выходное напряжение равно нулю. Передаточная функция схемы на Рис. 2.39 имеет вид:

$$W(S) = \frac{\alpha [1 + (RC\omega_p)^2 S^2]}{1 + 2\omega_p(2 - \alpha)RCS + \omega_p^2 R^2 C^2 S^2},$$

или, учитывая, что $\omega_p = 1/RC$,

$$W(S) = \frac{\alpha(1 + S^2)}{1 + 2(2 - \alpha)S + S^2}. \quad (2.52)$$

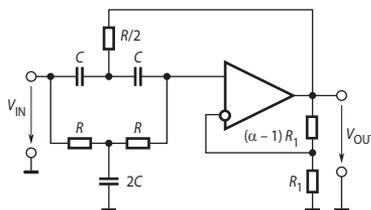


Рис. 2.39. Активный заграждающий фильтр с двойным Т-образным мостом.

С помощью этого выражения можно непосредственно определять требуемые параметры фильтра. Задав коэффициент усиления неинвертирующего усилителя равным 1, получим $Q = 0.5$. При увеличении коэффициента усиления добротность растёт и стремится к бесконечности, если $\alpha > 2$.

Таким образом, добротность и коэффициент передачи заграждающего фильтра на основе двойного Т-образного моста непосредственно связаны и не могут быть выбраны произвольно в отличие от предыдущей схемы. Другой недостаток схемы на **Рис. 2.39** — три, а не два, как в предыдущей схеме, времязадающих конденсатора, что усложняет изготовление перестраиваемого фильтра.

Полосовые и полосно-подавляющие фильтры высоких порядков могут быть построены путём каскадного соединения соответствующих фильтров второго порядка, однако удобнее их строить комбинируя соответствующим образом фильтры нижних и верхних частот. В частности, полосовой фильтр образуется при каскадном соединении ФНЧ и ФВЧ (**Рис. 2.40, а**). Нижняя частота среза ПФ совпадает с частотой среза ФВЧ (f_B) (**Рис. 2.40, б**), а верхняя частота среза ПФ — с частотой среза ФНЧ (f_H). Полосно-подавляющий фильтр можно построить путём параллельно-последовательного соединения ФНЧ и ФВЧ (**Рис. 2.40, в**). Его АЧХ приведена на **Рис. 2.40, г**.

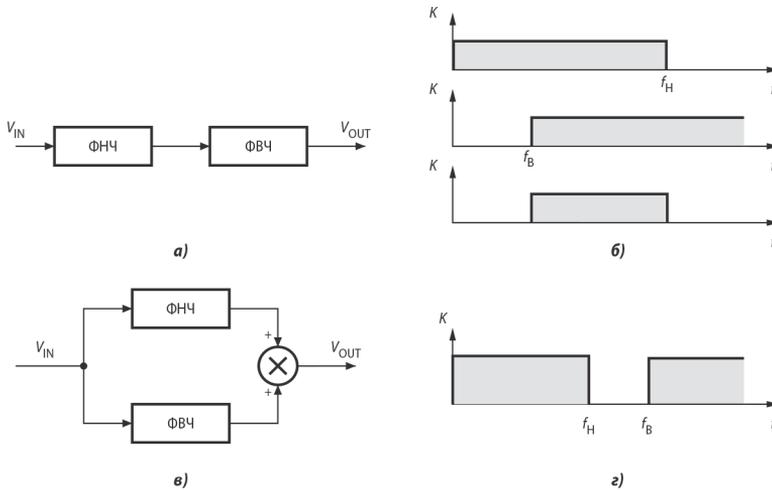


Рис. 2.40. Построение полосных фильтров на основе соединения ФНЧ и ФВЧ.

2.3.7. Реализация активных фильтров на основе метода переменных состояния

В рассмотренных выше схемах фильтров используется минимальное число элементов (один ОУ на два полюса передаточной функции). Эти схемы, однако, чувствительны к изменениям параметров элементов (особенно при высокой добротности) и непригодны для построения универсальных программируемых фильтров. Поэтому в составе ИМС фильтров используются схемы, построенные на основе метода переменных состояния. В таких схемах реализуется решение дифференциальных уравнений, описывающих процессы в фильтрах. Схема двухполюсного фильтра, построенного на основе метода переменных состояния, приведена на **Рис. 2.41**. Эта схема сложнее рассмотренных в п. 2.3.6, но она широко применяется благодаря повышенной устойчивости и лёгкости регулировки.

Схема состоит из двух интеграторов и двух сумматоров. Напряжение на выходе второго сумматора

$$V_1 = V_{IN} \frac{R_Q}{R_C} + V_{OUT} \frac{R_Q}{R_1} - V_2.$$

Поскольку

$$V_2 = -V_{OUT}/S \text{ и } V_{OUT} = -V_1/S \tag{2.53}$$

(причём $S = sR_fC$), передаточная функция фильтра имеет вид:

$$W(S) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \frac{(K_P / Q)S}{1 + \frac{1}{Q}S + S^2}, \tag{2.54}$$

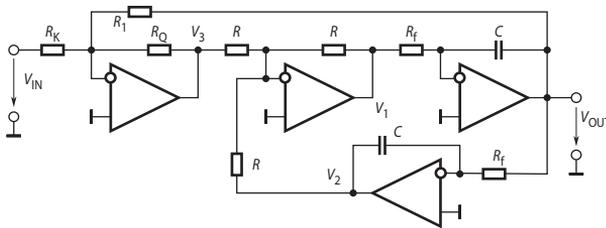


Рис. 2.41. Схема фильтра второго порядка, построенного на основе метода переменных состояния.

причём $Q = R_1/R_Q$, $K_0 = R_1/R_K$. Таким образом, на **Рис. 2.41** приведена схема полосового фильтра, параметры которого могут регулироваться независимо друг от друга. Найдём передаточные функции этой схемы относительно выходов V_1 , V_2 и V_3 . Из (2.54) с учётом (2.53) получим:

$$W_1(S) = \frac{V_1}{V_{IN}} = \frac{(K_0 / Q)}{1 + \frac{1}{QS} + \frac{1}{S^2}},$$

$$W_2(S) = \frac{V_2}{V_{IN}} = \frac{(K_0 / Q)}{1 + \frac{1}{Q}S + S^2},$$

$$W_3(S) = \frac{V_3}{V_{IN}} = - \frac{(K_0 / Q)(1 + S^2)}{1 + \frac{1}{Q}S + S^2}.$$

т. е. схема на **Рис. 2.41** в зависимости от того, к какой точке схемы подключён выход, может служить также фильтром нижних частот, фильтром верхних частот и заграждающим фильтром.

Биквадратные фильтры. Наиболее близко по идее построения к фильтру на основе метода переменных состояния примыкает так называемый биквадратный фильтр, схема которого приведена на **Рис. 2.42**. Для него можно найти

$$W_1(S) = \frac{V_1}{V_{IN}} = - \frac{R_5}{R_8} \frac{1 - \omega_C \frac{R_8 R_6}{R_2} \left(\frac{R_2}{R_1} - \frac{R_3}{R_7} \right) C_2 S + \omega_C^2 \frac{R_3 R_8 R_6}{R_7} C_1 C_2 S^2}{1 + \omega_C C_2 \frac{R_3 R_5 R_6}{R_2 R_4} S + \omega_C^2 \frac{R_3 R_5 R_6}{R_4} C_1 C_2 S^2}; \tag{2.55}$$

$$W_2(S) = \frac{V_2}{V_{IN}} = -\frac{R_6}{R_1} \frac{1 - \frac{R_3}{R_2} \left(\frac{R_1}{R_7} - \frac{R_5 R_1}{R_4 R_8} \right) (1 + \omega_C R_2 C_1 S)}{1 + \omega_C C_2 \frac{R_3 R_5 R_6}{R_2 R_4} S + \omega_C^2 \frac{R_3 R_5 R_6}{R_4} C_1 C_2 S^2}. \quad (2.56)$$

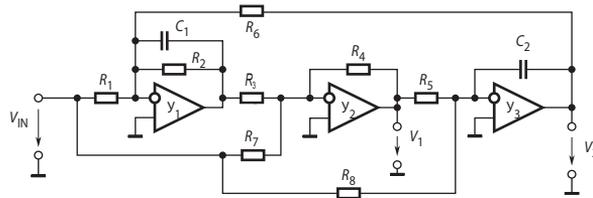


Рис. 2.42. Схема биквадратного фильтра.

Если принять $R_1 R_3 = R_2 R_7$, то в соответствии с (2.55) V_1 можно использовать как выходное напряжение звена эллиптического фильтра. Если же $R_7 = \infty$ и $R_8 = \infty$, то, как следует из (2.56), выходное напряжение V_2 соответствует звену 2-го порядка полиномиальных фильтров: Баттерворта, Чебышева и Бесселя. Так же как и фильтр, построенный на основе метода переменных состояния, биквадратный фильтр мало чувствителен к неточности элементов и прост в настройке.

Параметры схемы, реализующей какой-либо из фильтров Баттерворта, Чебышева и Бесселя, выходным сигналом для которых является напряжение V_2 при условиях $R_7 = \infty$ и $R_8 = \infty$, определяют следующим образом. Выбирают целесообразное значение ёмкости C_1 , базируясь на полосе пропускания (как в п. 2.3.6), а затем находят значения остальных элементов по формулам:

$$C_2 = C_1; R_4 = 1/(2\pi f_C C_1); R_3 = R_5 = R_4;$$

$$R_1 = b_1 R_4 / K_0; R_2 = b_1 R_4 / a_1; R_6 = b_1 R_4.$$

Биквадратное звено эллиптического фильтра (выходной сигнал — напряжение V_1) рассчитывают, пользуясь соотношениями:

$$R_1 = b_1^2 / (K_0 a_1 c_1 2\pi f_C C_1); R_2 = b_1 / (a_1 2\pi f_C C_1); R_3 = R_4; R_5 = C_1 R_6 / C_2;$$

$$R_6 = \sqrt{b_1} / (2\pi f_C C_1); R_7 = b_1 R_3 / (c_1 K_0); R_8 = \sqrt{b_1} / (K_0 2\pi f_C C_2).$$

C_2 и R_3 выбирают так, чтобы уменьшить разброс получаемых в результате расчёта сопротивлений. Для большинства случаев можно принимать $C_2 = C_1$ и $R_3 = 1/(2\pi f_C C_1)$.

Передаточные функции фильтров верхних частот, как и ранее, можно получить, если в (2.55) и (2.56) вместо S подставить $1/S$. При этом для эллиптического фильтра структура передаточной функции сохранится, изменяются только её коэффициенты. Это значит, что эллиптические фильтры верхних частот реализуются с помощью точно таких же биквадратных схем, что и фильтры нижних частот, но при других сопротивлениях и ёмкостях.

Не следует забывать о влиянии частотных свойств самого ОУ на ЧХ активных фильтров. ОУ в области сравнительно высоких частот ведёт себя подобно интегратору, что не может не сказаться на АЧХ фильтра. На Рис. 2.43 представлены АЧХ избирательного фильтра с центральной частотой 10 кГц и $Q = 10$, построенные по схеме с многопетлевой отрицательной обратной связью (Рис. 2.37) на прецизионном ОУ ОР-90 и быстродействующем AD847 [1.13]. Видно, что амплитуда выходного сигнала фильтра на низкочастотном ОР-90 в окрестности центральной частоты снижается, а сама центральная частота уменьшена примерно в 2.5 раза.

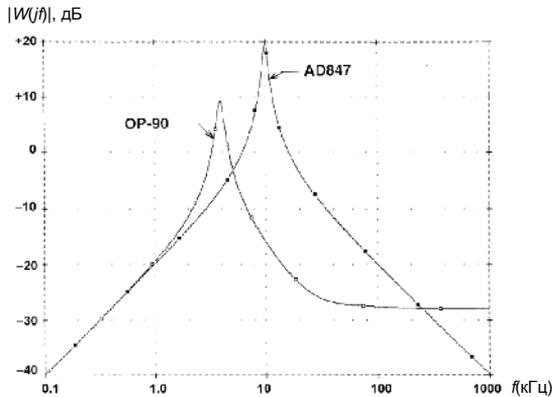


Рис. 2.43. Влияние свойств ОУ на АЧХ фильтра.

Активные фильтры выпускаются в виде ИМС многими фирмами, например, AF100/150 (National Semiconductor), LTC1562 (Linear Technology), MAX270/271 или MAX274/275 (Maxim). Они имеют перестраиваемую частоту среза до нескольких сотен килогерц, порядок вплоть до восьмого и зачастую программируемый тип фильтра.

Например, активный фильтр MAX270 содержит две секции ФНЧ Чебышева 2-го порядка по схеме Саллена-Ки (Рис. 2.44). Частота среза каждой секции может быть независимо установлена в пределах от 1 до 25 кГц параллельным 7-битным кодом. MAX274 включает четыре секции фильтра, построенные на основе метода переменных состояния. Частота среза, добротность и коэффициент усиления секций устанавливаются внешними резисторами. Секции могут использоваться для построения ФНЧ и ПФ вплоть до 8-го порядка. Подобную структуру имеют фильтр LTC1562 фирмы Linear Technology, а также 1478ФУ1Т производства НПО «Пульсар».

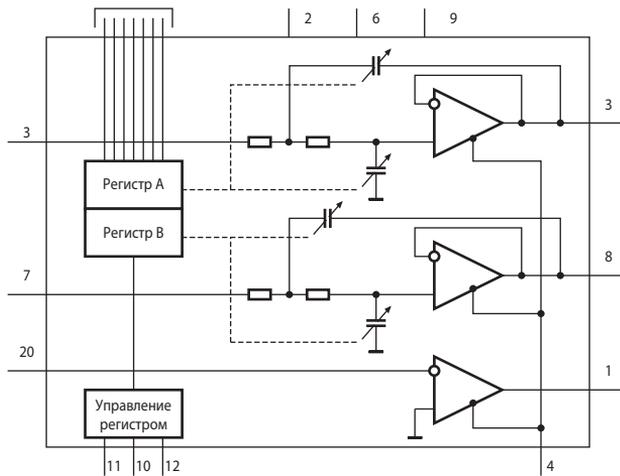


Рис. 2.44. Функциональная схема фильтра MAX270.

Недостатком этих схем является необходимость в большом количестве внешних высокоточных элементов, и, как следствие, сложность настройки и перестройки частоты. От этого недостатка свободны фильтры на коммутируемых конденсаторах, которые бу-

дуг рассмотрены позже в п. 7.8. В настоящее время большее число моделей ИМС активных фильтров строятся именно на схемах с коммутируемыми конденсаторами.

Фирма Linear Technology выпускает семейство фильтров Чебышева 4-го порядка LTC6600, оптимизированных для применения в качестве антиалайзинговых фильтров для аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и сглаживающих фильтров для цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) с фиксированными частотами среза — 2,5, 5, 10, 15, 20 МГц. Эти фильтры имеют полностью дифференциальные входы и выходы (см. п. 3.2). Из внешних элементов им требуются только входные резисторы, которыми задаётся коэффициент усиления, и блокирующие конденсаторы по питанию.

В Табл. 2.2 приведены основные характеристики некоторых активных фильтров.

Таблица 2.2. Основные характеристики активных фильтров

Наименование	Напр. питания [В]	f_c , мин/макс [кГц]	Порядок	Ток потр. [мА]	Тип фильтра	Шум [мкВ]	Особенности
LTC6600-20	5...±5	2500	4	26	НЧ	51	Дифференциальные входы и выходы
LTC1563-2	2.7...±5	0.256...256	4	10	НЧ	36	Многопетлевая ООС
LTC1566-1	5...±5	2300	7	22	НЧ	62	Усиление 12 дБ
LTC1568	2.7...±5	200...10000	4	26	НЧ	36	Многопетлевая ООС
UAF42	±6...±15	0...100	2	6	НЧ, ВЧ, ПФ, ППФ	10 нВ/√Гц	Фильтр пространства состояния
MAX270	5...±5	1...25	4		НЧ	—	2 секции Саллена-Ки, программная установка f_c
MAX274	5...±5	0.1...150	8	20	НЧ, ПФ	120	Фильтр пространства состояния, 4 секции
MAX275	5...±5	0.1...300	4	10	НЧ, ПФ	42	Фильтр пространства состояния, 2 секции
1478ФУ1Т	±2.8...±5.5	0.1...150	8	30	НЧ, ПФ	—	Фильтр пространства состояния, 4 секции

2.3.8. Фазовые фильтры

В описанных ранее фильтрах и коэффициент передачи, и фазовый сдвиг зависели от частоты входного сигнала. Ниже рассмотрены схемы, коэффициент передачи которых не зависит от частоты, а фазовый сдвиг с частотой меняется. Такие схемы называют фазовыми фильтрами. Фазовые фильтры применяются для коррекции фазовых сдвигов, управления фазой сигналов и задержки сигналов.

Передачная функция фазового фильтра представляет собой дробно-рациональное выражение, числитель которого является комплексно-сопряжённым по отношению к знаменателю

$$W(S) = \frac{1 - c_1 S + c_2 S^2 - c_3 S^3 + c_4 S^4 + \dots}{1 + c_1 S + c_2 S^2 + c_3 S^3 + c_4 S^4 + \dots} \quad (2.57)$$

Выражение (2.57) в общем случае можно представить в виде

$$W(S) = \frac{\prod_i (1 - a_i S + b_i S^2)}{\prod_i (1 + a_i S + b_i S^2)} \quad (2.58)$$

Частотная характеристика фазового фильтра выражается уравнением

$$W(j\Omega) = \frac{\prod_i (1 - a_i j\Omega - b_i \Omega^2)}{\prod_i (1 + a_i j\Omega - b_i \Omega^2)} = \frac{\prod_i \sqrt{(1 - b_i \Omega^2) + a_i^2 \Omega^2} e^{-j\alpha}}{\prod_i \sqrt{(1 - b_i \Omega^2) + a_i^2 \Omega^2} e^{+j\alpha}} = 1 \cdot e^{-j2\alpha} = e^{j\phi}, \quad (2.59)$$

где

$$\phi = -2\alpha = -2 \sum_i \operatorname{arctg} \frac{a_i \Omega}{1 - b_i \Omega^2}. \quad (2.60)$$

Особый интерес представляет применение фазовых фильтров для задержки сигнала в аудиотехнике (для создания различных акустических эффектов) и в автоматике (для моделирования систем с чистым запаздыванием). При этом требуется, чтобы отсутствовали искажения при передаче сигналов, т. е. коэффициент передачи фильтра не зависел бы от частоты. Как видно из (2.59), это выполняется. Другое условие состоит в том, чтобы групповое время задержки схемы для рассматриваемого частотного спектра было постоянным.

Групповое время задержки — это время, на которое входной сигнал, представляющий собой группу колебаний, близких по величине частот, задерживается фазовым фильтром.

Групповое время задержки определяется как

$$t_{\text{гр}} = -d\phi/d\omega. \quad (2.61)$$

Нормированное групповое время задержки $T_{\text{гр}}$ определяют следующим образом:

$$T_{\text{гр}} = \frac{\omega_C t_{\text{гр}}}{2\pi} = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{d\Omega} = \frac{1}{\pi} \sum_i \frac{a_i (1 + b_i \Omega^2)}{1 + (a_i^2 - 2b_i) \Omega^2 + b_i^2 \Omega^4}. \quad (2.62)$$

Подбор коэффициентов a_i, b_i проводится так, чтобы обеспечить характер ФЧХ наиболее близким к линейному в возможно большей полосе частот. Другой путь состоит в приближении передаточной функции звена чистого запаздывания

$$W(s) = e^{-s\tau}$$

рядом Паде, первый член которого имеет вид

$$e^{-s\tau} \approx \frac{12 - 6\tau s + \tau^2 s^2}{12 + 6\tau s + \tau^2 s^2}.$$

Здесь τ — время задержки.

Схема фазового фильтра первого порядка приведена на **Рис. 2.45**. Передаточная функция этого фильтра имеет вид

$$W(s) = \frac{1 - sRC}{1 + sRC}.$$

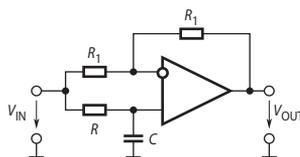


Рис. 2.45. Схема фазового фильтра первого порядка.

Для низких частот групповое время задержки не превысит значения $2RC$, как это следует из (2.62). Расчёты показывают, что при условии практического отсутствия фазовых искажений групповое время задержки для сигнала полосой от 0 до 3 кГц не превысит 60 мкс, что совершенно недостаточно для многих приложений. Но зато эта схема с успехом может быть применена в качестве широкополосного фазовращателя. Изменяя сопротивление резистора R , можно установить необходимую величину фазового сдвига в диапазоне от 0 до -180° , не меняя амплитуду выходного сигнала. Величину фазового сдвига можно определить по формуле

$$\phi = -2\arctg(\omega RC).$$

Фазовый фильтр второго порядка может быть реализован с помощью схемы полосно-подавляющего фильтра с многопетлевой обратной связью (**Рис. 2.38**), нужно только убрать резистор R_3 . Посмотрев внимательно на передаточную функцию этого фильтра (2.50), можно увидеть, что при выполнении условия

$$1 + K_p \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) = -1, \quad (2.63)$$

числитель и знаменатель соответствующей ей частотной характеристики окажутся комплексно-сопряжёнными. Из уравнения (2.63) с учётом (2.47) следует необходимость

$$\alpha = \frac{R_2}{4R_1 + R_2}.$$

Иначе говоря, для того чтобы схема на **Рис. 2.38** была фазовым фильтром 2-го порядка, требуется соблюдение равенства

$$R_5(4R_1 + R_2) = R_2(R_4 + R_5).$$

Включив фазовый фильтр каскадно с ФНЧ Баттерворта можно выбрать его параметры так, что в пределах полосы пропускания фазо-частотная характеристика этого комбинированного фильтра будет линейна, т. е. сигналы будут передаваться без искажения. В то же время АЧХ не изменится, оставаясь по-прежнему наиболее плоской в полосе пропускания по сравнению с фильтрами иного типа.

Реализация на непрерывных фазовых фильтрах значительных задержек широкополосных сигналов требует построения сложных схем. В частности, в [2.14] приведён пример, показывающий, что для задержки без искажений сигнала полосой от 0 до 1 кГц на время всего в 2 мс необходимо использовать фазовый фильтр 7-го порядка. В то же время, для создания, скажем, эффекта двухголосного звучания в акустике требуется задержка сигнала полосой хотя бы до 5 кГц примерно на 5 мс. Поэтому сегодня такое устройство целесообразно строить по схеме: АЦП — ОЗУ обратного магазинного типа (FIFO) — ЦАП.

Завершая тему активных фильтров, следует отметить, что в настоящее время активные фильтры высокого порядка на ОУ с RC -цепями в обратных связях интенсивно вытесняются фильтрами на коммутируемых конденсаторах и схемами АЦП — цифровой фильтр — ЦАП. Однако все эти фильтры, производящие дискретные выборки входного сигнала, имеют очень существенный недостаток: они допускают сквозное прохождение тактового сигнала, а сигналы, спектры которых расположены вблизи частоты тактового сигнала, преобразуют в низкочастотные. Поэтому при высоких требованиях к качеству сглаживания необходимо включать непрерывные фильтры хотя бы 1-го или 2-го порядков на входе и выходе дискретизирующего фильтра. Например, фильтр 8-го порядка на коммутируемых конденсаторах MAX291 содержит свободный (неподключенный) ОУ, на котором можно собрать входной или выходной непрерывный ФНЧ.

2.4. Измерительные усилители

Во многих измерительных схемах необходимо измерять разность потенциалов между двумя точками электрической цепи, каждая из которых имеет ненулевой потенциал относительно общей точки измерительной схемы. Для этой цели используются измерительные усилители (в переводной литературе часто называемые инструментальными), которые представляют собой устройства с дифференциальным входом, построенные так, что они усиливают только разность напряжений, поданных на их входы, и не реагируют на синфазное напряжение. Типичные примеры применения измерительных усилителей (ИУ) приведены на **Рис. 2.46**. Схема на **Рис. 2.46, а** обычна для тензометрии. В одно или два плеча мостовой схемы включены тензорезисторы. Синфазное напряжение на входах дифференциального усилителя (ДУ) составляет в этой схеме обычно 1.5...2.5 В, причём, хотя это напряжение как правило стабилизируется, всё же возможны его изменения в пределах до 10 мВ. В то же время часто требуется обеспечить чувствительность к разбалансу моста на уровне 1 мкВ. Эта задача требует, чтобы дифференциальный усилитель имел КОСС более 80 дБ. Схема на **Рис. 2.46, б** применяется при измерении тока в проводе, потенциал которого может многократно превосходить напряжение питания усилителя. Это также требует большого КОСС, а также высоких допустимых значений синфазного напряжения.

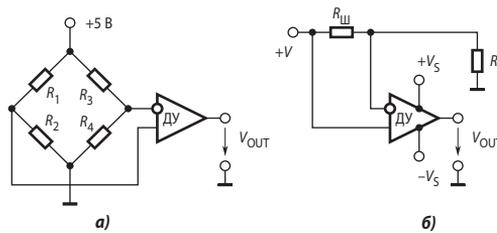


Рис. 2.46. Типичные примеры применения измерительных усилителей.

2.4.1. Измерительный усилитель на одном ОУ

В простейшем случае в качестве измерительного усилителя может быть использован ОУ в дифференциальном включении (**Рис. 2.47**). В фирменной документации подобные схемы так и называются — дифференциальные усилители. При выполнении условия $R_1/R_2 = R_3/R_4$ усиление дифференциального сигнала намного больше усиления синфазного сигнала и коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) будет максимальным.

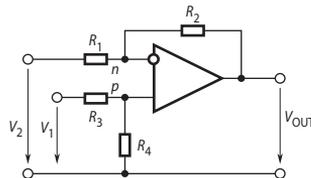


Рис. 2.47. Схема простейшего измерительного усилителя (дифференциальный усилитель).

Дифференциальный коэффициент усиления при выполнении указанного выше условия равен

$$K_{\text{д}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_1 - V_2} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{K_V}}$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала, обусловленный рассогласованием резисторов, равен

$$K_{\text{СФ1}} = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}. \quad (2.64)$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала, обусловленный конечным значением КОСС операционного усилителя, равен

$$K_{\text{СФ2}} = \frac{R_2}{R_1 \cdot \text{КОСС}}. \quad (2.65)$$

Здесь КОСС выражается в разгах, а не в децибелах.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала всей схемы:

$$K_{\text{ОСС}} = K_{\text{д}} / (K_{\text{СФ1}} + K_{\text{СФ2}}). \quad (2.66)$$

Дифференциальное входное сопротивление:

$$R_{\text{IN}_\text{д}} = R_1 + R_3.$$

Поскольку, как это следует из (2.64), $K_{\text{СФ1}}$ может принимать отрицательные значения и зависит от сопротивлений резисторов схемы, подстройкой резистора R_3 может быть достигнуто любое сколь угодно большое значение $K_{\text{ОСС}}$ в соответствии с выражением (2.66).

Пример 2.5

Пусть в схеме на **Рис. 2.47** $R_1 = R_3 = 2$ кОм, $R_4 = 200$ кОм. Сопротивление резистора R_2 отличается от номинального значения 200 кОм на 1% и составляет 198 кОм. Тогда дифференциальный коэффициент усиления схемы равен 100, а КОСС — 10100, что во многих применениях недостаточно.

Эта простейшая схема имеет низкое входное сопротивление. Выходное сопротивление источника сигнала влияет на величину дифференциального коэффициента усиления и на коэффициент ослабления синфазного сигнала, что почти всегда требует точной настройки параметров схемы. Для изменения коэффициента усиления нужно одновременно менять сопротивления двух резисторов. Тем не менее, эта простая схема выпускается многими фирмами в виде ИМС. Самая простая схема у INA133 и INA143 (Burr-Brown). На кристалле наряду с ОУ имеются 4 согласованных резистора, первые выводы которых соединены попарно со входами ОУ, а другие соединены с выводами ИМС, причём у INA133 резисторы имеют одинаковое сопротивление, а у INA143 R_1 и R_3 меньше, чем R_2 и R_4 (см. **Рис. 2.47**) в 10 раз. Поэтому коэффициент передачи дифференциального сигнала у INA133 единица, а у INA143 в зависимости от схемы подключения резисторов может принимать значения 0.1 или 10. КОСС у INA133 составляет 80 дБ, а у INA143 — 86 дБ.

Чуть более сложную схему имеют ДУ INA117 и её модификация AD629 (Analog Devices) (**Рис. 2.48, а**). Здесь для получения большого диапазона синфазных напряжений использован резистивный делитель напряжения 200:1, для того чтобы привести входной сигнал ± 200 В к допустимому для ОУ диапазону ± 10 В. Связь между величинами сигналов этой схемы устанавливается уравнением

$$V_{\text{OUT}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_5} \right) V_{\text{IN}}^+ - \frac{R_2}{R_1} V_{\text{IN}}^-.$$

При указанных на схеме номиналах резисторов дифференциальный коэффициент усиления равен 1. Рабочий диапазон синфазных напряжений для INA117 составляет

± 200 В, а для AD629 — ± 270 В, причём последний имеет встроенную защиту от синфазного и дифференциального перенапряжений до ± 500 В! Коэффициент ослабления синфазной составляющей INA117 и AD629 превышает 86 дБ.

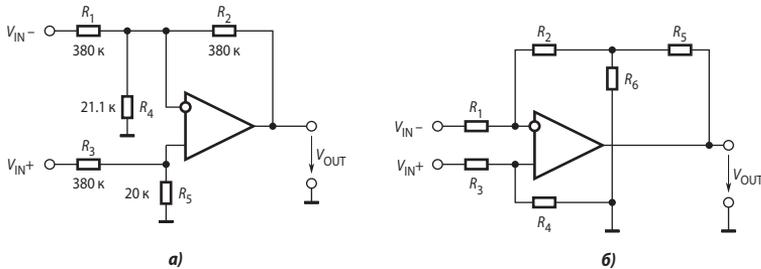


Рис. 2.48. Схемы промышленных дифференциальных усилителей.

Схема ДУ с делителем в обратной связи

Дифференциальная схема с подогнанными резисторами должна обеспечить требуемые характеристики, но лишь в том случае, если сопротивление источника сигнала равно нулю, или, по крайней мере, очень мало. Для измерений в мостовых схемах это условие трудно выполнить.

Пример 2.6

Возьмём схему на Рис. 2.46, а. Сопротивления тензорезисторов обычно имеют величины 50...200 Ом. Даже если оба полумоста R_1R_2 и R_3R_4 — активные, т. е. в каждом из них включён тензорезистор равного сопротивления, то при использовании дифференциального усилителя с параметрами, взятыми из примера 2.1, погрешность дифференциального коэффициента усиления составит как минимум 1.25%. С другой стороны, если один из полумостов, скажем, R_3R_4 — пассивный, т. е. не содержит тензорезистор, то с точки зрения экономичности при батарейном питании лучше взять сопротивления этих резисторов побольше, например, по 1 кОм. В этом случае из-за разности сопротивлений источников сигналов, подключённых к дифференциальным входам, даже если сам ОУ идеален, КОСС согласно формулам (2.64), (2.66) составит всего 27 дБ, что совершенно недостаточно.

Снизить влияние параметров источников сигнала на K_d и КОСС можно, увеличив входное сопротивление ДУ. Для сохранения высокого значения K_d можно применить Т-образную цепь для резисторов обратной связи, показанную на Рис. 2.48, б. Если взять $R_3 = R_1$, а $R_4 = R_2 + R_5 || R_6$, то дифференциальный коэффициент усиления составит

$$K_d = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_5}{R_6} \right) + \frac{R_5}{R_1}. \quad (2.67)$$

По этой схеме выполнена ИМС INA148. Её входные резисторы имеют сопротивление 1 МОм, т. е. довольно высокое. $K_d = 1$, а КОСС = 90 дБ. Диапазон допустимых синфазных напряжений составляет ± 200 В. Так же устроен AD8206. При $K_d = 20$, а КОСС = 80 дБ и однопольном питании диапазон синфазных напряжений — от -2 до $+65$ В. Другой путь заключается в применении дополнительного выходного усилителя, обеспечивающего повышение коэффициента усиления (Рис. 2.49). Так устроена микросхема INA146. Входной ДУ имеет коэффициент передачи всего 0.1, но за счёт этого он допускает входное синфазное напряжение до ± 100 В при сопротивлениях входных резисторов по 100 кОм. Коэффициент усиления выходного неинвертирующего усилителя U_2 устанавливается внешним

делителем R_1R_2 в пределах от 1 до 1000, так что K_D всей схемы может быть установлен от 0.1 до 100. КОСС усилителя не менее 80 дБ.

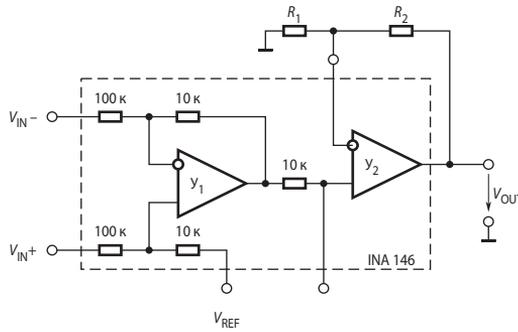


Рис. 2.49. Схема дифференциального усилителя INA146.

2.4.2. Измерительный усилитель на двух ОУ

Несмотря на описанные выше ухищрения разработчиков дифференциальный усилитель пригоден только для усиления сигналов источников с низким выходным сопротивлением, таких, например, как шунт (см. Рис. 2.46, б). Для приёма и усиления сигналов источников с относительно большим выходным сопротивлением, например, мостовых схем требуются усилители с входным сопротивлением совершенно иного, гораздо более высокого порядка. Как нам уже известно, значительно большим входным сопротивлением обладают ОУ в неинвертирующем включении. Схема простейшего измерительного усилителя с неинвертирующим включением входных ОУ приведена на Рис. 2.50. При соблюдении условия

$$R_2/R_3 = R_5/R_4$$

выходное напряжение можно найти по формуле

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_2 + R_5}{R_1} \right) (V_{IN}^+ - V_{IN}^-). \quad (2.68)$$

В частном случае, когда $R_2 = R_3 = R_4 = R_5$, соотношение (2.68) принимает вид

$$V_{OUT} = 2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) (V_{IN}^+ - V_{IN}^-).$$

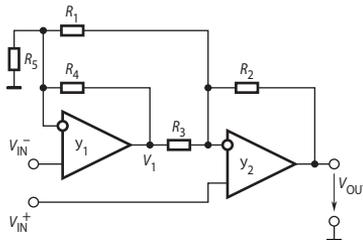


Рис. 2.50. Измерительный усилитель на двух ОУ.

По схеме на **Рис. 2.50** изготавливается ИУ с полевыми транзисторами на входах INA155. Внешним резистором устанавливается дифференциальный коэффициент усиления в пределах от 10 до 50. Усилитель имеет КОСС = 92 дБ. Входной ток — 1 пА.

2.4.3. Измерительный усилитель на трёх ОУ

Улучшить характеристики схемы дифференциального усилителя на **Рис. 2.47** можно, включив между источником сигнала и каждым из входов неинвертирующий повторитель. Эти повторители будут служить буферами, в результате чего входное сопротивление измерительного усилителя повысится, а влияние выходного сопротивления источников сигнала на дифференциальный коэффициент усиления и КОСС практически будет устранено. Недостатком такого решения является то, что здесь потребуется большой КОСС и в повторителях, и в выходном ОУ. Лучшими характеристиками обладает схема, приведённая на **Рис. 2.51**, и принятая в качестве стандартной схемы измерительного усилителя.

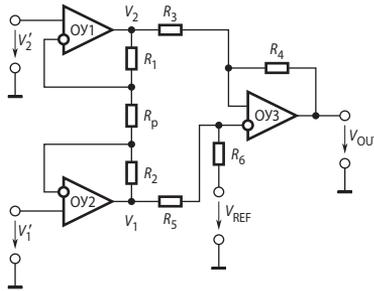


Рис. 2.51. Схема измерительного усилителя на трёх ОУ.

Полагаем вначале что $V_{REF} = 0$. Как видно из **Рис. 2.51**, напряжение на резисторе R_p составляет $V_1 - V_2$. Отсюда следует, что

$$V_1 - V_2 = \left(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_p} \right) (V'_1 - V'_2).$$

Эта разность преобразуется дифференциальным усилителем на ОУ3 в напряжение V_{OUT} относительно общей точки (земли). Обычно выбирается $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4 = R_5 = R_6$. В таком случае дифференциальный коэффициент усиления

$$K_{д} = 1 + \frac{2R_2}{R_p}.$$

При $V_{REF} \neq 0$ выходное напряжение смещается на эту величину

$$V_{OUT} - V_{REF} = K_{д}(V'_1 - V'_2). \tag{2.69}$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала (из-за разбаланса резисторов):

$$K_{CF1} = \frac{R_7 R_4 - R_5 R_6}{R_4 (R_6 + R_7)}. \tag{2.70}$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала (из-за конечного значения КОСС ОУ3):

$$K_{CF2} = 1 / \text{КОСС}_{\text{ОУ3}}. \tag{2.71}$$

Общий КОСС измерительного усилителя определяется соотношением (2.66).

Пример 2.7

Пусть в схеме на **Рис. 2.51** $R_p = 1$ кОм, $R_1 = R_2 = 50$ кОм, $R_3 = R_4 = R_6 = 10$ кОм. Сопротивление резистора R_5 отличается от номинального значения 10 кОм на 1% и составляет 9.9 кОм. Тогда дифференциальный коэффициент усиления схемы равен 101, а КОСС — 20200, что выше, чем в примере 2.5.

Измерительные усилители на трёх ОУ имеют КОСС выше, чем схемы на двух ОУ. Они выпускаются в виде ИМС с внутренними согласованными резисторами (AD620, LM363, ICL7605 и др.). Обычно эти ИМС имеют выводы для подключения внешнего резистора R_p , которым задаётся дифференциальный коэффициент усиления, а также вход опорного напряжения REF, который используется во многих приложениях. Например, ИУ INA118 фирмы Burr-Brown имеет низкое смещение нуля $V_{OFF} = 50$ мкВ, широкий диапазон напряжений питания ($\pm 1.35 \dots \pm 18$ В) и входных напряжений (до ± 40 В), малый потребляемый ток — 0.35 мА и широкий диапазон коэффициентов усиления (1...10 000), устанавливаемых одним внешним резистором.

Шумовые характеристики промышленных моделей измерительных усилителей на трёх ОУ имеют некоторые особенности. Дело в том, что низким внутренним шумом обладают только входные усилители. Шум выходного ОУ значительно больше. Поэтому ИУ с большим коэффициентом усиления имеет шум, приведённый ко входу, значительно меньший, чем тот же ИУ с единичным усилением. То же самое можно сказать и о смещении нуля.

Интересно, что фирма Maxim выпускает скоростной дифференциальный приёмник линии MAX4146, построенный по трёхусилительной архитектуре. По динамическим характеристикам он оставляет обычные ИУ далеко позади — его полоса пропускания составляет 70 МГц при $K = 10$, а скорость нарастания достигает 800 В/мкс. Усилитель имеет прекрасные шумовые характеристики — 3.5 нВ/Гц^{0.5} ($K = 100$), но довольно большие входные токи — 10 мА.

Значительное число моделей трёхусилительных ИУ выпускается с программируемым коэффициентом усиления. Большая часть моделей таких ИУ программируется параллельным интерфейсом: две или три линии для установки четырёх (AD8250/1, PGA206/7) или восьми (AD8231) значений K . Более сложные модели, такие как AD8555/6/7, программируются по последовательному интерфейсу. Эти ИУ имеют встроенный 8-битный цифро-аналоговый преобразователь для программной установки нуля и прецизионный ограничитель выходного напряжения на дополнительном ОУ. Диапазон программируемого K для AD8557 — от 28 до 1300.

В заключение отметим следующие преимущества измерительных усилителей на одном и трёх ОУ:

На одном ОУ	На трёх ОУ
<ul style="list-style-type: none"> • КОСС может быть подстроен внешним резистором до очень больших значений • Могут быть достигнуты высокие рабочие значения синфазных и дифференциальных входных напряжений • Низкая стоимость 	<ul style="list-style-type: none"> • Высокий КОСС без подстройки • Высокое входное сопротивление • Коэффициент усиления устанавливается одним резистором

2.4.4. Другие измерительные усилители

Один из недостатков рассмотренных схем ИУ — сравнительно низкое сопротивление входа REF, что затрудняет включение ИУ в схемах с однополярным питанием. Требуется использование специального источника смещения с низким выходным сопротивлением, т. к. иначе может наблюдаться большой разбаланс дифференциального усилителя и КОСС заметно уменьшится. В последние годы некоторые фирмы начали выпускать ИУ с двумя парами дифференциальных входов: один для входного сигнала, а другой — для сигнала

обратной связи. Их иногда называют усилителями с активной обратной связью. Это, например, MAX4208/9 фирмы Maxim или AD8129/30 фирмы Analog Devices. Функциональная схема ИУ такого типа приведена на Рис. 2.52, а. Устройство включает два преобразователя напряжение—ток с дифференциальными входами и хорошо согласованными передаточными проводимостями g_m , и преобразователь ток—напряжение с высоким передаточным сопротивлением z_C . Для этой схемы справедливы уравнения:

$$V_{OUT} = z_C(I_1 + I_2) = z_C g_m (V_{IN} + V_{FB});$$

$$V_{FB} = (V_{REF} - V_{OUT}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Решение этих уравнений при $z_C g_m \rightarrow \infty$ относительно V_{OUT} даёт

$$V_{OUT} = V_{IN} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + V_{REF}.$$

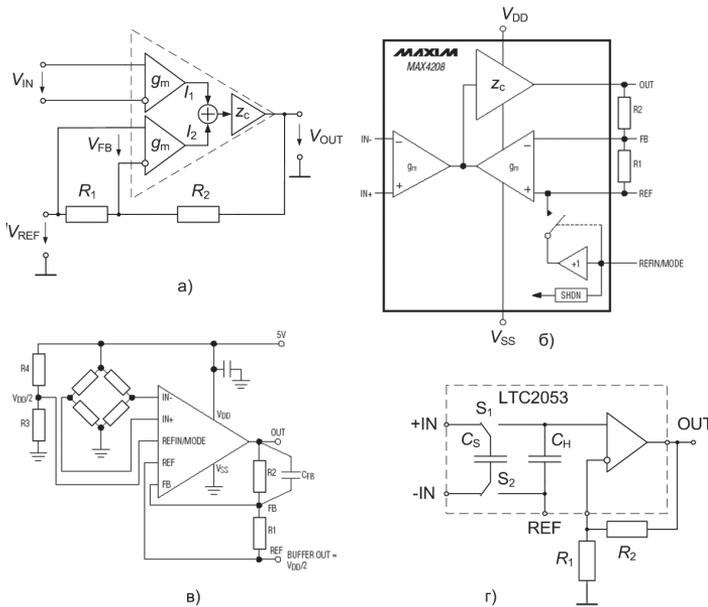


Рис. 2.52. ИУ с двумя парами дифференциальных входов.

Микросхемы MAX4208/9 содержат дополнительно подключаемый буфер опорного напряжения (Рис. 2.52, б). Вывод REFIN/MODE — вход с тремя функциями (см. Табл. 2.3). В зависимости от уровня напряжения на этом выводе ИМС можно перевести в режим пониженного энергопотребления, буферизировать опорное напряжение или отключить выход буфера от входа опорного напряжения.

Таблица 2.3. Функции вывода REFIN/MODE MAX4208/9

Напряжение REFIN/MODE	Состояние MAX4208/9
V_{SS}	Внутренний буфер отключён от вывода REF
Больше $V_{SS} + 0.2$ В, но меньше $V_{DD} - 1.3$ В	Внутренний буфер подключён к выводу REF. При этом вывод REF не должен быть подключён к внешнему источнику.
V_{DD}	Микросхема выключена. Потребляемый ток 1.4 мкА

На Рис. 2.52, в представлена схема типичного применения MAX4208 для усиления сигналов измерительного моста. Делитель напряжения R_3R_4 формирует опорное напряжение, равное половине напряжения питания. Это опорное напряжение подаётся на вход REFIN/MODE, усиливается буфером и через вывод REF может использоваться для питания цепей смещения других устройств. К другим достоинствам этой ИМС относятся низкое смещение нуля (типично 3 мкВ) за счёт стабилизации прерыванием, низкие входные токи по всем входам (типично 1 пА), выходное напряжение от шины до шины, малая нелинейность (типично 0.0025%). Основной недостаток — низкое быстродействие: полоса пропускания при $K = 10$ составляет всего 75 кГц.

Измерительный усилитель AD8129 гораздо быстрее. При $K = 10$ его полоса по уровню -3 дБ достигает 200 МГц, но точностные характеристики хуже (в частности, входные токи типично 400 нА), поэтому его основное применение — высокоскоростные приёмники дифференциальных линий.

В микросхеме LTC2053 на одном ОУ со стабилизацией нуля прерыванием реализован ИУ с выборкой (Рис. 2.52, з). Посредством двух аналоговых ключей S_1 и S_2 конденсатор выборки C_S периодически с частотой 3 кГц то заряжается от входов ИУ, то подключается к конденсатору хранения C_H , отдавая ему заряд. Такое построение позволяет получить КОСС = 116 дБ на одном ОУ, причём здесь не требуется высокоточное согласование резисторов. Данный ИУ обладает низким смещением нуля (типично 5 мкВ), но плохим быстродействием и значительным шумом.

В Табл. 2.4 приведены основные параметры некоторых моделей дифференциальных и измерительных усилителей.

Таблица 2.4. Основные параметры дифференциальных и измерительных усилителей

Модель	$V_{пит}$, В	Усиление	V_{OFF} , мкВ	Вх. ток, нА	Погрешн. усиления (K = 10), %	КОСС, дБ	Скор. нараст., В/мкс	Ток потр., мА	Примечание
INA143	$\pm 2.25 \dots \pm 18$	0.1; 10	25	—	—	86	5	0.95	1 ОУ с переключаемыми выводами резисторов
AD629	$\pm 2.5 \dots \pm 18$	1	500	—	0.01	86	2.1	0.05	1 ОУ. Синфазное напряжение ± 270 В
LT1990	$2.7 \dots \pm 18$	1; 10	6800	—	0.9	75	0.55	0.14	1 ОУ. Синфазное напряжение ± 250 В
AD8206	5... 12	20	2000	—	1	86	0.5	2	1 ОУ. Синфазное напряжение $-2 \dots +65$ В
INA146	$\pm 2.25 \dots \pm 18$	0.1... 100	5000	—	—	80	0.45	0.57	2 ОУ. Синфазное и дифференциальное напряжения ± 100 В
INA118	$\pm 1.35 \dots \pm 18$	1... 1000	120	5	0.02	110 (K = 10)	0.9	0.38	3 ОУ. Синфазное и дифференциальное напряжения ± 40 В
INA116	$\pm 4.5 \dots \pm 18$	1... 1000	1000	25 фА	0.02	106 (K = 100)	0.8	1	3 ОУ. Допустимые синфазное и дифференциальное напряжения ± 40 В

Продолжение таблицы 2.4

Модель	$V_{пит}$, В	Усиление	V_{OFF} , мкВ	Вх. ток, нА	Погрешн. усиления (K = 10), %	КОСС, дБ	Скор. нараст., В/мкс	Ток потр., мА	Примечание
INA338	2.7... 5.5	0.1... 1000	20	0.2	0.08	120 (K = 100)	—	2.4	RRIO, тихоходный
PGA204	$\pm 6...$ ± 18	1; 10; 100; 1000	50	20	0.024	110 (K = 100)	0.7	5.2	Программируе- мый коэффици- ент усиления
AD524	$\pm 6...$ ± 18	1; 10; 100; 1000	50	15	0.25	120 (K = 1000)	5	3.5	3 ОУ. Усиление программируется выводом
AD623	$\pm 2.5...$ ± 6	1... 1000	200	25	0.35	90 (K = 10)	0.3	0.58	3 ОУ. Очень дешёвый. Может работать с одним источником питания
AD625	$\pm 6...$ ± 18	1... 10 000	20	15	0.02	105 (K = 10)	5	5	3 ОУ. Широкопол- осный
AD8225	3.4... 36	5	50	1.2	0.05	94	5	1.2	3 ОУ. Фиксиро- ванное усиление
AD8553	1.8... 5.5	0.1... 10 000	4	0.4	0.15	120 (K = 100)	—	1.1	3 ОУ с прерыва- нием, RRIO. Поло- са — 1 кГц.
AD8231	3... 6	1... 128	4	0.25	0.8	110 (K = 32)	1.1	4	Программируе- мый коэффици- ент усиления. До- полнительный ОУ
AD8557	2.7... 5.5	28... 1300	2	18	1.6	112 (K = 1300)	—	1.8	Программируе- мый коэффици- ент усиления. Ба- лансировка нуля.
AD8129	4.5... ± 12.6	10... 100	200	500	0.4	105	1070	10.8	Активная ОС. Скоростной
LTC2053	2.7... ± 5.5	1... 1000	5	4	0.001 (K = 1)	116	0.2	0.75	ИУ со звеном вы- борки и хране- ния. RRIO
LT1167	$\pm 2.3...$ ± 18	1... 10 000	60	0,35	0.08	120 (K = 100)	—	—	3 ОУ. Допустимое дифференциаль- ное напряжение ± 40 В
MAX4208	2.85... 5.5	1... 1000	3	0.001	0.05	135	0.08	1.4	Активная ОС. Бу- фер V_{REF} .
MAX4197	2.7... 7.5	100	150	—	0.05 (K = 100)	—	—	0.11	3 ОУ. Фиксиро- ванный коэффи- циент усиления

2.4.5. Применение измерительных усилителей

Однокристальные ИУ могут использоваться для тех же целей, что и отдельные ОУ. Отличаясь от последних более простой схемой включения, высоким КОСС, симметрией входов, измерительные усилители позволяют получить более высокое качество схем, чем ОУ, при соизмеримой стоимости.

С двумя схемами применения измерительных усилителей — для усиления сигналов диагонали измерительного моста и измерительного шунта — читатель познакомился выше на Рис. 2.46. Рассмотрим ещё несколько схем.

Источник тока, управляемый напряжением

Как мы уже знаем, схема преобразователя напряжение—ток Хоуленда (Рис. 2.15) весьма критична к соотношению сопротивлений резисторов. Необходимость согласования большого количества резисторов делает эту схему персоной «нон грата» в серийном производстве. Применение высокоточных резисторов приводит к существенному её удорожанию. А вот на измерительном усилителе получается очень изящное решение задачи (Рис. 2.53, а). Принцип действия этой схемы очень прост. Согласно (2.69)

$$V_{IN}K_D = V_{OUT} - V_{REF} = I_{OUT}R_1.$$

Полагая входной ток ОУ нулевым, получим

$$I_L = I_{OUT} = V_{IN}K_D / R_1.$$

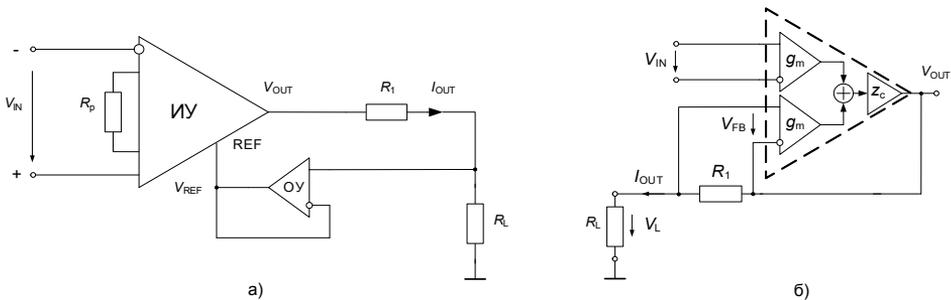


Рис. 2.53. Преобразователь напряжение—ток на измерительном усилителе.

Например, AD8231 содержит на кристалле помимо собственно ИУ ещё и дополнительный ОУ, который может быть использован в этой схеме.

Ещё проще схема преобразователя напряжение—ток на ИУ с двумя парами дифференциальных входов, например, AD8129 (Рис. 2.53, б). Здесь не нужен дополнительный ОУ. Из принципа действия такого усилителя следует при $z_c g_m \gg \infty$

$$V_{IN} = -V_{FB}.$$

Но $V_{FB} = -I_{OUT}R_1$. Отсюда получим

$$I_{OUT} = V_{IN}/R_1.$$

Усилитель переменного напряжения

Симметричный относительно земли вход измерительного усилителя позволяет снизить долю синфазной помехи (внешних электрических полей) в его выходном напряжении. Это делает привлекательным применение ИУ, в частности, в звукотехнике в качестве предусилителей микрофонов. Фирма Burr-Brown выпускает измерительный усилитель на трёх ОУ INA163, оптимизированный для аудиоприложений. Этот усилитель имеет сверхнизкий уровень шума (1 нВ/√Гц), широкий диапазон усиления (1...10000), низкую

нелинейность переходной характеристики (не более 0.004%), но довольно значительное смещение нуля (0.5 мВ). Поскольку в звукотехнике не требуется усилить медленно меняющиеся составляющие сигналов, нужно преобразовать ИУ в усилитель напряжения переменного тока. Это можно сделать по схеме, приведённой на **Рис. 2.54, а**. Отрицательная обратная связь через интегратор подавляет сигналы низких частот. Из уравнения (2.69) следует

$$V_{IN}K_D = V_{OUT} + V_{OUT} \frac{1}{sT_i}, \quad (2.72)$$

где $T_i = RC$ — постоянная времени интегратора. Отсюда передаточная функция схемы

$$W(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = K_D \frac{sT_i}{1 + sT_i}.$$

ЛАЧХ, соответствующая этой передаточной функции, приведена на **Рис. 2.54, б**.

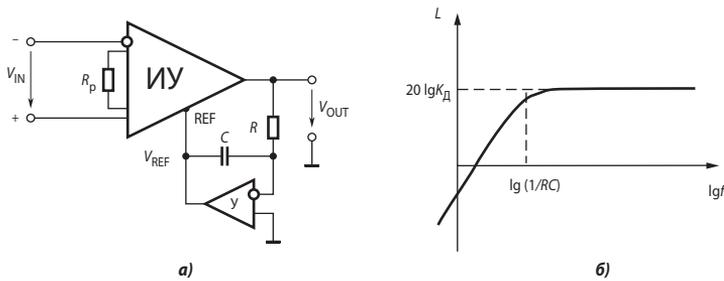


Рис. 2.54. Усилитель напряжения переменного тока на ИУ.

Приём слабых сигналов

При приёме слабых сигналов от удалённых датчиков необходимо принимать серьёзные меры для снижения влияния внешних помех. Особенно трудноустраняемыми являются синфазные помехи промышленной частоты 50 Гц. Подавление этих помех фильтрами приводит к искажениям полезных сигналов. Экранирование проводов с заземлением экрана малоэффективно. Хорошие результаты даёт создание на экране потенциала, совпадающего с синфазной составляющей напряжения входного сигнала. Схема соединения приведена на **Рис. 2.55**. Резистор, которым устанавливают коэффициент усиления ИУ, заменяется двумя последовательно включёнными резисторами половинного сопротивления, и их общая точка через буферный повторитель соединяется с экраном. Буфер нужен для устранения прохождения сигнала от экрана к ИУ. Резистор R_1 сопротивлением несколько сот ом включают, чтобы уменьшить ёмкостную составляющую нагрузки буфера. Эта схема широко применяется в тензометрии и электрокардиографии.

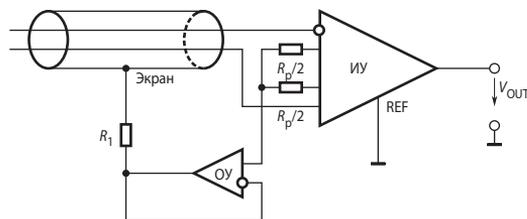


Рис. 2.55. Подключение экрана к источнику синфазного напряжения.

Цепи протекания входного тока

Источник входного сигнала может быть изолирован от общей точки измерительного усилителя. В этом случае проектировщику необходимо предусмотреть цепи протекания (возврата) входных токов ИУ. В противном случае эти токи, как бы малы они не были, за счёт заряда паразитных входных ёмкостей или протекания по загрязнениям на поверхности печатной платы, создадут значительные синфазные входные напряжения и усилитель может выйти из линейного режима. Некоторые варианты организации цепей возврата входных токов приведены на Рис. 2.56.

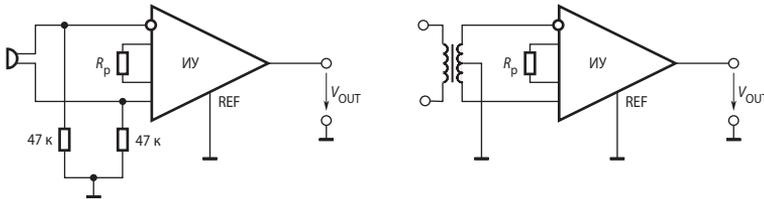


Рис. 2.56. Цепи возврата входных токов ИУ.

2.5. Схемы нелинейного преобразования сигналов на ОУ

Часто возникает необходимость сформировать такое напряжение V_2 , которое было бы нелинейной функцией напряжения V_1 , т. е. $V_2 = f(V_1)$, например, $V_2 = V_a \log(V_1/V_b)$ или $V_2 = |V_1|$. Для реализации таких зависимостей существует три возможных способа. Можно применять либо физические эффекты, которые позволяют реализовать заданные зависимости, либо аппроксимировать их полиномиальными или степенными рядами.

2.5.1. Логарифмирующие и экспоненциальные преобразователи

В логарифмирующих и экспоненциальных преобразователях для получения требуемой функциональной характеристики используются свойства *pn*-перехода диода или биполярного транзистора, смещённого в прямом направлении. Такие преобразователи входят в качестве отдельных узлов в различные устройства, выполняющие математические операции. Логарифмирующие преобразователи применяются также для компрессии сигналов, имеющих большой динамический диапазон, например звуковых сигналов, причём некоторые из них перекрывают динамический диапазон в 140 дБ или 7 декад.

Логарифмирующие преобразователи

На Рис. 2.57 приведена схема простейшего логарифмирующего преобразователя. Эта схема очень проста, но имеет много недостатков, в частности большие отклонения от логарифмической зависимости и большой дрейф выходного напряжения при изменениях температуры.

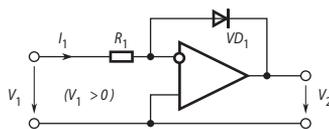


Рис. 2.57. Основная схема логарифмирующего преобразователя.

Ток диода приближённо описывается выражением

$$I = I_0 \left(e^{\frac{V}{m\phi_T}} - 1 \right), \quad (2.73)$$

где V — напряжение на диоде, I_0 — обратный ток диода, m — коэффициент, учитывающий отклонение характеристик диода от идеальных и зависящий от конструкции pn -перехода, $\phi_T = kT/q$ — термический потенциал, причём k — постоянная Больцмана, T — температура в градусах Кельвина, q — заряд электрона.

Тогда для вышеприведённой схемы получим:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} = -I_0 \left(e^{\frac{V_2}{m\phi_T}} - 1 \right),$$

следовательно

$$V_2 = -m\phi_T \cdot \ln \left(\frac{V_1}{R_1 I_0} - 1 \right).$$

Для получения логарифмической зависимости необходимо, чтобы $V_1/R_1 \gg I_0$, тогда

$$V_2 \approx -m\phi_T \cdot \ln \left(\frac{V_1}{R_1 I_0} \right). \quad (2.74)$$

Для кремниевого диода при комнатной температуре $I_0 = 1$ нА и $\phi_T = 25$ мВ.

Простейший логарифмирующий преобразователь применяется редко из-за двух серьёзных ограничений.

Во-первых, как следует из (2.74), он очень чувствителен к температуре.

Во-вторых, диоды не обеспечивают хорошей точности преобразования, т. е. зависимость между их прямым напряжением и током не совсем логарифмическая из-за вариации параметра m . Поэтому удовлетворительная точность в этой схеме может быть получена при изменении входного напряжения в пределах двух декад.

Лучшие характеристики имеют логарифмирующие преобразователи на биполярных транзисторах. При этом возможно два вида включения транзистора — с заземлённой базой (Рис. 2.58, а) и в качестве диода (Рис. 2.58, б).

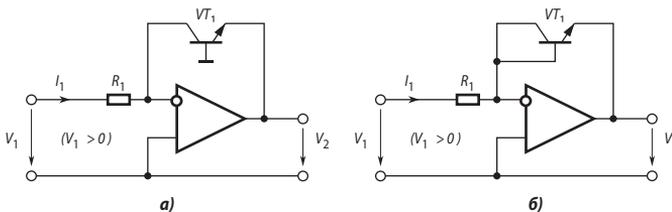


Рис. 2.58. Схемы логарифмирования с транзистором.

Зависимость тока коллектора транзистора от напряжения база—эмиттер при нулевом напряжении коллектор—база имеет вид:

$$I_C = I_{C0} \left(e^{\frac{V_{BE}}{\phi_T}} - 1 \right),$$

где I_{C0} — обратный ток насыщения транзистора. Его значение для маломощных транзисторов составляет около 0.1 нА при комнатной температуре. Выходное напряжение этих схем определяется выражением

$$V_2 = -\phi_T \cdot \ln\left(\frac{V_1}{R_1 I_{C0}} - 1\right) \approx -\phi_T \cdot \ln\left(\frac{V_1}{R_1 I_{C0}}\right). \quad (2.75)$$

Поскольку I_{C0} транзистора существенно меньше, чем I_0 диода, приближённое равенство (2.75) значительно точнее, чем (2.74). Это обеспечивает динамический диапазон схемы на **Рис. 2.58, а** до 7 декад (140 дБ).

Примечание 2.1. Для такого широкого диапазона входные токи ОУ должны быть не более 1 пА.

Схема на **Рис. 2.58, б** менее точна (динамический диапазон до 4 декад (80 дБ)) из-за того, что здесь ток коллектора транзистора отличается от входного тока схемы на величину тока базы. Однако эта схема менее склонна к самовозбуждению и имеет более высокое быстродействие.

Для изменения полярности входного напряжения в схеме на **Рис. 2.58, б** достаточно просто «перевернуть» транзистор. В схеме на **Рис. 2.58, а** для отрицательных входных напряжений необходимо использовать *p-n-p*-транзистор.

Входные сигналы обратной полярности могут вывести из строя транзистор в схеме на **Рис. 2.58, а**, т. к. ОУ при этом входит в насыщение, и на переход база—эмиттер подаётся обратное напряжение, практически равное напряжению питания. Поэтому необходимо принять меры для защиты транзистора. С этой целью в схему включают дополнительные диоды.

Как уже отмечалось выше, схема с заземлённой базой транзистора склонна к самовозбуждению. Это вызвано тем, что в цепи обратной связи усилителя есть элемент, вносящий дополнительное усиление напряжения (транзистор, включённый по схеме с общей базой), поэтому общий коэффициент передачи петли обратной связи повышается, и появляется дополнительный полюс передаточной функции петли регулирования. Как видно на **Рис. 1.18**, даже усилитель с полной внутренней коррекцией может потерять устойчивость при увеличении контурного усиления. На диаграмме Боде этому соответствует перемещение ЛАЧХ вверх относительно оси частот, что вызывает рост частоты среза и резкое сокращение запаса устойчивости по фазе. Для обеспечения устойчивости схемы можно применить такую же частотную коррекцию, что и при работе ОУ на ёмкостную нагрузку (**Рис. 1.24, а**). Схема скорректированного логарифмирующего преобразователя приведена на **Рис. 2.59**. Методика расчёта параметров корректирующей цепи подробно изложена в книге [2.5].

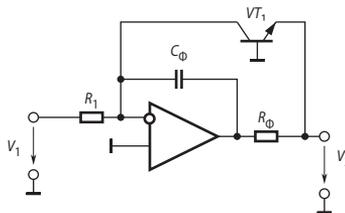


Рис. 2.59. Схема скорректированного логарифмирующего преобразователя.

Температурная компенсация логарифмического преобразователя

Выходное напряжение логарифмического преобразователя пропорционально температуре (см. (2.75)), поэтому для повышения точности устройства используют температурную компенсацию. Простейшая схема логарифмического преобразователя с температурной компенсацией приведена на **Рис. 2.60, а**.

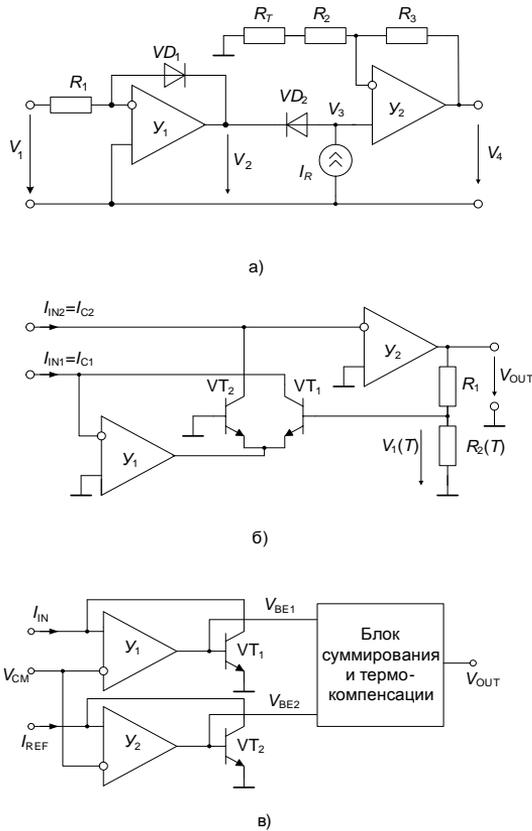


Рис. 2.60. Логарифмический преобразователь с температурной компенсацией.

Значение обратного тока насыщения диода VD_1 (I_0) уменьшается благодаря введению диода VD_2 и источника тока I_R . От этого источника через диод VD_2 протекает постоянный ток, что приводит к появлению напряжения V_2' . Если характеристики диодов хорошо согласованы, то напряжение V_3 определяется следующим соотношением:

$$V_3 = V_2 + V_2' = -\phi_T [\ln(V_1/R_1) - \ln(I_0) - \ln(I_R) + \ln(I_0)],$$

или

$$V_3 = -\phi_T \ln(V_1/I_R R_1).$$

В этом случае присутствует только одна термозависимая величина — ϕ_T . Формируя температурно-зависимый коэффициент передачи выходного усилителя Y_2 , можно исключить также влияние термического потенциала. Для этого в схему выходного усилителя вводят терморезистор R_T . Тогда выходное напряжение логарифмического преобразователя с температурной компенсацией приобретает вид

$$V_4 = V_3 \left(1 + \frac{R_3}{R_2 + R_T} \right) = - \frac{R_2 + R_T + R_3}{R_2 + R_T} \phi_T \ln \frac{V_1}{I_R R_1}.$$

Для исключения температурной зависимости необходимо потребовать выполнения следующего равенства:

$$\frac{R_2 + R_T + R_3}{R_2 + R_T} \phi_T = k_1,$$

где k_1 — постоянное число.

Решив последнее уравнение относительно R_T , можно определить требуемые параметры терморезистора, при использовании которого выходное напряжение схемы не будет зависеть от температуры:

$$V_4 = k_1 \ln \frac{V_1}{I_R R_1}.$$

На **Рис. 2.60, б** приведена схема логарифмического преобразователя с температурной компенсацией на основе использования согласованных транзисторов [2.10]. По этой схеме выполнено несколько логарифмических преобразователей фирмы Texas Instruments, в том числе семейство LOG100/1/2/4.

Два транзистора образуют дифференциальный каскад, выходное напряжение которого (V_1) определяется разностью напряжений база—эмиттер обоих транзисторов:

$$V_1 = V_{BE1} - V_{BE2} = \phi_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{E01}} - \phi_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{E02}}.$$

Поскольку транзисторы согласованы по параметрам, полагаем $I_{E01} = I_{E02} = I_{E0}$. В этом случае последнее выражение упрощается к виду:

$$V_1(T) = \phi_T \ln(I_{C1}/I_{C2}).$$

Температурная зависимость V_1 при этом определяется только температурной зависимостью термического потенциала. Поскольку выходное напряжение схемы

$$V_{OUT}(T) = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \phi_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}}.$$

Для компенсации температурного влияния термического потенциала резистор R_2 заменяют терморезистором с положительным температурным коэффициентом (позистором). Величина этого коэффициента варьируется в пределах от 0.0035 до 0.0037 1/°К.

Обобщённое выражение переходной характеристики логарифмического преобразователя в соответствии с последним уравнением можно записать следующим образом:

$$V_{OUT} = V_Y \lg \frac{I_{IN}}{I_X}, \quad (2.76)$$

где V_Y — фиксированное напряжение, которое определяет крутизну переходной характеристики логарифмического преобразователя (данный параметр измеряется в единицах «вольт/декада»; I_X — ток логарифмического перехвата. Когда $I_{IN} = I_X$, аргумент логарифма равен единице, а сам логарифм равен нулю.

Некоторые фирмы, в том числе Analog Devices и Maxim, выпускают логарифмические преобразователи, построенные по схеме, представленной на **Рис. 2.60, в**. Здесь два транзистора преобразуют токи, обозначенные I_{IN} и I_{REF} , в напряжения база—эмиттер транзисторов, связанные с токами коллекторов уравнениями:

$$V_{BE} = \phi_T \ln \frac{I_C}{I_{C0}}.$$

Далее выходное напряжение логарифмического преобразователя вычисляется как разность напряжений база—эмиттер этих транзисторов:

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{BE1}} - V_{\text{BE2}} = \varphi_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = K \lg \frac{I_{\text{IN}}}{I_{\text{REF}}}.$$

Меняя ток I_{REF} , мы меняем точку логарифмического перехвата и тем самым перемещаем график переходной характеристики вверх или вниз параллельно самому себе.

Быстродействие логарифмических преобразователей существенно зависит от входного тока. Полоса пропускания уменьшается при снижении входного тока в значительной степени из-за ёмкости перехода транзистора C_J . Поскольку крутизна транзистора g_m линейно зависит от тока коллектора, который в данном случае равен входному, то сопротивление эмиттера $r_E = 1/g_m = \varphi_T/I_C$ с уменьшением входного тока будет увеличиваться. Одновременно будет увеличиваться постоянная времени цепи r_EC_J , так что полоса пропускания схемы на уровне -3 дБ составит

$$f_{3\text{дБ}} = \frac{I_{\text{IN}}}{2\pi\varphi_TC_J}.$$

В экспоненциальных (антилогарифмических) преобразователях обычно применяется показанное на **Рис. 2.61** включение транзистора с заземлённой базой. Выходное напряжение этой схемы определяется выражением

$$V_2 = -I_{C0} R_{\text{FB}} e^{\frac{V_1}{\varphi_T}} \quad \text{при} \quad e^{\frac{V_1}{\varphi_T}} \gg 1.$$

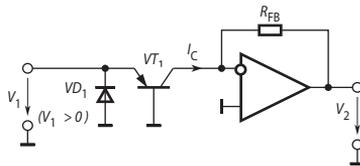


Рис. 2.61. Схема экспоненциального преобразователя.

Промышленность выпускает несколько видов логарифмирующих и экспоненциальных преобразователей, например, семейство LOG100/101/102/104/112 фирмы Texas Instruments, AD8304, ADL5310 фирмы Analog Devices и др. Некоторые из них предназначены для выполнения только одной функции, другие, такие как 4127, могут осуществлять обе функции.

Ряд фирм выпускает радиочастотные логарифмические усилители, выходное напряжение которых пропорционально логарифму среднеквадратичного значения входного напряжения. Преобразование осуществляется методом, близким к кусочно-линейной аппроксимации. Примерами могут служить AD606 с диапазоном 80 дБ и полосой пропускания 50 МГц или AD8307 с диапазоном 90 дБ и полосой пропускания 500 МГц.

В **Табл. 2.5** приведены типичные значения основных параметров некоторых моделей логарифмических и экспоненциальных преобразователей.

Таблица 2.5. Параметры логарифмических и антилогарифмических преобразователей

Наименование	Напр. питания [В]	Частотный диапазон [кГц] при вх. токе 1 мА	Динамический диапазон [декад]	Ток потр. [мА]	Диапазон входных токов	Шум	Особенности
LOG100	±15	45	6	7	1 нА...1 мА	0.5 нА	Антилогарифмирование, логарифм отношения
LOG104	±4.5...±18	45	7.5	1	100 пА...3.5 мА	4 фА√Гц	Логарифм отношения
LOG114	5...±5	5000	8	10	100 пА...10 мА	4 фА√Гц	Логарифм отношения
AD8304	3...5.5	5000	8	4.5	100 пА...10 мА	0.1 мкВ√Гц	Оптимизирован для интерфейса фотодиода
ADL5306	3...±5.5	4000 (0.1 мА)	3	5	100 нА...100 мкА	0.1 мкВ√Гц	Логарифм отношения, буферный усилитель
ADL5310	3...12	3000	6	10	3 нА...3 мА	0.1 мкВ√Гц	Два канала, буферные усилители
MAX4206	2.7...11	3000	5	3.9	10 нА...1 мА	0.3 мкВ√Гц	Внутренние источники опорных напряжений и тока, буф. Усилитель
TL441	±6	40 МГц	> 4	18.5	200 мкВ...3 В	—	4 секции по 30 дБ
AD8310	2.7...5.5	440 МГц	< 5	8	40 мкВ...2.2 В	1.28 нВ√Гц	6 секций по 14.3 дБ

2.5.2. Прецизионные выпрямители на ОУ

Во многих устройствах обработки аналоговых сигналов, например, в измерительных схемах, необходимо выделение либо составляющих только одной полярности (однополупериодное выпрямление), либо определение абсолютного значения сигнала (двухполупериодное выпрямление). Эти операции могут быть реализованы на пассивных диодно-резистивных цепях, но значительное прямое падение напряжения на диоде (0.5...1 В) и нелинейность его вольтамперной характеристики вносят в этом случае значительные погрешности, особенно при обработке слабых сигналов. Применение ОУ позволяет в значительной степени ослабить влияние реальных характеристик диодов.

Однополупериодные выпрямители.

Схемы однополупериодных выпрямителей, приведённые на Рис. 2.62, отличаются друг от друга передаваемой волной входного сигнала (положительной или отрицательной) и знаком коэффициента передачи (инвертирующие и неинвертирующие). Неинвертирующие однополупериодные выпрямители имеют более высокое входное сопротивление

ние, чем инвертирующие. В инвертирующем выпрямителе диод VD_1 открывается на соответствующей половине сигнала, обеспечивая его передачу на выход с коэффициентом, определяемым отношением резисторов R_1 и R_2 . Диод VD_2 смещён при этом в обратном направлении. Неинвертирующий выпрямитель при передаче пропускаемой полу волны работает примерно также, однако их функционирование в режиме отсечки существенно различается.

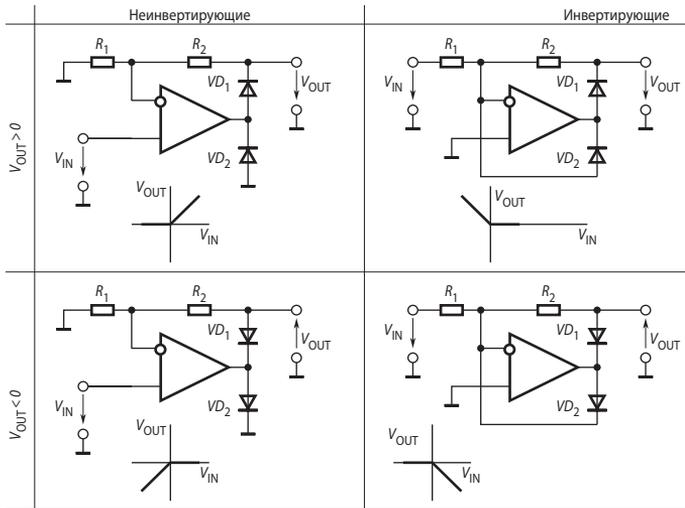


Рис. 2.62. Схемы однополупериодных выпрямителей.

Как в инвертирующем, так и в неинвертирующем выпрямителях диод VD_2 введён для повышения их быстродействия. Если исключить этот диод, то в режиме отсечки ОУ входит в состояние насыщения.

При переходе в режим пропуска ОУ сначала должен выйти из насыщения, а затем его выходное напряжение будет достаточно долго нарастать до уровня открывания диода D_1 . Введение диода D_2 предотвращает насыщение ОУ и ограничивает перепад его выходного напряжения при смене полярности входного сигнала. В неинвертирующей схеме диод D_2 обеспечивает ограничение выходного напряжения ОУ путём замыкания его выхода на землю, поэтому следует выбирать модель ОУ, допускающую короткое замыкание на выходе в течение неограниченного времени. Кроме того, в неинвертирующей схеме ОУ должен иметь большое допустимое дифференциальное входное напряжение и малое время восстановления из режима ограничения выходного тока.

Существенным недостатком представленных выше схем является их высокое выходное сопротивление, имеющее к тому же нелинейный характер.

Двухполупериодные выпрямители

Наиболее просто реализуются прецизионные двухполупериодные выпрямители с незаземлённой нагрузкой, например, стрелочным миллиамперметром. Схема такого устройства приведена на Рис. 2.63. Здесь ОУ служит в качестве управляемого по напряжению источника тока, который был рассмотрен в п. 2.2.2. Поэтому выходной ток не зависит от падения напряжения на диодах и сопротивления нагрузки R_L .

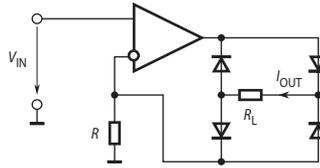


Рис. 2.63. Двухполупериодный выпрямитель с незаземлённой нагрузкой.

Мостовая схема выпрямляет обе полуволны входного сигнала, при этом выпрямленный ток протекает через нагрузку:

$$I_{OUT} = |V_{IN}|/R.$$

Эта схема не требует согласования резисторов и имеет высокое входное сопротивление.

Простейшая схема *двухполупериодного выпрямителя с заземлённой нагрузкой* приведена на Рис. 2.64, а. Здесь используется дифференциальное включение ОУ. Положительная полуволна входного напряжения запирает диод, в результате чего схема работает в режиме неинвертирующего усилителя с коэффициентом передачи, равным единице, и $V_{OUT} = V_{IN}$. Отрицательная полуволна открывает диод. Если бы прямое падение напряжения на диоде было равно нулю, то схема работала бы в режиме инвертирующего усилителя с единичным коэффициентом и $V_{OUT} = -V_{IN}$. Схема очень проста, но из-за неравенства нулю прямого напряжения на диоде последнее равенство выполняется с большой погрешностью.

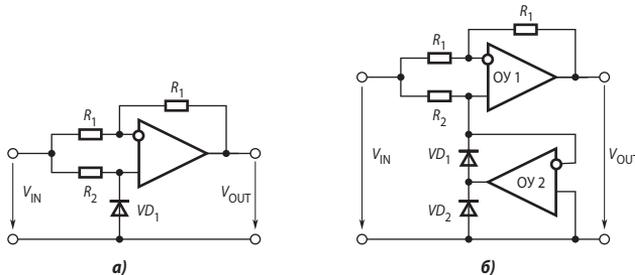


Рис. 2.64. Двухполупериодный выпрямитель с заземлённым диодом.

Точность можно повысить, если в схеме на Рис. 2.64, а заменить диод VD₁, моделью идеального диода на ОУ2 (Рис. 2.64, б). Здесь при положительной полуволне входного сигнала выходное напряжение ОУ2 будет отрицательным, в результате чего диод VD₁ закроется, а VD₂ откроется. Выход усилителя ОУ2 будет соединён с общей точкой практически накоротко, и цепь обратной связи усилителя разомкнута. Усилитель ОУ1 работает в режиме неинвертирующего повторителя. При отрицательной полуволне входного сигнала диод VD₁ открыт, а диод VD₂ закрыт. Цепь обратной связи ОУ2 замкнута через открытый диод VD₁, поэтому напряжение между входами ОУ2, а стало быть и на неинвертирующем входе ОУ1, близко к нулю. Тогда усилитель ОУ1 работает в режиме инвертирующего повторителя.

Схема на Рис. 2.64, б довольно проста, но имеет разное входное сопротивление для положительных и отрицательных сигналов и требует согласования резисторов R₁. Усилитель ОУ2 должен допускать короткое замыкание выхода и большое дифференциальное напряжение.

Лучшие характеристики имеет схема, приведённая на Рис. 2.65, а, в которой применено инвертирующее включение ОУ. Схема включает сумматор на ОУ2 и однополупериодный выпрямитель на ОУ1 (см. левую нижнюю схему на Рис. 2.62).

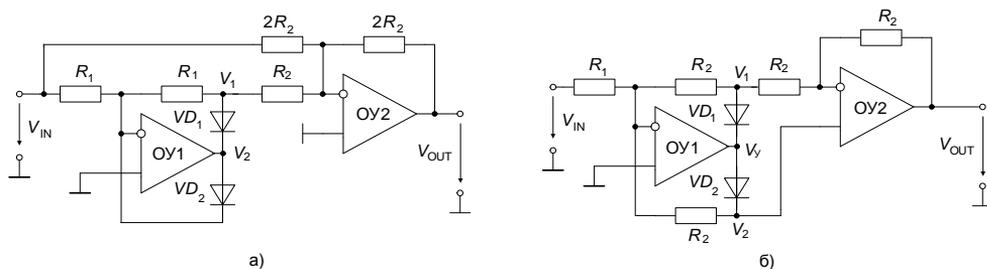


Рис. 2.65. Схемы выпрямителей, в которых ОУ работают в линейном режиме.

Прежде всего, рассмотрим режимы работы ОУ1. При положительном входном напряжении он работает как инвертирующий усилитель. В этом случае напряжение V_2 отрицательно, т. е. диод VD_1 проводит, а VD_2 закрыт, поэтому $V_1 = -V_{IN}$. При отрицательном входном напряжении V_2 положительно, т. е. диод VD_1 закрыт, а VD_2 проводит и замыкает цепь отрицательной обратной связи усилителя, которая препятствует насыщению усилителя ОУ1. Поэтому точка суммирования остаётся под нулевым потенциалом. Поскольку диод VD_1 закрыт, напряжение V_1 также равно нулю. Справедливы соотношения:

$$V_1 = \begin{cases} -V_{IN} & \text{при } V_{IN} \geq 0, \\ 0 & \text{при } V_{IN} \leq 0. \end{cases} \quad (2.77)$$

Подключение сумматора на ОУ2 обеспечивает двухполупериодное выпрямление. Сумматор формирует напряжение

$$V_{OUT} = -(V_{IN} + 2V_1).$$

Учитывая формулу (2.77), получаем:

$$V_{OUT} = \begin{cases} -V_{IN} & \text{при } V_{IN} \geq 0, \\ V_{IN} & \text{при } V_{IN} \leq 0. \end{cases}$$

Это и есть искомая функция двухполупериодного выпрямителя. Изменением сопротивления резистора в обратной связи ОУ2 можно изменить в соответствующем направлении коэффициент передачи выпрямителя, не нарушая его работу. Знак выходного напряжения можно поменять, изменив полярность включения обоих диодов.

Достоинством рассмотренной схемы является равное входное сопротивление для разных полярностей входного сигнала и отсутствие синфазного напряжения на входах усилителей. Недостаток — необходимость согласовывать большее число резисторов (4 шт.), чем в схеме на Рис. 2.64, б.

Вариант последней схемы представлен на Рис. 2.65, б. Здесь ОУ2 включён по схеме дифференциального усилителя.

Пусть $V_{IN} > 0$, тогда выходное напряжение ОУ1 $V_Y < 0$, диод VD_1 открыт, а диод VD_2 закрыт. Напряжение неинвертирующего входа ОУ2 равно напряжению инвертирующего входа ОУ1, т. е. нулю, а

$$V_1 = -\frac{R_2}{R_1} V_{IN}.$$

Следовательно, выходное напряжение схемы

$$V_{OUT} = \frac{R_2}{R_1} V_{IN}.$$

При $V_{IN} < 0$ выходное напряжение ОУ1 $V_Y > 0$, диод VD_2 открыт, а диод VD_1 закрыт. В таком случае уравнение равновесия токов для суммирующей точки усилителя ОУ1 имеет вид:

$$\frac{V_{IN}}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_{OUT}}{3R_2} = 0.$$

С другой стороны,

$$V_{OUT} = V_2 \left(1 + \frac{R_2}{2R_2} \right) = \frac{3}{2} V_2.$$

Разрешая два последних уравнения относительно V_{OUT} , получим

$$V_{OUT} = -\frac{R_2}{R_1} V_{IN}.$$

Здесь коэффициент передачи может быть установлен выбором сопротивления резистора R_1 . Этот вариант часто применяется в скоростных схемах.

Достоинства устройств на **Рис. 2.64, б** и **Рис. 2.65** объединяет прецизионный выпрямитель, схема которого приведена на **Рис. 2.66**. Рассмотрим работу схемы при $R_1 = R_2$, полагая ОУ идеальными.

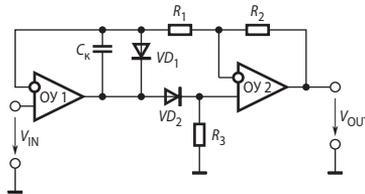


Рис. 2.66. Прецизионный выпрямитель с общей обратной связью.

При $V_{IN} < 0$ диод VD_1 открыт, а диод VD_2 закрыт. Как следствие, потенциалы входов усилителя ОУ2 равны нулю, а напряжение на инвертирующем входе ОУ1 совпадает со входным. В таком случае усилитель ОУ2 работает как инвертирующий повторитель и $V_{OUT} = -V_{IN}$, т. е. положительно. Если $V_{IN} > 0$, то диод VD_1 закрыт, а диод VD_2 открыт. Ток через резистор R_1 , а следовательно, и через R_2 равен нулю, поэтому выходное напряжение схемы V_{OUT} совпадает с потенциалом инвертирующего входа ОУ1 и, стало быть, равно входному напряжению. Аналитически это можно представить в виде

$$V_{OUT} = \begin{cases} -V_{IN} & \text{при } V_{IN} \leq 0, \\ V_{IN} & \text{при } V_{IN} \geq 0. \end{cases}$$

Поскольку при $V_{IN} > 0$ усилители соединяются каскадно в петле обратной связи, причём ОУ1 не имеет собственной ОС, необходимо принять меры для обеспечения устойчивости. С этой целью включают конденсатор C_K ёмкостью несколько десятков пикофард. Это ухудшает быстродействие схемы. Особые требования предъявляются к диоду VD_2 в отношении минимума обратных токов. Действительно, типовое значение обратного тока у обычных кремниевых импульсных диодов ≈ 1 мкА. Такой ток создаёт на резисторе R_3 сопротивлением 2 кОм (меньше брать не следует, чтобы не перегружать ОУ1) напряжение 2 мВ, что очень много для прецизионной схемы. Выпускаются специальные диоды с пониженным обратным током, например, 1D101 и др. (см. п. 1.9.4). В качестве диода VD_2 можно также использовать переход затвор—канал полевых транзисторов с управляющим *pn*-переходом, для которых ток утечки менее 1 нА — обычное дело.

Замечательная по своей простоте схема двухполупериодного прецизионного выпрямителя представлена на **Рис. 2.67, а**. Она вообще не содержит диодов. Однако в этой схеме могут применяться только ОУ с входными и выходными напряжениями от шины до шины (*rail-to-rail*). Усилители питаются обязательно от однополярного источника.

Если $V_{IN} > 0$, то усилитель ОУ1 работает как неинвертирующий повторитель. В этом случае усилитель ОУ2 работает в дифференциальном включении и $V_{OUT} = V_{IN}$. При $V_{IN} < 0$ усилитель ОУ1 переходит в отрицательное насыщение, напряжение на его выходе становится равным нулю (питание однополярное!). Тогда усилитель ОУ2 переходит в режим инвертирующего повторителя, поэтому $V_{OUT} = -V_{IN}$.

Усилитель ОУ2 всегда работает в линейном режиме, а напряжение на неинвертирующем входе ОУ1 при $V_{IN} < 0$ становится меньше, чем напряжение отрицательного источника питания. Не все ОУ это допускают. Например, двоярный ОУ ОР291 как нельзя лучше подходит для этой схемы. Его входы защищены от дифференциального перенапряжения встречно-параллельно включёнными диодами, причём в цепи баз входных транзисторов включены резисторы сопротивлением в 5 кОм. Это позволяет усилителю выдерживать при однополярном питании входные напряжения до -15 В. В этом случае резистор R_1 можно не включать. Иное дело двоярный ОУ ОР296. Он не имеет защитных резисторов, и при его применении в этой схеме необходимо включать резистор $R_1 = 2$ кОм. Изготовитель рекомендует для этой схемы при 5-вольтовом питании диапазон входных сигналов ± 1 В. Из-за того что усилитель ОУ1 долго выходит из насыщения, частотный диапазон схемы оказывается довольно узким — для ОУ ОР291 он составляет $0 \dots 2$ кГц.

Ещё одна схема бездиодного выпрямителя приведена на **Рис. 2.67, б**. Здесь на ОУ1 выполнен инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления 2, а на ОУ2 — неинвертирующий сумматор с коэффициентом усиления по каждому входу $(1 + R_4/R_3)/2$. Если $V_{IN} > 0$, то выходное напряжение усилителя ОУ1 V_1 равно нулю. На вход неинвертирующего усилителя на ОУ2 подаётся $V_{IN}/2$ и $V_{OUT} = V_{IN}(1 + R_4/R_3)/2$. При $V_{IN} < 0$ на выходе усилителя ОУ1 $V_1 = -2V_{IN}$ и напряжение на неинвертирующем входе усилителя ОУ2 составит $-V_{IN}/2$, а $V_{OUT} = -V_{IN}(1 + R_4/R_3)/2$, что и требуется. Динамический диапазон по входу составляет $\pm V_S/2$. Эта схема требует большего количества согласованных резисторов, чем предыдущая, но она может обеспечить, при необходимости, усиление преобразуемого сигнала. Усилитель ОУ1 должен нормально работать при небольших отрицательных напряжениях на входах относительно нижнего потенциала питания. Здесь можно применить, например, AD822.

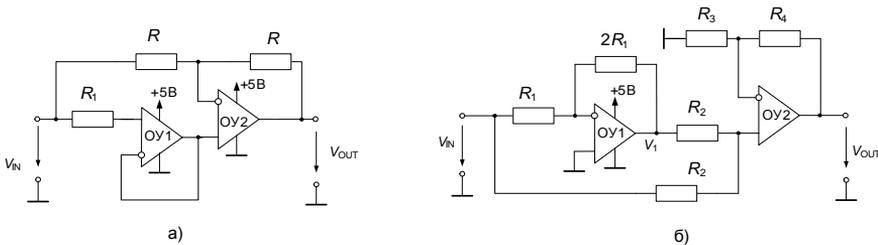


Рис. 2.67. Прецизионные бездиодные выпрямители на ОУ.

2.5.3. Прецизионные ограничители на ОУ

Шкала выходных напряжений ОУ общего назначения часто бывает слишком велика, чтобы полученные сигналы можно было подавать на вход некоторых схем. Так, например, для цифровых схем требуются определённые уровни входных сигналов, которые невозможно получить с выхода обычного ОУ, не применив специальную схему включения. Многие модели аналого-цифровых преобразователей имеют сравнительно узкий диапазон входных напряжений, выход за который нежелателен. Ограничивать выходное напряжение ОУ, снижая его напряжение питания, нецелесообразно, т. к., во-первых, таким образом нельзя точно установить уровень ограничения, а во-вторых, резко снижается быстродействие из-за насыщения транзисторов выходного каскада ОУ.

Рассмотрим идеализированные эквивалентные схемы ограничителей. Эквивалентная схема ограничивающего элемента (Рис. 2.68, а) [2.13] состоит из идеального диода, включённого последовательно с незаземлённым источником смещения. Когда напряжение сигнала уравнивается с напряжением смещения, диод начинает проводить, причём величина тока зависит от последовательного сопротивления схемы, в состав которой входит ограничитель. Схема последовательного ограничителя и график её переходной характеристики показаны на Рис. 2.68, б. При входном напряжении $v_{IN} < E_{OFF}$ диод VD не проводит и напряжение на выходе равно нулю. Когда же $v_{IN} > E_{OFF}$, выходное напряжение изменяется пропорционально входному. Другой схемой, обеспечивающей резкий излом графика переходной характеристики, является схема параллельного ограничителя, показанная на Рис. 2.68, в. При выходном напряжении $v_{OUT} < E_{OFF}$ диод не проводит и схема действует как простой резистивный делитель напряжения. Но как только, по мере увеличения входного напряжения, выходное напряжение достигает величины E_{OFF} , диод начинает проводить, и этим исключается дальнейшее увеличение v_{OUT} . Напряжение $V_1 = E_{OFF}(R_1 + R_2)/R_2$.

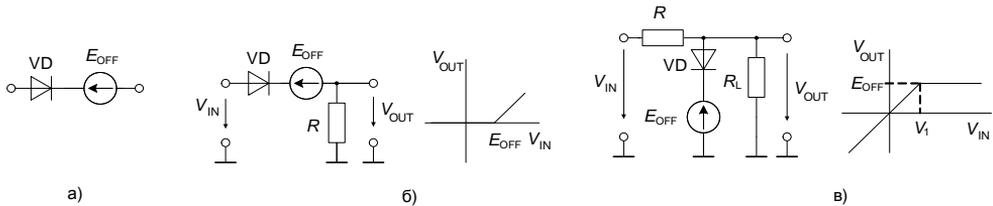


Рис. 2.68. Эквивалентная схема ограничивающего элемента (а) и соответствующая ей переходная характеристика (б).

Как последовательный, так и параллельный ограничители могут входить как составная часть в цепь обратной связи ОУ. На Рис. 2.69, а показана простая схема инвертирующего ОУ, у которой верхний предел выходного напряжения определяют диод и включённый последовательно с ним источник смещения. При выходном напряжении $v_{OUT} < E_{OFF}$ оно связано с входным напряжением линейной зависимостью (Рис. 2.69, б); коэффициент усиления равен $-R_2/R_1$. Когда выходное напряжение достигает E_{OFF} , диод начинает проводить, и дальнейшее возрастание выходного напряжения прекращается. Если входное напряжение продолжает нарастать, через ограничивающие элементы протекает дополнительный ток, не позволяющий напряжению на выходе увеличиваться. На практике ограничивающие элементы (диод и источник E_{OFF}) обладают некоторым внутренним сопротивлением, так что их характеристики отличаются от идеальных. Кроме того, в большинстве случаев неудобно использовать изолированный источник смещения. Вместо него обычно применяют стабилитрон.

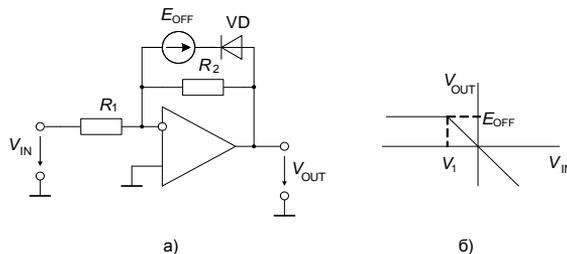


Рис. 2.69. Инвертирующий ОУ с односторонним ограничением (а) и его переходная характеристика (б).

Наибольший практический интерес представляют параллельные ограничители. Схема такого ограничителя с использованием диодного моста приведена на **Рис. 2.70**. Благодаря тому, что на входе включён диодный мост, здесь достигается двухстороннее ограничение, а также частичная компенсация температурного дрейфа характеристик диодов. В этом случае, конечно, на пороге ограничения по-прежнему не обеспечивается идеальный резкий излом графика переходной характеристики из-за неидеальной ВАХ диода. Уровни ограничения —

$$V_{\text{LIM}}^+ = \frac{R_L}{R_L + R_1} V_1 \quad \text{и} \quad V_{\text{LIM}}^- = -\frac{R_L}{R_L + R_2} V_2$$

— можно регулировать посредством изменения сопротивлений резисторов R_1 , R_2 , или же напряжений смещения $+V_1$ и $-V_2$.

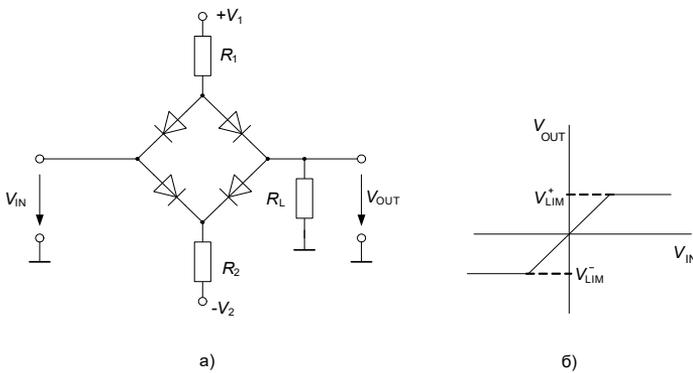


Рис. 2.70. Параллельный ограничитель с диодным мостом.

Прецизионное ограничение можно получить в схеме с ОУ, представленной на **Рис. 2.71, а**. Полагаем ОУ идеальным, а диоды моста идеально согласованными. Пока напряжение в точке c схемы находится в пределах

$$V_{\text{LIM}}^- < V_C < V_{\text{LIM}}^+, \quad \text{причём}$$

$$V_{\text{LIM}}^- = -\frac{R_F}{R_F + R_2} V_2, \quad \text{а} \quad V_{\text{LIM}}^+ = \frac{R_F}{R_F + R_1} V_1,$$

все диоды моста открыты и напряжение

$$V_C = V_y = -V_{\text{IN}} \frac{R_F}{R_{\text{IN}}}.$$

При уменьшении входного сигнала напряжения V_C и V_y возрастают и диоды VD_1 и VD_2 начинают закрываться. Выходной ток ОУ устремляется через диод VD_3 в точку b моста, вызывая подъём её потенциала. В результате, по достижении $V_C = V_{\text{LIM}}^+$ диод VD_4 закрывается, обратная связь усилителя ОУ через резистор R_F разрывается и напряжение ОУ возрастает скачком до напряжения стабилизации стабилитрона VD_5 в цепи обратной связи ОУ, после чего диоды VD_1 и VD_4 быстро запираются. Это содействует резкому переходу из режима усиления в режим ограничения. При увеличении входного сигнала процессы развиваются аналогично.

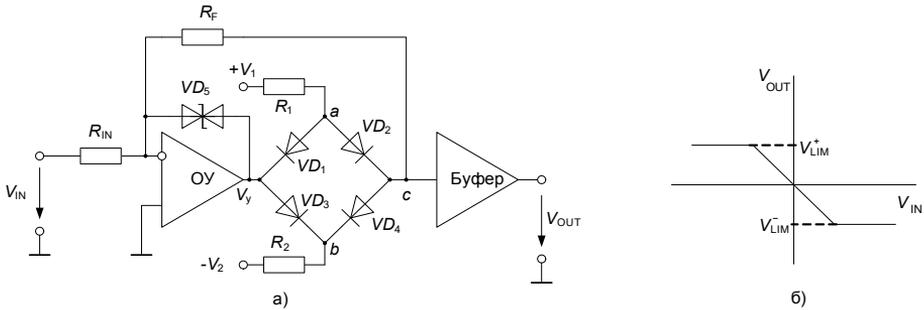


Рис. 2.71. Ограничитель на ОУ с диодным мостом в обратной связи: схема (а) и переходная характеристика (б).

Примерно по такой схеме построен усилитель-ограничитель фирмы Texas Instruments ОРА698. Усилитель имеет два специальных входа для задания верхнего и нижнего порога ограничения, ток через которые не превышает 60 мкА. Погрешность установки ограничения не превышает 10 мВ. Усилитель имеет скорость нарастания 1100 В/мкс, произведение усиление-полоса — 250 МГц и время восстановления после ограничения не более 1 нс.

Фирма Analog Devices выпускает пару усилителей-ограничителей AD8036/7. Упрощённая внутренняя структура этих ИМС представлена на Рис. 2.72, а. Помимо собственно усилителя прибор содержит два аналоговых компаратора C_H и C_L , а также переключатель S_1 . Логика работы переключателя показана в таблице, размещённой на схеме. Когда $V_L < +V_{IN} < V_H$, переключатель находится в положении А. В режиме неинвертирующего повторителя коэффициент передачи схемы равен единице (см. Рис. 2.72, б). Если $+V_{IN} < V_L$ или $V_H < +V_{IN}$, то переключатель S_1 ставится в положение соответственно С или В, и на выходе ИМС будет V_L или V_H . Максимальная скорость нарастания усилителя AD8036 — 1500 В/мкс, малосигнальная полоса — 240 МГц, время восстановления — 1.5 нс и погрешность ограничения — не более 3 мВ.

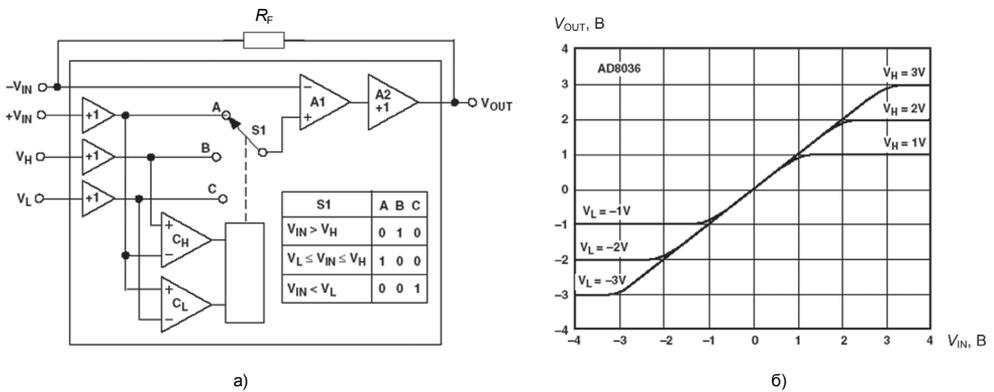


Рис. 2.72. Усилитель-ограничитель AD8036: схема (а) и переходная характеристика (б).

Применение усилителей-ограничителей

Усилитель-ограничитель, помимо основного своего применения — ограничения уровней сигнала, например, на входе аналого-цифрового преобразователя, можно использовать и в других схемах нелинейных преобразований сигналов.

Одно из таких применений — широкополосный прецизионный выпрямитель. Схема выпрямителя на базе ОУ AD8036 приведена на Рис. 2.73, а.

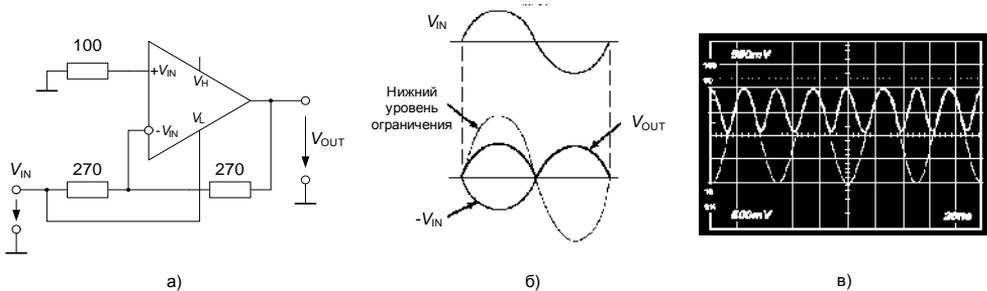


Рис. 2.73. Широкополосный прецизионный двухполупериодный выпрямитель: Схема (а), временные диаграммы (б) и осциллограммы (в).

Входы уровней V_H и V_L имеют полосу пропускания, сопоставимую с полосой пропускания основных входов. ОУ включён по схеме инвертирующего повторителя. Входной сигнал V_{IN} повторителя управляет также уровнем ограничения снизу V_L . Вход V_H не подключён и ни на что не влияет.

Когда $V_{IN} > 0$, выходной сигнал — сумма двух отдельных факторов. С одной стороны, инвертирующий усилитель умножает V_{IN} на -1 . С другой стороны, в силу того, что напряжение на заземлённом неинвертирующем входе $+V_{IN}$ равно нулю, и всё время выполняется условие $+V_{IN} < V_L$, переключатель S_1 (Рис. 2.72) находится в положении С, и на неинвертирующий вход ОУ, входящего в состав ИМС, поступает сигнал V_{IN} . По этому входу коэффициент усиления положителен и равен двум, следовательно $V_{OUT} = V_{IN}$ (Рис. 2.73, б).

Когда входной сигнал отрицателен, усилитель работает как инвертирующий повторитель. Сигнал на входе V_L никак не влияет на работу схемы, поскольку на всём полупериоде выполняется условие $+V_{IN} > V_L$. Поэтому на этом интервале $V_{OUT} = -V_{IN}$.

На Рис. 2.73, в представлены осциллограммы выпрямления синусоидального сигнала частотой 20 МГц и амплитудой 1 В. На таких высоких частотах выпрямители с диодами вносят большие искажения. Можно изменить полярность выходного сигнала, поменяв местами выводы V_H и V_L .

На микросхеме AD8036 можно построить простой амплитудный модулятор (см. Рис. 2.74).

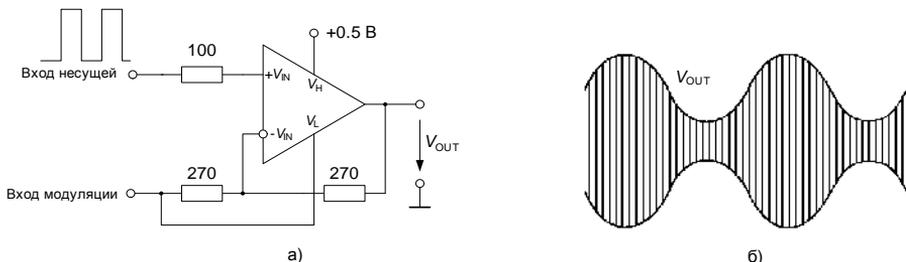


Рис. 2.74. Схема амплитудного модулятора (а) и форма выходного сигнала (б).

На неинвертирующий вход поступает прямоугольный сигнал такой амплитуды, что он перекрывает возможные верхний и нижний уровни ограничения. Это сигнал высоко-частотной несущей. Модулирующий сигнал прикладывается и к инвертирующему входу, и ко входу V_L . Вход V_H смещён на +0.5 В.

Для понимания работы схемы, рассмотрим вначале упрощённый режим. Пусть на вход V_L подано постоянное напряжение -0.5 В, тогда размах выходного напряжения от пика до пика (п-п) будет равен 2 В, т. к. ОУ в этом случае включён в неинвертирующем режиме с коэффициентом усиления 2. Инвертирующий вход (вход модуляции) создаёт смещение выходного сигнала.

Когда V_L управляется входным сигналом, а не постоянным уровнем, процесс усложняется. Результирующая кривая составляется из верхней и нижней огибающих с прямоугольной несущей между ними. Верхняя и нижняя огибающие находятся в противофазе, как это имеет место в типичной АМ-волне.

Верхняя огибающая образуется верхним уровнем ограничения, обусловленным сигналом смещения, приложенным к инвертирующему входу. Это смещение имеет противоположную полярность по отношению к входному сигналу вследствие инвертирования.

Нижняя огибающая — результат наложения двух эффектов. Во-первых, это смещение, обусловленное сигналом, приложенным к инвертирующему входу, как в случае рассмотренной выше упрощённой схемы. Это смещение изменяется синфазно верхней огибающей. Во-вторых, выходной сигнал управляется в противофазе модулирующим сигналом, приложенным к выводу V_L с коэффициентом усиления 2.

Результирующая нижняя огибающая равна сумме этих сигналов, что даёт кривую, равную по амплитуде и противоположную по фазе верхней огибающей (см. Рис. 2.74, б).

Глубину модуляции можно изменить, меняя V_H . В этом случае амплитуды верхней и нижней волн огибающей остаются постоянными, но интервал между ними изменяется. Следовательно меняется и глубина.

2.6. Генераторы сигналов на ОУ

Неотъемлемой частью почти любого электронного устройства является генератор каких-либо колебаний. Кроме генераторов испытательных сигналов, выполняемых в виде отдельных изделий, источник регулярных колебаний необходим в любом периодически действующем измерительном приборе, в устройствах, инициирующих измерения или технологические процессы, и вообще в любом приборе, работа которого связана с периодическими состояниями или периодическими колебаниями. Так, например, генераторы колебаний специальной формы используются в цифровых измерительных приборах, осциллографах, радиоприёмниках, телевизорах, часах, ЭВМ и множестве других устройств.

В зависимости от конкретного применения генератор может использоваться просто как источник регулярных импульсов (например, синхросигналов в цифровой системе), от него может требоваться стабильность и точность (опорный интервал времени в частотомере), регулируемость (гетеродин радиоприёмника) или способность генерировать колебания в точности заданной формы (синусоидальной в звукотехнике или пилообразной в развёртке осциллографа).

Схемотехнически электронный генератор представляет собой усилитель, охваченный положительной обратной связью. В качестве усилителя могут быть использованы схемы на дискретных транзисторах, цифровые ИМС, интегральные таймеры, а также ОУ. Использование ОУ позволяет построить стабильные генераторы с хорошим воспроизведением формы выходного сигнала.

2.6.1. Релаксационные генераторы

Релаксационными называют генераторы, у которых регулирующий (усилительный) элемент работает в переключательном (релейном) режиме. К ним относят автоколебательный и ждущий мультивибраторы, генераторы пилообразных и треугольных колебаний. Основой релаксационных генераторов на ОУ является обычно регенеративный компаратор, называемый также триггером Шмитта. Регенеративный компаратор может быть выполнен на ОУ с резистивной положительной обратной связью (Рис. 2.75). Переходная характеристика компаратора имеет гистерезис, ширина которого равна удвоенному пороговому напряжению $2V_{TH}$, причём для схемы на Рис. 2.75, а

$$V_{TH} = V_M \frac{R_1}{R_2}, \quad (2.78)$$

а для схемы на Рис. 2.75, б

$$V_{TH} = V_M \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (2.79)$$

где V_M — выходное напряжение насыщения усилителя.

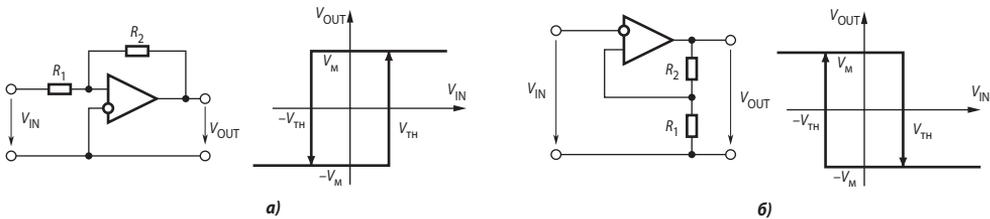


Рис. 2.75. Триггер Шмитта неинвертирующий (а) и инвертирующий (б).

Автоколебательный мультивибратор

Схема автоколебательного мультивибратора приведена на Рис. 2.76, а. Он состоит из инвертирующего триггера Шмитта, охваченного отрицательной обратной связью с помощью интегрирующей RC-цепочки.

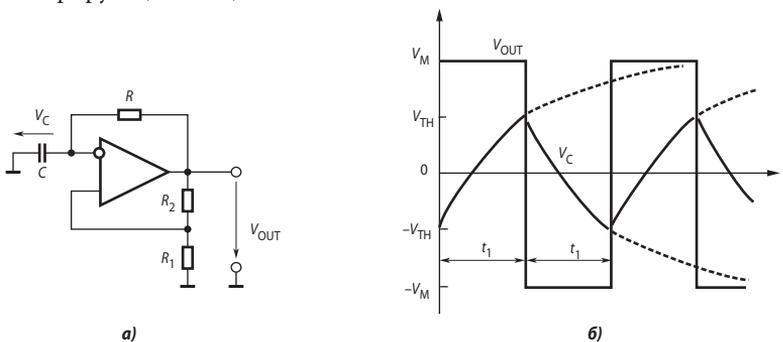


Рис. 2.76. Схема мультивибратора (а) и временная диаграмма его работы (б).

Когда напряжение V_C достигает порога срабатывания триггера Шмитта, схема переключается, и её выходное напряжение скачком принимает противоположное значение. При этом конденсатор начинает перезаряжаться в противоположном направлении, пока его напряжение не достигнет другого порога срабатывания. Схема переключается в первоначальное состояние (Рис. 2.76, б).

Анализ схемы мультивибратора позволяет записать дифференциальное уравнение:

$$\frac{dv_C}{dt} = \pm \frac{V_M - v_C}{RC}. \quad (2.80)$$

При начальных условиях $V_C(0) = -V_{ТН}$ решение этого уравнения имеет вид:

$$v_C(t) = V_M - (V_M + V_{ТН})e^{-t/RC}.$$

Значение напряжения, равное порогу срабатывания триггера Шмитта (условие $v_C(t) = V_{ТН}$), будет достигнуто спустя время

$$t_1 = RC \ln[1 + (2R_1 / R_2)].$$

Период колебаний мультивибратора, таким образом, равен

$$T = 2t_1 = 2RC \ln[1 + (2R_1 / R_2)]. \quad (2.81)$$

Как видно из последней формулы, период колебаний мультивибратора не зависит от напряжения V_M , которое, в свою очередь определяется напряжением питания V_S . Поэтому частота колебаний мультивибратора на ОУ мало зависит от питающего напряжения.

Ждущий мультивибратор (одновибратор)

Обычное назначение ждущего мультивибратора — получение одиночного импульса заданной длительности. Отсчёт длительности импульса начинается от фронта (или уровня) специального запускающего импульса. Для того чтобы перейти от схемы автоколебательного к схеме ждущего мультивибратора, необходимо ввести дополнительно цепь запуска и цепь «торможения». Схема одновибратора приведена на **Рис. 2.77, а**.

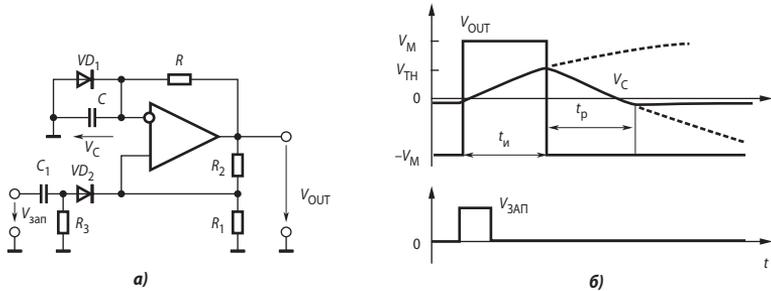


Рис. 2.77. Схема одновибратора (а) и временная диаграмма его работы (б).

Если выходное напряжение ОУ отрицательное максимальное, то диод VD_1 открыт, и напряжение на времязадающем конденсаторе (v_C) небольшое отрицательное, равное примерно 0.5 В. При правильном выборе параметров схемы напряжение на неинвертирующем входе ОУ

$$U_P = -V_M \frac{R_1 \parallel R_3}{R_1 \parallel R_3 + R_2} < v_C,$$

поэтому при отсутствии запускающего импульса $V_{зап}$ схема находится в устойчивом состоянии. По приходе положительного запускающего импульса достаточной амплитуды ОУ за счёт положительной обратной связи переключается в такое состояние, при котором его выходное напряжение равно $+V_M$. Диод VD_2 закрывается, и на p -входе ОУ устанавливается напряжение $V_{ТН}$, определяемое выражением (2.79). К времязадающей цепи RC теперь приложено напряжение $+V_M$, под действием которого закрывается диод VD_2 , и начинается заряд конденсатора C . Когда, спустя время t_1 , напряжение v_C достигнет порога $V_{ТН}$, ОУ переключится и вернётся в первоначальное состояние. Конденсатор C начнёт разряжаться и, спустя промежуток времени t_p , называемый временем релаксации, напряжение v_C станет отрицательным, диод VD_1 откроется и цикл закончится.

Процессы в схеме описываются тем же уравнением (2.80), что и для автоколебательно-го мультивибратора, но начальное условие иное, и его решение для одновибратора имеет вид:

$$u_C(t) = V_M - (V_M + V_d)e^{-t/RC},$$

где V_d — падение напряжения на открытом диоде VD_1 . Отсюда по условию $u_C(t_1) = V_{TH}$ найдём длительность импульса одновибратора:

$$t_1 = RC \ln\{[1 + (R_1 / R_2)] \cdot [1 + (V_d / V_M)]\}.$$

Из последнего выражения видно, что длительность импульса одновибратора зависит от выходного напряжения насыщения ОУ, которое, в свою очередь, определяется напряжением питания. Другим недостатком рассмотренной схемы является значительное время релаксации, в течение которого на одновибратор нельзя подавать запускающий импульс (иначе будет сокращена длительность выходного импульса). Эти недостатки отсутствуют у одновибраторов, выполненных на компараторе или аналоговом таймере, которые мы рассмотрим в пп. 4.4.3, 4.6.2.

Генератор прямоугольного и треугольного напряжений

Как видно из диаграммы на **Рис. 2.76, б**, в схеме мультивибратора формируется напряжение не только прямоугольной формы, но и формы, близкой к треугольной (на конденсаторе). Времязадающая RC -цепь мультивибратора выполняет приближённое интегрирование выходных прямоугольных колебаний. Заменяв эту цепь интегратором на ОУ, получим генератор, на одном из выходов которого формируются прямоугольные, а на другом — треугольные колебания (**Рис. 2.78**). Здесь на усилителе ОУ1 выполнен неинвертирующий триггер Шмитта, а на ОУ2 — интегратор.

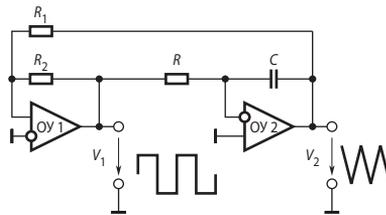


Рис. 2.78. Схема генератора прямоугольных и треугольных колебаний.

Интегратор интегрирует постоянное напряжение, имеющееся на выходе триггера Шмитта. Когда выходное напряжение интегратора достигает порога срабатывания триггера Шмитта, напряжение на его выходе V_1 скачком меняет свой знак. Вследствие этого напряжение на выходе интегратора начинает изменяться в противоположную сторону, пока не достигнет другого порога срабатывания триггера Шмитта. Изменяя постоянную интегрирования RC , можно перестраивать частоту формируемого напряжения в широком диапазоне. Амплитуда треугольного напряжения V_2 зависит только от установки уровня срабатывания триггера Шмитта (V_{TH}), который для данной схемы включения триггера составляет $V_M R_1 / R_2$ (V_M — по-прежнему напряжение насыщения ОУ).

Период колебаний генератора равен удвоенному времени, которое необходимо интегратору, чтобы его выходное напряжение изменилось от $-V_S$ до $+V_S$. Отсюда следует, что

$$T = 4RC \frac{R_1}{R_2}.$$

Таким образом, частота формируемого напряжения не зависит от уровня напряжения насыщения ОУ.

2.6.2. Генераторы синусоидальных колебаний

Условия возбуждения

На Рис. 2.79 показана блок-схема генератора. Усилитель усиливает входной сигнал в K_V раз. При этом между выходным (\dot{V}_{OUT}) и входным (\dot{V}_{IN}) напряжениями усилителя возникает фазовый сдвиг (ϕ). К выходу усилителя подключена схема частотно-зависимой обратной связи, которая может представлять собой, например, колебательный контур. При этом напряжение, используемое для осуществления обратной связи, составляет $\beta \dot{V}_{OUT}$. Обозначим аргумент комплексного коэффициента звена обратной связи (β) символом ψ .

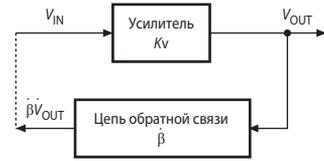


Рис. 2.79. Блок-схема электронного генератора.

Условием генерации стационарных колебаний замкнутой схемой является равенство выходного напряжения схемы обратной связи и входного напряжения усилителя. Это условие записывается следующим образом:

$$\beta \dot{V}_{OUT} = \dot{V}_{IN} = \frac{\dot{V}_{OUT}}{K_V}.$$

Коэффициент петлевого усиления должен, таким образом, равняться

$$\beta K_V = 1. \tag{2.82}$$

Из последнего комплексного соотношения вытекают два вещественных:

$$|\beta| |K_V| = 1, \tag{2.83}$$

$$\phi + \psi = 0, 2\pi, \dots \tag{2.84}$$

Уравнение (2.83) называют условием баланса амплитуд, а (2.84) — условием баланса фаз. Баланс амплитуд означает, что незатухающие колебания в замкнутом контуре могут существовать только тогда, когда усилитель компенсирует потери в схеме обратной связи. Условие баланса фаз означает, что восполнение энергии в системе производится в такт её собственным колебаниям.

RC-генератор синусоидальных колебаний

Простейшая схема RC-генератора синусоидальных колебаний на ОУ приведена на Рис. 2.80, а.

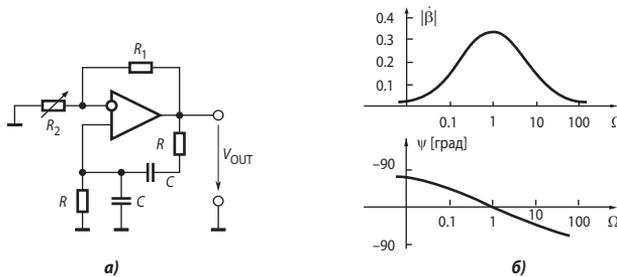


Рис. 2.80. RC-генератор синусоидальных колебаний.

В качестве звена обратной связи использован полосовой RC-фильтр, частотные характеристики которого приведены на Рис. 2.80, б. Здесь по оси абсцисс отложена относительная частота $\Omega = \omega RC$, поэтому средняя частота равна единице. Фазовый сдвиг на средней частоте $\psi(1) = 0$. Следовательно, для выполнения условия баланса фаз выход зве-

на обратной связи должен быть подключён к неинвертирующему входу ОУ. Коэффициент усиления полосового фильтра на средней частоте $|\beta(1)| = 1/3$. Для выполнения условия баланса амплитуд ОУ по неинвертирующему входу должен иметь коэффициент усиления $K = 3$. Поэтому

$$R_1 = 2R_2. \quad (2.85)$$

В целом, цепь, подключённая к ОУ (полосовой фильтр и делитель R_1R_2), называется мостом Вина-Робинсона.

При строгом выполнении условия (2.85) и идеальном ОУ в схеме на **Рис. 2.80, а** будут существовать незатухающие колебания с частотой $f = 1/(2\pi RC)$. Однако амплитуда этих колебаний не будет определена. Кроме того, даже самое незначительное уменьшение R_1 по сравнению с (2.85) вызовет затухание колебаний. Напротив, увеличение R_1 по сравнению с (2.85) приведёт к нарастанию амплитуды колебаний вплоть до насыщения усилителя и, как следствие, к появлению заметных нелинейных искажений формы кривой выходного напряжения генератора. Эти обстоятельства требуют использования в составе генератора системы автоматического регулирования амплитуды. В простейшем случае для этого в качестве резистора R_2 используют нелинейный элемент — микроомную лампу накаливания, динамическое сопротивление которой с ростом амплитуды тока увеличивается.

Низкочастотные синусоидальные колебания могут быть также получены путём моделирования дифференциального уравнения синусоидальных колебаний с помощью ОУ. Схема, реализующая этот метод, подобна схеме фильтра 2-го порядка, построенного на основе метода переменных состояния, приведённой на **Рис. 2.41**. Эта схема, как и предыдущая, требует применения системы автоматического регулирования амплитуды колебаний.

Сложность обеспечения высокой стабильности амплитуды колебаний при минимальных искажениях выходной синусоиды существенно усложняет построение генераторов синусоидальных колебаний и управление ими. Лучшие результаты во многих случаях, особенно на низких и инфранизких частотах, даёт применение так называемых *функциональных генераторов*.

Блок-схема простейшего функционального генератора приведена на **Рис. 2.81**. Он включает генератор прямоугольного и треугольного напряжения и блок формирования синусоидального сигнала. Как показано на **Рис. 2.78**, генератор прямоугольного и треугольного напряжения состоит из триггера Шмитта и интегратора, образующих замкнутый контур. Блок формирования синусоидального сигнала обычно представляет собой нелинейный функциональный преобразователь, например, на основе аналогового перемножителя. Если частота генератора постоянна, то в качестве блока формирования синусоидального сигнала можно использовать также фильтр нижних частот с полосой пропускания несколько выше частоты требуемого синусоидального сигнала.

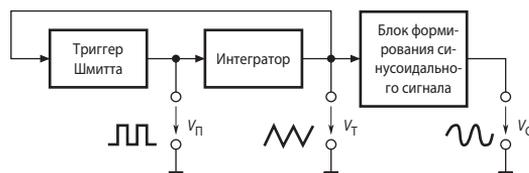


Рис. 2.81. Блок-схема функционального генератора.

Функциональные генераторы производятся некоторыми фирмами в виде ИМС. Например, микросхема МАХ038 генерирует синусоидальные, треугольные, прямоугольные и импульсные сигналы в области частот от 0.1 Гц до 20 МГц, причём синусоидальные сигналы имеют коэффициент гармоник не более 0.75%.

2.7. Аналоговые перемножители

Перемножители являются одними из самых распространённых функциональных узлов современных аналоговых устройств и, помимо перемножения двух сигналов, позволяют также возводить входной сигнал в квадрат, извлекать квадратный корень, выполнять операцию деления одного сигнала на другой. На перемножителях выполняются схемы, управляемые напряжением, например, фильтры, генераторы сигналов и т. д. По принципу действия схемы перемножителей можно разделить на следующие группы:

- перемножители с управляемым сопротивлением канала полевого транзистора;
- перемножители на основе управляемого источника тока;
- логарифмирующие-антилогарифмирующие перемножители;
- импульсные перемножители (метод временного разделения);
- перемножители на основе цифро-аналогового преобразователя.

2.7.1. Перемножитель с управляемым сопротивлением канала полевого транзистора

Схема на **Рис. 2.82** служит только иллюстрацией рассматриваемого принципа. При малых напряжениях сток—исток, т. е. ниже напряжения точки перегиба выходной характеристики, составляющего около 0,5 В, полевой транзистор ведёт себя как управляемый резистор, сопротивление которого приблизительно обратно пропорционально напряжению затвор—исток. Следовательно, схему можно рассматривать как усилитель с входным напряжением V_x , коэффициент передачи которого приближённо пропорционален V_y ; таким образом, в результате происходит перемножение напряжений V_x и V_y . Схема имеет много недостатков, например, очень плохую линейность, т. к. отношение V_x к V_{OUT} нелинейно зависит от V_y . Кроме того, характеристики полевого транзистора сильно зависят от температуры, что вызывает значительные погрешности при её изменениях. Наконец, диапазон входных напряжений V_x и V_y ограничен: $-0,5 \text{ В} < V_x < +0,5 \text{ В}$ и $-0,5 \text{ В} < V_y < 0 \text{ В}$. Даже при тщательном проектировании погрешность составляет несколько процентов.

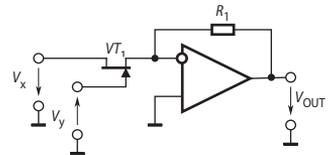


Рис. 2.82. Перемножитель на основе полевого транзистора с управляемым сопротивлением канала.

2.7.2. Перемножители на основе управляемых источников тока

Упрощённая схема перемножителя, реализующего этот метод представлена на **Рис. 2.83**.

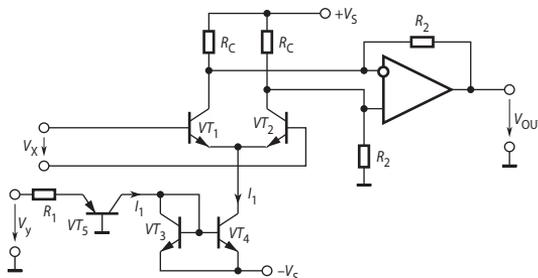


Рис. 2.83. Схема перемножителя на основе управляемого источника тока.

Операция умножения реализуется за счёт изменения коэффициента передачи дифференциального усилительного каскада (согласованные транзисторы VT_1 и VT_2) при измене-

нии его рабочего тока I_1 . В данном случае ток $I_1 \approx V_Y/R_1$, благодаря применению токового зеркала (согласованные транзисторы VT_3 и VT_4) и источника тока на транзисторе VT_5 .

ОУ формирует напряжение, прямо пропорциональное разности коллекторных токов транзисторов VT_1 и VT_2 :

$$V_{OUT} = R_2(I_{C2} - I_{C1}),$$

причём разность коллекторных токов определяется отношением входного напряжения дифференциального каскада к динамическому сопротивлению эмиттера (r_E) транзисторов VT_1 и VT_2 :

$$I_{C2} - I_{C1} = \frac{U_X}{r_E}.$$

В свою очередь, динамическое сопротивление эмиттера обратно пропорционально току I_1 :

$$r_E = \frac{2kT}{qI_1}.$$

Отсюда следует, что

$$V_{OUT} = V_X V_Y \frac{R_2 q}{R_1 k T}. \quad (2.86)$$

Приведённая схема имеет ограниченное практическое применение из-за свойственных ей серьёзных недостатков. Во-первых, для того чтобы искажения не превышали 1% необходимо соблюдение условия $|V_X| < 9$ мВ. Во-вторых, коэффициент передачи перемножителя зависит от температуры. В-третьих, для того чтобы схема работала правильно, напряжение V_Y должно быть только положительным, в то время как V_X может иметь любой знак. Такой перемножитель называется двухквadrантным. Выпускаемые промышленностью четырёхквadrантные перемножители на основе управляемых источников тока имеют значительно более сложную внутреннюю структуру. Примерами могут служить: классический AD534 фирмы Analog Devices, имеющий погрешность перемножения не более 0.1% в диапазоне входных сигналов ± 10 В и частотном диапазоне до 10 МГц, и МРУ632А фирмы Витт-Вроуп (отечественный аналог — 525ПСЗ), имеющие погрешность перемножения не более 1% при диапазоне входных сигналов ± 10 В и частотном диапазоне до 1 МГц. Блок-схема этих перемножителей приведена на **Рис. 2.84**.

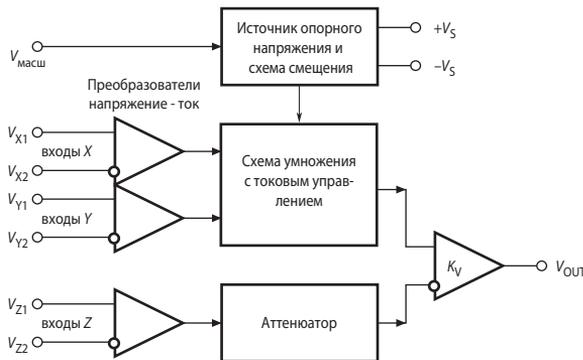


Рис. 2.84. Блок-схема перемножителя. $V_{МАСШ}$ — масштабирующее напряжение.

Из новых моделей можно упомянуть AD734 с нелинейностью 0.05% при диапазоне входных сигналов ± 10 В и частотном диапазоне до 10 МГц и AD835, имеющий нелинейность 0.3% в диапазоне входных сигналов ± 1 В. Полоса пропускания по уровню -3 дБ равна 250 МГц.

Связь между входными и выходным сигналами этих микросхем устанавливается соотношением

$$V_{\text{ВЫХ}} = K_V \left[\frac{(V_{X1} - V_{X2})(V_{Y1} - V_{Y2})}{V_{\text{МАСШ}}} - (V_{Z1} - V_{Z2}) \right]. \quad (2.87)$$

Микросхемы можно использовать и как умножитель (**Рис. 2.85, а**), и как делитель (**Рис. 2.85, б**).

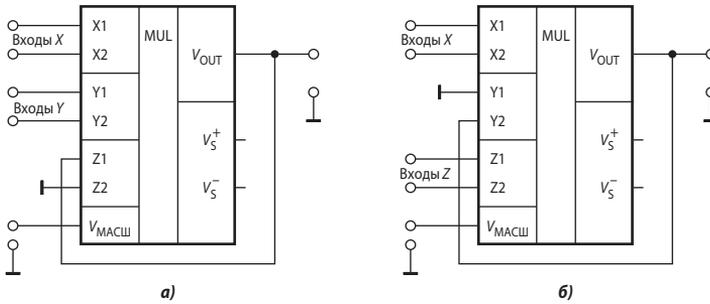


Рис. 2.85. Варианты включения перемножителей: а — аналоговый умножитель; б — аналоговый делитель.

При включении микросхемы умножителем (**Рис. 2.85, а**) справедливо равенство:

$$V_{\text{OUT}} = K_V \left[\frac{(V_{X1} - V_{X2})(V_{Y1} - V_{Y2})}{V_{\text{МАСШ}}} - V_{\text{OUT}} \right],$$

или

$$V_{\text{OUT}} = \frac{K_V}{1 + K_V} \cdot \left[\frac{(V_{X1} - V_{X2})(V_{Y1} - V_{Y2})}{V_{\text{МАСШ}}} \right];$$

откуда получим при $K_V \gg 1$:

$$V_{\text{OUT}} = \frac{(V_{X1} - V_{X2})(V_{Y1} - V_{Y2})}{V_{\text{МАСШ}}}.$$

При включении делителем (**Рис. 2.85, б**) можно записать:

$$V_{\text{OUT}} = K_V \left[\frac{(V_{X1} - V_{X2})(-V_{\text{OUT}})}{V_{\text{МАСШ}}} - (V_{Z1} - V_{Z2}) \right],$$

откуда

$$V_{\text{OUT}} = \frac{(V_{Z1} - V_{Z2})V_{\text{МАСШ}}}{V_{X1} - V_{X2}}$$

при

$$V_{\text{OUT}} = K_V \frac{(V_{X1} - V_{X2})}{V_{\text{МАСШ}}} \gg 1 \text{ и } V_{X1} - V_{X2} > 0.$$

Последнее условие обеспечивает отрицательность обратной связи в умножителе.

Аналоговые перемножители могут использоваться и для выполнения иных операций над сигналами, таких как возведение в квадрат, извлечение квадратного корня и др. [2.5]. Очень удобна для этих целей четырёхканальная ИМС фирмы Analog Devices MLT04, имеющая типичную погрешность линейности 0.2% в полосе частот 8 МГц.

2.8. Измерительные схемы на ОУ

В этом подразделе рассматриваются несколько схем, обеспечивающих преобразование в напряжение постоянного тока некоторых электрических величин, которые не могут быть непосредственно измерены с помощью обычных стрелочных измерительных приборов или преобразованы в цифровой код стандартным аналого-цифровым преобразователем.

2.8.1. Измерение заряда

Схема измерения заряда формирует выходное напряжение, пропорциональное изменениям заряда, находящегося на исследуемом приборе. Например, в пьезодатчиках ускорения возникает заряд, изменяющийся в соответствии с действующим на элемент механическим усилием. Датчики с изменяющейся ёмкостью, например конденсаторные микрофоны, включаются последовательно с источником постоянного напряжения, поэтому давление воздуха или иные воздействия вызывают изменения заряда на электродах датчика. Во всех задачах, связанных с измерением заряда, основные трудности связаны с высоким сопротивлением источника исследуемого сигнала.

Аналогичные проблемы имеют место при приёме сигналов с датчиков, имеющих большое внутреннее сопротивление, особенно если спектр этих сигналов занимает широкую полосу частот. Такими датчиками, например, являются микроэлектроды, используемые в биологии и медицине. Их сопротивление составляет сотни мегаом. Ну и что же, — скажет просвещённый читатель, — существует много моделей ОУ с входным сопротивлением больше тераома. С этим можно было бы согласиться, если бы сигналы датчиков менялись очень медленно. Действительно, при конструировании измерителя кислотности (рН-метра) особенных проблем не возникает, нужно лишь взять ОУ с достаточно малыми входными токами (например, LMC6001A с входным током 25 фА при 25°C). С источниками быстро меняющихся сигналов дело обстоит сложнее.

Линия, соединяющая источник и приёмник с такими высокими сопротивлениями, чрезвычайно чувствительна к электрическим помехам, поэтому её обязательно экранируют. Это приводит к большой ёмкостной нагрузке источника относительно общей точки схемы (порядка 50 пФ/м). При внутреннем сопротивлении источника сигнала, например, 1 ГОм и ёмкости кабеля 50 пФ, граничная частота измеряемого сигнала составит 3.1 Гц.

Другая проблема — изменение величины этой ёмкости во времени, вызванное, например, механическими перемещениями. Это приводит к возникновению очень большого шумового напряжения. Если на проводник подано напряжение 10 В, то из-за колебаний ёмкости на 1% колебания входного напряжения усилителя достигают 100 мВ.

Для снижения влияния экрана на качество приёма сигнала от датчика ОУ с малым входным током включают по схеме неинвертирующего повторителя, причём экран соединяют с выходом усилителя, как показано на **Рис. 2.86**. В этом случае входная ёмкость C_{IN} схемы значительно уменьшается. Используя соотношения для вывода входного сопротивления ОУ в неинвертирующем включении (п. 1.5), найдём, что

$$C_{IN} = \frac{C_{\text{Э}}}{1 + K_V},$$

где $C_Э$ — ёмкость экрана. Если входные сигналы слабые, то для уменьшения синфазной помехи следует использовать двойной экран, причём внешнюю оболочку нужно заземлить. Для предотвращения самовозбуждения следует включить между выходом ОУ и внутренним экраном резистор сопротивлением несколько сот ом.

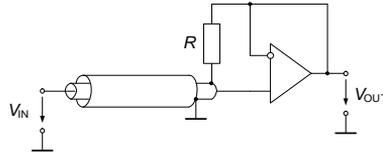


Рис. 2.86. Схема усилителя заряда.

Поскольку усилитель практически не нагружает источник сигнала, его целесообразно применять для усиления сигналов пьезодатчиков, т. к. механические свойства и резонансные частоты последних в этом случае остаются неизменными.

Другой путь измерения заряда состоит в применении инвертирующей схемы (Рис. 2.87, а). Здесь C_1 — ёмкостный датчик. Эта схема работает как интегратор, в котором конденсатор C_2 в цепи обратной связи ОУ интегрирует входной ток I_1 . Благодаря низкому входному сопротивлению схема имеет хорошую частотную характеристику. Ёмкость соединительного кабеля мало влияет на его работу. Конденсатор C_2 можно при необходимости разряжать, замыкая ключ S . Если не требуется усиливать постоянную составляющую сигнала, то параллельно конденсатору C_2 подключают резистор R_2 . Для повышения устойчивости схемы целесообразно включить резистор R_1 . В этом случае передаточная функция схемы будет иметь вид

$$W(s) = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta C / C_1} = - \frac{E_{REF} s C_1 R_2}{(1 + s C_1 R_1)(1 + s C_2 R_2)}$$

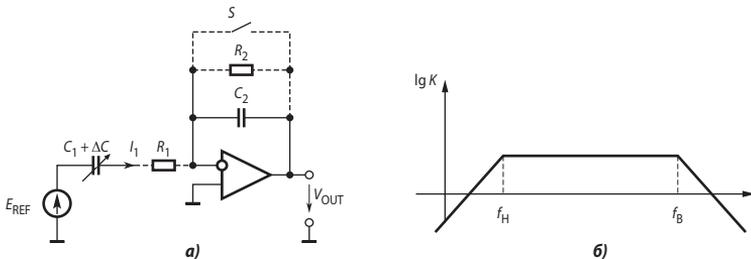


Рис. 2.87. Усилитель заряда с ОУ в инвертирующем включении.

Амплитудно-частотная характеристика схемы приведена на Рис. 2.87, б. Нижняя частота полосы пропускания $f_H = 1/(2\pi R_2 C_2)$ (Гц). Верхняя частота (в зависимости от того, что меньше) либо совпадает с полосой пропускания ОУ, либо равна $f_B = 1/(2\pi R_1 C_1)$ (Гц). В полосе пропускания коэффициент передачи схемы равен $-C_1/C_2$.

Данная схема практически закорачивает датчик, так что её целесообразно использовать совместно с ёмкостными датчиками сигналов, например конденсаторными микрофонами, пьезоэлектрическими акселерометрами и др.

2.8.2. Измерители амплитуды (пиковые детекторы)

Пиковые детекторы предназначены для измерения максимального за некоторый отрезок времени значения сигнала. Работу пикового детектора можно пояснить на примере простой схемы, состоящей из идеального диода и конденсатора (Рис. 2.88, а).

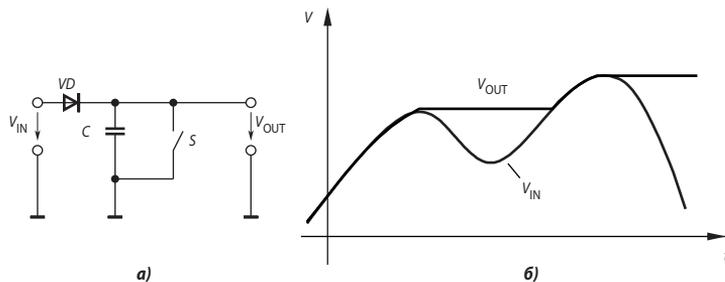


Рис. 2.88. Простейший пиковый детектор.

Пиковые детекторы могут работать в двух различных режимах — режиме слежения и режиме хранения. В режиме слежения входной сигнал больше напряжения на конденсаторе, диод открыт и выходное напряжение детектора соответствует входному до тех пор, пока входное напряжение не начнёт снижаться. В этот момент устройство переходит в режим хранения, в котором будет оставаться до тех пор, пока входное напряжение вновь не превысит ранее достигнутого уровня (Рис. 2.88, б). Для возврата схемы в первоначальное состояние используется ключ S .

Схема на Рис. 2.88, а имеет много недостатков. Во-первых, зафиксированное выходное напряжение уменьшается из-за разряда конденсатора. Во-вторых, из-за падения напряжения на диоде выходное напряжение несколько отличается от входного в режиме слежения. И наконец, время заряда конденсатора довольно значительно, а это ограничивает быстродействие схемы, минимальную длительность обнаруживаемого импульса и максимальную скорость нарастания выходного напряжения. При выборе ёмкости конденсатора приходится учитывать два противоречивых требования: уменьшение скорости спада и повышение скорости нарастания. Большая ёмкость конденсатора гарантирует меньшую скорость спада, поскольку напряжение на конденсаторе будет изменяться относительно медленно. Однако по этой же причине снизится скорость нарастания и уменьшится точность обработки коротких импульсов.

На Рис. 2.89 приведена усовершенствованная схема пикового детектора. Падение напряжения на диоде компенсировано включением его в цепь отрицательной обратной связи неинвертирующего повторителя. В результате при открытом диоде разность $V_{IN} - V_1$ равна напряжению смещения нуля усилителя U_1 . Благодаря этому конденсатор C заряжается практически до максимального значения входного напряжения. Повторитель напряжения на U_2 практически не нагружает конденсатор, так что пиковое значение запоминается на очень долгое время. С помощью ключа S конденсатор разряжается перед новым измерением.

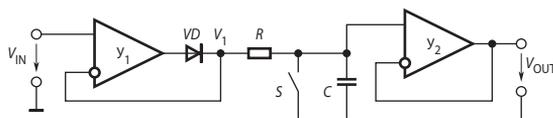


Рис. 2.89. Схема пикового детектора на ОУ.

Усилитель U_1 в этой схеме работает на ёмкостную нагрузку, поэтому возможно его самовозбуждение. Этот эффект может быть устранён включением резистора R . Однако это приведёт к увеличению времени нарастания за счёт асимптотического приближения напряжения на конденсаторе к стационарному значению. Другим недостатком этой схемы является то, что U_1 насыщается при $V_{IN} < V_1$. Оба эти фактора ограничивают работу этой схемы низкими частотами.

Лучшими характеристиками обладает пиковый детектор, схема которого приведена на **Рис. 2.90**. Здесь ОУ Y_1 использован в инвертирующем включении. Если $V_{IN} > -V_C(R_1/R_2)$, напряжение V_1 становится отрицательным и диод VD_1 проводит ток. Благодаря отрицательной обратной связи, охватывающей оба усилителя, $V_{OUT} = -V_{IN}(R_2/R_1)$. При этом исключается влияние падения напряжения на диоде VD_1 , а также напряжения смещения усилителя Y_2 . Если входное напряжение начинает снижаться, то V_1 нарастает. Диод VD_1 закрывается, а диод VD_2 открывается, замыкая внутреннюю обратную связь усилителя Y_1 и не давая ему заходить в область насыщения. Пиковое напряжение, инвертированное и масштабированное в (R_2/R_1) раз, запоминается на конденсаторе. Различные варианты схем инвертирующих и неинвертирующих пиковых детекторов приведены в книге [2.5].

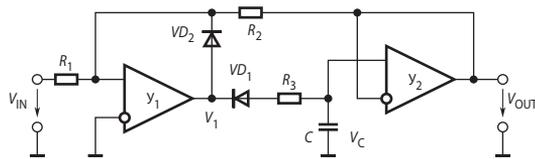


Рис. 2.90. Усовершенствованная схема пикового детектора.

2.8.3. Фотоэлектрические измерения

Фотоэлектрические измерения необходимо проводить в очень многих областях науки и техники. Это оптика (измерение освещённости, автофокусировка, управление вспышкой в фотоаппаратах), медицина (анализ крови), телекоммуникации (приёмники оптоволоконной связи), промышленность (датчики положения, лазерные принтеры). Один из наиболее употребимых фотодатчиков — фотодиод. Он обладает высоким быстродействием и линейной зависимостью тока короткого замыкания от освещённости. Например, фотодиод SD-020-12-001, предназначенный для точных измерений, обладает следующими характеристиками:

- Чувствительность: 100 нА/кд м
- Предел линейности по выходному току: 40 мкА
- Размер: 0.2 мм²
- Ёмкость: 50 пФ при обратном смещении 10 В
- Сопротивление при коротком замыкании: 1000 МОм
- Время отклика: 12 нс

Как правило, фотодиоды работают в одном из двух режимов: фотовольтаическом (**Рис. 2.91, а**) или фотодиодном (**Рис. 2.91, б**). В первом случае фотодиод работает при нулевом напряжении, во втором — в обратном включении. Ниже приведены сравнительные характеристики обоих режимов.

Фотовольтаический режим

- Нулевое смещение
- Нет темнового тока
- Линейный
- Низкий шум (Джонсона)
- Прецизионные схемы

Режим фотодиода

- Обратное смещение
- Есть темновой ток
- Нелинейный
- Большой шум (Джонсона + дробовой)
- Скоростные схемы

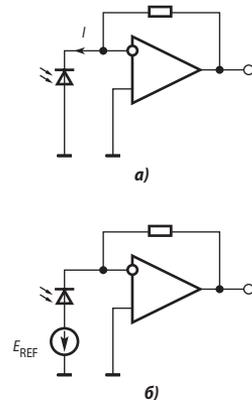


Рис. 2.91. Схемы включения фотодиодов в режимах: а) фотовольтаическом, б) фотодиодном.

В фотovoltaическом режиме фотодиод может быть представлен источником тока с внутренним сопротивлением в виде параллельной цепочки $R_D C_D$ (Рис. 2.92) [2.6]. В таком случае ОУ представляет собой преобразователь тока в напряжение. Если пренебречь входным током ОУ, можно записать

$$V_{OUT} = -I_{\Phi} R_2.$$

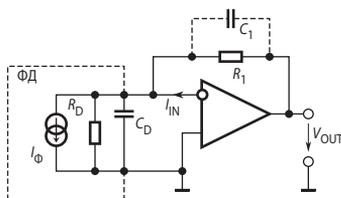


Рис. 2.92. Расчётная схема фотодиода в режиме фотоэлемента.

При изменении освещённости от 0.003 кд м (ясная безлунная ночь) до 3000 кд м (прямой солнечный свет) фототок диода изменяется от 30 пА до 30 мкА. Это соответствует динамическому диапазону 120 дБ. Для того чтобы влияние входного тока было несущественным, он должен быть менее 3 пА. Если требуется измерение освещённости в широких пределах, то сопротивление резистора обратной связи должно быть не слишком большим (в пределах 10 МОм). Тогда на нижней границе диапазона освещённости выходное напряжение составит

$$V_{OUT} = -30 \text{ пА} \cdot 10 \text{ Мом} = -300 \text{ мкВ},$$

что требует применения ОУ с напряжением смещения нуля не более 100 мкВ.

Поскольку фотодиод обладает заметной ёмкостью, в цепи обратной связи ОУ образуются инерционные звенья со значительными постоянными времени. Например, при включении SD-020-12-001 совместно с резистором $R_1 = 100 \text{ МОм}$ постоянная времени $R_1 C_D = 4 \text{ мс}$. Это заметно увеличивает фазовое запаздывание петли обратной связи ОУ в области средних и высоких частот и ведёт к неустойчивости. Для компенсации следует включить параллельно резистору R_1 корректирующий конденсатор C_1 . Асимптотическая ЛАЧХ схемы приведена на Рис. 2.93. Постоянные времени $\tau_1 = R_1 || R_D (C_1 + C_D)$, $\tau_2 = R_1 C_1$.

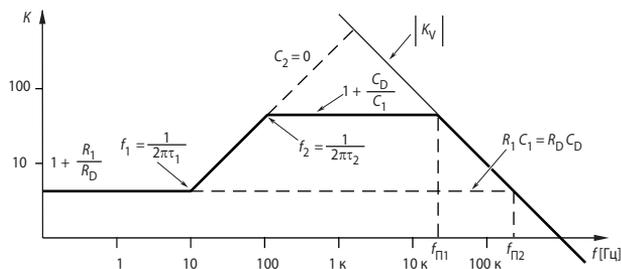


Рис. 2.93. Асимптотическая ЛАЧХ схемы на Рис. 2.8.5.

2.8.4. Мостовые измерительные схемы

В основе значительной части датчиков лежат резистивные элементы. Это обусловлено их низкой ценой и простотой связи со схемами преобразования электрических сигналов. Резистивные элементы могут быть чувствительны к температуре, механическим деформациям, свету, магнитному полю и другим физическим воздействиям. С помощью рези-

стивных датчиков измеряют вес, давление, влажность, скорость истечения газов и др. Резистивные датчики изготавливаются в зависимости от назначения и типа с сопротивлениями от 50 Ом до 10 МОм. Например, характерное сопротивление тензорезисторов составляет 100, 200 Ом, термисторов — 3500 Ом и т. д.

Поскольку сопротивление этих датчиков зависит от физических величин, к которым они чувствительны, необходимо измерять их сопротивление и затем на основании характеристики преобразования определять значение соответствующей физической величины. Простейший способ измерения сопротивления состоит в пропускании через резистор стабильного тока I и измерении падения напряжения V . В этом случае

$$V + \Delta V = I(R + \Delta R).$$

Точность измерения зависит от точности поддержания тока источника и точности измерения напряжения. Любые изменения тока могут быть восприняты как изменение сопротивления. К тому же, температурные дрейфы, например тензорезистора, также будут интерпретированы как изменение контролируемой деформации.

Применение мостовых схем позволяет во многом снизить остроту этих проблем. Основная схема моста Уитстона (фактически разработанного С. Кристи в 1833 г.) показана на **Рис. 2.94**. Основное уравнение моста имеет вид

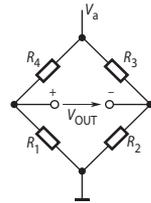


Рис. 2.94. Мостовая измерительная схема.

$$V_{\text{OUT}} = V_a \frac{\frac{R_1 - R_2}{R_4 - R_3}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_4}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)}. \quad (2.88)$$

Условие баланса моста, когда $V_{\text{OUT}} = 0$, следующее:

$$\frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3}. \quad (2.89)$$

Оно не зависит от способа его возбуждения (от источника тока или источника напряжения, переменным или постоянным током), амплитуды возбуждения, сопротивления индикатора баланса.

Можно измерить сопротивление (например, R_1) в плече моста компенсационным методом. Если, скажем, выбрать $R_2 = R_3$, то, включив в качестве резистора R_4 магазин сопротивлений, добиваются баланса моста. Тогда $R_1 = R_4$. Компенсационный метод очень точен, но требует громоздкого прецизионного оборудования и плохо поддается автоматизации. Прямое измерение разбаланса моста значительно проще. На **Рис. 2.95** представлены мостовые схемы с различным включением датчиков (они показаны переменными резисторами) при питании постоянным напряжением ($V_a = \text{const}$). В **Табл. 2.6** приведены функциональные зависимости для этих схем [2.7].

Таблица 2.6. Зависимость параметров мостовых схем с питанием от источника постоянного напряжения

Схема	Рис. 2.90, а	Рис. 2.90, б	Рис. 2.90, в	Рис. 2.90, г
V_{OUT}	$\frac{V_a}{4} \frac{\Delta R}{R + \Delta R / 2}$	$\frac{V_a}{2} \frac{\Delta R}{R + \Delta R / 2}$	$\frac{V_a}{2} \frac{\Delta R}{R}$	$V_a \frac{\Delta R}{R}$
Погрешность линейности	0.5%/%	0.5%/%	0	0

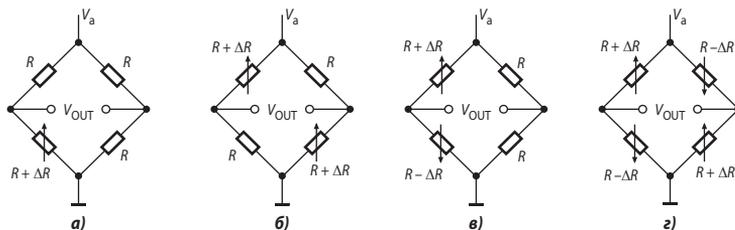


Рис. 2.95. Мостовые измерительные схемы с питанием от источника постоянного напряжения.

Как видно, чаще всего используемая схема с одним датчиком обладает заметной погрешностью линейности. Лучшими в смысле линейности свойствами обладают мостовые схемы с питанием неизменным постоянным током, приведённые на Рис. 2.96. В Табл. 2.7 представлены характеристики этих схем.

Таблица 2.7. Зависимость параметров мостовых схем с питанием от источника постоянного тока

Схема	Рис. 2.91, а	Рис. 2.91, б	Рис. 2.91, в	Рис. 2.91, з
V_{OUT}	$\frac{I_a R}{4} \frac{\Delta R}{R + \Delta R / 4}$	$\frac{I_a}{2} \Delta R$	$\frac{I_a}{2} \Delta R$	$I_a \Delta R$
Погрешность линейности	0.25%/%	0	0	0

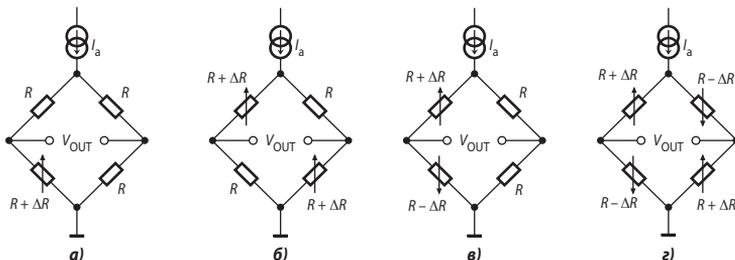


Рис. 2.96. Мостовые схемы с питанием от источника постоянного тока.

Стабильным током удобно питать удалённые мостовые схемы, т. к. падение напряжения на питающих проводах не сказывается на точности преобразования. Недостатком мостовых схем с токовым возбуждением является невозможность подключения нескольких мостов к одному источнику.

Приведённые в Табл. 2.3 и Табл. 2.4 соотношения показывают, что точность отсчёта данных с резистивных датчиков напрямую связана с точностью поддержания величины тока или напряжения возбуждения. Отсюда вытекают высокие требования к точности и стабильности соответствующих источников.

Нелинейность функциональных зависимостей также нежелательна, поэтому представляют большой практический интерес схемы, устраняющие нелинейность. Одна из таких схем приведена на Рис. 2.97. Напряжения на входах ОУ совпадают и равны половине напряжения возбуждения. Выходное напряжение ОУ:

$$V_{\text{OUT}} = \frac{V_a}{2} - \frac{V_a}{2R}(R + \Delta R) = -\frac{V_a}{2} \frac{\Delta R}{R}.$$

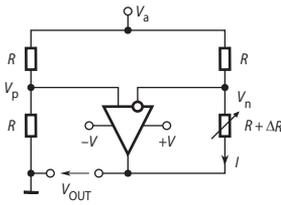


Рис. 2.97. Схема, устраняющая нелинейность функциональной зависимости тензомоста.

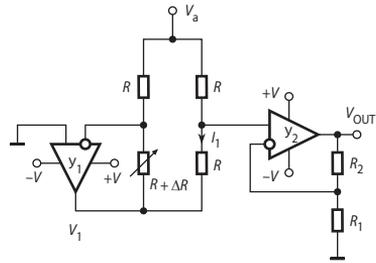


Рис. 2.98. Линеаризующая схема на двух ОУ.

Эта схема не только линеаризует зависимость выходного напряжения от приращения сопротивления резистивного датчика, но и имеет в 2 раза большую чувствительность, чем схема с пассивным мостом. К тому же, выходной сигнал этой схемы не содержит синфазной составляющей. Современные миниатюрные ОУ (например, в корпусах SOT-23 или SC70-5) могут быть установлены непосредственно в месте размещения датчика. В этом случае передача сигнала по кабелю от такого низкоимпедансного источника, как ОУ, позволит уменьшить уровень помех.

Ещё одна линеаризующая схема, на этот раз на двух ОУ, показана на Рис. 2.98. Уравнения её равновесия имеют вид:

$$V_1 = -\frac{V_a}{R}(R + \Delta R),$$

$$I_1 = \frac{V_a - V_1}{2R},$$

$$V_{\text{OUT}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(V_1 + I_1 R).$$

Решение этой системы даёт

$$V_{\text{OUT}} = -\frac{V_a}{2} \frac{\Delta R}{R} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right).$$

Выходной сигнал этой схемы не имеет синфазной составляющей, что позволяет непосредственно подавать его на несимметричный (недифференциальный) вход приёмника. Схема позволяет существенно усилить входной сигнал прямо на месте расположения датчика.

Многодатчиковые мосты

Для получения информации о состоянии объекта измерений часто необходимо проводить измерения в нескольких точках. Соответствующие датчики обычно включены в мост Уитстона и соединены с базовым прибором линией связи. Активные датчики имеют одну общую точку подключения к источнику питания (или к измерительному прибору), а к измерительному прибору (или к источнику питания) их подключают поочередно. При этом переходное сопротивление контактов и сопротивление проводов линии связи включаются последовательно с датчиком и искажают результат измерений.

На Рис. 2.99 показана схема соединений для многоточечных измерений обычным мостом Уитстона, а на Рис. 2.100 — схема многодатчикового моста [2.15]. В схемах обозначено R_k ($k = 1 \dots n$) — датчики; R_0 — пассивный датчик, R_{C0} и R_{Ck} — пассивные резисторы; V_a — напряжение питания моста; ИП — измерительный прибор (милливольтметр или аналого-цифровой преобразователь).

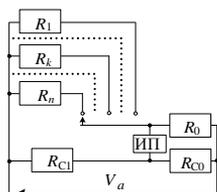


Рис. 2.99. Схема моста Уитстона для многоточечных измерений.

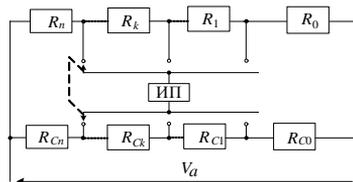


Рис. 2.100. Схема многодатчикового моста.

В схеме на Рис. 2.100, в отличие от обычного моста, все датчики соединены последовательно. Один конец этой цепочки соединён с источником питания, а второй — с началом пассивного датчика R_0 , расположенного в базовом приборе. Пассивный полумост образован последовательно соединёнными пассивными резисторами R_C .

Измерительный прибор ИП поочерёдно подключают к очередному датчику R_k и соответствующему пассивному резистору R_{Ck} . При этом сопротивления контактов и проводов включены последовательно с высокоомным входом измерительного прибора и не влияют на результат измерений. Поэтому можно применять электронные коммутаторы, сопротивления которых в открытом состоянии измеряются десятками Ом.

В начальном состоянии сопротивление датчика $R_{Hi} = R$. Аналогично, $R_{Ci} = R_C$.

В рабочем состоянии начальное сопротивление датчика изменяется на ΔR_i и равно $R_i = R_{Hi}(1 + \xi_i)$, где $\xi_i = \Delta R_i/R_{Hi}$.

В k -м положении переключателя сопротивления плеч моста в начальном состоянии

$$R_{Ihk} = \sum_k^n R_i = R(n+1-k), \quad R_{IIk} = \sum_0^{k-1} R_i = Rk,$$

$$R_{IIIk} = \sum_0^{k-1} R_{Ci} = R_C k, \quad R_{IVk} = \sum_k^n R_{Ci} = R_C(n+1-k),$$

В рабочем состоянии

$$R_{Ik} = \sum_k^n R_i = R(n+1-k + \sum_k^n \xi_i), \quad R_{IIk} = \sum_0^{k-1} R_i = R(k + \sum_k^n \xi_i)$$

Относительное напряжение сигнала моста в начальном состоянии

$$\eta_{hk} = \frac{V_{hk}}{V_a} = \frac{R_{Ihk}R_{IIIk} - R_{IIk}R_{IVk}}{(R_{Ihk} + R_{IIk})(R_{IIIk} + R_{IVk})} = 0.$$

В рабочем состоянии

$$\begin{aligned} \eta_k &= \frac{V_k}{V_a} = \frac{R_{Ik}R_{IIIk} - R_{IIk}R_{IVk}}{(R_{Ik} + R_{IIk})(R_{IIIk} + R_{IVk})} = \\ &= \frac{k \sum_0^n \xi_i - (n+1) \sum_0^{k-1} \xi_i}{(n+1)(n+1 + \sum_0^{k-1} \xi_i)} \approx \frac{k \sum_0^n \xi_i - (n+1) \sum_0^{k-1} \xi_i}{(n+1)^2}. \end{aligned}$$

Следовательно,

$$\eta_k = \eta_{hk} + \frac{k \sum_0^n \xi_i - (n+1) \sum_0^{k-1} \xi_i}{(n+1)^2}, \text{ и } \sum_0^{k-1} \xi_i = \frac{k}{n+1} \sum_0^n \xi_i - (n+1) \Delta \eta_k,$$

где $\Delta \eta_k = \eta_k - \eta_{hk}$.

В k -м положении переключателя определяем сигнал предыдущего датчика:

$$\xi_{k-1} = \frac{1}{n+1} \sum_0^n \xi_i - (n+1)(\Delta\eta_k - \Delta\eta_{k-1}).$$

Из условия $\xi_0 = 0$, определяем

$$\frac{1}{n+1} \sum_0^n \xi_i = (n+1)\Delta\eta_1$$

и получаем расчётную формулу для датчиков с номерами $k = 1 \dots n - 1$:

$$\xi_k = (n+1)(\Delta\eta_1 + \Delta\eta_k - \Delta\eta_{k+1}).$$

Учитывая, что $\Delta\eta_{n+1} = 0$, определяем сигнал n -го датчика:

$$\xi_n = (n+1)(\Delta\eta_1 + \Delta\eta_n).$$

При $n = 1$ получаем формулу для определения сигнала датчика обычного моста:

$$\xi = 4\Delta\eta.$$

Применение ОУ позволяет получить сигналы, пропорциональные параметрам датчиков, не требующие дополнительных пересчётов. Схема трёхдатчиковой цепи с ОУ представлена на **Рис. 2.101**. Измерительная цепь питается от источника стабильного тока I_a . Самый нижний по схеме резистор-датчик R_T в измерительной цепи — термокомпенсирующий. Усилители Y_1, Y_2 и Y_3 — буферные повторители, их применение необязательно при условии $R_T \ll R$. Сопротивления резисторов-датчиков $R_i = R_T(1 + \xi_i)$. Напряжение на выходе усилителя Y_4

$$V_1 = 2R_T I_a - (R_T + R_1) I_a = (R_T - R_1) I_a = -\xi_1 R_T I_a.$$

Напряжение на выходе усилителя Y_5

$$V_2 = 3R_T I_a - V_1 - (R_T + R_1 + R_2) I_a = -\xi_2 R_T I_a.$$

Аналогично напряжение на выходе усилителя Y_6

$$V_3 = 4R_T I_a - V_1 - V_2 - (R_T + R_1 + R_2 + R_3) I_a = -\xi_3 R_T I_a.$$

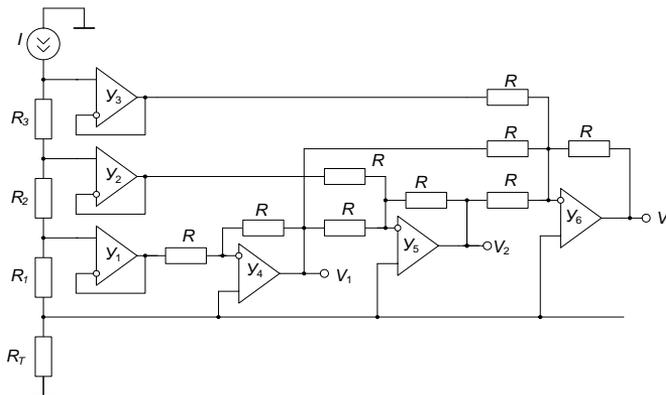


Рис. 2.101. Схема многодатчиковой цепи с ОУ.

Таким образом, входные напряжения схемы пропорциональны относительным изменениям соответствующих резисторов-датчиков. Число датчиков может быть увеличено с соответствующим увеличением сумматоров на ОУ.

2.8.5. Измерение температуры

Промышленностью выпускается большое количество типов и моделей датчиков температуры, имеющих самые различные характеристики. Параметры основных типов датчиков представлены в Табл. 2.8 [2.8].

Таблица 2.8. Параметры основных видов датчиков температуры

Тип датчика	Термопары	Резистивные датчики	Термисторы	Полупроводниковые датчики
Температурный диапазон	-180...+2300°C	-200...+850°C	0...+100°C	-55...+150°C
Точностные характеристики	Высокая точность и повторяемость	Прекрасная линейность	Неважная линейность	Линейность: 1°C Точность: 1°C
Требования к схеме включения	Нужна компенсация холодного спая	Требует питания	Требует питания	Требует питания
Особенности	Низковольтный выход	Дешёвые	Высокая чувствительность	Типичная чувствительность: 10 мВ/К; 20 мВ/К

Термопары. Если соединить между собой два проводника из различных металлов, то при разных температурах спая и концов между последними возникнет разность потенциалов, зависящая от перепада температур и вида металлов спая. Чувствительность термопар характеризуется температурным коэффициентом ЭДС и принимает значения от 7.7 мкВ/К для платинородиевых до 76 мкВ/К для хромель-константановых термопар. Типовая схема включения термопары представлена на Рис. 2.102.

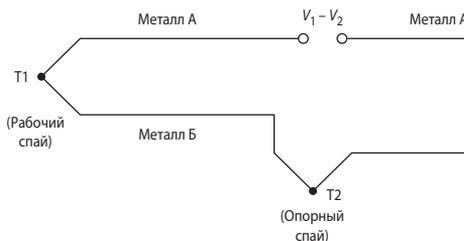


Рис. 2.102. Типовая схема включения термопары.

Пара металлов А и Б подобрана, исходя из требуемого температурного диапазона и максимальной чувствительности при приемлемой линейности. Наиболее распространены пары: железо—константан (тип J), хромель—алюмель (тип K), платина—платина/родий (типы S, R). Каждая пара изготавливается путём сварки (спайки) разных металлов. Рабочий спай помещается в зону измеряемой температуры, а опорный — в изотермальный блок, температура которого известна (в идеале равна 0°C). Напряжение выхода схемы зависит (почти пропорционально) от разности температур рабочего и опорного спаев. Обеспечить термостатирование опорного спая сравнительно сложно, поэтому чаще применяют схемы компенсации температуры опорного спая. Одна из таких схем приведена на Рис. 2.103. Основная идея заключается в использовании полупроводникового датчика (на схеме ТМП-35), воспринимающего температуру опорного спая, и схемы, формирующей поправку к напряжению, т. е. компенсирующей разность фактической температурой опорного спая и стандартной (0°C). Датчик ТМП-35, установленный на основании, изотермическом с опорным спаем, даёт на выходе напряжение, пропорциональное температуре (10 мВ/°C). Это напряжение через делитель R_1, R_2 компенсирует изменение термоЭДС опорного спая (-41 мкВ/°C). Резистор R_2 обеспечивает установку начального смещения шкалы. Выходное напряжение схемы пропорционально температуре рабочего спая (10 мВ/°C). Подробно интегральные полупроводниковые датчики температуры рассмотрены в разделе 10.1.

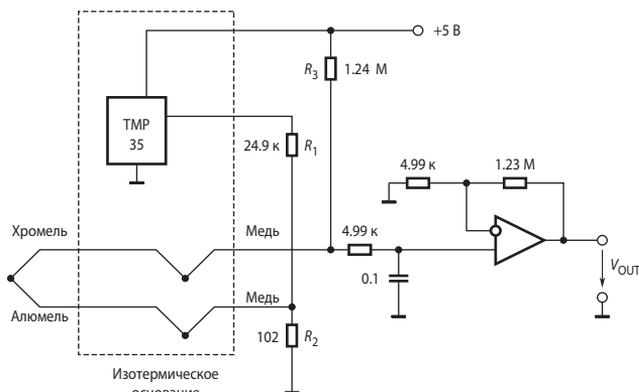


Рис. 2.103. Схема компенсации температуры опорного спая.

Фирма Analog Devices выпускает микросхемы AD594/5/6/7, представляющие собой объединённые на одном кристалле измерительный усилитель и компенсатор температуры опорного спая. Опорные спая формируются при припайке выводов термопары к расположенным в непосредственной близости друг от друга выводам микросхемы.

Резистивные термодатчики (РТД) меняют своё сопротивление при изменении температуры. Они представляют собой помещённые в корпус катушки с обмоткой из меди, или иного металла или сплава с положительным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС). РТД имеют более высокую точность и линейность, чем термопары из тех же материалов. Особенно хороши, хотя и дороги, платиновые РТД. Они обладают прекрасной временной стабильностью. Рис. 2.104 иллюстрирует зависимость ТКС платинового РТД на 100 Ом и температурный коэффициент ЭДС (ТКЭ) платина-платинородиевой S-термопары. Можно видеть, что ТКС РТД меняется относительно меньше, чем ТКЭ термопары, и это изменение линейно, что даёт возможность его легко компенсировать. Низкий ТКС платиновых РТД требует практически такого же усиления сигнала, что и от термопары. РТД с большим сопротивлением имеют более высокую чувствительность, но, к сожалению, и большую инерционность.

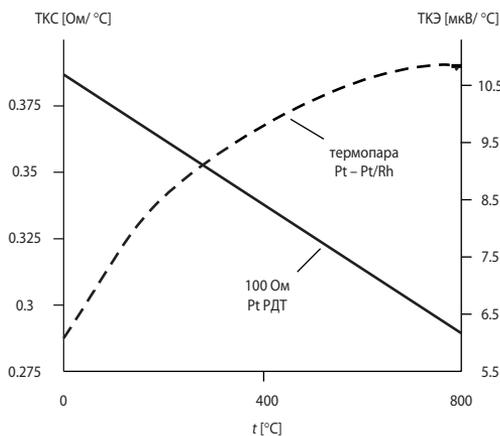


Рис. 2.104. Зависимость чувствительности платинового РТД и платина-платинородиевой S-термопары от температуры.

В отличие от термопар для съёма информации от РТД требуется пропускать через него стабильный постоянный ток. Зато, поскольку сопротивление РТД является функцией абсолютной температуры, нет необходимости в стабилизации опорного спая. Постоянный ток возбуждения через РТД должен быть не слишком большим, иначе возможен самопрогрев и обусловленная им погрешность измерения температуры. Зато явление самопрогрева с успехом используется в датчиках скорости воздушного потока.

Значительную погрешность в измерение температуры вносят провода, соединяющие РТД с приёмником сигнала (Рис. 2.105, а). Их сопротивление $2R_L$ складывается с сопротивлением датчика, за счёт чего появляется методическая погрешность. Для исключения этой погрешности РТД следует включать по 4-проводной схеме (Рис. 2.105, б). Фирма Analog Devices выпускает микросхему ADT70, представляющую собой законченный формирователь сигнала температуры от РТД. Упрощённая функциональная схема этой ИМС приведена на Рис. 2.106 [2.8]. Микросхема включает два согласованных источника тока, которыми управляет встроенный источник опорного напряжения (ИОН). В цепь, параллельную с РТД, включён опорный резистор R_{REF} с низким ТКС, сопротивление которого совпадает с сопротивлением РТД при $T = 0^\circ\text{C}$. Благодаря такой схеме выходной сигнал ИМС пропорционален температуре в градусах Цельсия: $V_{OUT} = 5 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$.

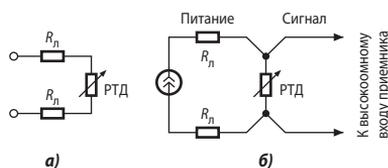


Рис. 2.105. Схемы включения резистивного датчика температуры.

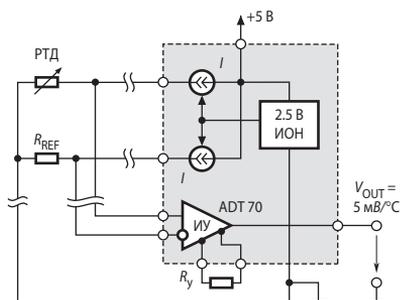


Рис. 2.106. Функциональная схема ADT70.

2.8.6. Измерение среднеквадратичного значения

Важнейшим параметром переменных тока и напряжения является среднеквадратичное (действующее, эффективное) значение, характеризующее энергетическое действие этих физических величин. В распространённых комбинированных и электронных измерительных приборах для измерения переменного тока или напряжения их вначале выпрямляют, а затем измеряют среднее значение результата. Поскольку для синусоидального переменного тока среднеквадратичное значение превосходит средневыпрямленное в 1.11 раз, эти приборы градуируют с соответствующим масштабам. Измерение же несинусоидального переменного тока и напряжения производится с помощью специальных приборов.

нусоидальных токов и напряжений такими приборами даёт большую погрешность. В Табл. 2.9 приведено сравнение среднеквадратичных и средневыпрямленных значений для различных форм колебаний.

Таблица 2.9. Сравнение среднеквадратичных и средневыпрямленных значений напряжений различной формы

Тип формы кривой с амплитудой 1 В	Коэффициент амплитуды V_{MAX}/V	Истинное среднеквадратичное значение	Показание измерителя средневыпрямленного значения, откалиброванного по среднеквадратичному значению синусоиды	Погрешность измерения в %
Неискажённая синусоида	1.414	0.707 В	0.707 В	0
Симметричные прямоугольные колебания	1	1 В	1.11 В	+11
Неискажённые треугольные колебания	1.73	0.577 В	0.555 В	-3.8
Гауссовский шум (98% амплитуд менее 1 В)	3	0.333 В	0.295 В	-11.4
Последовательность прямоугольных импульсов	2	0.5 В	0.278 В	-44
	10	0.1 В	0.011 В	-89
Кривая напряжения управляемого выпрямителя				
Угол регулирования 90°	2	0.495 В	0.354 В	-28
Угол регулирования 135°	4.7	0.212 В	0.15 В	-30

Погрешность в таблице определена по формуле

$$\delta = \frac{1.11 \cdot V_{AV} - V}{V} 100\%,$$

причём

$$V_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T |v(t)| dt,$$

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}. \quad (2.90)$$

Для измерения среднеквадратичного значения можно использовать формулу (2.90) либо воспользоваться измерением мощности. Точное следование формуле (2.90) (прямое измерение) приведёт нас к малому динамическому диапазону. Действительно, если для возведения сигнала в квадрат применить множитель с 10-В выходом, например AD734, то при входном напряжении 10 мВ получим выходное напряжение 10 мкВ, что соизмеримо с шумами микросхемы. Т. е. преобразование сигнала с динамическим диапазоном в 60 дБ требует внутренних схем измерителя среднеквадратичного значения с динамическим диапазоном 120 дБ.

Лучшие результаты даёт косвенный метод, при котором операция извлечения корня на выходе заменяется делением на входе. Для этого используется один умножитель/делитель (например, тот же AD734) и фильтр нижних частот (Рис. 2.107).

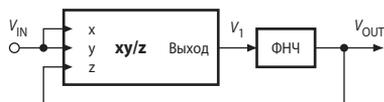


Рис. 2.107. Схема преобразования среднеквадратичного значения в постоянный ток.

Считая, что ФНЧ выполняет операцию усреднения, т. е. идеально сглаживает пульсации напряжения на выходе умножителя/делителя, запишем

$$V_{\text{OUT}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) dt. \quad (2.91)$$

Но в соответствии со схемой

$$u_1(t) = \frac{U_{\text{IN}}^2(t)}{V_{\text{OUT}}}. \quad (2.92)$$

Подставив (2.92) в (2.91), получим

$$V_{\text{OUT}} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{U_{\text{IN}}^2(t)}{V_{\text{OUT}}} dt = \frac{1}{V_{\text{OUT}} T} \int_0^T U_{\text{IN}}^2(t) dt,$$

Откуда следует соотношение, совпадающее с (2.90)

$$V_{\text{OUT}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{IN}}^2(t) dt}.$$

Промышленность выпускает однокристалльные преобразователи среднеквадратичного значения, например, AD636, AD637 и др., работающие, как описано выше. Функциональная схема AD636 приведена на Рис. 2.108. Применение на входе двухполупериодного прецизионного выпрямителя позволяет упростить схему квадратора/делителя (он выполнен одноквадрантным). Токоевое зеркало принимает выходной ток квадратора/делителя и возвращает его квадратору/делителю сглаженным с помощью конденсатора C_{AV} . Преобразователь имеет погрешность не более 0.5% в полосе частот до 1 МГц при коэффициенте формы входного сигнала до 2. Коэффициент амплитуды, равный 6, даёт дополнительную погрешность 0.5%.

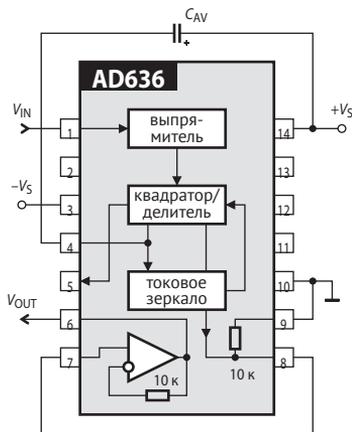


Рис. 2.108. Функциональная схема AD636.

Из новых моделей можно отметить семейство AD736/7, имеющее входной диапазон 200 мВ, который согласуется с входным диапазоном аналого-цифрового преобразователя двухтактного интегрирования, предназначенного для работы на 3.5-разрядный цифровой индикатор в цифровом мультиметре, например, 572ПВ2. Эти преобразователи обеспечивают погрешность не более 0.2 мВ +0.2% от измеренной величины. Дополнительная погрешность не более 1% на частоте 33 кГц. Входное сопротивление — 10^{12} Ом. ИМС выпускается в 8-выводных корпусах SOIC и DIP.

2.8.7. Измерение тока

Схема, изображённая на **Рис. 2.8**, пригодна для преобразования в напряжение относительно слабых токов, втекающих в общую точку. Для измерения больших токов в линии, находящейся под относительно высоким потенциалом, может быть использована схема на **Рис. 2.109, а**.

Ток, протекающий через нагрузку, создаёт напряжение V_{IN} на шунте $R_{ш}$, который здесь является датчиком тока. Дифференциальный усилитель (ДУ), имеющий допустимое синфазное входное напряжение не ниже V , например AD629, допускающий синфазное напряжение до ± 270 В, преобразует разность потенциалов на потенциальных выводах шунта в выходное напряжение V_{OUT} , относительно общей точки. При этом необходимо, чтобы этот усилитель имел большое значение КОСС. Желательно также усиливать сигнал шунта.

При высоких требованиях к точности измерений тока КОСС дифференциальных усилителей может оказаться недостаточным. Кроме того, ДУ с высоковольтным входом имеют низкий коэффициент усиления. Например, у AD629 $K_D = 1$, КОСС = 86, у LT1990 $K_D = 10$, КОСС = 75.

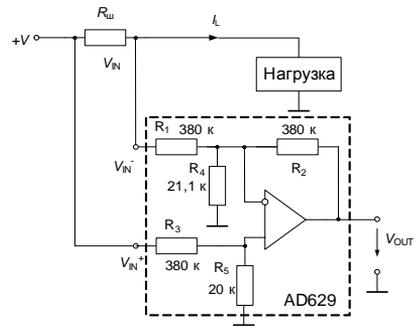
Лучшие характеристики имеют специализированные ИМС на основе ОУ для измерения тока относительно высокого напряжения. Эти ИМС преобразуют дифференциальное напряжение на шунте, плавающее относительно общей точки схемы, в напряжение относительно общей точки и усиливают его. Схема преобразователя для однонаправленного тока представлена на **Рис. 2.109, б**.

Полагаем ОУ идеальным. Тогда через инвертирующий вход усилителя ток не течёт и, поскольку напряжение между дифференциальными входами усилителя равно нулю, напряжение V_{IN} приложено к левому резистору R . Ток через резистор R и коллектор транзистора VT

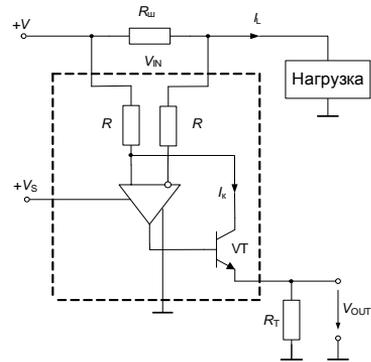
$$I_C = \frac{V_{IN}}{R} = I_L \frac{R_{ш}}{R}.$$

Пренебрегая током базы транзистора, найдём выходное напряжение схемы

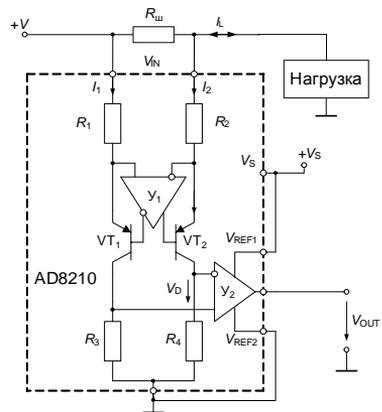
$$V_{OUT} = I_C R_T = I_L \frac{R_T R_{ш}}{R}.$$



а)



б)



в)

Рис. 2.109. Схемы для измерения тока.

Именно по этой схеме выполнен преобразователь ток—напряжение INA168 фирмы Burr-Brown (границы кристалла показаны на **Рис. 2.109, б** штриховой линией). Он допускает синфазное напряжение на входах до 60 В и коэффициент усиления напряжения на шунте до 100. КОСС = 120 дБ. Ток, потребляемый микросхемой, составляет всего 25 мкА (тип.). Поскольку схема представляет собой высокоэффективный источник тока, её выходное сопротивление составляет 1 ГОм.

В некоторых новых моделях, например LTC6102HV, питание ИМС осуществляется от линии, ток в которой измеряется. Здесь используется МОП-транзистор вместо биполярного. Типичное значение КОСС, который в этом случае совпадает с $K_{п.п'}$ — 150 дБ. За счёт применения ОУ со стабилизацией нуля прерыванием смещение нуля не превышает 10 мкВ.

Преобразователь для двунаправленного тока рассмотрим на базе AD8210 (см. **Рис. 2.109, в**). Он состоит из двух главных блоков: усилителя с дифференциальными входами и выходами U_1 и измерительного усилителя U_2 . Усилитель U_1 , воздействуя на базы транзисторов VT_1 и VT_2 , поддерживает напряжение между дифференциальными входами близким к нулю. Ток через резистор R_1 практически равен току через резистор R_3 , а ток через резистор R_2 — току через резистор R_4 . Тогда при равенстве $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$

$$V_{IN} = (I_1 - I_2)R_1,$$

$$V_D = (I_1 - I_2)R_3$$

и, следовательно,

$$V_{OUT} = V_{IN}K \frac{R_3}{R_1}.$$

В данной ИМС сопротивления всех резисторов равны, а $K = 20$. При биполярном входном напряжении и однополярном питании необходимо обеспечить смещение выхода. Здесь это организуется очень просто. В частности, смещение выхода на половину напряжения питания осуществляется подключением опорных выводов V_{REF1} и V_{REF2} так, как это показано на **Рис. 2.109, в**.

Микросхема LTC6104 для преобразования двунаправленного тока построена также симметрично, но она имеет в своём составе два ОУ с МОП-транзисторами, нагруженными на токовое зеркало. Выход в виде тока. Допустимое синфазное напряжение 60 В. КОСС 140 дБ (тип.). Динамический диапазон — 12 бит (72 дБ).

Типичные параметры некоторых ИМС для измерения тока представлены в **Табл. 2.10**.

Таблица 2.10. Основные параметры ИМС для измерения тока

Модель	$V_{пит}$ [В]	Диапазон синф. напр. [В]	Уси- ле- ние	V_{OFF} [мВ]	Вх. ток [мкА]	По- грешн. усилен- ия [%]	КОСС [дБ]	Ча- стота среза [кГц]	Ток потр. [мА]	Вы- ход	Примечание
LTC6102HV	5... 105	5... 100	—	0.01	0.003	—	150	200	0.3	I	Однонаправлен- ный, внешний входной резис- стор
LTC6104	4... 60	4... 60	—	0.45	0.17	—	140	200	0.5	I	Двунаправлен- ный, внешние входные резис- торы
AD8210	5	-2... 65	20	1	—	0.5	100	500	0.5	V	Двунаправлен- ный

Продолжение таблицы 2.10

Модель	$V_{пит}$ [В]	Диа- пазон сиф. напр. [В]	Уси- ле- ние	V_{OFF} [мВ]	Вх. ток [мкА]	По- грешн. уси- ления [%]	КОСС [дБ]	Ча- стота среза [кГц]	Ток потр. [мА]	Вы- ход	Примечание
ADM4073H	3... 28	2... 28	100	1	20	1	90	1800	0.5	V	Однонаправлен- ный, выходное сопротивление 12 кОм
INA168	2.7... 60	2.7... 60	0.2 мА/В	0.2	2	—	120	800	0.025	I	Однонаправлен- ный, выходное сопротивление 1 ГОм
INA195	2.7... 18	-16... +80	100	0.5	8	0.2	120	200	0.7	V	Однонаправлен- ный
INA207	2.7... 18	-16... +80	50	0.5	9	0.2	123	300	1.8	V	Однонаправлен- ный. 2 компара- тора и источник опорного напря- жения
INA271	2.7... 18	-16... +80	20	0.5	8	0.2	120	130	0.7	V	Однонаправлен- ный. Дополни- тельный буфер- ный усилитель
MAX4081T	4.5... 76	4.5... 76	20	0.1	5	0.1	124	250	0.1	V	Двунаправлен- ный
MAX4372F	2.7... 28	0... 28	50	0.3	2	0.18	85	200	0.03	V	Однонаправлен- ный
MAX4378H	2.7... 28	0... 28	100	—	60	0.5	90	1200	4	V	4-канальный. Однонаправлен- ный

2.8.8. Измерение переменного тока

Если нужно измерять переменный ток высокого напряжения с высокой точностью обычно применяются измерительные трансформаторы тока.

Измерительные трансформаторы тока широко используются в качестве датчиков переменного тока вследствие сравнительно низкой стоимости, хорошей изоляции измерительной цепи и относительно высокой точности.

Погрешности трансформатора тока (угловая и токовая) связаны с неточностью намотки обмоток (несоответствие чисел витков первичной и вторичной обмоток) и потерями в ферромагнитном сердечнике. Неточность намотки может быть компенсирована путём калибровки с последующим запоминанием калибровочных коэффициентов, а потери в сердечнике нелинейно зависят от первичного тока и учёт их оказывается затруднительным.

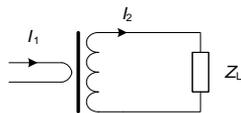


Рис. 2.110. Схема включения трансформатора тока.

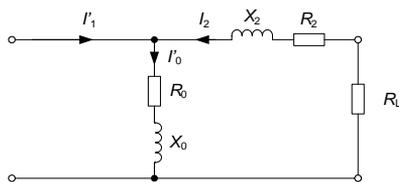


Рис. 2.111. Схема замещения трансформатора тока.

Схема трансформатора тока приведена на **Рис. 2.110**. Трансформатор нагружен на сопротивление Z_L . Схема замещения трансформатора тока представлена на **Рис. 2.111**. Процессы в трансформаторе описываются системой уравнений

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2 w_2 &= \dot{I}_0 w_1 \text{ или } \dot{I}'_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}'_0 \text{ — уравнение намагничивающих сил;} \\ \dot{E}_2 &= \dot{I}_2 (R_2 + jX_2) + \dot{I}_2 (R_L + jX_L) \text{ — уравнение вторичной обмотки;} \\ \dot{E}_2 &= -j\omega w_2 \dot{\Phi} \text{ или } \dot{E}_2 \approx -\dot{I}'_0 (R_0 + jX_0) \text{ — уравнение ЭДС вторичной обмотки,} \end{aligned} \quad (2.93)$$

где w_1 и w_2 — число витков соответственно первичной и вторичной обмоток, Φ — магнитный поток, ω — круговая частота измеряемого тока. R_0 и X_0 — параметры цепи намагничивающего тока схемы замещения трансформатора.

Этим уравнениям соответствует векторная диаграмма, представленная на **Рис. 2.112**.

Из векторной диаграммы видно, что относительная комплексная погрешность трансформатора тока

$$\dot{f} = \frac{\dot{I}'_1 + \dot{I}'_2}{\dot{I}'_1} = \frac{\dot{I}'_0}{\dot{I}'_1}. \quad (2.94)$$

Угловая погрешность равна углу δ , а токовая погрешность определяется по формуле

$$f_i = \frac{I'_1 - I_2}{I'_1}.$$

Как следует из векторной диаграммы, угловая и токовая погрешности непосредственно определяются величиной тока намагничивания I_0 , который нелинейно зависит от измеряемого тока и нагрузки трансформатора. Можно уменьшить этот ток, снизив сопротивление нагрузки. В этом случае, однако, уменьшится выходное напряжение датчика и придётся использовать усилитель. Radикально снизить погрешность можно, уменьшив ток намагничивания практически до нуля путём введения следящей обратной связи по магнитному потоку.

Схема трансформатора тока со следящей обратной связью приведена на **Рис. 2.113, а**.

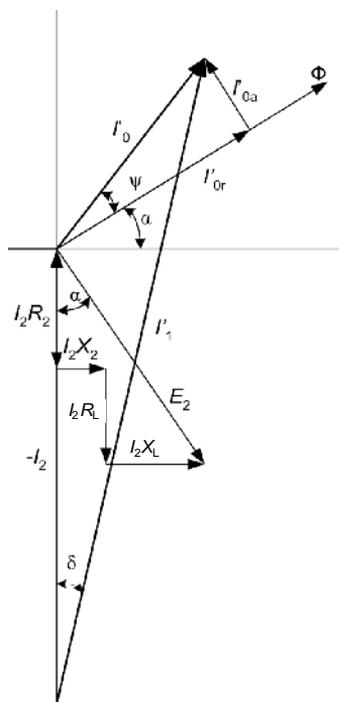


Рис. 2.112. Векторная диаграмма трансформатора тока (ψ — угол магнитных потерь).

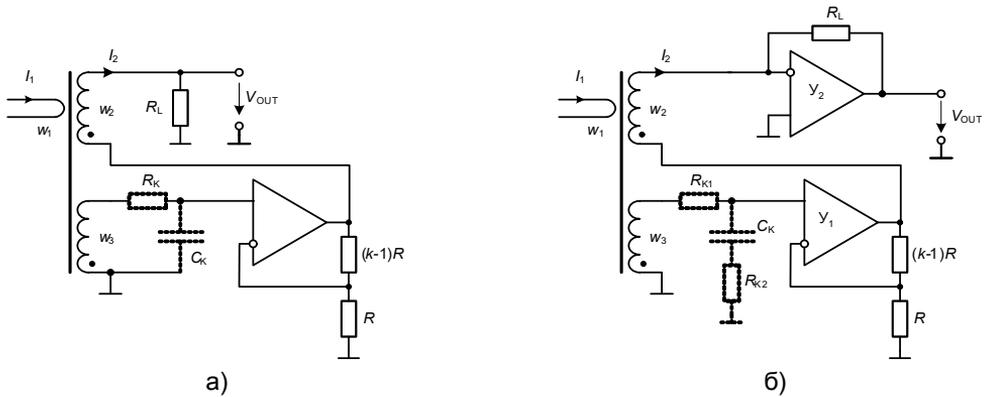


Рис. 2.113. Схема трансформатора тока со следящей обратной связью.

В обмотке w_3 индуцируется ЭДС, пропорциональная магнитному потоку сердечника трансформатора. Усилитель в цепи отрицательной обратной связи создаёт в обмотке w_2 ток, намагничивающая сила которого стремится уменьшить магнитный поток. Этот ток равен

$$\dot{i}_2 = \frac{\dot{K}\dot{E}_3 + \dot{E}_2}{R_L + Z_2}, \quad (2.95)$$

где $Z_2 = R_2 + jX_2$ — комплексное сопротивление вторичной обмотки, \dot{K} — комплексный коэффициент усиления усилителя. Подставив в (2.95) значения E_2 и E_3 , вытекающие из формулы (2.93), получим после преобразований приближённое значение комплексной погрешности

$$-\frac{\dot{i}'_0}{\dot{i}_2} = \frac{w_2(R_L + Z_2)}{(Kw_3 + w_2)(R_0 + jX_0)} \approx \dot{f}. \quad (2.96)$$

Из последней формулы видно, что увеличение коэффициента усиления позволяет почти пропорционально снизить погрешность датчика тока в схеме на Рис. 2.113, а. (Следует иметь в виду, что формула (2.96) — оценочная, т. к. R_0 и X_0 нелинейно зависят от магнитного потока сердечника).

Дополнительно повысить точность трансформаторного датчика тока можно, заменив резистор R_L преобразователем ток—напряжение на операционном усилителе Y_2 (Рис. 2.113, б). В этом случае в формуле (2.96) следует R_L приравнять к нулю.

Датчики тока на основе трансформаторов тока со следящей обратной связью выпускаются, в частности, швейцарской фирмой LEM, под названием «IT-type closed loop transducers». По данным фирмы [2.11] погрешность датчиков этого типа не превышает 0.0002%, нелинейность — 0.0001%.

Эксперименты, проведённые с трансформаторами тока на различных магнитопроводах на частоте 50 Гц, дали следующие результаты [2.12]:

1. Трансформатор на кольцевом сердечнике из аморфного железа: первичная обмотка — 1 виток, вторичная (w_2) — 1000 витков, обмотка обратной связи (w_3) — 300 витков. Первичный ток — 5 А. Угловая погрешность без обратной связи составила -0.67° , с обратной связью — $(-0.012 \pm 0.004)^\circ$.

2. Трансформатор на броневом ферритовом сердечнике М 2000 НМ Ч26: первичная обмотка — 1 виток, вторичная (w_2) — 1000 витков, обмотка обратной связи (w_3) — 200 витков. Первичный ток — 5 А. Угловая погрешность без обратной связи составила -1.3° ,

с обратной связью — $(-0.012 \pm 0.003)^\circ$. Коэффициент усиления усилителя обратной связи в обоих случаях равен 100.

Поскольку усилитель охвачен сложной обратной связью, он может возбуждаться. Простым средством стабилизации является включение между обмоткой обратной связи (w_3) и усилителем интегрирующей RC-цепочки (показанной на Рис. 2.113, а пунктиром), частота среза которой выбирается из диапазона 10...40 Гц в зависимости от типа усилителя. В некоторых случаях лучшие результаты даёт применение интегродифференцирующей цепи, как на Рис. 2.113, б.

2.8.9. Измерение сопротивления изоляции

Измерение сопротивления изоляции и коэффициента абсорбции промышленного оборудования производят при высоком испытательном напряжении. Например, измерение изоляции сопротивления силовых трансформаторов согласно ГОСТ 3484.3-88 производится мегаомметрами при испытательном напряжении 2.5 кВ. Такое же напряжение требуется при измерении изоляции высоковольтных выключателей и разъединителей. При этом не требуется высокая точность измерений (допускается относительная погрешность 2.5%), но диапазон измерения должен быть по возможности широким. По этим причинам схема мегаомметра может быть построена на основе логарифмического преобразователя (Рис. 2.114).

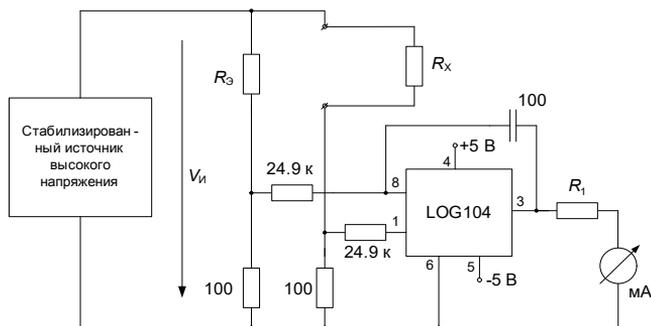


Рис. 2.114. Схема мегаомметра.

Восьмивыводная ИМС LOG104 содержит все необходимые узлы. Диапазон входных токов — 0.1 нА...3.5 мА (7.5 декад), что с избытком превосходит практическую потребность. При испытательном напряжении $V_{И} = 2.5$ кВ ток перехвата (I_2), втекающий в вывод 8 LOG104, равен 1 мкА. При изменении величины измеряемого сопротивления R_X в интервале 100 кОм...1 ГОм входной ток вывода 1 (I_1) будет изменяться в пределах 10 нА...100 мкА. Характеристика преобразования для LOG104 имеет вид

$$V_{OUT} = 0.5 \lg \frac{I_1}{I_2} [\text{В}].$$

Поскольку $I_1 = V_{И}/(250R_X)$, а $I_2 = V_{И}/(250R_3)$, выходное напряжение ИМС

$$V_{OUT} = 0.5 \lg \frac{R_3}{R_X} [\text{В}].$$

При изменении R_X в указанном интервале выходное напряжение V_{OUT} будет изменяться в пределах +1...-1 В. В качестве индикатора можно взять миллиамперметр с диапазоном измеряемых токов -1...+1 мА и изготовить к нему соответствующую шкалу. Сумма сопротивления обмотки миллиамперметра и добавочного сопротивления R_1 должна быть равна 1 кОм.

В других случаях испытательное напряжение может составлять 500 или 1000 В. Легко увидеть, что ток перехвата (I_2) в этих случаях составит соответственно 200 и 400 нА, а диапазон входных токов I_1 при измерении сопротивления в указанном интервале — соответственно 2.5 нА...20 мкА и 5 нА...40 мкА, что легко укладывается в номинальный диапазон входных токов LOG104, т. е. кроме изменения испытательного напряжения никакой перенастройки схемы производить не надо.

Вопросы и задачи

1. Включите резистор, уменьшающий влияние входного тока ОУ на смещение нуля сумматора (Рис. 2.2), и определите его сопротивление.
2. Инвертирующий сумматор на два входа выполнен на ОУ 140УД7 (см. Табл. 1.1). Сопротивления резисторов $R_1 = R_2 = R_\Sigma = 10$ кОм. Определите выходное сопротивление сумматора. Как влияет увеличение числа входов сумматора на его выходное сопротивление?
3. ОУ МАХ439 устойчиво работает в схеме неинвертирующего усилителя при коэффициенте усиления схемы не менее 5. Будет ли он устойчиво работать в схеме инвертирующего интегратора? Если нет, то почему? Каким образом можно было бы обеспечить его устойчивость?
4. Какой характер имеет выходное сопротивление интегратора в области низких частот? Высоких частот?
5. В каком диапазоне частот инвертирующий интегратор на ОУ 140УД8 интегрирует входной сигнал, если постоянная интегрирования $RC = 0.1$ с?
6. Интегратор с цепью задания начальных условий (Рис. 2.4) переведён в режим установления начального условия. За какое время произойдёт установление начальных условий с погрешностью не более 0.1%, если $R_2 = R_3 = 10$ кОм, а $C = 0.1$ мкФ? Какова будет величина выходного напряжения интегратора после установления начальных условий, если $V_2 = 5$ В?
7. Если на вход ОУ, включённого по схеме интегратора, подаётся напряжение симметричной прямоугольной формы (меандр), то сигнал какой формы можно ожидать на выходе?
8. По каким причинам в схеме дифференциатора (Рис. 2.6) последовательно с конденсатором включают резистор R_1 ?
9. Операционный усилитель 140УД6 включён по схеме дифференциатора. Постоянная времени дифференцирования $RC = 0.1$ с. В какой полосе частот будет осуществляться дифференцирование входного сигнала этой схемой?
10. Для условий задачи 9 определите необходимое сопротивление резистора R_1 (Рис. 2.6).
11. Если на вход ОУ, включённого по схеме дифференциатора, подаётся напряжение симметричной треугольной формы, то сигнал какой формы можно ожидать на выходе?
12. Пусть в схеме источника напряжения, управляемого током, (Рис. 2.8) ОУ работает в режиме холостого хода. Покажите, по какой цепи в этом случае будет замыкаться ток I_{IN} .
13. Как в схеме источника напряжения, управляемого током (Рис. 2.8), снизить смещение нуля, обусловленное входным током ОУ?
14. Напряжение на входе источника тока, управляемого напряжением, (Рис. 2.9) изменяется в пределах ± 5 В. Сопротивление резистора R_1 равно 2 кОм. В каких пределах может изменяться сопротивление нагрузки R_n в схемах Рис. 2.9, а и б, чтобы схемы работали в режиме источника тока?

15. На вход источника тока, управляемого напряжением (**Рис. 2.9, а**), выполненного на ОУ 140УД8, смещение нуля которого составляет 20 мВ, подано напряжение 0.5 В. Сопrotивление резистора составляет 3 кОм. Определите ток в нагрузке.
16. Выведите формулу (2.17).
17. Чем ограничен максимальный выходной ток схемы на **Рис. 2.9, в**? Найдите связь между максимальным значением выходного тока и параметрами схемы.
18. Начертите схему варианта схемы на **Рис. 2.9, в** с неинвертирующим включением ОУ.
19. Определите входное сопротивление схемы на **Рис. 2.15, а** источника тока, управляемого напряжением, полагая, что ОУ — идеальный.
20. Найдите выражение для выходного тока источника на **Рис. 2.15, а**, если входное напряжение V_1 приложено между левым выводом резистора R_3 и общей точкой, а левый вывод левого резистора R_2 соединён с общей точкой.
21. Схема источника тока на **Рис. 2.19, а** требует положительного входного напряжения. Как видоизменить эту схему, чтобы она требовала отрицательного входного напряжения, причём входной ток был бы много меньше тока нагрузки? Обоснуйте своё решение.
22. Какому условию должно удовлетворять сопротивление источника входного сигнала преобразователя отрицательного сопротивления (**Рис. 2.22**), чтобы схема была устойчивой?
23. Каков будет характер входного сопротивления схемы преобразователя отрицательного сопротивления (**Рис. 2.22**), если вместо резистора R_2 включить конденсатор?
24. Перечислите преимущества активных частотных фильтров перед пассивными.
25. Можно ли любую передаточную функцию ФНЧ вида (2.32) заменить передаточной функцией (2.31)?
26. Дайте качественное сравнение фильтров Баттерворта и Бесселя.
27. В чём преимущество фильтра более высокого порядка по сравнению с фильтром более низкого порядка, имеющим ту же полосу пропускания?
28. Дана передаточная функция ФНЧ определённого типа и порядка с заданной частотой среза. Как получить передаточную функцию ФВЧ того же типа и порядка, с той же частотой среза?
29. Как, имея передаточную функцию ФНЧ определённого порядка с заданной частотой среза, получить передаточную функцию полосового фильтра того же порядка со средней частотой, равной частоте среза ФНЧ, и заданной полосой пропускания?
30. Можно ли реализовать ФНЧ второго порядка с комплексными полюсами по схеме на **Рис. 2.31** при включении ОУ неинвертирующим повторителем?
31. Какому условию должны удовлетворять сопротивления резисторов ФНЧ по схеме на **Рис. 2.31**, чтобы смещение нуля, обусловленное входными токами ОУ, было минимальным?
32. Найдите выражение для комплексного входного сопротивления ФНЧ по схеме на **Рис. 2.31**, полагая ОУ идеальным.
33. Какому условию должен удовлетворять коэффициент α в схеме на **Рис. 2.31**, чтобы схема была устойчива? ОУ полагаем идеальным.
34. Пусть вход ФВЧ, схема которого приведена на **Рис. 2.34**, подключён к выходу неинвертирующего повторителя на ОУ. Представляет ли его входное ёмкостное сопротивление угрозу для устойчивости повторителя? Обоснуйте свой ответ.
35. Найдите выражение для комплексного входного сопротивления ФВЧ по схеме на **Рис. 2.34**, полагая ОУ идеальным.
36. Имеем три каскадно включённых фильтра Бесселя второго порядка. Будет ли это устройство представлять собой фильтр Бесселя шестого порядка?

37. Какому условию должен удовлетворять коэффициент α в схеме заграждающего фильтра на **Рис. 2.39**, чтобы схема была устойчива? ОУ полагаем идеальным.
38. Перечислите преимущества активных фильтров, построенных на основе метода переменных состояния.
39. Выведите формулу передаточной функции полосового фильтра на двух ОУ (**Рис. 2.115**).

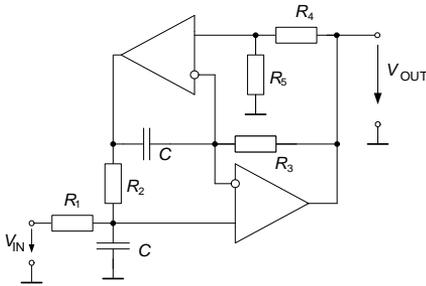


Рис. 2.115. Схема полосового фильтра на двух ОУ.

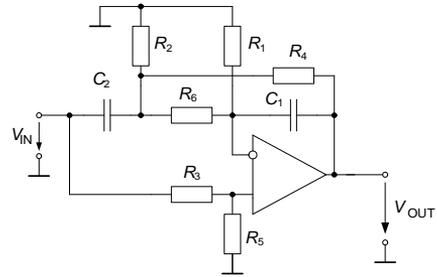


Рис. 2.116. Схема режекторного фильтра Боктора.

40. Выведите формулу передаточной функции режекторного фильтра Боктора (**Рис. 2.116**).
41. Для схемы на **Рис. 2.47** дано: $R_1 = R_3 = R_4 = 10$ кОм, $R_2 = 20$ кОм. Определите КОСС, полагая ОУ идеальным.
42. Измерительный усилитель выполнен по схеме **Рис. 2.47** на ОУ 140УД6. Параметры резисторов выбраны так, чтобы коэффициент усиления входного дифференциального сигнала составил 2000. Найдите погрешность, обусловленную конечным коэффициентом усиления ОУ.
43. Пусть в схеме измерительного усилителя на трёх ОУ (**Рис. 2.51**) $R_2 \neq R_3$. Как это повлияет на коэффициент ослабления синфазного сигнала?
44. Выведите формулу для определения коэффициента усиления дифференциального сигнала измерительного усилителя на трёх ОУ с учётом конечного значения коэффициентов усиления ОУ1 и ОУ2, полагая их одинаковыми, и при условии $R_4 = R_5 = R_6 = R_7$.
45. Чем определяется динамический диапазон логарифмирующего преобразователя?
46. Обоснуйте преимущество схемы логарифмирующего преобразователя с биполярным транзистором по сравнению со схемой с диодом.
47. Почему в схеме логарифмирующего преобразователя на транзисторе с заземлённой базой (**Рис. 2.58, а**) может возбудиться даже ОУ с полной внутренней коррекцией?
48. Чем объясняется нежелательность применения пассивных выпрямителей на диодах в измерительных схемах?
49. Чему равно выходное сопротивление инвертирующих измерительных однополупериодных выпрямителей в режиме, когда диод VD_1 закрыт, а VD_2 открыт (**Рис. 2.62**)?
50. Чему равно выходное сопротивление неинвертирующих измерительных однополупериодных выпрямителей в режиме, когда диод VD_1 закрыт, а VD_2 открыт (**Рис. 2.62**)?
51. В чём состоит преимущество инвертирующих измерительных однополупериодных выпрямителей перед неинвертирующими?

52. Чему равно входное сопротивление инвертирующих измерительных однополупериодных выпрямителей (**Рис. 2.62**)?
53. Начертите график переходной характеристики идеального двухполупериодного выпрямителя.
54. Чему равно выходное сопротивление двухполупериодного выпрямителя, выполненного по схеме на **Рис. 2.63**?
55. Укажите недостатки простейшей схемы двухполупериодного выпрямителя на ОУ с заземлённым диодом (**Рис. 2.64, а**).
56. Начертите примерный график переходной характеристики двухполупериодного выпрямителя на ОУ с заземлённым диодом (**Рис. 2.64, а**).
57. Начертите схему и обоснуйте вольтамперную характеристику модели идеального диода.
58. Чему равно входное сопротивление двухполупериодного выпрямителя на ОУ с заземлённым диодом (**Рис. 2.64, а**) для положительной и отрицательной полярности входного сигнала?
59. Как изменить полярность выходного напряжения двухполупериодного выпрямителя, схема которого приведена на **Рис. 2.65**?
60. Зависит ли выходное сопротивление двухполупериодного выпрямителя, схема которого приведена на **Рис. 2.65**, от полярности входного напряжения?
61. Чему равно входное сопротивление триггера Шмитта, выполненного по схеме **Рис. 2.75, а**? По схеме **Рис. 2.75, б**?
62. Предложите способы реализации переходной характеристики триггера Шмитта, несимметричной относительно оси ординат.
63. Чему равна амплитуда колебаний на инвертирующем входе ОУ автоколебательного мультивибратора (**Рис. 2.76**)?
64. Как влияет изменение питающих напряжений на частоту выходных импульсов автоколебательного мультивибратора (**Рис. 2.76**)?
65. Предложите способы обеспечения несимметрии выходных импульсов автоколебательного мультивибратора.
66. Как влияет изменение питающих напряжений на длительность выходных импульсов одновибратора (**Рис. 2.77**)?
67. Как изменится длительность выходного импульса одновибратора, если подать запускающий импульс спустя $t_1/2$ после окончания предыдущего импульса?
68. Изменится ли длительность выходного импульса одновибратора, если подать короткий запускающий импульс во время генерации текущего импульса? Если изменится, то как?
69. По каким причинам в схеме одновибратора (**Рис. 2.77**) в цепь запуска включают диод?
70. Какие изменения следует внести в схему на **Рис. 2.78** для того, чтобы генератор прямоугольного и треугольного напряжений создавал сигналы, близкие к пилообразным?
71. Генератор синусоидальных колебаний с мостом Вина—Робинсона (**Рис. 2.80**) генерирует колебания определённой амплитуды. Как изменится амплитуда колебаний при увеличении сопротивления резистора R_1 ?
72. Какие изменения следует внести в схему фильтра, построенного на основе метода переменных состояния (**Рис. 2.41**), чтобы он мог генерировать синусоидальные сигналы? Чем будут в этом случае отличаться напряжения V_{OUT} , V_1 и V_2 ?
73. Укажите преимущества функционального генератора (**Рис. 2.81**) по сравнению с генератором синусоидальных колебаний с мостом Вина—Робинсона (**Рис. 2.80**).
74. Какова может быть полярность напряжений V_x и V_y , прикладываемых ко входу перемножителя на полевом транзисторе, схема которого приведена на **Рис. 2.82**?

75. Какова может быть полярность напряжений V_x и V_y , прикладываемых ко входу перемножителя на основе управляемого источника тока (Рис. 2.83)?
76. Разработайте схему блока возведения в квадрат на основе идеального перемножителя.
77. Предложите схему блока извлечения квадратного корня на основе идеального перемножителя и ОУ. Определите допустимую полярность входного сигнала такого блока? Объясните, почему при другой полярности входного сигнала схема работать не будет.
78. Начертите схему блока определения среднеквадратичного значения периодически изменяющегося напряжения с использованием аналоговых перемножителей.
79. Начертите схему многодатчиковой цепи с ОУ (Рис. 2.101) для четырёх датчиков.
80. Посредством дифференциального усилителя AD629 и шунта сопротивлением 1 мОм измеряется ток силой 25 А в линии, находящейся под напряжением 200 В (см. Рис. 2.109, а). Определите составляющую погрешности измерения, обусловленную конечным значением КОСС усилителя.

Литература к главе 2

1. Op Amp Circuit Collection. — National Semiconductor. Application Note 31, 1978. February. 24 pp.
2. Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г. Справочник по активным фильтрам. М.: Энергоатомиздат, 1983. — 128 с.
3. Wong J. A Collection of Amp Applications // Analog Devices Inc.. — Appl. Note. 1997. — 17 pp
4. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. Т. 1. — М.: Додэка-XXI, 2008. — 828 с.
5. Пейтон А.Дж., Волш В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. — М.: БИНОМ, 1994. — 352 с.
6. Kester W., Wurcer S., Kitchin C. High Impedance Sensors // Practical design techniques for sensor signal conditioning. — Analog Devices Inc., 1999. — P. 5.1 — 5.40.
7. Kester W. Bridge Circuits // Practical design techniques for sensor signal conditioning. — Analog Devices Inc., 1999. — P. 2.1 — 2.19.
8. Kester W., Bryant J., Jung W. Temperature Sensors // Practical design techniques for sensor signal conditioning. — Analog Devices Inc., 1999. — P. 7.1 — 7.39.
9. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. — Л.: Энергоатомиздат, 1986. — 304 с.
10. Kugelstradt T. Integrated logarithmic amplifiers for industrial applications // Analog Applications Journal, 1Q, 2004, pp. 28...33.
11. Isolated Current and Voltage Transducers. Characteristics — Applications — Calculations // Published by LEM Coporate Communications. — LEM Geneva, Switzerland. 1996.
12. Волович Г., Савченко Е. Повышение точности измерительного трансформатора тока с помощью следящей обратной связи // Схемотехника. — 2005. — № 3. — С. 34 — 36.
13. Проектирование и применение операционных усилителей // под ред. Дж. Грэма, Дж. Тоби, Л. Хьюлсмана. — М.: Мир, 1974. — 510 с.
14. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. Т. 2. — М.: Додэка-XXI, 2008. — 942 с.
15. Волович Г., Купершляк-Юзефович Г. Измерительный мост с переключаемой диагональю измерений // Схемотехника. — 2006. — № 12. — С. 28 — 30.

СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

3.1. Широкополосные усилители

Высокочастотные и широкополосные приборы находят применение в области телекоммуникаций (радиовещание, телевидение и связь), а также в тех устройствах, где требуется усиление по мощности и передача сигналов, изменяющихся с большой скоростью. Это такие устройства, как формирователи видеоизображений на основе приборов с зарядовой связью (ПЗС), аналоговые узлы приводов компакт-дисков (CD) и DVD, кабельные видеоусилители, схемы управления жидкокристаллическими дисплеями высокого разрешения, буферные усилители на входе скоростных АЦП и выходе скоростных ЦАП, усилители ультразвуковых сигналов, драйверы и приёмники высокочастотных линий связи и др.

В отличие от обычных ОУ, важнейшими показателями качества которых являются большой коэффициент усиления, малые входные токи и малое напряжения смещения, основные требования к широкополосным усилителям суть большое значение высшей граничной частоты усиления и высокая скорость нарастания выходного напряжения. Дополнительные обязательные требования, вытекающие из характера нагрузки широкополосных усилителей: высокое допустимое значение выходного тока и устойчивая работа на ёмкостную нагрузку. Поскольку, как это и следует из их названия, широкополосные усилители усиливают сигналы в широкой полосе частот, особые требования предъявляются к ним в отношении минимума спектральной плотности шума. В самом деле, расширение полосы пропускания усилителя в 100 раз приводит при равномерной спектральной плотности шума к увеличению среднеквадратичного значения шума в 10 раз. Поэтому обычные значения спектральной плотности напряжения шума, приведенного ко входу, для широкополосных ОУ составляют единицы или даже доли $\text{нВ/Гц}^{0.5}$. Например, ОУ AD8099 имеет $e_N = 0.5 \text{ нВ/Гц}^{0.5}$, а ОУ LMH6624 — $e_N = 0.92 \text{ нВ/Гц}^{0.5}$.

Наряду с общими для всех усилителей параметрами для схем с широкополосными усилителями имеют важное значение:

- **Коэффициент стоячей волны напряжения (КСВН)** — отношение максимального среднеквадратичного значения напряжения в линии связи к минимальному. В идеале равен единице. Показывает, какая часть мощности, поступающей от источника сигнала, отражается от нагрузки.
- **Изоляция входа от выхода** — малосигнальная характеристика переменного тока, показывающая, какая часть сигнала, поступающего на выход усилителя, вернётся в его входную цепь через паразитные связи.

3.1.1. Работа транзисторного усилительного каскада на высоких частотах

Прохождение высокоскоростных сигналов по электрическим цепям имеет ряд особенностей, из которых важнейшими являются сильное влияние паразитных параметров (в первую очередь ёмкостей) и явления, присущие длинным линиям, которые имеют место при соизмеримости длин волны сигнала и линии.

Как известно, из трёх основных схем включения транзистора наибольшим коэффициентом усиления по мощности обладает схема с общим эмиттером (ОЭ) (Рис. 3.1, а). Однако эта схема имеет и наихудшие частотные свойства. Всему виной эффект Миллера (см. подраздел 1.4.2), вызванный ёмкостной отрицательной обратной связью и превращающий усилитель на высоких частотах в грубое подобие интегратора. Постоянная времени этой цепи согласно упрощённой ВЧ-модели каскада с общим эмиттером, приведённой на Рис. 3.1, б, определяется выражением

$$\tau = (1 + K_V)C_{CB}(R_S || r_B), \quad (3.1)$$

где K_V — коэффициент усиления каскада на средних частотах. Проще всего можно расширить полосу частот каскада с ОЭ, включив последовательно в цепь коллектора индуктивность в несколько микрогенри (Рис. 3.1, в), которая скорректирует спад в области высоких частот. Именно так строятся широкополосные усилители ERA-xSM фирмы Mini-Circuits, имеющие усиление до 20 дБ в полосе частот 0...8 ГГц, и TSH690 фирмы ST Microelectronics с усилением 20 дБ в полосе частот 40...900 МГц.

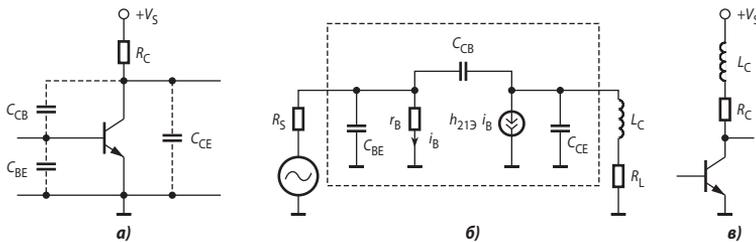


Рис. 3.1. Каскад с общим эмиттером и его ВЧ модель.

Принципиальная схема усилителя ERA-3SM приведена на Рис. 3.2, а, а типовая схема включения — на Рис. 3.2, б. ИМС выполнена на основе арсенида галлия и помещена в миниатюрный корпус диаметром около 2.2 мм и высотой 1.5 мм с четырьмя полосковыми выводами.

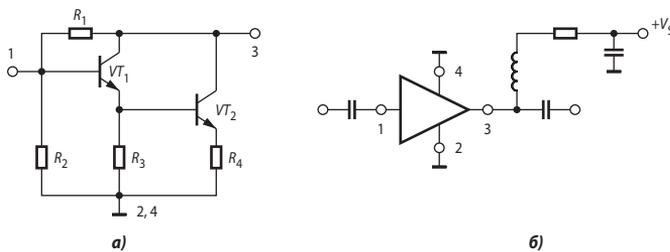


Рис. 3.2. Принципиальная схема усилителя ERA-3SM.

В схеме с общей базой эффект Миллера отсутствует, но для усиления сигнала по мощности источник сигнала должен быть низкоомным, а нагрузка — высокоомной, что не всегда возможно. Каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель) также обеспечивает широкую полосу пропускания, но не усиливает сигнал по напряжению. Поэтому для построения широкополосных усилителей часто применяют более сложные составные схемы включения транзисторов, представленные на Рис. 3.3 (цепи смещения не показаны). Первая из этих схем (Рис. 3.3, а) может быть использована для построения магистральных усилителей (драйверов линий), имеющих входное и выходное сопротивления

по 50 Ом, а также в приёмниках ультразвуковых сигналов. Достаточное усиление сигнала по напряжению обеспечивается подключением к выходу каскада усиления напряжения с общей базой на транзисторе VT_1 эмиттерного повторителя на транзисторе VT_2 .

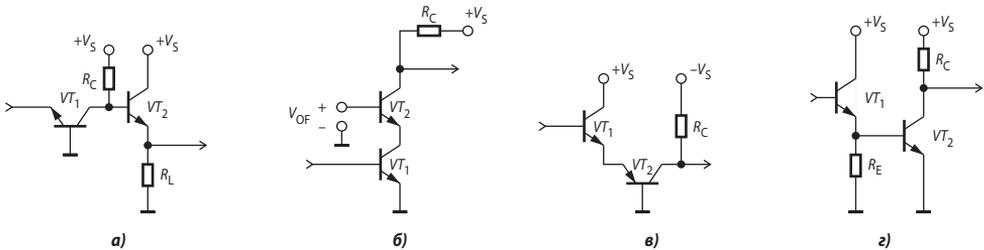


Рис. 3.3. Составные высокочастотные схемы включения транзисторов.

В каскодной схеме (Рис. 3.3, б) эффект Миллера практически устранён фиксацией потенциалов коллектора транзистора VT_1 и базы транзистора VT_2 . На базе такого усилительного каскада построены однокаскадные дифференциальные усилители: LM6361, имеющий $K_V = 3000$, $f_T = 50$ МГц и скорость нарастания 300 В/мкс, и THS4001 ($K_V = 10000$, $f_T = 270$ МГц и 400 В/мкс). Схема на Рис. 3.3, в широко используется во входных каскадах ОУ. Здесь эффект Миллера также устраняется фиксацией потенциалов коллектора транзистора VT_1 и базы транзистора VT_2 . Низкое выходное сопротивление эмиттерного повторителя на VT_1 (Рис. 3.3, з) позволяет заметно снизить постоянную времени звена обратной связи каскада с ОЭ на транзисторе VT_2 , как это следует из (3.1), и повысить частоту среза. Эта схема часто применяется в каскадах усиления напряжения ОУ.

3.1.2. Применение ОУ для усиления радиочастотных сигналов

С появлением ОУ с частотой единичного усиления свыше 300 МГц у разработчиков появились новые возможности при построении устройств для усиления и преобразования радиочастотных сигналов. ОУ имеют ряд преимуществ в применении перед обычными ВЧ усилителями. Сравнение усилителей этих классов приведено в Табл. 3.1 [3.1].

Типовые схемы включения ОУ в качестве ВЧ усилителей представлены на Рис. 3.4. Неинвертирующее включение (Рис. 3.4, а) отличается от традиционного наличием резисторов R_C и R_{OUT} на входе и выходе усилителя. Эти резисторы обеспечивают согласование входа и выхода усилителя со стандартным коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом. Поскольку выходное сопротивление ОУ растёт с увеличением частоты, для компенсации этого увеличения параллельно следует включить компенсирующий конденсатор C_K ёмкостью 5...20 пФ. Такая мера позволяет снизить КСВН в области высоких частот (сотни мегагерц) на 30...40%.

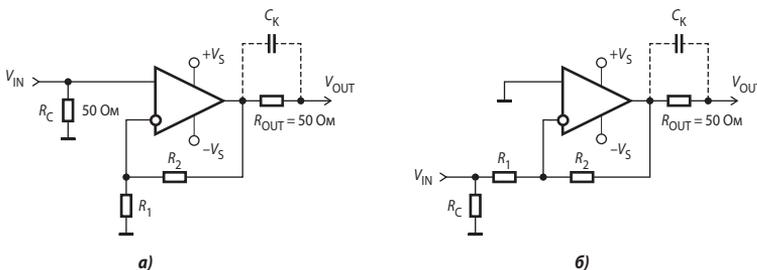


Рис. 3.4. Типовые схемы включения ОУ в качестве ВЧ усилителей.

Таблица 3.1. Сравнение параметров ВЧ усилителя и широкополосного ОУ

Параметр	ВЧ усилитель	Широкополосный ОУ
Усиление	Почти всегда фиксировано	Легко настраивается в очень широком диапазоне
Полоса	Ограничена снизу ёмкостью разделительных конденсаторов. Может достигать очень высоких частот (выше 100 ГГц). Обычно составляет две декады	Начинается от постоянного тока. Удовлетворяют требованиям к равномерности АЧХ, принятым для ВЧ усилителей в диапазоне до сотен мегагерц
Коэффициент стоячей волны напряжения входа/выхода	Типичное значение 1.5	Может быть настроен намного лучше для конкретной частоты, чем ВЧ усилитель
Изоляция входа от выхода	От 20 до 30 дБ считается хорошим показателем. Мало зависит от частоты	Возможна намного лучшая изоляция. Ухудшается на высоких частотах. Лучше при неинвертирующем включении, чем при инвертирующем
Коэффициент шума	Может быть очень низким. Типичные значения 2...5 дБ	Зависит от усиления. При больших усилениях лучше, но не менее 12 дБ для типичных ОУ. Схематехнически может быть снижен до < 5 дБ
Коэффициент подавления двухгонарльных интермодуляционных искажений	Средние уровни. Мало зависят от частоты	Очень хорошее подавление для стабилизированного питания. Сильно ухудшается с ростом частоты. Могут быть снижены на низких частотах
Амплитудные искажения	Хорошие уровни при питании от стабильных источников напряжения. Мало зависят от частоты	Требуются большие диапазоны напряжений питания для той же выходной мощности, что у ВЧ усилителей. Быстро увеличиваются с ростом частоты из-за ограниченной скорости нарастания выходного напряжения
Ток питания	Обычно однополярное питание. Большие токи покоя	Биполярное питание. Почти всегда возможно однополярное питание. Сравнительно малые токи покоя

На **Рис. 3.4, б** представлена схема инвертирующего включения ОУ. Поскольку входное сопротивление схемы должно быть согласовано с источником сигнала, необходимо чтобы $R_C \parallel R_1 = 50 \text{ Ом}$.

Если полоса частот усиливаемых сигналов начинается не от нуля, то можно применить схемы с однополярным питанием (**Рис. 3.5**). Здесь входное согласующее сопротивление R_C неинвертирующей схемы (**Рис. 3.5, а**) должно вычисляться из условия $R_C \parallel (R/2) = 50 \text{ Ом}$, а инвертирующей (**Рис. 3.5, б**) — из условия $R_C \parallel R_1 = 50 \text{ Ом}$.

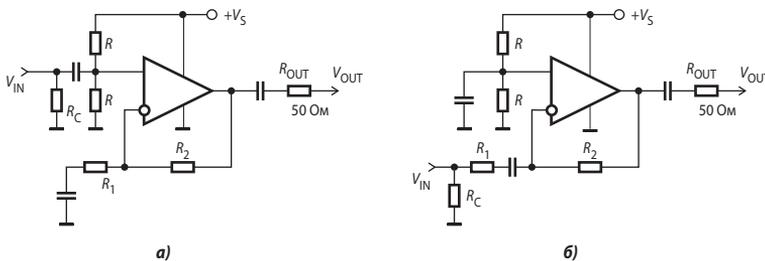


Рис. 3.5. Схемы включения ОУ с однополярным питанием в качестве ВЧ-усилителей.

Значительная часть скоростных ОУ имеет выводы для отключения питания, обозначаемые «Shut Down» или «Disable/Enable», что позволяет использовать эти ОУ в качестве ключей для переключения высокочастотных сигналов. Обычные КМОП-ключи на частотах в десятки и сотни мегагерц вносят значительные нелинейные и частотные искажения и ослабляют передаваемые сигналы. На **Рис. 3.6** приведена схема коммутатора 2×1 на ОУ. Два скоростных ОУ соединены выходами, но это не приводит к конфликту, т. к. один из них выключен управляющим сигналом низкого уровня, поданным на вывод «Е». При этом его выходное сопротивление имеет значительно большую величину, чем выходное сопротивление включённого ОУ. Например, полное выходное сопротивление включённого ОУ ADA4899-1 при $K = 1$ на частоте 1 МГц равно 0.07 Ом, а выключенного — 15 кОм. На частоте 10 МГц эти же величины составляют соответственно 0.7 Ом и 1.8 кОм.

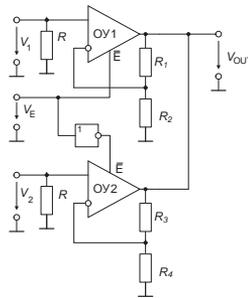


Рис. 3.6. Схема коммутатора 2×1 на ОУ.

3.1.3. Широкополосные ОУ с обратной связью по току

Как указано в **Табл. 3.1**, быстродействующие ОУ проигрывают обычным ВЧ усилителям по уровню амплитудных искажений. Это объясняется сравнительно малыми значениями предельной скорости нарастания выходного напряжения ОУ, что обусловлено медленным перезарядом внутренних ёмкостей усилителя малыми токами входных каскадов (см. подраздел 1.6.4). В последние годы многие фирмы предлагают так называемые ОУ с обратной связью по току (ОСТ), которые обеспечивают исключительно высокие скорости нарастания. Основное отличие этих усилителей от обычных (с обратной связью по напряжению — ОСН) заключается в схемотехнике входного каскада. На **Рис. 3.7** изображены упрощённые типичные схемы входных каскадов усилителей ОСН (*а*) и ОСТ (*б*). Отличия их очевидны. Усилители ОСН имеют лучшие точностные характеристики, чем ОСТ. Большинство ОСН-усилителей имеет:

- низкое входное напряжение смещения;
 - согласованные по величине весьма малые входные токи;
 - большое значение коэффициента подавления нестабильности питания K_{PSR} ;
 - хорошее подавление синфазного сигнала (КОСС).
- Характерными чертами входного каскада ОСТ-усилителя являются:
- заметное смещение входного напряжения;
 - несогласованные входные токи.

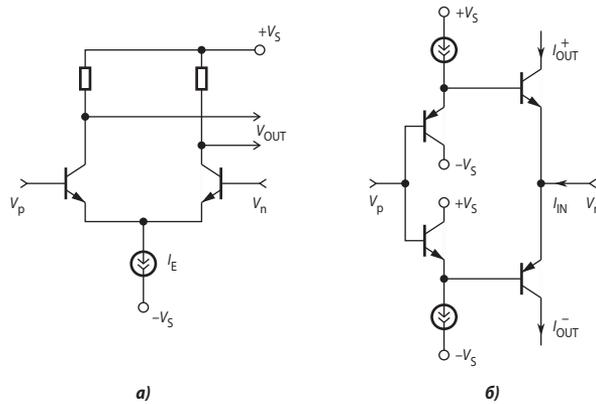


Рис. 3.7. Схемы входных каскадов усилителей ОСН (а) и ОСТ (б).

Входной каскад типичного ОСТ-усилителя представляет собой буфер (повторитель) напряжения. Для того чтобы напряжение смещения было равно нулю, необходимо, чтобы напряжение между эмиттерами $n-p-n$ -транзисторов было бы равно напряжению между эмиттерами $p-n-p$ -транзисторов. Так как транзисторы разного типа проводимости создаются на различных стадиях изготовления ИМС, такое согласование трудно обеспечить. Входные токи в ОСТ-усилителях также сильно различаются. Во время как ток неинвертирующего входа равен разности двух базовых токов, ток инвертирующего входа — это разность эмиттерных токов, которые в десятки раз больше базовых. Как следствие, входные токи и входные сопротивления ОСТ-усилителя могут сильно различаться. Например, у трёхканального видео ОСТ-ОУ AD813 типичные входные токи составляют 0.5 мкА (неинвертирующий вход) и 5 мкА (инвертирующий вход). Для выравнивания входных токов покоя во многих моделях ОСТ-усилителей базы входных транзисторов неинвертирующего входа соединяют с их коллекторами (Рис. 3.8). Это также облегчает согласование транзисторов с целью уменьшения напряжения смещения нуля. Как следствие, входные токи покоя ОУ THS3001 составляют 1 и 2 мкА. В то же время динамические входные сопротивления этого усилителя равны 1.5 МОм по неинвертирующему входу и 15 Ом — по инвертирующему.

Одно из основных преимуществ ОСТ-усилителей состоит в том, что они требуют меньшего количества каскадов усиления по напряжению, чем усилители с ОСН. Часто ОУ с ОСТ состоит просто из входного буфера, одного каскада усиления напряжения и буфера выхода. Меньшее число каскадов усиления напряжения означает меньшее запаздывание по фазе в разомкнутой системе. Базисная ОСТ-топология — однокаскадный усилитель (Рис. 3.8). Единственный высокоимпедансный узел в схеме — это точка подключения к входу выходного буфера. Усилители с ОСН требуют двух или даже большего количества каскадов усиления по напряжению. Это увеличивает порядок системы и ухудшает устойчивость, что вызывает необходимость уменьшения полосы пропускания усилителя.

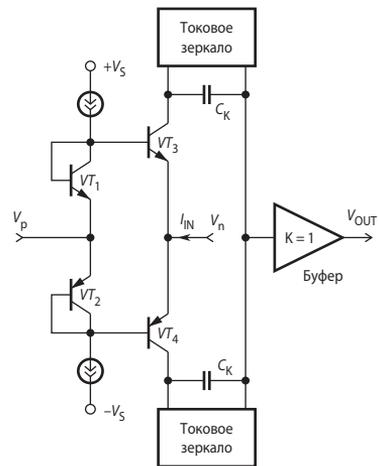


Рис. 3.8. Упрощённая схема ОСТ-усилителя.

Искажение сигнала операционным усилителем определяется нелинейностью его переходной характеристики и максимальной скоростью нарастания его выходного напряжения. Вследствие высокой симметрии схемы ОСТ-усилители отличаются высокой линейностью переходной характеристики. Для ОСТ-усилителей также характерна более высокая скорость нарастания выходного напряжения. Из **Рис. 3.8** видно, что скорость нарастания определяется токами, которыми транзисторы VT_3 и VT_4 могут заряжать конденсаторы коррекции C_K . В отличие от ОСН-усилителей этот ток не ограничен каким-либо фиксированным значением. В первом приближении можно считать, что в ОСТ-схемотехнике нет предела скорости нарастания. В частности, ОУ THS3201 обладает максимальной скоростью нарастания выходного напряжения 10500 В/мкс. Некоторые ОСН-усилители, например LM7171, имеют входной каскад, выполненный по ОСТ-схеме, но сигнал поступает на инвертирующий вход через буферный усилитель. Это расширяет возможные схемы построения цепей обратной связи таких усилителей с сохранением высоких динамических характеристик.

Рассмотрим характеристики ОСТ-усилителя с разомкнутой обратной связью. На **Рис. 3.9, в** представлена эквивалентная малосигнальная схема такого усилителя в неинвертирующем включении. Будем полагать входные характеристики усилителя идеальными. Для ОСТ-усилителя это означает $R_{IN(НЕИНВ)} = \infty$, $R_{IN(ИНВ)} = 0$, $V_{OFF} = 0$. Найдём передаточную функцию этой схемы. Справедливы уравнения [3.2]

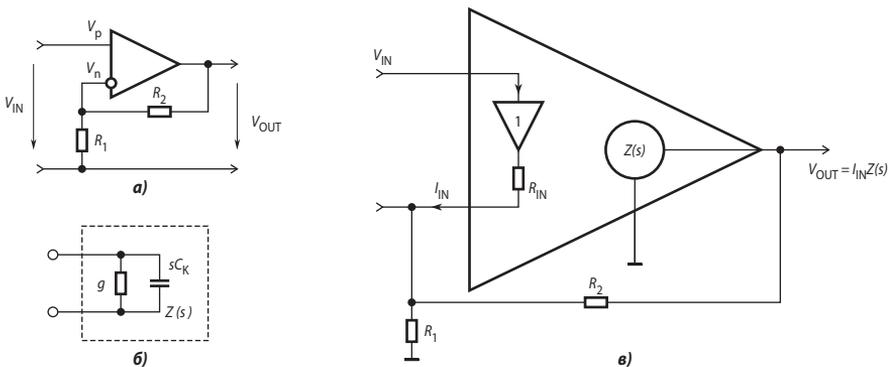


Рис. 3.9. Схемы ОСТ-усилителей: а) неинвертирующее включение, б) схема замещения передаточной проводимости ОСТ-усилителя, в) эквивалентная схема неинвертирующего ОСТ-усилителя для малого сигнала.

$$I_{IN} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{R_2} + \frac{V_{IN}}{R_1}, \quad (3.2)$$

$$V_{OUT} = I_{IN} Z(s), \quad (3.3)$$

где $Z(s)$ — передаточный импеданс — основной усилительный параметр ОСТ-усилителя. Типичные значения передаточного импеданса для постоянного тока ОСТ-усилителей лежат в пределах от сотен килоом до сотен мегаом. Подставив (3.3) в (3.2), после преобразований найдём

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{Z(s)}}. \quad (3.4)$$

Положим

$$(R_1 + R_2)/R_1 = K. \tag{3.5}$$

Передаточный импеданс может быть отображён схемой замещения на **Рис. 3.9, б**. Тогда

$$Z(s) = 1/(g + sC_C), \tag{3.6}$$

что соответствует реальным частотным характеристикам ОСТ-усилителя. Подставив (3.5) и (3.6) в (3.4), окончательно получим

$$W(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{K}{1 + R_2g + sR_2C} \approx \frac{K}{1 + sR_2C}. \tag{3.7}$$

Выражение (3.7) позволяет сделать важный вывод:

Полоса пропускания и усиление ОСТ-усилителя могут быть установлены независимо друг от друга.

Действительно, при регулировке коэффициента усиления изменением сопротивления резистора R_1 верхняя граничная частота $f_B = 1/2\pi R_2C$ не меняется. Для инвертирующего включения аналогичным способом можно получить

$$W(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + R_2g + sR_2C} \approx -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sR_2C}, \tag{3.8}$$

а это означает возможность независимой регулировки усиления и полосы пропускания ОСТ-усилителя и при инвертирующем включении. Для ОСН-усилителя, как это следует из материалов раздела 1.6, это принципиально невозможно.

Подводя итог изложенному, можно констатировать следующие преимущества усилителей каждого типа:

ОСН-усилители	ОСТ-усилители
<ul style="list-style-type: none"> • Более низкий шум • Лучшее преобразование сигналов постоянного тока • Большая свобода выбора цепей обратной связи 	<ul style="list-style-type: none"> • Большие скорости нарастания • Меньшие искажения • Независимость полосы пропускания от усиления

Анализ устойчивости ОСТ-усилителей. При первом взгляде на передаточные функции ОСТ-усилителя (3.7), (3.8) может создаться впечатление, что, поскольку они имеют первый порядок, устойчивость обеспечивается при любых резистивных обратных связях. На самом деле это не так. Входной и выходной буферные каскады, хотя не усиливают и не ослабляют сигналы по напряжению, однако на очень высоких частотах создают заметные отрицательные фазовые сдвиги, уменьшающие запасы устойчивости. Типичные ЛАЧХ и ЛФЧХ ОСТ-усилителя приведены на **Рис. 3.10**. Для анализа устойчивости используем уточнённую схему замещения, показанную на **Рис. 3.11, а**. Для этой схемы можно записать следующую систему уравнений [3.4]:

$$I_{IN} = I_1 - I_2, \tag{3.9}$$

$$I_{IN} = \frac{V_n}{R_1} + \frac{V_n - V_{OUT}}{R_2}, \tag{3.10}$$

$$V_{OUT} = I_{IN}[\alpha_2 \cdot Z(s)] - I_2 R_{OUT}, \tag{3.11}$$

$$V_n = \alpha_1 V_{IN} - I_{IN} R_{IN}. \tag{3.12}$$

Преобразовав эту систему, найдём передаточную функцию усилителя, охваченного обратной связью

$$\Phi(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\alpha_1 \cdot K \left(1 + \frac{R_{OUT}}{K \cdot \alpha_2 \cdot Z(s)} \right)}{R_2 + R_{IN} \cdot K + R_{OUT} \left(1 + \frac{R_{IN}}{R_1} \right) + \frac{R_{OUT}}{\alpha_2 \cdot Z(s)}}. \quad (3.13)$$

Здесь $K = 1 + R_2/R_1$ — коэффициент усиления схемы. Типичные значения R_{IN} для ОСТ-усилителей находятся в пределах от 8 до 500 Ом, а R_{OUT} — от 5 до 25 Ом.

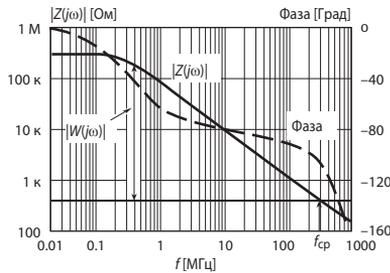


Рис. 3.10. Типичные ЛЧХ ОСТ-усилителя.

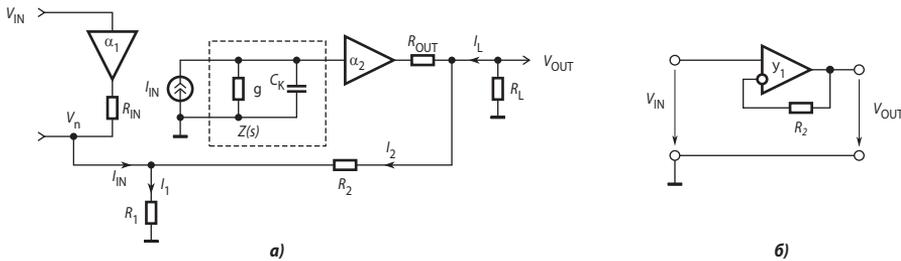


Рис. 3.11. Уточнённая схема замещения ОСТ-усилителя.

Величина

$$W(s) = \frac{\alpha_2 \cdot Z(s)}{R_2 + R_{IN} \cdot K + R_{OUT} \left(1 + \frac{R_{IN}}{R_1} \right)} \quad (3.14)$$

представляет собой передаточную функцию разомкнутой петли обратной связи, а её знаменатель, который мы обозначим R_T ,

$$R_T = R_2 + R_{IN} \cdot K + R_{OUT} \left(1 + \frac{R_{IN}}{R_1} \right), \quad (3.15)$$

является статическим коэффициентом передачи и, следовательно, аналогом коэффициента $1/\beta$, используемого для анализа устойчивости ОСН-усилителей (см. раздел 1.6). Как видно из выражений (3.4)—(3.7), значение R_T определяет полосу пропускания усилителя.

Пример 3.1

Пусть ОСТ-усилитель AD8001 включён по неинвертирующей схеме (Рис. 3.9, а) с $K = 2$. Оценим его запасы устойчивости. Логарифмические частотные характеристики передаточного импеданса этого усилителя приведены на Рис. 3.10. Параметры усилителя $R_{IN} = 50 \text{ Ом}$, $R_{OUT} = 15 \text{ Ом}$. Полагаем модуль α_2 в рассматриваемой полосе частот равным единице. Выберем $R_1 = R_2 = 300 \text{ Ом}$. По формуле (3.15) найдём $R_T = 417 \text{ Ом}$. Как видно, вклад R_2 в R_T и, следовательно, в ширину полосы пропускания, — определяющий. Напротив, значение R_1 ни на устойчивость, ни на полосу пропускания практически не влияет. Из (3.14) следует, что

$$20\lg|W(j\omega)| = 20\lg|\alpha_2 Z(j\omega)| - 20\lg R_T.$$

Из частотных характеристик видно, что схема обладает достаточным запасом устойчивости по фазе ($> 60^\circ$) при полосе пропускания 300 МГц.

Анализ ЛЧХ передаточного импеданса на Рис. 3.10 в частности показывает, что уменьшение сопротивления резистора R_2 приводит к увеличению контурного коэффициента усиления и частоты среза системы. В результате запас устойчивости по фазе уменьшается и схема может потерять устойчивость. Поэтому в схеме неинвертирующего повторителя на ОУ с ОСТ обязательно включают резистор между выходом и инвертирующим входом (Рис. 3.11, б), сопротивление которого определяют исходя из необходимых запасов устойчивости по фазе.

3.1.4. Особенности применения ОУ с ОСТ

Инвертирующий вход усилителя с ОСТ имеет низкий импеданс. Благодаря этому, а также тому, что суммирующая точка имеет потенциал общей точки даже до окончания времени установления сигнала в петле ОС, усилители с ОСТ будут очень хорошо работать при инвертирующем включении, т. к. в суммирующей точке петли ОС выбросы напряжения не возникают, в отличие от усилителей с ОСН. При этом усилитель с ОСТ обеспечивает также максимальную скорость нарастания выходного сигнала [3.8].

Усилитель с ОСТ можно включить по схеме преобразователя ток—напряжение, но с некоторыми оговорками: полоса пропускания усилителя зависит от величины сопротивления резистора ОС. Кроме того, токовый шум инвертирующего входа может быть довольно велик. При усилении слабых сигналов увеличение сопротивления в цепи ОС увеличит шум резистора и сузит полосу пропускания, поэтому, в частности, применение ОУ с ОСТ для усиления сигналов фотодиода нецелесообразно.

При реализации на ОУ с ОСТ дифференциального усилителя по схеме на Рис. 2.41 возникают проблемы, связанные с тем, что на низких частотах коэффициент ослабления синфазного сигнала такого дифференциального усилителя ограничен точностью соотношений внешних резисторов. При точности резисторов 0.1% КОСС составляет величину порядка 66 дБ. На более высоких частотах начинает играть роль постоянная времени, определяемая входными импедансами. Быстродействующие усилители с ОСН обычно обладают весьма высокой степенью совпадения ёмкостей двух входов. При использовании таких усилителей КОСС может достигать 60 дБ на частоте 1 МГц. Но в усилителях с ОСТ входы не сбалансированы, и их ёмкость может заметно различаться. Это означает, что для неинвертирующего (низкоимпедансного) входа нужно применять низкоомные резисторы (100...200 Ом), чтобы за их счёт минимизировать разброс постоянных времени двух входов.

3.1.5. Усилители дифференциальных линий

Линии передач ВЧ сигналов имеют существенные отличия от линий связи, используемых в НЧ приборах. Эти отличия обусловлены соизмеримостью длины ВЧ линий с длиной волны передаваемых сигналов, необходимостью защиты от проникновения помех

в очень широкой полосе частот. В НЧ устройствах, как правило, стараются обеспечить минимальный выходной импеданс источников сигналов и максимальный входной импеданс приёмников. Это обеспечивает максимальное усиление сигнала по напряжению. Требование к передаче радиочастотных сигналов иное: полные выходные сопротивления источников и приёмников сигналов должны быть равны волновому сопротивлению линии связи — «согласованная» передача. При этом отсутствуют отражения сигналов от концов линии и, следовательно, обеспечивается передача максимальной мощности сигнала в направлении от источника к приёмнику.

В качестве линий передачи ВЧ сигналов обычно используются коаксиальные кабели и витые пары — экранированные и неэкранированные. Коаксиальные кабели с несимметричными передатчиком и приёмником представляют собой несимметричную систему связи, и синфазные помехи оказывают на экран и центральный проводник разное воздействие, что снижает помехозащищённость передачи. Намного более высокую помехоустойчивость при передаче сигналов можно получить, используя дифференциальные системы связи, которые формируют из исходного несимметричного сигнала $v_C(t)$ пару противофазных напряжений $+v_C(t)$ и $-v_C(t)$, и передают их по витой паре проводов, симметричной относительно «массы». В конце линии их принимает дифференциальный приёмник, который при необходимости вновь преобразует эту пару в несимметричный сигнал.

Таким образом, оборудование дифференциальной линии связи в общем случае включает помимо собственно линий в виде витых пар, ещё и драйверы линий (ДЛ), магистральные усилители (МУ) (компенсирующие затухание сигнала в линии), и дифференциальные приёмники (ДП) (Рис. 3.12).

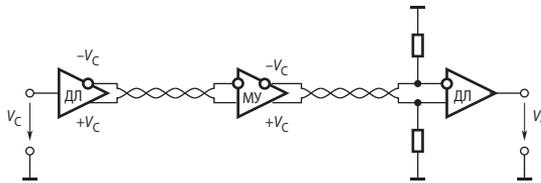


Рис. 3.12. Дифференциальная линия связи.

Схема простейшего драйвера дифференциальной линии приведена на Рис. 3.13. Здесь усилители конфигурированы как неинвертирующий (Y_1) и инвертирующий (Y_2) повторители. Резистор, включённый между входами Y_1 , придаёт ему коэффициент усиления шума (иначе говоря, коэффициент петлевого усиления) такой же, как и у Y_2 , т. е. равный двум, что желательно с точки зрения равенства запасов устойчивости усилителей и качества переходных процессов. Амплитуда выходного дифференциального напряжения в два раза превосходит амплитуду входного несимметричного сигнала. Недостатком этой схемы является низкое входное сопротивление. Фирма National Semiconductor выпускает сдвоенный буферный усилитель CLC5612 со встроенными резисторами обратных связей сопротивлением по 1 кОм, на основе которой схема на Рис. 3.13 может быть построена практически без дополнительных внешних элементов.

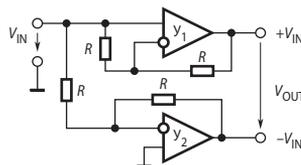


Рис. 3.13. Схема простейшего драйвера дифференциальной линии.

Два типа преобразователей несимметричного входного сигнала в симметричный дифференциальный сигнал имеют высокое входное сопротивление. Первый из них показан на **Рис. 3.14**.

На неинвертирующий вход усилителя Y_1 подаётся входной сигнал, в то время как такой же вход Y_2 соединён с общей точкой схемы. Таким образом, инвертирующий вход Y_2 является виртуальной землёй. Поэтому при указанных на схеме параметрах Y_1 усиливает без инвертирования входной сигнал в пять раз — $(1 + R_1/R_K)$. Сигналы на входах усилителя Y_1 равны, поэтому напряжение на верхнем выводе резистора R_K равно V_{IN} . В таком случае усилитель Y_2 усиливает напряжение в пять раз с инвертированием — $(-R_2/R_K)$. Таким образом, напряжения двух выходов изменяются в противоположных направлениях с одинаковой амплитудой и создают симметричный дифференциальный сигнал.

Эта схема может работать с различным усилением при надлежащем выборе сопротивлений резисторов. Но, вообще говоря, чтобы изменить усиление схемы нужно поменять сопротивления двух резисторов. Кроме того, коэффициенты усиления шума усилителей в этой схеме различны, а раз так, то полосы пропускания усилителей не будут согласованы.

Вторая схема, не имеющая ни одного из недостатков, присущих предыдущей схеме, может быть выполнена на сдвоенном ОСТ-усилителе (**Рис. 3.15**). Эта схема, построенная, например, на AD815 может быть использована как мощный дифференциальный драйвер, отдающий в линию ток до 0.5 А при размахе выходного сигнала до 40 В. Для этой схемы справедливо уравнения

$$V_p = \frac{V_{IN}R_2 + V_2R_1}{R_1 + R_2}, \quad (3.16)$$

$$V_n = \frac{V_1R_4 + V_2R_3}{R_3 + R_4}, \quad (3.17)$$

$$V_2 = -V_1. \quad (3.18)$$

Учитывая, что $V_p = V_n$, из системы (3.16)–(3.18) найдём при условии $R_3 = R_4$

$$V_1 = \frac{R_2}{R_1} V_{IN}, \quad (3.19)$$

$$V_2 = -\frac{R_2}{R_1} V_{IN}. \quad (3.20)$$

Как видно, коэффициент передачи драйвера может быть установлен выбором сопротивления одного резистора. Коэффициенты усиления разомкнутых петель обратной связи обоих усилителей согласуются.

Схема *магистрального усилителя* приведена на **Рис. 3.16**. Он имеет по два симметричных входа и выхода. Коэффициент передачи усилителя равен

$$K_{МУ} = 1 + \frac{2R_2}{R_1}.$$

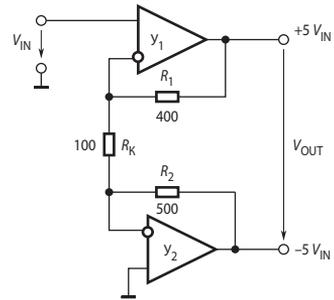


Рис. 3.14. Драйвер линии с высоким входным сопротивлением.

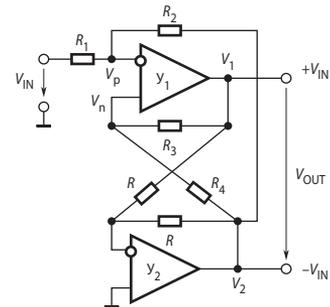


Рис. 3.15. Усовершенствованная схема дифференциального драйвера.

Включение трансформатора на выходе усилителя упрощает согласование усилителя с линией. Фирма Maxim производит однокристалльный магистральный усилитель MAX4147 с $K_{МУ} = 2$. Полоса пропускания усилителя — 350 МГц, а скорость нарастания — 3600 В/мкс. Более удобно применение в качестве магистральных полностью дифференциальных усилителей, которые будут рассмотрены ниже в подразделе 3.1.6.

В качестве *дифференциального приёмника* обычно применяется скоростной дифференциальный усилитель, построенный по трёхусилительной схеме (Рис. 3.17). Типичным примером является MAX4144. Его коэффициент усиления составляет 2, полоса пропускания — 130 МГц, а скорость нарастания — 1000 В/мкс. Семейство микросхем, специально спроектированных по трёхусилительной схеме как приёмник дифференциальной линии, — MAX4444/5, обладает более высоким быстродействием. MAX4444 с фиксированным усилением $K = 2$ имеет полосу пропускания 550 МГц (тип.) по уровню -3 дБ, а скорость нарастания — 5000 В/мкс. Коэффициент усиления MAX4445 устанавливается внешним резистором. По условию устойчивости он должен быть больше 2. Недостатком указанных усилителей является сравнительно низкий КОСС — 50 дБ на частоте 10 МГц.

Если необходимо достичь более высоких значений КОСС на высокой частоте, то лучше применить дифференциальный усилитель, такой как, например, уже упоминавшийся в подразделе 2.4.4 ИУ с активной обратной связью AD8129/30 фирмы Analog Devices. Эти усилители обеспечивают КОСС не менее 94 дБ на частоте 100 кГц, 80 дБ на частоте 2 МГц и 70 дБ на частоте 10 МГц. Коэффициент усиления устанавливается внешними резисторами, причём AD8130 может иметь единственный коэффициент усиления, а для AD8129 он должен быть более 10 по условиям устойчивости.

Ниже, в Табл. 3.2 приведены некоторые сравнительные характеристики широкополосных усилителей.

3.1.6. Особенности проектирования печатных плат для схем с широкополосными усилителями

Когда ОУ работает с ВЧ сигналами, основные характеристики схемы сильно зависят от топологии печатной платы (ПП). При работе на частотах в десятки и сотни мегагерц хорошо спроектированная «на бумаге» схема может преподнести неприятные сюрпризы разработчику, плохо продумавшему трассировку ПП. Ниже приводятся некоторые соображения, изложенные в статье [3.12], которые могут быть полезны при разработке ВЧ схем.

Если разработчик схемы сам не проектирует печатную плату, он должен составить для конструктора печатной платы подробную инструкцию, включающую формы сигналов в линиях, максимальную длину дорожек, площади, на которых нельзя размещать детали, детали, которые обязательно должны быть на верхней стороне ПП, краткие определения работы схемы и т. д.

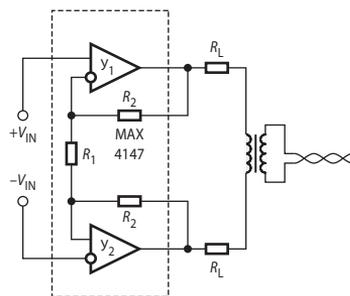


Рис. 3.16. Схема магистрального усилителя.

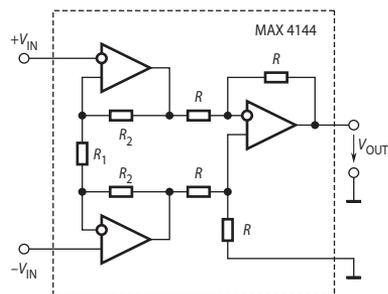


Рис. 3.17. Схема магистрального приёмника.

Указания конструктору ПП должны включать: краткое описание функции схемы; эскиз платы, на котором показаны расположения входов и выходов; конструктив платы (т. е. толщина платы, количество слоёв, подробности сигнальных слоёв, а также поверхностей питания, земли — аналоговой и цифровой); сигналы, которые должны быть на каждом слое; размещение критичных элементов; точное размещение развязывающих элементов; критичные дорожки; линии с согласованным импедансом; дорожки одинаковой длины; размеры элементов; дорожки вдали (или вблизи) друг от друга; цепи дальше (или ближе) друг от друга; элементы вдали (или вблизи) друг от друга; элементы на верхней и на нижней стороне печатной платы.

Таблица 3.2. Основные характеристики широкополосных усилителей

Наименование ОУ	Напряжение питания [В]	K_V [В/мВ] (Z_T [МОм])	КОСС [дБ]	V_{OFF} [мВ]	Входной ток [нА]	Вторая гармоника, на частоте 10 МГц (THD) [дБ]	GBP (полоса на уровне -3 дБ) [МГц]	Скорость нарастания [В/мкс]	Ток потребления [мА]	Максимальный выходной ток [А]	ϵ_N [нВ/Гц ^{0.5}]	Примечание
ОСН-усилители												
AD8655	2.7...5.5	300	100	0.05	0.01	(-103 дБ, 1 кГц)	28	11	3.7	0.22	2.7	RRIО
AD8067	5...24	1000	106	0.2	0.0006	-70	(54)	640	6.5	0.03	6.6	$K \geq 6$
THS4601	$\pm 5... \pm 15$	180	110	1	0.05	-45	(400)	100	10	0.05	5.4	—
LMH6624	5...12	10	95	0.1	13000	-63	(200)	400	12	0.1	0.92	$K > 10$
LM7171	$\pm 5... \pm 15$	20	105	0.2	2700	-70	200	4100	8.5	0.1	14	Токовый со входн. буфером
ADA4899-1	4.5...12	22	130	0.035	6000	-80	(535)	310	14.7	0.06	1	Режим «Disable»
MAX4267	4.5...8	50	85	1	3500	-87	(300)	900	28	0.045	8	$K \geq 5$
MAX4450	4.5...11	1	95	4	6500	-60	(210)	485	6.5	0.05	10	RRO
THS4271	5...15	5.6	72	5	6000	-96	(1400)	1000	22	0.08	3	—
AD8099	5...12	20	105	0.1	6000	-92	(700)	1350	15	0.04	0.95	$K \geq 2$
K1432УД16	± 5	3	80	10	3000	(-60 дБ, 20 МГц)	(300)	1300	16	0.07	7	Аналог ОРА642
ОСТ-усилители												
LMH6703	$\pm 4... \pm 6$	—	47	1.5	7000	-75	(1200)	4500	11	0.09	2.3	Режим «Disable»
AD8011	5...12 В	(1.3)	57	2	5000	-68	(300)	2000	1	0.03	2	—
AD8000	4.5...12 В	(0.89)	54	1	5000	-85	(1500)	4100	12	0.1	1.6	Режим «Disable»
THS3201	$\pm 3.3... \pm 7.5$	(0.3)	71	0.7	14000	-77	(1800)	10500	14	0.1	1.65	—
AD815	$\pm 5... \pm 15$	(5)	65	5	2 мкА, 10 мкА	(-66 дБ, 1 МГц)	(120)	900	30	0.75	1.85	Двухканальный
AD811	$\pm 5... \pm 15$	(1.5)	60	0.5	2000	(-74)	(140)	2500	14.5	0.1	1.9	—
THS4303	3...5	—	60	1.5	7000	-77	(1800)	5500	34	0.18	2.5	Фиксированный $K = 10$
K1432УД8	$\pm 2.5... \pm 5$	—	52	5	12/15 мкА	(-62 дБ, 20 МГц)	(400)	1400	20	0.08	2.5	—

Размещение элементов

При размещении схемы на плате важно всё: от компоновки отдельных элементов до выбора того, какие цепи должны быть расположены рядом.

Обычно определяется местоположение входов, выходов и питания. Особое внимание следует уделить топологии: расположению критических элементов — как отдельных цепей, так и схемы в целом. Определение местоположения основных компонентов и путей прохождения сигнала с самого начала даёт уверенность, что схема будет работать как положено. Это позволяет уменьшить стоимость и сократить сроки трассировки.

Развязка цепей питания

Развязка источника питания на выводах питания усилителя для минимизации шумов является критическим аспектом процесса разработки ПП — как для схем с широкополосными ОУ, так и для других высокочастотных схем. Обычно для развязки высокоскоростных ОУ применяется одна из двух конфигураций, рассмотренных ниже.

Первый метод — включение развязывающих (блокирующих) конденсаторов между шиной питания и землёй — в большинстве случаев работает лучше и позволяет использовать конденсаторы, параллельно подключённые от выводов питания ОУ напрямую к земле. Обычно достаточно двух, но некоторые схемы выигрывают от нескольких параллельно включённых конденсаторов.

Параллельное соединение конденсаторов с разной ёмкостью даёт уверенность, что на выводах питания будет низкий импеданс по переменному току в широком диапазоне частот. Это особенно важно, так как коэффициент подавления нестабильности питания K_{PSF} ОУ падает с ростом частоты — конденсаторы компенсируют усилителю такое снижение. На **Рис. 3.18** представлены графики частотных характеристик импеданса конденсаторов. На низших частотах конденсаторы с большой ёмкостью оказывают малое сопротивление. При частотах выше частоты собственного резонанса конденсатор ведёт себя как индуктивность. Поэтому целесообразно использование нескольких развязывающих конденсаторов: когда импеданс одного перестаёт быть значимым, импеданс другого продолжает убывать, обеспечивая низкое сопротивление на выводах питания ОУ по переменному току в диапазоне многих декад частот.

Конденсатор с меньшей ёмкостью и меньшими размерами следует расположить на той же стороне ПП, что и ОУ — и как можно ближе к усилителю непосредственно вблизи выводов питания. Соединение должно быть как можно ближе к нагрузке усилителя, чтобы минимизировать помехи между шинами питания и землёй. Эту методику иллюстрирует схема на **Рис. 3.19**.

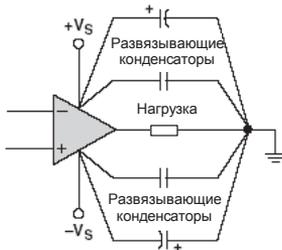


Рис. 3.19. Присоединение шин питания к земле параллельными конденсаторами.

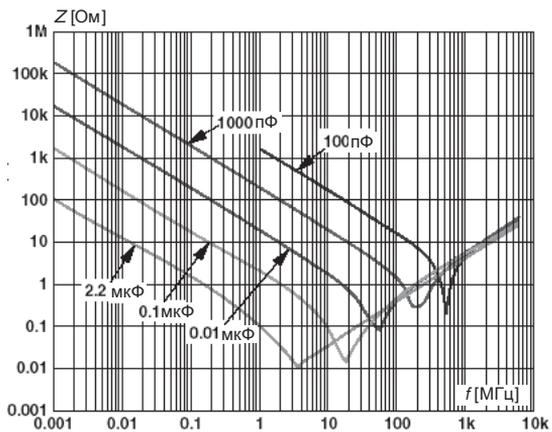


Рис. 3.18. Зависимости импеданса конденсаторов от частоты.

Альтернативной конфигурацией является использование одного или более конденсаторов, подключённых между положительной и отрицательной шинами питания ОУ. Этот способ используется, когда трудно установить все четыре конденсатора в схему. Недостатком является увеличение размеров конденсаторов, т. к. напряжение на них удваивается по сравнению с блокировкой каждого источника в отдельности. В этом случае требуется конденсатор с большим напряжением пробоя, что приводит к увеличению его размера. Однако этот вариант улучшает как K_{PSF} , так и характеристики по искажениям. Так как каждая схема и её топология имеют различия, то конфигурация, число и ёмкости конденсаторов определяются конкретными требованиями схемы.

Паразитные реактивности

Паразитные реактивности — это скрытые ёмкости и индуктивности, действующие в ВЧ цепях. Сюда относятся индуктивности, образованные выводами элементов и длинными дорожками; ёмкости между контактными площадками и землёй, слоем питания и дорожками; взаимодействия через переходные отверстия и много других факторов. На **Рис. 3.20, а** приведена типичная схема неинвертирующего ОУ. Однако, если принять во внимание паразитные элементы, эта же схема будет выглядеть как на **Рис. 3.20, б**.

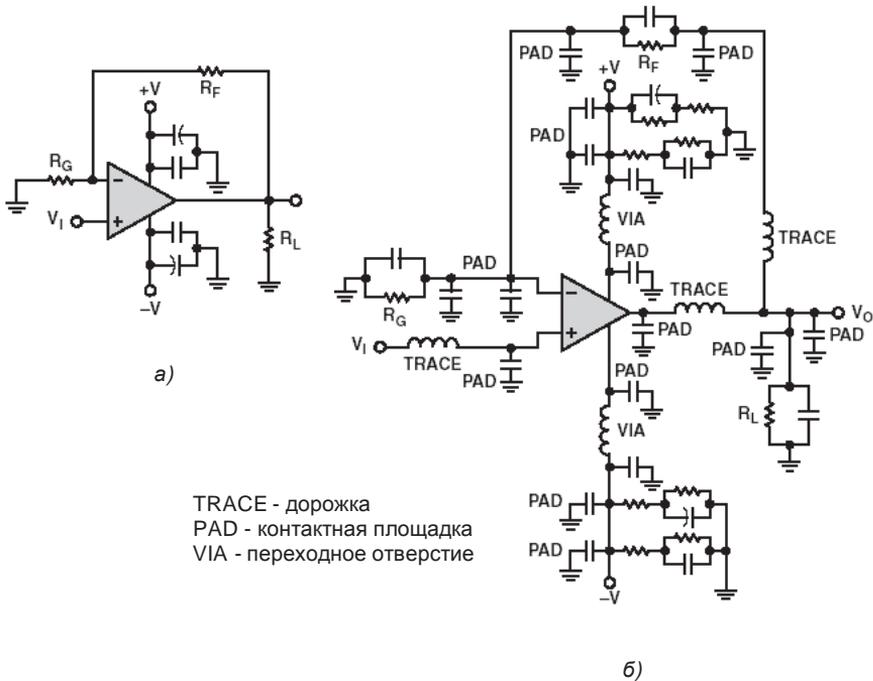


Рис. 3.20. Типичная схема на ОУ: а) чертёж; б) схема с учётом паразитных элементов.

В ВЧ схемах паразитные реактивности влияют на характеристики схемы, даже будучи совсем небольшими. Иногда хватает нескольких десятых долей пикафарада. Например, только 1 пФ дополнительной паразитной ёмкости, присутствующей на инвертирующем входе может вызвать подъём ЛАЧХ на 2 дБ (**Рис. 3.21**), что может привести к неустойчивости схемы и автоколебаниям. Следующие две основные формулы могут помочь в расчёте паразитных элементов.

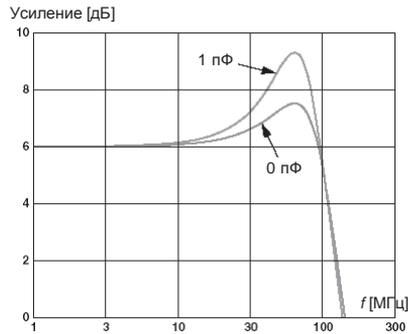


Рис. 3.21. Дополнительное увеличение пика ЛАЧХ, вызванное паразитной ёмкостью.

1. Формула для ёмкости конденсатора с параллельными обкладками:

$$C = \epsilon S / 113d \text{ пФ},$$

где C — ёмкость; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость материала платы; S — площадь обкладки в мм²; d — расстояние между обкладками в мм.

2. Формула для расчёта индуктивности дорожки, проходящей вдали от земляного слоя:

$$L = 0.0002l \left[\ln \frac{2l}{w+h} + 0.2235 \frac{w+h}{l} + 0.5 \right] \text{ мкГн},$$

где L — индуктивность; w — ширина дорожки; l — её длина; и h — толщина. Все размеры в миллиметрах.

Оциллограмма на **Рис. 3.22** показывает влияние дорожки длиной 25 мм на неинвертирующем входе широкополосного ОУ. Эквивалентная паразитная индуктивность равна 29 нГн, её достаточно, чтобы вызвать устойчивые колебания небольшого уровня, которые сохраняются всё время отклика на импульс. На этом рисунке также видно, как использование слоя земли снижает влияние паразитной индуктивности.



Рис. 3.22. Отклик на входной импульс без слоя (1) и со слоем земли (2).

Ещё один источник паразитных реактивностей — переходные отверстия; они могут содержать как индуктивность порядка 1...2 нГн, так и ёмкость порядка 0.5...1 пФ.

Правильная трассировка и корректное использование слоя земли позволяет минимизировать паразитные индуктивности.

Слой земли

Слой земли действует как общий опорный потенциал, обеспечивает экранирование, позволяет отводить тепло и уменьшает паразитную индуктивность (но увеличивает паразитную ёмкость). Хотя существует много преимуществ использования слоя земли, есть ряд важных ограничений, и при его реализации следует проявлять осмотрительность.

В идеале один слой ПП должен служить как слой земли. Наилучшие результаты получаются, если его целостность не нарушена. Так как слой земли обычно имеет большие площадь и поперечное сечение, его сопротивление остаётся минимальным. На низких частотах ток протекает по пути наименьшего резистивного сопротивления, но на высоких — по пути наименьшего импеданса. Тем не менее, есть исключения, и иногда меньший слой земли работает лучше. Это касается и высокоскоростных ОУ, если удалить часть земли под входными и выходными контактными площадками (уменьшится паразитная ёмкость на входах и выходе ОУ, ухудшающая устойчивость).

Аналоговые и цифровые цепи, включая их землю и подложки, по возможности должны быть разнесены. Крутые фронты цифровых импульсов создают пики тока, текущие по слою земли и генерирующие помехи, засоряющие аналоговые сигналы.

На высоких частотах следует обратить внимание на поверхностное вытеснение тока (скин-эффект). Это явление заставляет ток протекать по внешней поверхности проводника, как бы уменьшая его сечение и увеличивая сопротивление по сравнению с сопротивлением на постоянном токе. Глубина скин-слоя может быть приблизительно рассчитана по формуле:

$$\delta = \frac{66}{\sqrt{f}} \text{ мм,}$$

где f — частота тока в герцах.

Влияние корпуса

ОУ, как правило, предлагаются изготовителями в разных типах корпусов. Выбор корпуса может повлиять на высокочастотные параметры усилителя, главными причинами чего являются упомянутые выше паразитные реактивности и пути прохождения сигнала.

Обратим внимание на подвод к усилителю входных и выходных сигналов и питания. **Рис. 3.23** иллюстрирует разницу в трассировке ОУ в корпусе SOIC и корпусе SOT-23. Каждый из них требует соблюдения определённых условий. Обратимся к **Рис. 3.23, а**: внимательное изучение пути обратной связи наводит на мысль, что существует несколько вариантов её разводки. Первостепенное значение имеет длина дорожек. Их паразитная индуктивность может вызвать звоны и перегрузки. На **Рис. 3.23, а, б** путь обратной связи пролегает вокруг усилителя. На **Рис. 3.23, в**, показан альтернативный подход — разводка обратной связи под корпусом SOIC, который минимизирует длину дорожек. У каждого варианта есть свои нюансы. Первый может привести к чрезмерной длине дорожек и увеличению последовательной индуктивности. Во втором используются переходные отверстия, которые добавляют паразитную ёмкость и индуктивность. При трассировке ПП влияние этих реактивностей должно быть принято во внимание.

Топология с корпусом SOT-23 почти идеальна: минимальная длина дорожек обратной связи, минимальное использование переходных отверстий; нагрузка и развязывающий конденсатор подключены к земле короткими дорожками к одной точке.

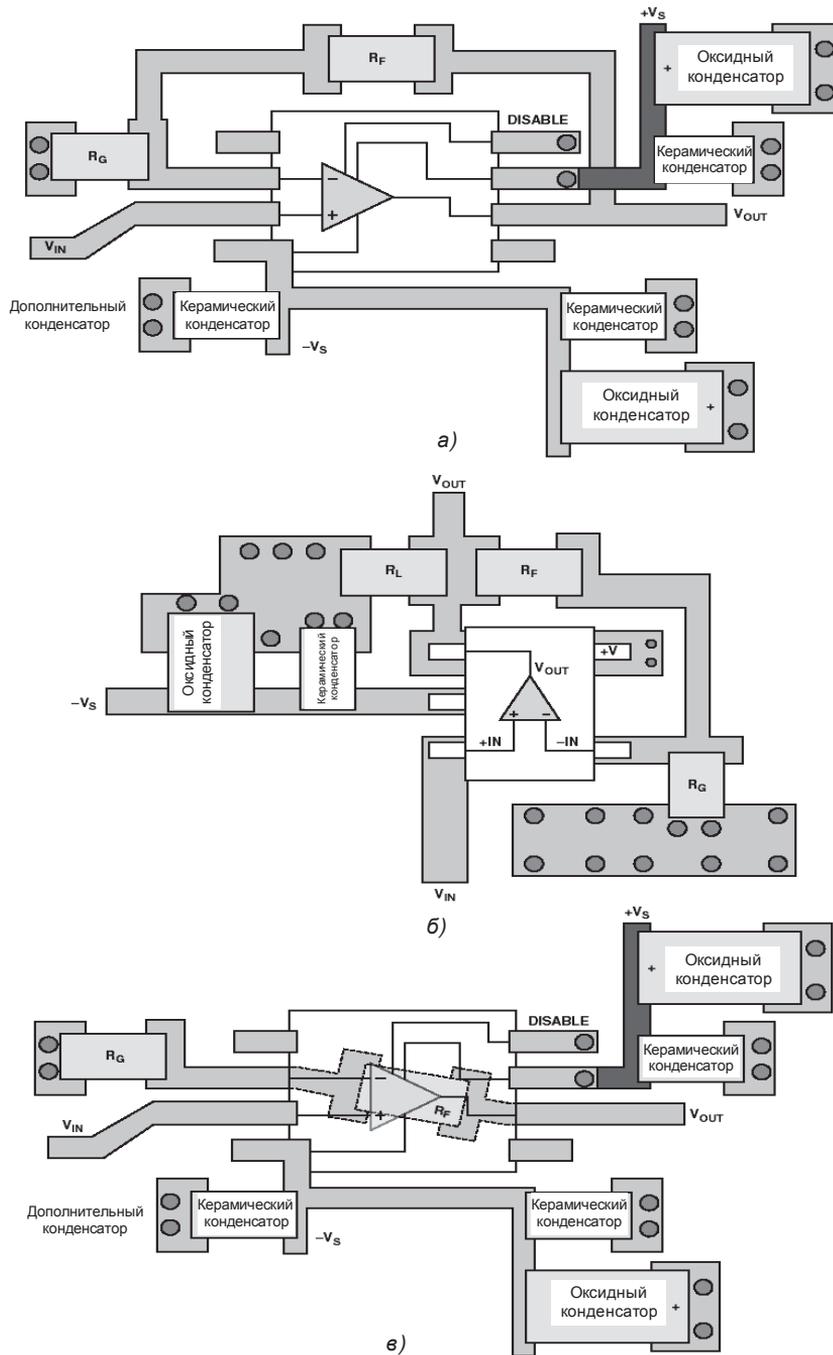


Рис. 3.23. Отличия топологии схем с ОУ: а) корпус SOIC; б) корпус SOT-23; в) корпус SOIC с резистором обратной связи с нижней стороны платы.

Фирма Analog Devices начала выпускать широкополосные ОУ в корпусах, позволяющих улучшить трассировку схемы. Например, цоколёвка ОУ AD8099 в корпусе LFCSP, показанная на **Рис. 3.24**, позволяет осуществить короткое соединение между выходом ОУ и инвертирующим входом, как показано на **Рис. 3.25**. Это значительно упрощает топологию и придаёт ей рациональную форму.

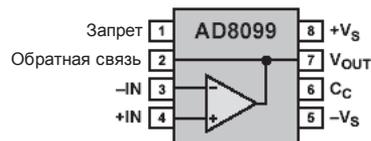


Рис. 3.24. ОУ с цоколёвкой для малых искажений.

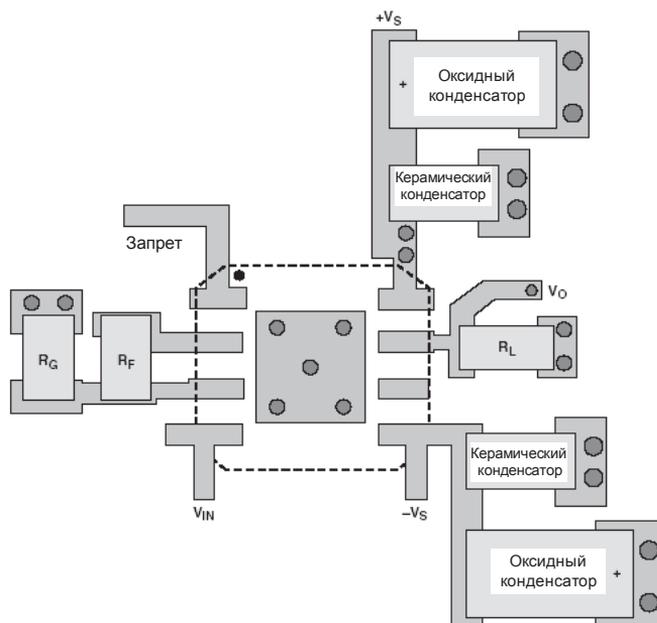


Рис. 3.25. Топология ПП для ОУ с малыми искажениями.

Трассировка и экранирование

На печатных платах электронных устройств могут одновременно присутствовать самые различные сигналы — аналоговые и цифровые, с высоким и низким напряжением, большим и малым током — от постоянного тока до гигагерцовых частот. Не дать им интерферировать друг с другом — трудная задача.

Важно заранее продумать план обработки сигналов на плате, отметить, какие из них чувствительны, определить шаги для изоляции их от других сигналов. Слои земли, кроме предоставления опорного потенциала для электрических сигналов, можно также использовать и для экранирования. Когда требуется изолировать сигналы, первым делом следует обеспечить достаточное расстояние между дорожками сигналов. Рассмотрим несколько практических мер:

- минимизация длины параллельных линий и предотвращение близкого соседства между сигнальными дорожками на одном и том же слое уменьшит индуктивную связь;
- минимизация длины дорожек на смежных слоях уменьшит ёмкостную связь;

- сигнальные дорожки, требующие особой изоляции, должны проходить на разных слоях и, если их невозможно разнести подалеже, — перпендикулярно друг другу. Между ними следует проложить слой земли.

ВЧ сигналы обычно проводят по согласованным цепям. То есть волновое сопротивление дорожки обеспечивается равным, например, 50 Ом (типичное для ВЧ схем). Два широко применяемых типа согласованных линий — полосковые и микрополосковые — могут дать одинаковые результаты, но имеют разные реализации. Микрополосковая согласованная линия, показанная на **Рис. 3.26, а**, может проходить на любой стороне платы; она использует слой земли, лежащий непосредственно под ней, в качестве плоскости базового заземления.

Для расчёта волнового сопротивления микрополосковой линии на плате можно воспользоваться следующей формулой:

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon + 1.41}} \ln \left(\frac{6h}{0.8w + d} \right) \text{ Ом,}$$

где h — расстояние от плоскости земли до дорожки; w — ширина дорожки; d — толщина дорожки; все размеры в мм; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость материала платы.

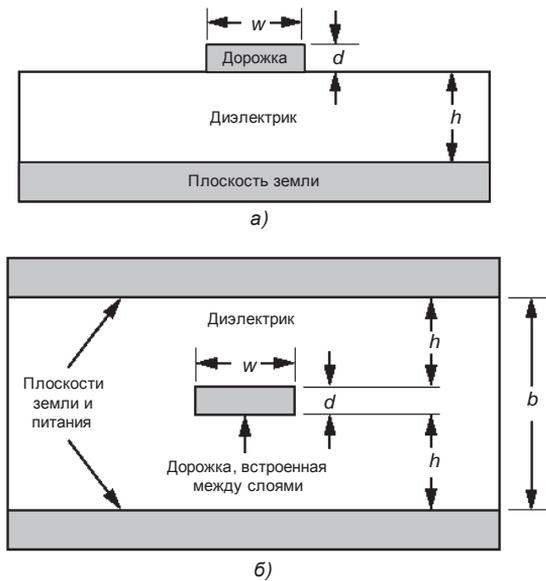


Рис. 3.26.

Полосковая согласованная линия (**Рис. 3.26, б**) использует два слоя плоскости земли и находящуюся между ними сигнальную дорожку. Этот способ использует больше дорожек, требует большего количества слоёв, чувствителен к изменениям толщины изолятора и стоит дороже, поэтому он обычно применяется только в устройствах с повышенными требованиями. Уравнение для расчёта волнового сопротивления полосковой линии:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \ln \left(\frac{1.9b}{0.8w + d} \right) \text{ Ом.}$$

Заключение

Для успешного проектирования схем на широкополосных ОУ топология печатных плат имеет весьма важное значение. Залогом высоких характеристик конечного изделия являются: разводка плат с дорожками минимальной длины; хорошая развязка по питанию; пространственное разделение цифровых и аналоговых цепей; применение многослойных печатных плат с раздельными аналоговыми и цифровыми земляными слоями. Аналоговая и цифровая земли должны соединяться только в одной точке, как можно ближе к источнику питания.

3.2. Полностью дифференциальные ОУ

3.2.1. Общие сведения

Полностью дифференциальными (ПД) называют ОУ, имеющие как дифференциальные входы, так и дифференциальные выходы.

Идея полностью дифференциальных ОУ не нова. Первый коммерческий ламповый ОУ K2-W, упоминавшийся в главе 1, в котором для усиления сигнала использовались два двойных электровакуумных триода, имел дифференциальные входы и выходы. Однако в эпоху ламп при уровне входных и выходных сигналов ± 100 В это никакого преимущества не давало, поэтому в последующих моделях был сделан выбор в пользу несимметричного (одиночного, однофазного) выхода. При переходе к транзисторным, а впоследствии к интегральным ОУ был сохранён несимметричный выход. Главная причина заключается в простоте использования обычного ОУ по сравнению с полностью дифференциальным. Число пассивных элементов, входящих во внешние цепи ПД ОУ примерно вдвое больше, чем требуется для аналогичной схемы на ОУ с одиночным выходом. Отсюда мысль: зачем использовать двойное количество элементов, если это ничего не даёт?

Спустя 50 лет интегральная схемотехника созрела до идеи, что ПД ОУ могут иметь существенное преимущество перед их родственниками с несимметричным выходом. В цифровой технике полностью дифференциальные системы применяются уже около 30 лет. В последние годы в связи со снижением питающих напряжений аналоговых и аналого-цифровых устройств существенно возросли требования к помехозащищённости линий передачи аналоговых сигналов. Вначале появились скоростные АЦП с дифференциальными входами, для привода которых от обычных ОУ использовались трансформаторы, обладающие целым букетом недостатков. Это положение стимулировало развитие ПД ОУ. Усилители с дифференциальными выходами могут иметь, однако, гораздо более широкое применение, чем просто замена согласующих трансформаторов.

Дифференциальные электрические цепи лучше защищены от внешних электромагнитных помех, чем несимметричные. При прокладке этих линий параллельно в непосредственной близости друг с другом помеха, наводимая на обеих линиях, будет одинаковой, т. е. она будет проявляться как синфазный сигнал. А ПД усилитель эффективно подавляет синфазные входные сигналы.

3.2.2. Схемотехника ПД ОУ

Полностью дифференциальный ОУ по схемотехнике похож на стандартный ОУ. На **Рис. 3.27** показана упрощённая версия ПД ОУ. Транзисторы VT_1 и VT_2 — дифференциальная входная пара. В стандартном ОУ выходной ток первого каскада ответвляется только от одной коллекторной цепи (см. **Рис. 1.13**) и используется для преобразования в выходное напряжение несимметричного каскада. В ПД ОУ на **Рис. 3.27** коллекторы входных транзисторов нагружены на эмиттеры транзисторов VT_3 и VT_4 , потенциал базы которых фиксирован (каскадное включение). VT_5 и VT_6 образуют динамическую нагрузку входного каскада, имеющую очень высокое динамическое сопротивление, за счёт чего

обеспечивается большой коэффициент усиления напряжения на одном каскаде. Выходные напряжения каскада через буферные повторители соединяются с дифференциальными выходами $OUT+$ и $OUT-$.

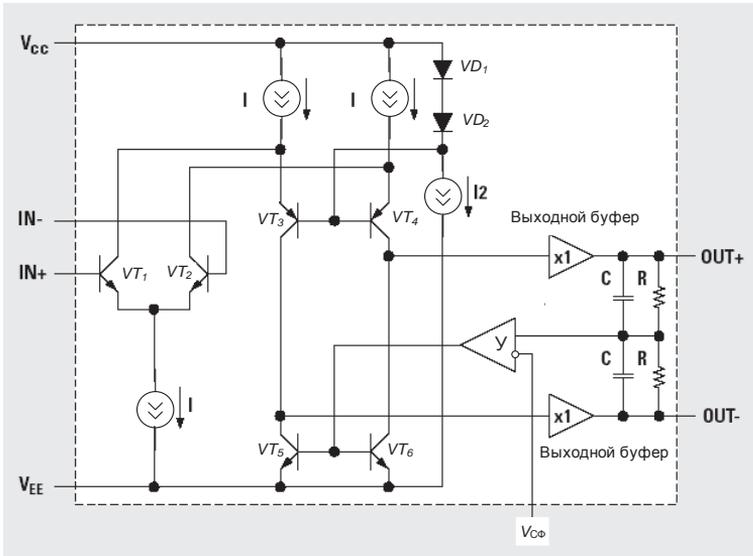


Рис. 3.27. Упрощённая схема ПД ОУ.

В первом приближении можно считать, что синфазное напряжение входов $IN+$ и $IN-$ (V_{IC}) не вызывает изменений коллекторных токов транзисторов — оно подавлено. Усилитель Y устанавливает коллекторные токи транзисторов VT_5 и VT_6 так, чтобы минимизировать разность между синфазным выходным напряжением V_{OC} и напряжением на выводе V_{CF} . Два комплементарных усилительных канала используют один и тот же входной дифференциальный усилительный каскад, их характеристики хорошо согласованы, и схема поддерживает их рабочие точки очень близко друг к другу. Поэтому искажения дифференциального сигнала, вносимые усилителями симметричны. Это обеспечивает значительное снижение уровня чётных гармоник. Другим достоинством ПД ОУ является увеличенный в два раза динамический диапазон выходного сигнала по сравнению со стандартным ОУ с тем же размахом выходного напряжения. Действительно, если напряжение на выходе $OUT+$ $V_m \sin \omega t$ относительно общей точки, то на выходе $OUT-$ будет $-V_m \sin \omega t$. В таком случае дифференциальное выходное напряжение (см. Рис. 3.28) $V_{OD} = V_{OUT+} - V_{OUT-} = 2V_m \sin \omega t$. Наконец, если необходимо инвертировать выходной сигнал ПД ОУ, то достаточно просто перебросить выходные выводы усилителя. При использовании обычного ОУ нужно дополнительно ввести в схему инвертирующий повторитель.

Другие уравнения, описывающие ПД ОУ, суть:

$$V_{ID} = V_p - V_n,$$

$$V_{OD} = KV_{ID};$$

$$(V_{OUT+} + V_{OUT-})/2 = V_{CM}.$$

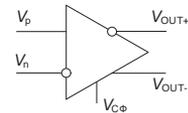


Рис. 3.28. Обозначения выводов ПД ОУ.

Для подавления синфазного входного сигнала в ПД ОУ отрицательная обратная связь от обоих выходов к обоим входам должна быть симметричной. Две части ПД ОУ образуют два идентичных инвертирующих усилителя, поэтому при построении схемы следует использовать топологию инвертирующего ОУ. Несимметрия цепей обратной связи снижает КОСС усилителя. В частности, погрешность сопротивления одного из резисторов обратной связи приводит к снижению КОСС до 60 дБ. В Табл. 3.3 приведены значения коэффициентов усиления дифференциальных и синфазных сигналов идеального ПД ОУ при симметричных цепях обратной связи.

Таблица 3.3. Коэффициенты усиления дифференциальных и синфазных сигналов

Вход	V_{OD}	V_{OC}
V_{IND}	R_2/R_1	0
V_{INC}	0	0
V_{CF}	0	1

3.2.3. Применение ПД ОУ

Основная схема включения полностью дифференциального усилителя при двухполярном питании представлена на Рис. 3.29. Для этой схемы справедливо:

$$V_{OD} = -V_{ID} \frac{R_2}{R_1}.$$

По этой схеме может быть включён магистральный усилитель дифференциальной линии (см. Рис. 3.12). Входное сопротивление схемы $R_{IN} = 2R_1$.

Одно из важнейших использований ПД ОУ — управление дифференциальными входами аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Скоростные АЦП часто содержат на кристалле источник опорного напряжения V_{REF} . Как правило, такие АЦП имеют однополярное питание. В этом случае синфазное входное напряжение V_{CM} ОУ должно быть равно V_{REF} . Схема включения АЦП с входным драйвером на ПД ОУ, который, в свою очередь, принимает сигнал от несимметричного источника, приведена на Рис. 3.30.

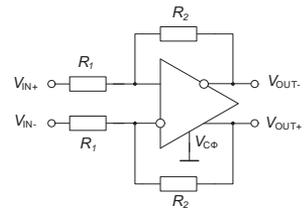


Рис. 3.29. Основная схема включения ПД ОУ.

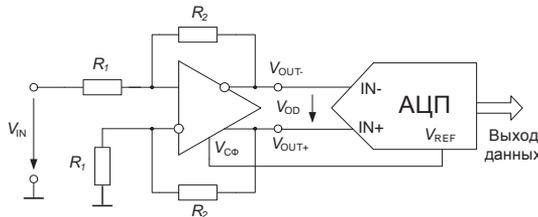


Рис. 3.30. Схема драйвера АЦП с дифференциальными входами.

Напряжение между дифференциальными входами АЦП

$$V_{OD} = -V_{IN} \frac{R_2}{R_1}.$$

Входное сопротивление этой схемы также равно $2R_1$.

По аналогичной схеме выполняется драйвер дифференциальной линии (Рис. 3.31). Синфазное выходное напряжение при однополярном питании обычно получают с делителя. При этом надо иметь в виду, что входное сопротивление вывода V_{CF} сравнительно

велико, но не бесконечно. Например, входное сопротивление этого вывода ОУ AD8132 равно 50 кОм, AD8138 — 200 кОм.

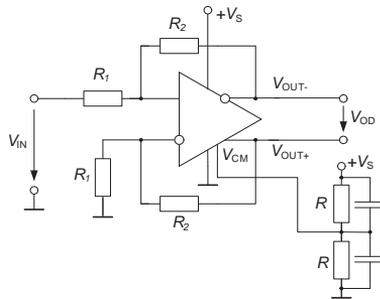


Рис. 3.31. Схема драйвера дифференциальной линии.

Схема полностью дифференциального измерительного усилителя приведена на Рис. 3.32. Использование двух ОУ с несимметричным выходом обеспечивает высокое входное сопротивление. Коэффициент усиления этой схемы

$$K = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{2R_3}{R_4} \right).$$

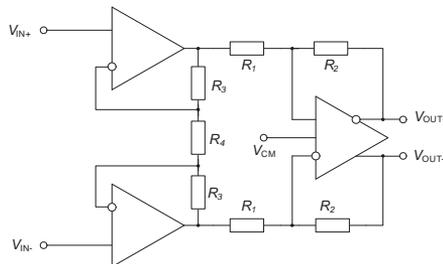


Рис. 3.32. Схема полностью дифференциального измерительного усилителя.

Фильтры на ОУ ПД

Фильтры выполняются в основном аналогично фильтрам на обычных ОУ. Используются схемы с инвертирующим включением ОУ: первого (Рис. 2.25) и второго (Рис. 2.27, 2.30, 2.32 и 2.33) порядка. В частности, на Рис. 3.33 приведены схемы ФНЧ (а) и ФВЧ (б) первого порядка, а на Рис. 3.34 представлены схемы ФНЧ (а) и ФВЧ (б) второго порядка.

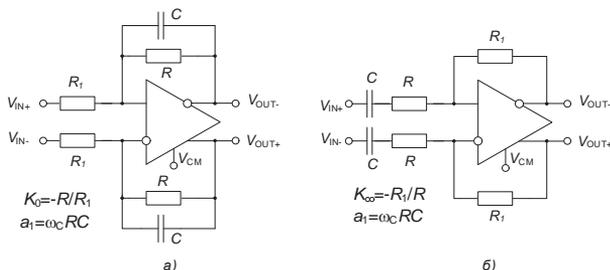


Рис. 3.33. Схемы ФНЧ (а) и ФВЧ (б) первого порядка на ПД ОУ.

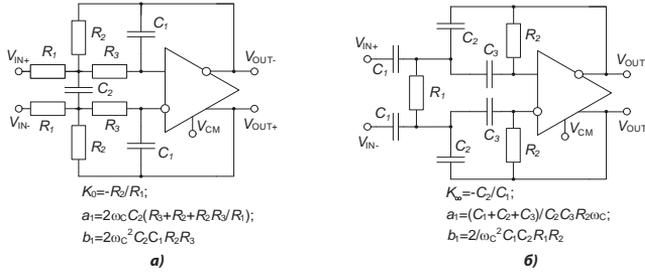


Рис. 3.34. Схемы ФНЧ (а) и ФВЧ (б) второго порядка на ПД ОУ.

В принципе, биквадратная схема (Рис. 2.37) [3.9] позволяет реализовать на ПД ОУ все основные типы фильтров: НЧ, ВЧ, избирательные и режекторные, однако ФВЧ и режекторные требуют дополнительного ОУ, поэтому применение биквадратной схемы для них неоптимально. Зато ФНЧ и избирательные фильтры, в отличие от схемы на Рис. 2.37, можно реализовать всего на двух ОУ (Рис. 3.35). Для этой схемы справедливы следующие уравнения:

$$V_{1D} = \left(V_{OD} \frac{1}{R_4} - V_{1D} \frac{1}{R_1} \right) \frac{R_2}{1 + sC_1 R_2};$$

$$V_{OD} = -V_{1D} \frac{1}{sC_2 R_3}. \tag{3.21}$$

Найдём из этих уравнений отношение V_{1D}/V_{OD} . Полагая $s = \omega_p S$, получим:

$$W_{\Pi\Phi}(S) = \frac{V_{1D}}{V_{OD}} = -\frac{R_4}{R_1} \frac{R_3 C_2 \omega_p S}{1 + \omega_p S C_2 R_3 R_4 / R_2 + \omega_p^2 S^2 C_1 C_2 R_3 R_4}. \tag{3.22}$$

Выражение (3.22) представляет собой передаточную функцию полосового (избирательного) фильтра. Приравнявая коэффициенты выражения (3.22) к коэффициентам передаточной функции (2.38), получим формулы для расчёта параметров фильтра:

$$\omega_p = 1 / \sqrt{C_1 C_2 R_3 R_4};$$

$$Q = R_2 / \sqrt{C_1 / C_2 R_3 R_4};$$

$$K_p = -R_2 / R_1.$$

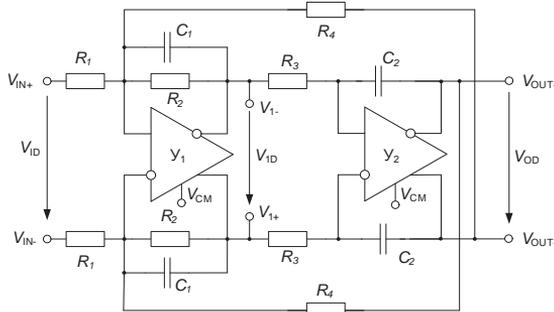


Рис. 3.35. Биквадратный фильтр на ПД ОУ.

Подставив V_{ID} , найденное из соотношения (3.21), в (3.22), получим передаточную функцию, связывающую входное и выходное напряжения биквадратного фильтра:

$$W_{\text{НЧ}}(S) = \frac{V_{\text{OD}}}{V_{\text{ID}}} = \frac{R_4}{R_1} \frac{1}{1 + \omega_c S C_2 R_3 R_4 / R_2 + \omega_c^2 S^2 C_1 C_2 R_3 R_4}, \quad (3.23)$$

т. е. биквадратный фильтр можно также использовать как ФНЧ.

Сопоставляя (3.23) и (2.33), найдём параметры фильтра:

$$\begin{aligned} K_0 &= R_4 / R_1; \\ a_1 &= \omega_c C_2 R_3 R_4 / R_2; \\ b_1 &= \omega_c^2 C_1 C_2 R_3 R_4. \end{aligned}$$

Одно из преимуществ биквадратного фильтра перед схемой на **Рис. 3.33, а** состоит в возможности независимой регулировки усиления резистором R_1 .

3.2.4. Несимметричные режимы ПД ОУ

Как правило, полностью дифференциальные усилители работают в симметричном режиме, т. е. таком, при котором цепи обратной связи «верхней» и «нижней» половин усилителя идентичны. Тем не менее, определённый интерес представляет и несимметричное включение таких усилителей. Рассмотрим общий случай включения ПД ОУ (**Рис. 3.36, а**).

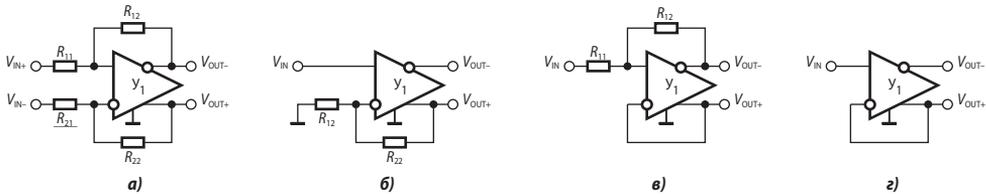


Рис. 3.36. Несимметричное включение ПД ОУ.

Полагаем ОУ идеальным. Тогда разность потенциалов между входами ОУ равна нулю. Следовательно, для приращений переменных справедливо равенство

$$\frac{\Delta V_{\text{OUT-}} R_{11} + \Delta V_{\text{IN+}} R_{12}}{R_{11} + R_{12}} = \frac{\Delta V_{\text{OUT+}} R_{21} + \Delta V_{\text{IN-}} R_{22}}{R_{21} + R_{22}}. \quad (3.24)$$

Обозначим коэффициенты передачи звеньев обратной связи

$$\begin{aligned} \beta_1 &= \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}}, \\ \beta_2 &= \frac{R_{21}}{R_{21} + R_{22}}. \end{aligned}$$

Тогда уравнение (3.24) можно переписать в следующем виде:

$$\Delta V_{\text{OUT-}} \beta_1 + \Delta V_{\text{IN+}} (1 - \beta_1) = \Delta V_{\text{OUT+}} \beta_2 + \Delta V_{\text{IN-}} (1 - \beta_2). \quad (3.25)$$

Рассмотрим практически важный случай, когда переменный сигнал подаётся на один из входов, например, IN+ , а на втором входе — постоянный потенциал. Тогда приращение напряжения $V_{\text{IN+}}$ равно ΔV_{IN} , а напряжения $V_{\text{IN-}}$ — нулю. Поскольку

$$\frac{V_{\text{OUT+}} + V_{\text{OUT-}}}{2} = V_{\text{CM}},$$

Таблица 3.4. Основные характеристики полностью дифференциальных усилителей

Наименование ОУ	Напряжение питания [В]	K_V [В/мВ] (Z_T [МОм])	КОСС [дБ]	V_{OFF} [мВ]	Входной ток [мкА]	Вторая гармоника, [дБ] (на частоте МГц)	GBW (полоса на уровне -3 дБ) [МГц]	Скорость нарастания [В/мкс]	Ток потребления [мА]	Максимальный выходной ток [мА]	e_N [нВ/Гц ^{0.5}]	Примечание
AD8132	2.7...±5.5	—	70	1	3	-92 (10)	(350)	1200	10.7	70	8	—
AD8138	3...±5.5	—	77	1	3.5	-92 (10)	(320)	1150	20	95	5	—
AD8351	3...5.5	—	43	6	15	-95 (10)	(2200)	13000	28	—	2.7	Усиление устанавливается одним резистором
ADA4937-1	3.3...5	—	80	1	20	-106 (10)	(1900)	6000	39.5	100	2.2	—
ADA4938-1	5...±5	—	77	1	3.5	-112 (10)	(1500)	4700	40	95	2.2	—
THS4120	3.3	2	96	3	1.2 пА	-80 (1)	(100)	50	11	100	5.4	Режим «Power-down»
THS4130	5...±15	7	95	0.2	2	-86 (1)	(150)	52	14	85	1.3	Режим «Power-down»
THS4509	3...5	2.5	90	1	8	-104 (10)	3000	6600	38	96	1.9	$K \geq 2$
THS4520	3.3...5	400	84	0.25	6.5	-100 (1)	1200	570	14.2	105	2	Режим «Power-down»
LMH6552	5...12	(0.2)	80	—	60	-93 (10)	(1500)	3800	22.5	80	1.1	Режим «Power-down»
LMH6555	3.3	—	68	15	78 Ом	-62 (500)	(1200)	1300	120	—	3.8	Фиксированный $K = 5$
LTC6400-20	2.85...3.5	—	65	2	200 Ом	-97 (10)	(1800)	4500	90	20	2.1	Фиксированный $K = 10$
LT1994	2.4...12.6	100	85	2	18	-100 (1)	70	65	15	85	3	RRO, встроенный делитель для V_{CF}

приращения выходных напряжений равны по величине и противоположны по знаку:

$$\Delta V_{OUT+} = -\Delta V_{OUT-} = \frac{\Delta V_{OUT}}{2}.$$

Запишем уравнение (3.25) для приращений переменных

$$-\frac{\Delta V_{OUT}}{2} \beta_1 + \Delta V_{IN}(1 - \beta_1) = \frac{\Delta V_{OUT}}{2} \beta_2.$$

Откуда следует формула для расчёта коэффициента передачи усилителя:

$$K = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}} = \frac{2(1 - \beta_1)}{\beta_1 + \beta_2}. \quad (3.26)$$

Применим эту формулу для схемы на **Рис. 3.36, б**. Здесь $\beta_1 = 0$. Тогда из (3.26) следует

$$K = \frac{2}{\beta_2}.$$

В данном случае мы имеем драйвер дифференциальной линии с высоким входным сопротивлением.

В схеме на **Рис. 3.36, в** $\beta_2 = 1$. В этом случае

$$K = \frac{2(1-\beta_1)}{\beta_1+1}.$$

Из последней формулы, в частности, следует, что при $\beta_2 = 1$ и $\beta_1 = 1$ (например, если $R_{21} = 0$) коэффициент передачи усилителя $K = 0$.

Если же $\beta_2 = 1$ и $\beta_1 = 0$ (**Рис. 3.36, з**), то получаем безрезисторную схему с высоким входным сопротивлением и $K = 2$.

Схемотехника применений ПД ОУ ещё очень молода и представляет много возможностей для творчества заинтересованных разработчиков.

В **Табл. 3.4** приведены основные характеристики некоторых моделей ПД ОУ.

3.3. Усилители с регулируемым усилением

3.3.1. Общие сведения

Широкополосные усилители с регулируемым усилением (УРУ) и низкими искажениями находят широкое применение в коммуникационных системах. Такие усилители успешно применяются также в системах приёма ультразвуковых сигналов, цифровых осциллографах и других ВЧ измерительных приборах. Примером применения УРУ может служить система автоматической регулировки усиления (АРУ) в радиоприёмниках (см. **Рис. 3.37** [3.10]).

Уровень сигнала в антенне может изменяться во многие тысячи раз из-за изменения условий распространения радиоволн. При этом передаваемую информацию содержит глубина модуляции несущей. АРУ используется для установления некоторого приемлемого (стандартного) уровня несущей в условиях больших колебаний уровня входа. Петля АРУ сжимает динамический диапазон входного сигнала, усредняя сигнал на интервале, соответствующем многим периодам несущей.

АРУ имеет два выхода: основной — радиочастотный сигнал со стабильной амплитудой несущей, и низкочастотный сигнал управления УРУ, зависящий от уровня сигнала на входе системы.

3.3.2. Схемотехническая реализация УРУ

Один из простейших способов построения УРУ состоит в использовании на входе ОУ перемножителя (**Рис. 3.38**). Этот принцип реализован в УРУ семейства VCA82х фирмы Texas Instruments. Такие усилители имеют линейную регулировочную характеристику, но они сильно шумят. Например, спектральная плотность шума в выходном напряжении УРУ VCA822 при максимальном усилении 100 В/В в зависимости от управляющего напряже-

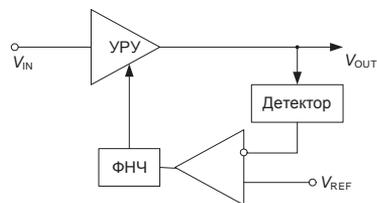


Рис. 3.37. Блок-схема АРУ.

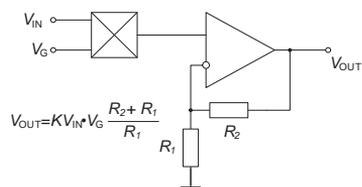


Рис. 3.38. Блок-схема УРУ на основе перемножителя.

ния изменяется в диапазоне от 38 нВ/√Гц до 450 нВ/√Гц. Зависимость коэффициента усиления от напряжения управления линейная. Достоинством таких УРУ является малое отклонение регулировочной характеристики от расчётной (типично не более 0.05 дБ).

Для практических целей чаще требуются усилители, объединяющие широкий диапазон усиления с постоянной полосой пропускания и фазо-частотной характеристикой, низкий шум с малыми искажениями сигнала в большом диапазоне и малое потребление энергии при обеспечении точного стабильного, линейного относительно логарифмической шкалы управления усилением.

Одно из наиболее простых решений реализовано в серии УРУ фирмы Analog Devices, таких как AD600, AD602, AD603, AD604, AD605 и AD8367 (называемые X-AMP). Принцип построения этих усилителей поясняет **Рис. 3.39**. Концепция X-AMP проста: усилитель с фиксированным коэффициентом усиления включён после пассивного широкополосного аттенуатора, ослабление которого регулируется управляющим напряжением.

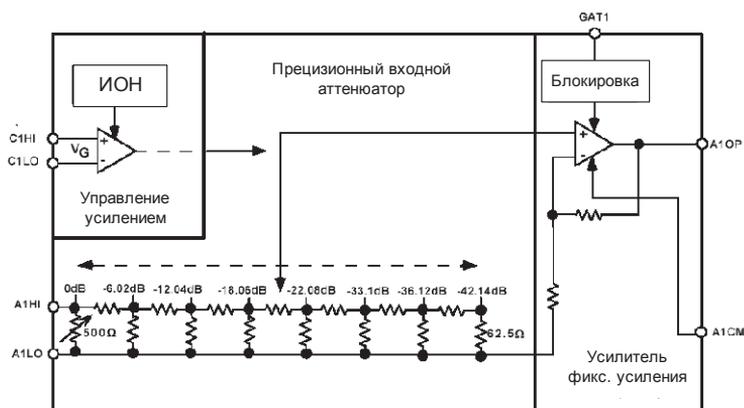


Рис. 3.39. Функциональная схема усилителей AD600/AD602.

Усилительный каскад AD600/AD602 оптимизирован с целью уменьшения шума входа. Для стабилизации коэффициента усиления на уровне 30...40 дБ и уменьшения искажений используется отрицательная обратная связь. Так как усиление фиксировано, то постоянны также частота среза и групповое время задержки. Поскольку усиление сравнительно велико, входной сигнал усилителя не превышает нескольких милливольт, т. е. динамический диапазон входа мал.

Цепь аттенуатора — 7-секционная (с 8-ю ответвлениями) матрица R-2R. Отношение напряжений между смежными ветвями — точно 2, или 6.02 дБ. Это даёт возможность пропорционального управления в логарифмическом масштабе. Максимальное ослабление составляет 42.14 дБ. Как будет показано, вход усилителя может быть соединён с любой из этих ветвей, или даже с промежуточной виртуальной точкой между ними с ошибкой отклонения не более ±0.2 дБ. Общий коэффициент усиления может устанавливаться меньше или равным максимальному значению. Например, в AD600 фиксированное усиление составляет 41.07 дБ (113 В/В). В этом случае полный диапазон усиления простирается от -1.07 до +41.07 дБ. Усиление связано с управляющим напряжением зависимостью

$$K_{дБ} = 32V_G + 20,$$

где V_G — напряжение управления в вольтах. Для AD602 коэффициент усиления усилителя равен 31.07 дБ (35.8 В/В) и усиление определяется по формуле:

$$K_{дБ} = 32V_G + 10.$$

Усиление при $V_G = 0$ устанавливается лазерной подгонкой с абсолютной погрешностью в пределах ± 0.2 дБ. Шкала усиления задаётся встроенным источником опорного напряжения на ширине запрещённой зоны (bandgap). На **Рис. 3.40** представлены графики зависимости коэффициента усиления от дифференциального напряжения управления.

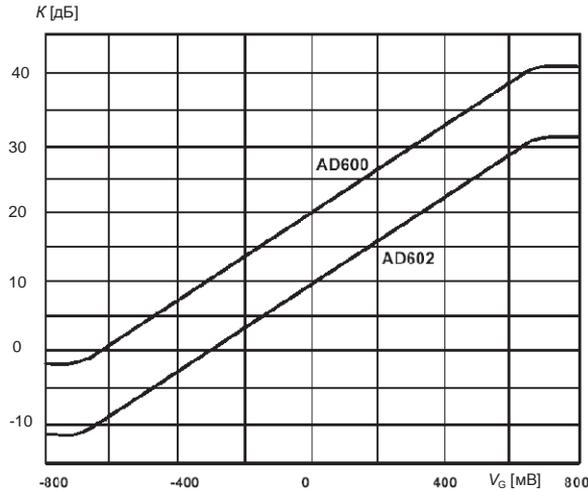


Рис. 3.40. Регулировочные характеристики усилителей AD600/AD602.

Для понимания принципа действия усилителя X-AMP рассмотрим упрощённую схему, приведённую на **Рис. 3.41**. Каждая из восьми ветвей связана с входом одной из восьми биполярных дифференциальных пар, используемых как каскады с управляемой током крутизной. Другой вход всех этих каскадов соединён с цепью обратной связи усилителя $R_{F1}R_{F2}$. Интерполяционная схема управления в соответствии с управляющим сигналом V_G направляет ток источника тока I_e к эмиттерам дифференциальных пар, задавая в них режим покоя. Когда эмиттерный ток покоя I_e направлен к одной из 8 транзисторных пар, она становится входным каскадом усилителя. Когда I_e подключён к самой левой паре, входной сигнал подаётся непосредственно на усилитель, обеспечивая максималь-

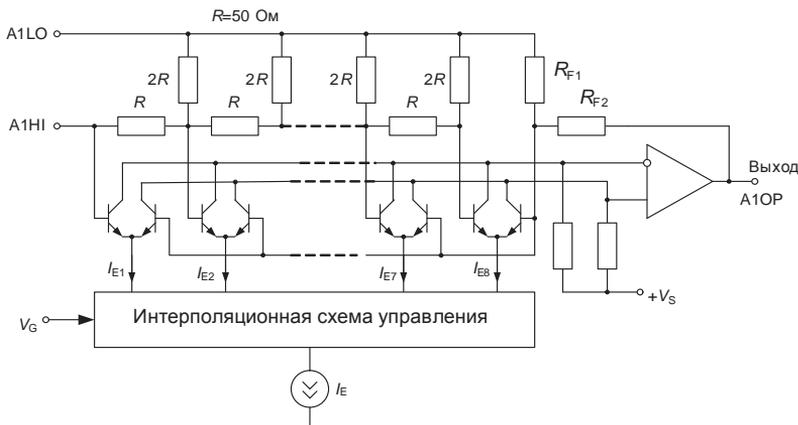


Рис. 3.41. Непрерывная интерполяция между ступенями в схеме X-AMP.

ное усиление. Искажения очень малы даже на высоких частотах благодаря отрицательной обратной связи. Если теперь ток I_e переключить ко второй паре, то общее усиление понизится точно на 6.02 дБ. Искажение при этом останется низким, поскольку по-прежнему только одна дифференциальная пара остаётся активной.

Реально ток I_e постепенно переходит с первой пары на вторую. Когда I_e равномерно распределён между двумя парами (обе активны), возникает ситуация, при которой ОУ имеет два входных каскада, борющихся за управление петлёй обратной связи, причём один из них имеет на входе полный сигнал, а другой получает сигнал, равный половине от входного.

Анализ показывает, что эффективное усиление в этом случае уменьшается, но не на 3 дБ, как можно было ожидать, а скорее на $20\lg 1.5$ или 3.52 дБ. Эта ошибка, распределённая по всему диапазону изменения усиления, обусловила бы колебания коэффициента усиления на ± 0.25 дБ, однако интерполяционная схема управления фактически генерирует Гауссово распределение токов покоя, причём существенная часть I_e всегда течёт в смежные каскады. Это спрямляет регулировочную характеристику усилителя. По мере смещения тока I_e вправо по схеме общее усиление прогрессивно снижается.

Аналогичную структуру имеют УРУ семейства VCA261x фирмы Texas Instruments, но управляемый аттенуатор реализован на p -канальных полевых транзисторах (ПТ) с изолированным затвором (Рис. 3.42, а). Здесь аттенуатор — по существу управляемый делитель напряжения, состоящий из одного последовательного входного резистора R_S и 10 идентичных шунтирующих ПТ, включённых параллельно и управляемых последовательно активизируемыми усилителями-ограничителями. Каждый из этих усилителей представляет собой специализированный компаратор со сравнением пологой статической переходной характеристикой и управляемым уровнем ограничения выходного напряжения. Опорные напряжения $V_1 \dots V_{10}$ равномерно распределены от 0 до 3 В. С ростом напряжения управления V_G в диапазоне изменения входных сигналов каждого усилителя-ограничителя, выходное напряжение усилителя повысится от 0 В (транзистор полностью открыт) до $V_{CM} - V_T$ (транзистор почти закрыт), где V_{CM} — общее напряжение истоков, V_T — пороговое напряжение затвор—исток. Поскольку каждый ПТ приближается к закрытому состоянию и напряжение управления продолжает повышаться, то следующая группа (усилитель-ограничитель и ПТ) включается в процесс формирования кусочно-линейной регулировочной характеристики аттенуатора (Рис. 3.42, б). Таким образом, низкие напряжения управления имеют большинство открытых ПТ, в то время как высокие напряжения управления характерны для большинства закрытых транзисторов. Каждый ПТ поочерёдно осуществляет понижение шунтирующего сопротивления рассматриваемого делителя напряжения.

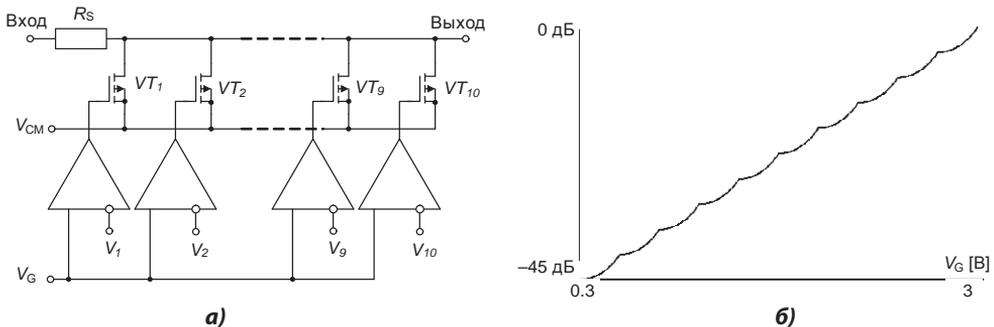


Рис. 3.42. Упрощённая схема управляемого аттенуатора.

Аттенюатор состоит из двух секций, с пятью группами усилителей-ограничителей и ПТ в каждой. Специальная цепь формирования опорных напряжений построена так, чтобы уровень ($V_{CM} - V_T$) мало зависел от температуры и технологического разброса. Помимо аналогового входа управления усилением $V_{CA_{CNTL}}$ архитектура аттенюатора обеспечивает программную установку одного из восьми значений максимального усиления через параллельный трёхбитный вход. Каждому биту соответствует усиление 3 дБ.

В Табл. 3.5 приведены основные характеристики некоторых моделей УРУ.

Таблица 3.5. Основные характеристики усилителей с регулируемым усилением

Наименование ОУ	Напряжение питания [В]	Диапазон усиления [дБ]	Входное сопротивление [кОм]	ТНД [дБ] (на частоте МГц)	Полоса на уровне -3 дБ [МГц]	Ток потребления [мА]	ϵ_N [нВ/Гц ^{0.5}]	Особенности
AD600	±5.5	42	0.1	-60 (10)	35	11	1.4	Двухканальный
AD603	±5.5	42	0.1	-60 (10)	90	12.5	1.3	—
AD8330	2.7...6	100	1	-62 (10)	150	20	5	Логарифмическое и линейное управление усилением. Дифф. выход
AD8332	5	48	0.05...6	-68 (10)	130	50	0.74	Двухканальный
AD8335	5	48	0.05...0.1	-55 (10)	70	76	1.3	Четырёхканальный
AD8367	2.7...5	45	0.2	—	500	26	—	Встроенный детектор АРУ
VCA810	±5	80	1000	-71 (1)	35	25	2.4	—
VCA822	±5	40	500	-62 (20)	150	36	8.2	Линейная регулировочная характеристика
VCA824	±5	> 40	1000	-66 (20)	320	36	6	Линейная регулировочная характеристика
VCA2611	5	30	600	-63 (5)	40	82	0.95	Двухканальный
VCA2619	5	50	600	-50 (5)	20	48	5.9	Двухканальный
VCA8617	3	40	4.5	-60 (2)	14.5	280	1.05	Восьмиканальный, встроенные ФНЧ
LMH6505	7...12	80	7000	-45 (20)	150	11	4.4	Полоса управляющего сигнала 100 МГц

3.4. Изолирующие усилители

Изолирующие усилители предназначены для гальванической развязки цепей, непосредственно подключённых к источнику сигнала, от цепей, осуществляющих обработку сигнала и/или его передачу запоминающему или индицирующему устройству. Такая изоляция нужна в медицинских приборах для предотвращения поражения пациента электрическим током. При измерении параметров электрической энергии в высоковольтных цепях также необходимо изолировать основную часть аппаратуры от исследуемой цепи. Наконец, при значительных синфазных напряжениях целесообразно использовать гальваническое разделение сигналов для снижения погрешности.

Для решения этих задач измерительную схему разбивают на две изолированные части. Передающая часть работает под измеряемым потенциалом, а приёмная — под нулевым. Для реализации подобного устройства необходимо, чтобы передающая часть имела отдельный, изолированный от приёмной схемы, источник электрической энергии, общая точка

которого (плавающая земля) является, чаще всего, одним из дифференциальных входов (Рис. 3.43). Следует иметь в виду, что в этом случае мы почти полностью устраняем электрическую связь между входом и выходом схемы только токами проводимости, а связь токами смещения за счёт межобмоточных ёмкостей (C_C) питающего трансформатора остаётся. Нельзя полностью устранить также ёмкостную связь в передающем тракте.

Изолирующие усилители характеризуются высоким уровнем электрической изоляции между входными и выходными цепями. Это достигается преимущественно тремя видами связи: оптической, ёмкостной и трансформаторной.

Наиболее просто реализуется *оптическая связь* с помощью оптронов. Нелинейность передаточной характеристики $I_{OUT} = F(I_{IN})$ оптрона в значительной мере уменьшается введением компенсирующей обратной связи. Схема изолирующего усилителя с непрерывной оптической связью представлена на Рис. 3.44.

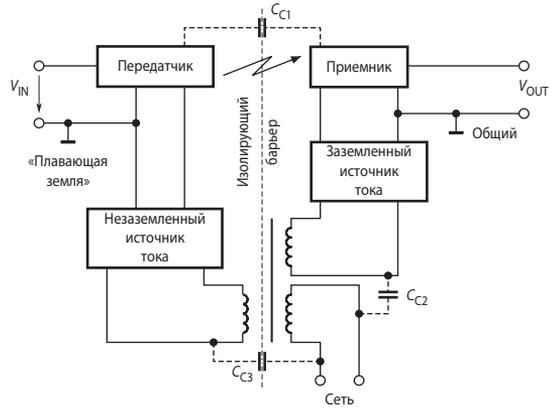


Рис. 3.43. Блок-схема изолирующего усилителя.

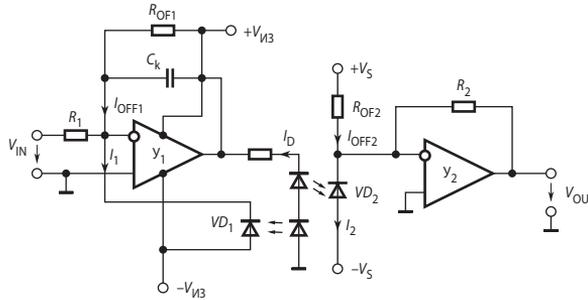


Рис. 3.44. Схема изолирующего усилителя с оптической связью.

Для неё справедливы уравнения

$$\frac{V_{IN}}{R_1} + I_{OF1} - I_1 = 0,$$

$$I_1 = F_1(I_D),$$

$$I_2 = F_2(I_D),$$

$$V_{OUT} = -R_2(I_{OF2} - I_2).$$

Решение этой системы уравнений при условии, что оптроны хорошо согласованы и, следовательно, $F_1(I_D) = F_2(I_D)$ имеет вид

$$V_{OUT} = R_2 \left(\frac{V_{IN}}{R_1} + I_{OF1} - I_{OF2} \right).$$

Промышленность выпускает согласованные (дифференциальные) оптроны, которые могут быть использованы для этой цели. В частности, отечественный дифференциальный диодный оптрон ЗОД301А по паспорту имеет очень хорошие характеристики. Однако длительные поиски автором некоторое время назад этого оптрона оказались тщетными. Впрочем дало неплохие результаты и применение несогласованного трёхканального диодного оптрона АОД109.

Изолирующий усилитель ISO100 фирмы Burr-Brown, построенный по рассмотренной схеме, обладает хорошими характеристиками при сравнительно невысокой цене. Нелинейность для варианта ISO100CP не превосходит 0.07%. Типичная полоса пропускания составляет 60 кГц. Входным сигналом для этой микросхемы является ток, поэтому источник сигнала должен обладать довольно высоким сопротивлением. При этом шум, спектральная плотность которого на частоте 1 кГц составляет $0.65 \text{ пА/Гц}^{0.5}$, может достигнуть больших уровней. Конденсатор C_K обеспечивает частотную коррекцию, создавая фазопереживание в обратной связи усилителя Y_1 (Рис. 3.44). Это необходимо, так как оптрон, обладая значительной инерционностью, вносит в контур обратной связи усилителя существенное запаздывание по фазе. Ёмкость этого конденсатора должна составлять десятки или сотни пикофард.

При использовании изоляции за счёт ёмкостной связи передача сигнала через изолирующий барьер осуществляется высокочастотными колебаниями, модулированными тем или иным способом входным сигналом.

Рассмотрим, например, принципы построения и работу изолирующего повторителя ISO124 (Рис. 3.45). Здесь передача входного сигнала осуществляется через согласованные конденсаторы ёмкостью 1 пФ с помощью модулированных по ширине импульсов частотой 500 кГц. Входной каскад, представляющий собой широтно-импульсный модулятор, включает интегратор на усилителе Y_1 и два компаратора напряжения KH_1 и KH_2 , причём последний играет роль чувствительного элемента. Выходной каскад содержит согласованные с входным чувствительный элемент на компараторе KH_3 и интегратор на Y_2 . Благодаря этому ключи S_1 и S_2 , управляющие направлением интегрирования интеграторов, переключаются синхронно и синфазно, что обеспечивает точную передачу ширины импульсов через изолирующий барьер. Выходной каскад представляет собой демодулятор, причём для уменьшения пульсаций выходного напряжения, сопутствующих процессу демодуляции с сохранением полосы пропускания на приемлемом уровне, здесь используется синхронный фильтр на двух устройствах выборки-хранения (УВХ). В результате выходное напряжение содержит пульсации частотой 500 кГц и амплитудой 20 мВ, поэтому производитель рекомендует включать на выходе ФНЧ второго порядка с полосой пропускания 100 кГц. Микросхема имеет токовый вход, поэтому для расширения амплитудно-

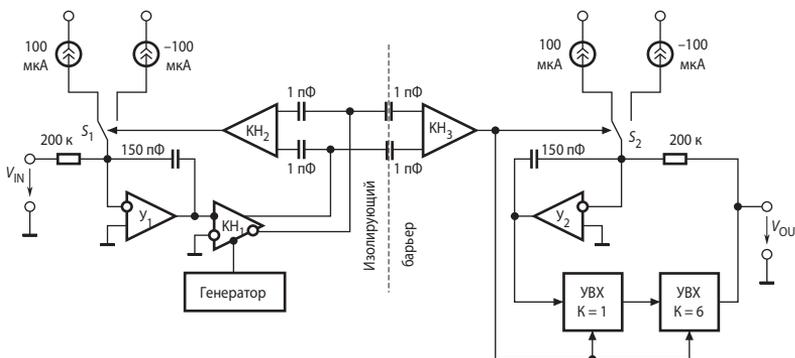


Рис. 3.45. Изолирующий усилитель с ёмкостной связью.

го диапазона входного сигнала достаточно включить последовательно с входом дополнительный резистор. Полоса пропускания изолирующего повторителя ISO124 составляет 50 кГц при нелинейности коэффициента передачи не более 0.01%.

Как и для любой системы с импульсной модуляцией, необходимо чтобы сигнал на входе ISO124 не содержал составляющих с частотой выше 250 кГц. В противном случае в результате наложения спектров при модуляции и демодуляции возможно появление ошибок. Другим источником ошибок может быть прохождение высокочастотного (или имеющего высокую скорость нарастания) синфазного сигнала через изолирующие конденсаторы, вызывающее ложное срабатывание чувствительного элемента КНЗ, выходного каскада.

Изолирующий повторитель сильно «шумит» (до $4 \text{ мкВ/Гц}^{0.5}$), поэтому, если требуется передать слабый сигнал, например от термопары, его следует вначале усилить по напряжению с помощью дополнительного усилителя, либо применить ИМС ISO175, содержащую во входном каскаде измерительный усилитель на трёх ОУ.

Схема изолирующего усилителя с трансформаторной связью AD215 представлена на **Рис. 3.46**. Здесь для передачи входного сигнала через изолирующий барьер используется балансная амплитудная модуляция несущей частоты 430 кГц. Внутренний синхрогенератор управляет демодулятором и передаёт часть энергии через трансформатор $V T_2$ для питания изолированной части и управления модулятором. Встроенный изолированный выпрямитель с фильтром обеспечивает достаточную мощность для питания внутренней схемы, а также и для внешних компонентов, включённых разработчиком в изолированную часть схемы, постоянным током силой до 10 мА при напряжении $\pm 15 \text{ В}$.

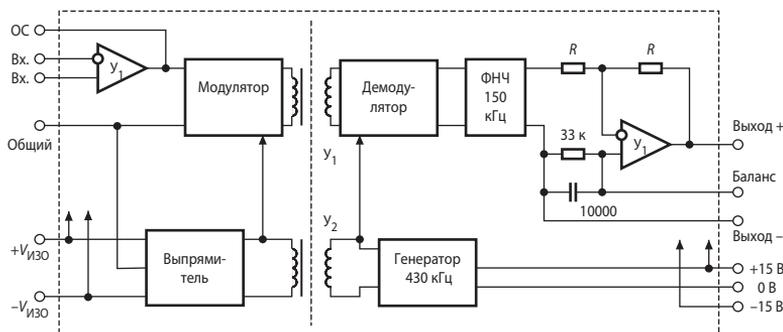


Рис. 3.46. Схема изолирующего усилителя с трансформаторной связью.

Пульсации напряжения на выходе демодулятора подавляются ФНЧ Бесселя с полосой пропускания 150 кГц. В результате амплитуда пульсаций выходного напряжения усилителя составляет 5 мВ. Полоса пропускания схемы простирается от 0 до 120 кГц. При ограничении полосы пропускания до 50 кГц дополнительным выходным фильтром амплитуда пульсаций выходного напряжения снизится до 1.2 мВ. Нелинейность коэффициента передачи схемы при $K = 1$ не превышает 0.015%. С помощью входного усилителя сигнал может быть усилен в 10 раз или, с некоторым ухудшением линейности, даже в 100 раз.

Заметим, что в настоящее время применение изолирующих усилителей оправдано лишь в тех редких случаях, когда по каким-либо причинам в состав системы нецелесообразно включать микроконтроллер. Сейчас обычно сигнал с высокой синфазной составляющей сразу же преобразуется в цифровой код и передаётся по последовательному интерфейсу с оптической или трансформаторной развязкой в микроконтроллер.

Ниже, в **Табл. 3.5** приведены важнейшие характеристики изолирующих усилителей.

Таблица 3.5. Характеристики изолирующих усилителей

Модель	Максимальное напряжение изоляции (60 Гц) [В]	Сопrotивление изоляции [Ом]/проходная ёмкость [пФ]	КОСС на постоянном токе/частоте 60 Гц [дБ]	Диапазон усиления	Нелинейность ($K = 1$) [%]	Полоса пропускания ($K = 1$) [кГц]	Тип развязки
ISO100	750	$10^{12}/2.5$	146/106	—	0.07	60	Оптическая
ISO124	1500	$10^{14}/2$	140/—	1	0.01	50	Ёмкостная
ISO175	1500	$10^{14}/6$	160/115	1...100	0.1	60	Ёмкостная
AD215	1500	$2 \cdot 10^9/4.5$	100/—	1...10	0.015	120	Трансформаторная
AD210	2500	$5 \cdot 10^9/5$	120/—	1...100	0.012	20	Трансформаторная

3.5. Усилители класса D

3.5.1. Общие сведения

Рассмотренные ранее усилители относятся к так называемым устройствам непрерывного преобразования сигнала. В них управление током нагрузки осуществляется транзисторами, работающими в активной области выходных характеристик, в режимах класса А, В или АВ. Известно, что даже теоретически, при максимальной амплитуде синусоидального выходного сигнала, коэффициент полезного действия (КПД) усилителя класса А с ёмкостной или непосредственной связями не превышает 25%, а класса В — 78.5%. Реально, в особенности при частичных нагрузках, КПД этих усилителей оказывается ещё ниже. Как следствие, интенсивно выделяется тепло, и для нормальной работы таких усилителей требуются громоздкие охладители.

Значительно более высоким КПД (теоретически до 100%) обладают усилители класса D, у которых транзисторы, регулируя ток через нагрузку, принимают только два состояния: «включено» (падение напряжения на транзисторе близко к нулю) и «выключено» (ток через транзистор практически равен нулю). Переход из одного состояния в другое происходит очень быстро, практически мгновенно.

На Рис. 3.47 сравнивается мощность рассеяния (P_{DISS}) идеальных каскадов классов А и В с измеренной мощностью рассеяния усилителя класса D AD1994 в зависимости от мощности, подводимой к нагрузке для синусоидального сигнала (P_L) [3.11]. Значения мощности нормированы к уровню $P_{L(max)}$, при котором общие искажения выходного сигнала со-

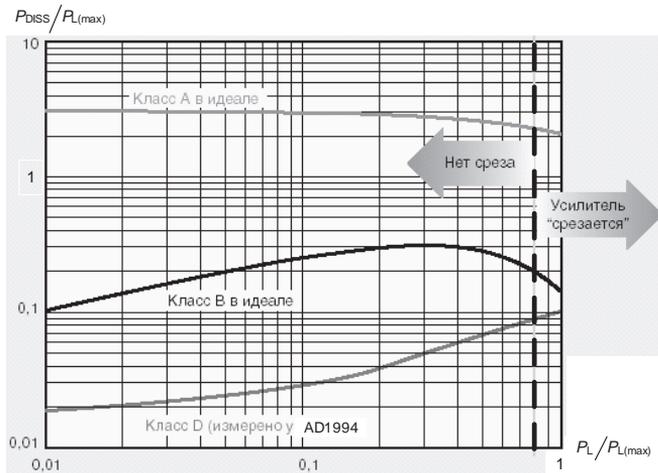


Рис. 3.47. Мощности рассеяния усилителей различного класса.

ставляют 10%. Вертикальная штриховая линия соответствует выходной мощности, при которой начинается «срез» синусоиды. Заметное различие в мощности рассеивания наблюдается во всём диапазоне выходных мощностей, особенно при низких и средних значениях. В начале «среза» мощность рассеивания выходного каскада класса D примерно в 2.5 раза меньше, чем в классе B, и в 27 раз меньше, чем в классе A. Заметим, что выходной каскад класса A рассеивает больше энергии, чем доходит до нагрузки — следствие большой постоянной составляющей тока смещения.

3.5.2. Виды импульсной модуляции выходного сигнала

Блок-схема усилителя класса D показана на **Рис. 3.48**. Исключительно важное значение для обеспечения высокого качества преобразования входного сигнала имеет выбор типа и характеристик модулятора импульсов.

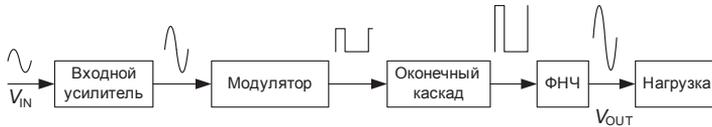


Рис. 3.48. Блок-схема усилителя класса D.

Непрерывное и плавное регулирование тока или напряжения нагрузки в широких пределах осуществляется тем или иным видами время-импульсной модуляции (частотно-импульсной (ЧИМ), широтно-импульсной (ШИМ) или сигма-дельта (СДМ)).

Частотно-импульсная модуляция широко применяется в импульсных стабилизаторах напряжения, где выходное напряжение меняется мало. В усилителях же, которые должны усиливать по мощности разнополярный сигнал, изменяющийся в широком динамическом диапазоне, обычно используют ШИМ. Это объясняется тем, что в последнем случае частота модулированных импульсов выходного напряжения постоянна при любом изменении входного сигнала усилителя, а это обстоятельство позволяет сравнительно легко сгладить ВЧ пульсации. В последние годы в новых моделях усилителей класса D широко используется сигма-дельта-модуляция.

Как уже упоминалось, широтно-импульсная модуляция состоит в изменении ширины импульсов, следующих друг за другом с постоянной частотой (**Рис. 3.49**). Основным регулирующим фактором выступает относительная длительность импульсов $\gamma = t_{и}/T$, где T — период следования импульсов. Различают широтно-импульсную модуляцию первого рода (ШИМ-I) и широтно-импульсную модуляцию второго рода (ШИМ-II). При ШИМ-I длительность импульса определяется по значению входного сигнала на начало периода. ШИМ-I применяется в основном в цифро-аналоговых системах. В усилителях класса D используется ШИМ-II. В этом случае положение регулируемого фронта импульса определяется текущим значением входного сигнала. Уравнение модуляции при ШИМ-II имеет вид

$$\gamma_n = F[T(n + \gamma_n)]. \tag{3.27}$$

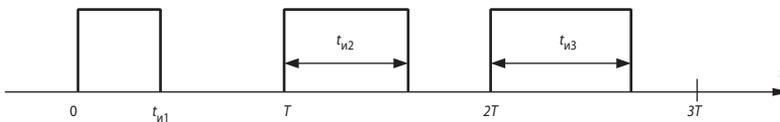


Рис. 3.49. Последовательность импульсов, модулированных по ширине.

Наименьший положительный корень этого уравнения определяет относительную длительность импульса. Блок-схема широтно-импульсного модулятора приведена на **Рис. 3.50**. Здесь обозначено: ГОН — генератор опорного напряжения, КН — компаратор

напряжения. Опорное напряжение изменяется, как правило, по линейному закону. В зависимости от вида опорного напряжения различают одностороннюю и двухстороннюю ШИМ-II. При односторонней ШИМ опорное напряжение $v_{REF}(t)$ представляет собой периодические пилообразные колебания (Рис. 3.51, а). В этом случае модуляция осуществляется изменением положения на периоде только одного фронта импульса. Уравнение (3.27) при линейном опорном напряжении примет вид

$$V_{REF}\gamma_n = v_{IN}[T(n + \gamma_n)], \quad (3.28)$$

где V_{REF} — амплитуда опорного напряжения. Если $v_{IN}(t)$ меняется медленно, то приближённо можно записать

$$\gamma(t) \approx \frac{v_{IN}(t)}{V_{REF}}. \quad (3.29)$$

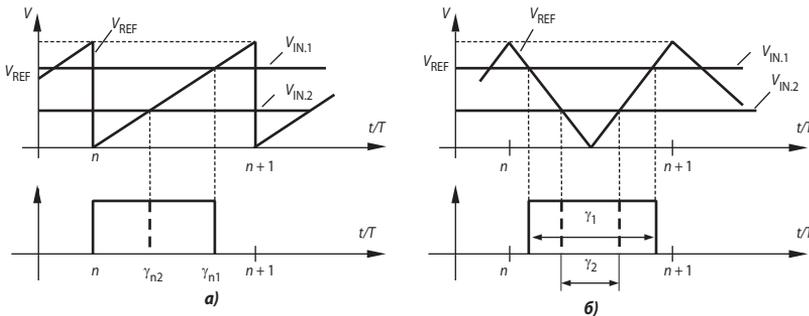


Рис. 3.51. Односторонняя (а) и двухсторонняя (б) ШИМ.

Для двухсторонней ШИМ требуется треугольное (желательно равнобедренное) опорное напряжение (Рис. 3.51, б). Двухсторонняя ШИМ обладает более высоким быстродействием, чем односторонняя, поэтому её применяют чаще.

Если входной сигнал — биполярный, то следует менять полярность и среднее значение выходного напряжения усилителя класса D. При этом возможны два типа модуляции: разнополярная ШИМ (Рис. 3.52, б) и однополярная ШИМ (Рис. 3.52, в). Разнополярной ШИМ присущи более интенсивный реактивный обмен энергии и более высокий уровень пульсаций, чем однополярной, поэтому однополярная ШИМ предпочтительнее. Однако однополярная ШИМ в полной мере реализуется только при мостовой схеме выходного каскада усилителя.

Способ ШИМ является весьма притягательным, потому что может обеспечить до 100 дБ и выше подавление помехи источника питания (100 Гц) при достаточно низкой частоте несущей — в несколько сотен кГц, что даёт возможность ограничения потерь при переключении выходного каскада. Кроме того, многие ШИМ устойчивы почти до 100%-ной мо-

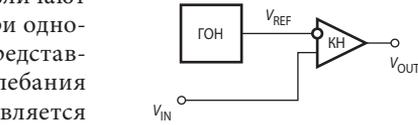


Рис. 3.50. Блок-схема широтно-импульсного модулятора.

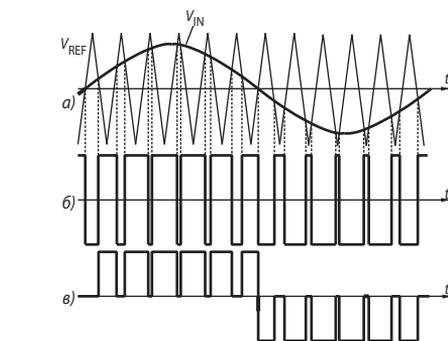


Рис. 3.52. Временные диаграммы при передаче биполярного сигнала: а) вид входного сигнала, б) разнополярная ШИМ, в) однополярная ШИМ.

дуляции, что обеспечивает стабильность работы усилителя на максимальных мощностях, вблизи области перегрузки. Тем не менее, ШИМ имеет некоторые проблемы.

Во-первых, вследствие своей собственной природы, искажения вносит сам процесс ШИМ [3.7], далее, гармоники несущей ШИМ дают помехи в радиодиапазоне длинных и средних волн, наконец, ширина импульсов ШИМ становится очень малой вблизи полной модуляции. Это в большинстве случаев вызывает проблемы в цепях управления выходным каскадом — из-за естественных ограничений процесс переключения не может быть достаточно быстрым, чтобы получать импульсы длительностью в единицы наносекунд. Поэтому полная модуляция часто недостижима в усилителях с ШИМ, ограничивая тем самым максимальную мощность значениями ниже теоретических, учитывающих лишь мощность источника питания, сопротивление включённого транзистора и сопротивление нагрузки.

Альтернативой ШИМ является модуляция плотностью импульсов (МПИ), когда число импульсов за определённый отрезок времени пропорционально среднему значению входного сигнала. Длительность отдельного импульса кратна периоду генерации модулятора. Одной из разновидностей ПИ-модулятора является 1-битный сигма-дельта-модулятор. Блок-схема однобитного сигма-дельта-модулятора первого порядка представлена на **Рис. 3.53, а**.

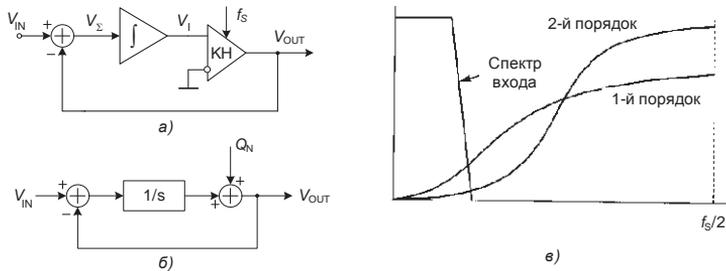


Рис. 3.53. Цепь управления усилителем класса D с сигма-дельта-модулятором.

Значительная часть ВЧ составляющей мощности сигма-дельта-модулятора распределена в широком диапазоне частот без концентрации в отдельные тоны с частотами, кратными несущей, как это происходит в ШИМ. Это способствует уменьшению электромагнитных помех при сигма-дельта-модуляции по сравнению с ШИМ. Некоторая составляющая на частоте дискретизации в методе МПИ всё же имеется, однако, учитывая, что типичные значения частоты дискретизации составляют от 3 до 6 МГц, а это значительно выше звукового диапазона, эти тоны сильно подавляются LC-фильтром нижних частот. Другим преимуществом сигма-дельта-модулятора является то, что минимальная длительность импульса составляет один период дискретизации даже при больших сигналах, близких к условию полной модуляции. Это упрощает конструкцию цепей управления выходным каскадом и обеспечивает их надёжную работу вплоть до теоретически максимального уровня мощности.

Один из недостатков сигма-дельта-модуляции — возможность попадания шума квантизации в полосу частот усиливаемого сигнала. На **Рис. 3.53, б** представлена структурная схема линейной непрерывной модели сигма-дельта-модулятора первого порядка. Связь между изображениями переменных этой модели устанавливается уравнением

$$V_{OUT}(s) = \frac{1}{1+s} V_{IN}(s) + \frac{s}{1+s} Q_N(s).$$

Из этого соотношения следует, что по мере приближения частоты сигнала к нулю влияние шумовой компоненты на выходной сигнал снижается, а входной переменной — увеличивается. В области высоких частот наоборот: сигнальная компонента ослабляется, а шумовая —

возрастает. Таким образом, сигма-дельта-модулятор формирует спектр шума, перенося большую часть его энергии в высокочастотную область за пределы полосы входного сигнала.

С увеличением порядка сигма-дельта-модулятора подавление шума в полосе спектра входного сигнала усиливается (Рис. 3.53, в). На практике в усилителях класса D применяют модуляторы 5-го порядка и выше.

3.5.3. Схемотехника выходных каскадов усилителей класса D

На практике нашли применение две схемы выходных каскадов: полумостовая и мостовая. Полумостовая схема представлена на Рис. 3.54. Диоды VD_1 и VD_2 обеспечивают реактивный обмен энергией между источниками питания и нагрузкой. На Рис. 3.55 приведены эпюры выходного напряжения и токов в элементах выходного каскада, выполненного по схеме Рис. 3.54 при чисто индуктивной нагрузке (основная гармоника тока i_L отстаёт от основной гармоники напряжения v_{OUT} на 90°) и двухполярной ШИМ. Видно, что при достаточно большой индуктивности нагрузки ток i_L поочередно протекает через открытый транзистор соответствующего плеча полумоста и через диод противоположного плеча. Когда ток нагрузки протекает через транзистор, происходит потребление энергии от источника, а когда через диод — возврат энергии в источник. Поскольку выходное напряжение каскада принимает значения $\pm E_{П}$, пульсации тока довольно интенсивные. Очевидно, что реализовать однополярную ШИМ в этой схеме можно только в случае, если параллельно нагрузке включить дополнительный двунаправленный ключ, который будет открываться при запертии транзистора полумоста.

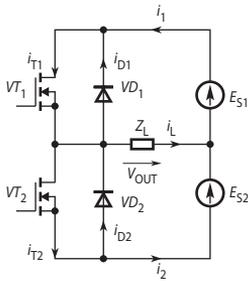


Рис. 3.54. Полумостовой выходной каскад усилителя класса D.

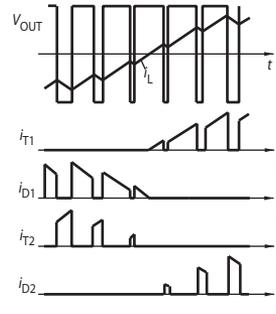


Рис. 3.55. Эпюры выходного напряжения и токов в элементах выходного каскада, выполненного по схеме Рис. 3.54.

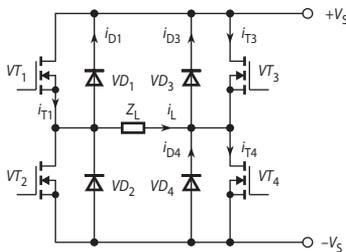


Рис. 3.56. Мостовая схема оконечного каскада усилителя класса D.

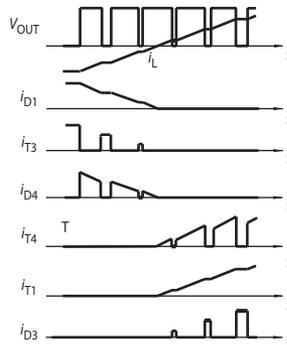


Рис. 3.57. Эпюры, поясняющие электрические процессы в мостовой схеме.

На **Рис. 3.56** приведена мостовая схема оконечного каскада усилителя класса D, а на **Рис. 3.57** — эюры, поясняющие электрические процессы в нём при работе с однополярной ШИМ на индуктивную нагрузку.

Для реализации однополярной ШИМ можно предложить следующий алгоритм. Транзисторы одного из полумостов, например, VT_1 и VT_2 открываются поочерёдно в зависимости от полярности входного напряжения (см. **Рис. 3.52**), т. е. они как бы задают знак выходного напряжения. Два других транзистора VT_3 и VT_4 , также поочерёдно переключаясь, но с большей частотой, осуществляют собственно ШИ-модуляцию. На **Рис. 3.57** представлены эюры для случая, когда $V_{IN} > 0$. При этом постоянно открыт транзистор VT_1 , а VT_3 модулирует питающее напряжение V_S . Пока ток нагрузки i_L отрицателен, он протекает постоянно через диод VD_1 . Когда транзистор VT_3 открыт, ток нагрузки устремляется через него. При этом нагрузка оказывается замкнутой почти полностью открытыми диодом VD_1 и транзистором VT_3 . Напряжение на нагрузке практически равно нулю, и ток меняется очень мало. При закрытом VT_3 открывается диод и к нагрузке подключается напряжение V_S отрицательной полярности. В результате ток i_L начинает быстро снижаться по абсолютной величине.

Когда ток нагрузки i_L становится положителен, он начинает протекать через открытый на протяжении всего полупериода входного сигнала транзистор VT_1 . При открытом транзисторе VT_4 ток течёт через него, а когда он закрыт — через диод VD_4 , замыкающий последовательно с транзистором VT_1 нагрузку практически накоротко. Из диаграмм видно, что при однополярной модуляции пульсации тока нагрузки заметно меньше, чем при разнополярной.

3.5.4. Промышленные типы усилителей класса D

Усилители класса D выпускаются несколькими фирмами в виде монолитных и гибридных ИМС. Ведущее положение в области усилителей промышленного назначения занима-

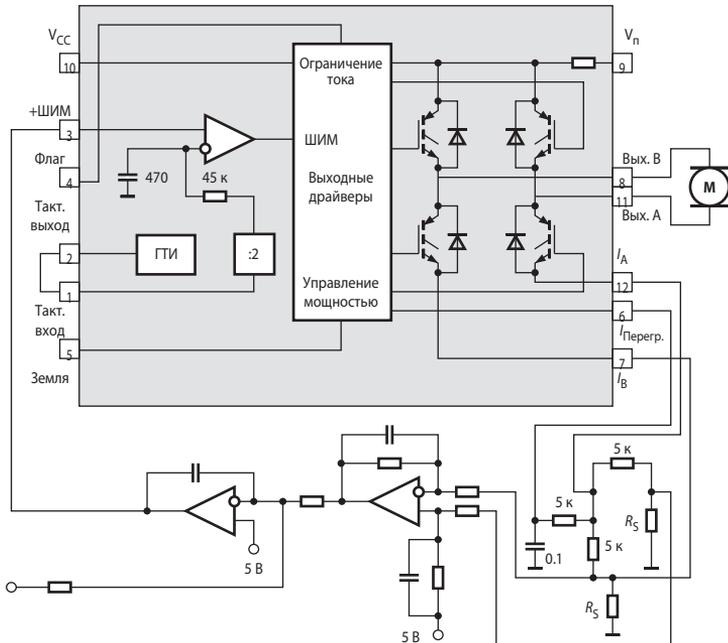


Рис. 3.58. Типовая схема включения ШИМ-усилителя SA08.

ет, по-видимому, Apex Microtechnology (США), которая производит более 20 моделей гибридных ШИМ-усилителей с мостовым и полумостовым выходом, рассчитанных на питающие напряжения от 40 до 500 В, с выходной мощностью от 200 Вт до 10 кВт. Часть производственной программы этой фирмы составляют усилители большой мощности промышленного назначения, имеющие частоту переключения 22 кГц. Выходные каскады этих усилителей выполнены на IGBT, обладающих большой перегрузочной способностью. Примером может служить SA08, предназначенный для построения электропривода постоянного тока. Типовая схема включения этого усилителя приведена на **Рис. 3.58**. Эта схема представляет собой контур регулирования тока якоря двигателя постоянного тока, которая может быть непосредственно использована в качестве внутреннего контура в системе подчинённого регулирования скоростного или позиционного электропривода. Схема включает помимо собственно ШИМ-усилителя, ещё и два ОУ, первый из которых (ОУ₁) выполняет функцию интегрального регулятора тока, а второй (ОУ₂) формирует сигнал обратной связи по току якоря. Усилитель SA08 развивает мощность в нагрузке до 10 кВт при напряжении 500 В и КПД до 98%. Он выполнен в малогабаритном герметичном 12-выводном корпусе МО-127, внешний вид которого представлен на **Рис. 3.59**.



Рис. 3.59. Внешний вид усилителя SA08.

Фирма Apex Microtechnology наряду с гибридными микросборками начала выпускать усилители класса D в виде модулей «Open Frame». Примером может служить MSA260, близкий по характеристикам к SA08.

Усилитель SA07 предназначен в основном для аудиоприложений. Его мостовой выходной каскад, выполнен на МОП-транзисторах, переключающихся с частотой 500 кГц. Этот усилитель способен отдать в нагрузку до 200 Вт при КПД до 94%. В состав микросхемы входит линейный ОУ, принимающий входной сигнал и сигнал обратной связи. Более мощный SA12 с выходным мостовым каскадом также на МОП-транзисторах с частотой коммутации 200 кГц предназначен для промышленных применений, в частности, для управления низкочастотными сонарами. Он развивает мощность в нагрузке до 3 кВт.

Фирма Texas Instruments производит около десятка моделей монолитных моно- и стереоаудиоусилителей класса D на мощности от 1 до 10 Вт. Это, например, стерео усилитель TPA2001D2 с мостовым выходом, развивающий на нагрузке 8 Ом мощность до 1 Вт при напряжении питания 5 В и КПД до 85%. Частота переключения от 200 до 300 кГц. Модуляция — однополярная. Усилитель выпускается в миниатюрном 24-выводном корпусе TSSOP размером 4.5 × 8 × 1.2 мм. Другой пример — стереоусилитель TPA032D04 мощностью 2 × 10 Вт, также с мостовым выходом, работающий на частотах переключения 100...500 кГц. Усилитель выпускается в 48-выводном корпусе TSSOP размером 6 × 12 × 1.2 мм. В состав микросхемы входит также двухканальный непрерывный усилитель для головных телефонов.

Фирма Analog Devices выпускает несколько моделей для аудиоприложений с сигма-дельта-модуляторами. В частности, AD1994 имеет модулятор 7-го порядка и частоту дискретизации 6 МГц. Усилитель имеет два идентичных канала, которые могут быть включены параллельно. Соотношение сигнал/шум составляет 105 дБ, гармонические искажения плюс шум (THD + N) при частоте входного сигнала 1 кГц и выходной мощности 1 Вт — менее 0.005%.

Фирма Maxim производит усилители MAX970x на мощности от 1.2 до 18 Вт. Выходные каскады — мостовые с однополярной модуляцией. Для снижения уровня выходного шума частота ШИМ меняется по псевдослучайному закону в пределах ±10%.

В **Табл. 3.6** приведены основные параметры некоторых моделей промышленных усилителей класса D.

Таблица 3.6. Параметры промышленных усилителей класса D

Модель	P_{OUT} [Вт]	K_V [дБ]	V_S [В]	I_{OUT} [А]	$I_{потр}$ [мА]	f_s [кГц]	КПД [%]	Особенности
SA08	10000	22	16...500	20	80	22.5	98	Мост на IGBT
MSA260	9000	96	5...450	20	22	50	—	«Open Frame»
SA07	200	100	5...40	5	90	500	94	Мост на МОП-транзисторах
SA12	3000	—	16...200	15	325	200	—	Мост на МОП-транзисторах
TPA2001D2	2×1	8...23.5	4.5...5.5	0.4	10	300	85	Аудиостереоусилитель с однополярной ШИМ
TPA032D02	2×10	25	8...14	3.5	—	500	85	Стереоусилитель с мостовым выходом
TPA3106D1	40	20...36	10...26	8	10	300	87	Мост на МОП-транзисторах
LM4680	10	30	9...14	2.5	28	450	81	Мост на МОП-транзисторах
TDA7482	25	30	$\pm 10... \pm 25$	3	40	120	87	Полумостовой выход
AD1994	2×25	10...33	8...20	5	55	6000	90	Σ - Δ модулятор 7-го порядка
ADA1592	2×35	19...37	9...18	5	60	6144	>90	Σ - Δ модулятор 5-го порядка
MAX9700	1.2	6...20	2.5...5.5	0.7	4	1450	94	Полностью дифференциальный
MAX9703	18	13...30	10...25	4	24	470...940	78	Полностью дифференциальный

3.5.5. Помехи, порождаемые усилителями класса D, и борьба с ними

Как видно из временных диаграмм, приведённых на Рис. 3.55 и Рис. 3.57, работа ШИМ-усилителей сопровождается высокими значениями dv/dt и di/dt . Это порождает интенсивные помехи на выходе усилителя, а также в других электронных устройствах, куда помехи попадают по кондуктивным связям через общие шины питания, а также через пространство, разделяющее электронные устройства, в виде электромагнитных волн. Иначе говоря, при применении усилителей класса D необходимо решать проблему электромагнитной совместимости.

Для усилителей это означает, что требуется обеспечить низкий уровень пульсаций тока, потребляемого усилителем от источников питания, малые значения dv/dt и di/dt в проводах, соединяющих усилитель с нагрузкой, особенно если эта нагрузка удалённая.

Для снижения влияния усилителя на шины источника питания изготовитель рекомендует [3.5] подключение параллельно выводам питания усилителя блокирующих конденсаторов (Рис. 3.60). Конденсаторы C_1 — керамические, ёмкостью 0.1...1 мкФ. Конденсаторы C_2 — оксидные, желательно танталовые, с ёмкостью 10 мкФ на каждый 1 А потребляемого тока. Конденсаторы C_1 должны располагаться как можно ближе к выводам питания усилителя, а C_2 — не дальше 50 мм от этих выводов.

Поскольку почти вся энергия шума квантования спектрально расположена далеко за пределами полосы

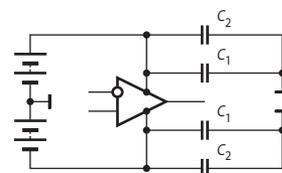


Рис. 3.60. Схема подключения блокирующих конденсаторов.

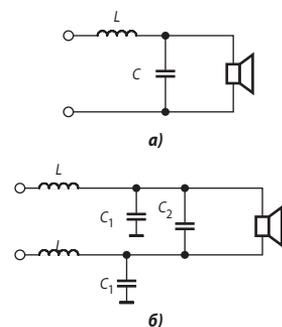


Рис. 3.61. Выходные фильтры усилителей класса D.

частот входного сигнала, то обычно нагрузка, в силу её инерционности, практически не реагирует на этот шум. Поэтому при близком расположении усилителя и нагрузки помехи в выходном сигнале можно не фильтровать, особенно при однополярной ШИМ. Некоторые фирмы рекламируют свои ШИМ-усилители как «бесфильтровые».

Тем не менее, чтобы уменьшить пульсации выходных напряжения и тока применяют LC-фильтры нижних частот. Для полумостового выхода обычно применяют несимметричную схему (Рис. 3.61, а), а для мостового — симметричную (Рис. 3.61, б). В работе [3.6] приведён анализ влияния выходных фильтров на искажения сигнала и уровень электромагнитных помех, создаваемых усилителем при его работе на нагрузку типа громкоговорителя. Показано, что при работе усилителя на нагрузку, имеющую выраженный индуктивный характер, несимметричный фильтр (Рис. 3.61, а) снижает только кондуктивные помехи, поставляемые усилителем в питающую сеть. Уровень электромагнитных помех, создаваемых усилителем с таким фильтром, даже выше, чем у усилителя вообще без фильтра. То же самое справедливо и для искажений сигнала, поступающего в нагрузку.

Симметричный фильтр (Рис. 3.61, б) существенно снижает электромагнитные помехи. В качестве примера на Рис. 3.62 представлены осциллограммы регистрации напряжённости электрического поля на расстоянии 12.5 мм от кабеля, соединяющего громкоговоритель с выходным фильтром усилителя. Частота импульсов ШИМ 250 кГц. Влияние фильтров на нелинейные искажения сигнала незначительно, а на интермодуляционные — отрицательно.

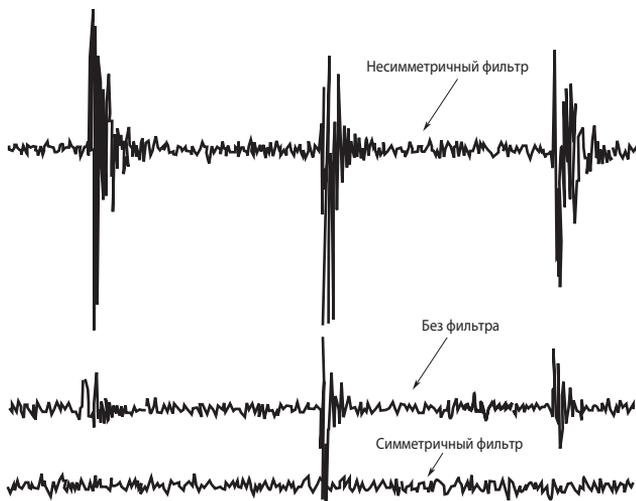


Рис. 3.62. Осциллограммы напряжённости электрического поля вокруг проводов, соединяющих громкоговоритель с усилителем.

Несколько слов об устойчивости усилителей с ШИМ. Если частота среза разомкнутого контура регулирования усилителя f_{AV} подчиняется условию

$$f_{AV} < f_s/20, \quad (3.28)$$

где f_s — частота импульсов ШИМ, то устойчивость усилителя может быть исследована обычными методами. Широтно-импульсный модулятор и выходной каскад в этом случае заменяются звеном с передаточной функцией

$$W_{\text{ШИМ}}(s) = \frac{V_S}{V_{\text{REF}}} e^{-\frac{s}{2f_s}}. \quad (3.29)$$

В ином случае исследование устойчивости усилителя сильно усложняется, поскольку при $f_{AV} > f_s/20$ в полной мере проявляется дискретный нелинейный характер широтно-импульсной модуляции. Дотошному читателю, желающему досконально разобраться в этом вопросе, можно рекомендовать книгу [3.7].

Вопросы и задачи

1. Перечислите важнейшие требования, предъявляемые к широкополосным усилителям.
2. Укажите простейшие способы расширения полосы пропускания усилительных каскадов.
3. Начертите схему усилительного каскада переменного тока по схеме **Рис. 3.3, а** с одним источником питания.
4. Начертите схему каскодного усилительного каскада переменного тока с одним источником питания.
5. Чем отличается включение ОУ в качестве ВЧ усилителя от обычного включения в качестве усилителя постоянного тока?
6. Какой недостаток обычных ОУ вызвал появление ОУ с обратной связью по току?
7. Назовите основной усилительный параметр ОСТ-усилителя и поясните его физический смысл.
8. Покажите возможность независимого регулирования усиления и полосы пропускания ОСТ-усилителей.
9. Почему дифференциальные линии передачи сигналов обладают наивысшей помехозащищённостью?
10. Какие типы усилителей включает дифференциальная линия передачи сигналов?
11. Какие основные требования предъявляются к драйверу дифференциальной линии?
12. Какие основные требования предъявляются к магистральному усилителю дифференциальной линии?
13. Какие основные требования предъявляются к приёмнику дифференциальной линии?
14. Почему желательно убирать часть плоскости земли из под входных и выходных выводов ОУ?
15. Почему слой земли, проходящий под дорожкой, уменьшает её индуктивность?
16. Перечислите преимущества и недостатки дифференциальных электрических цепей по сравнению с несимметричными.
17. Как влияет изменение коэффициента усиления на полосу пропускания усилителей с регулируемым усилением?
18. В каких случаях следует применять изолирующие усилители (нельзя обойтись измерительными усилителями)?
19. Какие факторы ограничивают КПД усилителя класса D?
20. Какие виды модуляции применяются в усилителях класса D?
21. Укажите преимущества и недостатки мостовой схемы выходного каскада усилителя класса D по сравнению с полумостовой.

Литература к гл. 3

1. A tutorial on applying op amps to RF applications // Application note OA-11. National Semiconductor. — September 1993. — 22 pp.
2. Brandenburg D. Current vs. Voltage Feedback Amplifiers // Application note OA-30. National Semiconductor. — January 1998. — 6 pp.
3. Potson D. Current Feedback Op Amp Applications Circuit Guide // Application Note OA-07. National Semiconductor. — May 1988. — 8 pp.
4. Schmid R. Stability Analysis of Current Feedback Amplifiers // Application Note OA-25. National Semiconductor. — May 1995. — 6 pp.
5. General operating considerations // Application note 1. Apex Microtechnology Corporation. — February 2001. — 11 pp.
6. Score M. Reducing and Eliminating the Class-D Output Filter // Application Report. Texas Instruments. — August 1999. — 33 pp.
7. Волович Г. И. Динамика вентильных источников вторичного электропитания постоянного тока. М.: Энергоатомиздат, 1991. — 192 с.
8. Савенко Н. Усилители с токовой обратной связью // Современная электроника. — 2006. — № 2. — С. 18 — 23.
9. Carter B. A Differential Op-Amp Circuit Collection // Application Report SLOA064 Texas Instruments. — July 2001. — 17 pp.
10. Op Amp Applications // W. Jung, editor. — Ch. 6 — Analog Devices Inc. — 2002.
11. Гаалас Э. Звуковые усилители класса D: что, зачем и как? // Компоненты и технологии. — 2006. — № 11. — С. 52 — 58.
12. Ардизони Дж. Практическое руководство по разработке печатных плат для высокочастотных схем // Компоненты и технологии. — 2007. — № 12. — С. 157 — 162.

АНАЛОГОВЫЕ КОМПАРАТОРЫ И ТАЙМЕРЫ

4.1. Общие сведения о компараторах

Компаратор — это сравнивающее устройство. Аналоговый компаратор (АК) предназначен для сравнения непрерывно изменяющихся сигналов. Входные аналоговые сигналы компаратора суть V_{IN} — анализируемый сигнал и V_{REF} — опорный сигнал сравнения, а выходной — V_{OUT} — дискретный или логический сигнал, содержащий 1 бит информации:

$$V_{OUT} = \begin{cases} V_{OUT}^1 & \text{при } V_{IN} - V_{REF} > 0; \\ V_{OUT}^0 & \text{при } V_{IN} - V_{REF} < 0. \end{cases}$$

Выходной сигнал компаратора почти всегда подаётся на входы логических цепей и потому согласуется по уровню и мощности с их входами. Таким образом, компаратор — это элемент перехода от аналоговых к цифровым сигналам и по сути является однобитным аналого-цифровым преобразователем.

Нет необходимости уточнять неопределённость состояния выхода компаратора при нулевой разности входных сигналов, так как реальный компаратор всегда имеет либо конечный коэффициент усиления, либо петлю гистерезиса (**Рис. 4.1**).

Чтобы выходной сигнал компаратора изменился на конечную величину $|V_{OUT}^1 - V_{OUT}^0|$ при бесконечно малом изменении входного сигнала, компаратор должен иметь бесконечно большой коэффициент усиления (эпюра 1 на **Рис. 4.2**) при полном отсутствии шумов во входном сигнале. Такую характеристику можно имитировать двумя способами: или просто использовать усилитель с очень большим коэффициентом усиления, или ввести положительную обратную связь.

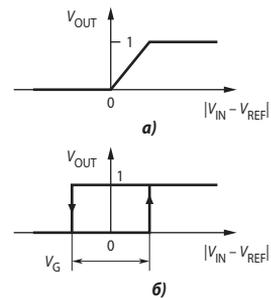


Рис. 4.1. Характеристики компараторов.

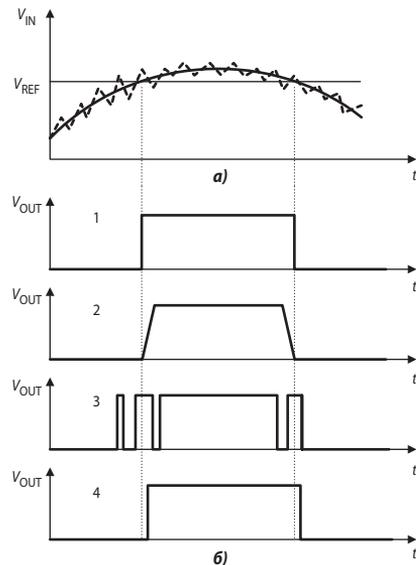


Рис. 4.2. Процессы переключения компараторов.

Рассмотрим первый путь. Как бы велико усиление не было, при $V_{IN} \approx 0$ характеристика будет иметь вид **Рис. 4.1, а**. Это приведёт к двум неприятным последствиям. Прежде всего, при очень медленном изменении V_{IN} выходной сигнал также будет изменяться замедленно, что плохо отразится на работе последующих логических схем (эпюра 2 на **Рис. 4.2**). Ещё хуже то, что при таком медленном изменении V_{IN} около нуля выход компаратора может многократно и с большой частотой менять своё состояние под действием помех (так называемый «дребезг», эпюра 3). Для устранения этого явления обычно вводят положительную обратную связь, которая обеспечивает переходной характеристике компаратора гистерезис (**Рис. 4.1, б**). Наличие гистерезиса, хотя и вызывает некоторую задержку в переключении компаратора (эпюра 4 на **Рис. 4.2**), но существенно уменьшает или даже устраняет дребезг V_{OUT} .

В качестве АК может быть использован ОУ, как это показано на **Рис. 4.3**. Усилитель включён по схеме инвертирующего сумматора, однако вместо резистора в цепи обратной связи включены параллельно стабилитрон VD_1 и диод VD_2 .

Пусть $R_1 = R_2$. Если $V_{IN} - V_{REF} > 0$, то диод VD_2 открыт и на выходе схемы присутствует небольшое отрицательное напряжение, равное падению напряжения на открытом диоде. При $V_{IN} - V_{REF} < 0$ на стабилитроне установится напряжение, равное его напряжению стабилизации $V_{СТ}$. Это напряжение должно соответствовать единичному логическому уровню цифровых ИМС, входы которых подключены к выходу компаратора. Таким образом, выход ОУ принимает два состояния, причём

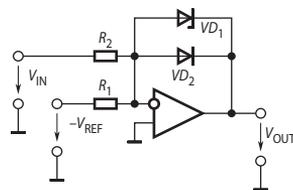


Рис. 4.3. Схема компаратора на ОУ.

в обоих усилитель работает в линейном режиме. Многие типы ОУ не допускают сколь угодно существенное входное дифференциальное напряжение. Включение по схеме на **Рис. 4.3** обеспечивает работу ОУ в режиме компаратора практически с нулевыми дифференциальными и синфазными входными напряжениями. Недостатком данной схемы является относительно низкое быстродействие, обусловленное необходимостью частотной коррекции, так как ОУ работает в линейном режиме со 100%-ной отрицательной обратной связью. Используя для построения компаратора обычные ОУ, трудно получить время переключения менее 1 мкс.

4.2. Аналоговый интегральный компаратор

4.2.1. Принципы построения интегральных компараторов

Итак, компаратор — это быстродействующий дифференциальный усилитель постоянного тока с большим усилением, малыми дрейфом и смещением нуля и логическим выходом. Его входной каскад должен обладать большим коэффициентом ослабления синфазной составляющей (КОСС) и способностью выдерживать большие синфазные и дифференциальные сигналы на входах, не насыщаясь, т. е. не попадая в режимы, из которых компаратор будет долго выходить. Для повышения помехозащищённости желательно снабдить компаратор стробирующим логическим входом, разрешающим переключение компаратора только в заданные моменты времени.

Схема первого промышленного интегрального компаратора $\mu A710$ (отечественный аналог — 521CA2), разработанного Р. Видларом в 1965 г. [4.1], приведена на **Рис. 4.4**. Она представляет собой дифференциальный усилитель на транзисторах VT_1 , VT_2 , нагруженный на каскады ОЭ на VT_5 и VT_6 . Каскад на VT_5 через транзистор VT_4 управляет коллекторным режимом входного каскада и через транзистор в диодном включении VT_7 фиксирует потенциал базы транзистора VT_8 , делая его независимым от изменений положительного напряжения питания. Каскад на VT_6 представляет собой второй каскад усиления напряжения.

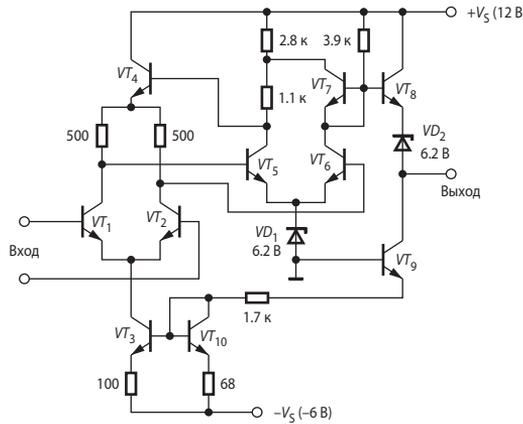


Рис. 4.4. Схема компаратора $\mu A710$.

Эмиттерные выводы транзисторов VT_5 и VT_6 присоединены к стабилитрону VD_1 с напряжением стабилизации 6.2 В, поэтому потенциалы баз указанных транзисторов соответствуют ≈ 6.9 В. Следовательно, допустимое напряжение на входах компаратора относительно общей точки может достигать 7 В. На транзисторе VT_8 выполнен эмиттерный повторитель, передающий сигнал с коллектора VT_6 на выход. Постоянная составляющая сигнала уменьшается до нулевого уровня стабилитроном VD_2 .

Если дифференциальное входное напряжение превышает $+5 \dots +10$ мВ, то транзистор VT_6 закрыт, а VT_5 близок к насыщению. Выходной сигнал компаратора при этом не может превысить $+4$ В, так как для более положительных сигналов открывается диод на VT_7 , не допуская излишнего роста выходного напряжения и насыщения VT_5 . При обратном знаке входного напряжения VT_6 насыщается, потенциал его коллектора оказывается близок к напряжению стабилизации стабилитронов VD_1 и VD_2 , а поэтому потенциал выхода близок к нулю. Транзистор VT_9 — источник тока 3 мА для смещения VT_8 и VD_2 . Часть этого тока (до 1.6 мА) может направляться в нагрузку с отрицательным (вытекающим) входным током (один вход логики ТТЛ серии 155 или 133).

В дальнейшем эта схема развивалась и совершенствовалась. Схемы многих компараторов имеют стробирующий вход для синхронизации, а некоторые модификации снабжены на выходе триггерами-защелками, т. е. схемами, фиксирующими состояние выхода компаратора по приходу синхроимпульса.

Выходные каскады компараторов обычно обладают большей гибкостью, чем выходные каскады ОУ. В обычном ОУ используют двухтактный выходной каскад, который обеспечивает размах напряжения в пределах между значениями напряжения питания (на-

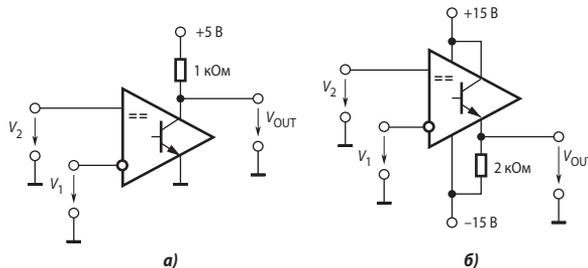


Рис. 4.5. Схемы включения выходного каскада компаратора 521CA3.

пример, ± 13 В для ОУ типа 140УД7, работающего от источников ± 15 В). В выходном каскаде компаратора эмиттер, как правило, заземлён, и выходной сигнал снимается с «открытого» коллектора. Выходные транзисторы некоторых типов компараторов, например, 521СА3 или LM311 имеют открытые, т. е. неподключенные, и коллектор, и эмиттер. Две основные схемы включения компараторов такого типа приведены на Рис. 4.5 [4.2].

На Рис. 4.5, а выходной транзистор компаратора включён по схеме с общим эмиттером. При потенциале $+5$ В на верхнем выводе резистора к выходу можно подключать входы TTL, nМОП- и КМОП-логики с питанием от источника 5 В. Для управления КМОП-логикой с более высоким напряжением питания следует верхний вывод резистора подключить к источнику питания данной цифровой микросхемы.

Если требуется изменение выходного напряжения компаратора в пределах от V^+_S до V^-_S , выходной каскад включается по схеме эмиттерного повторителя (Рис. 4.5, б). При этом заметно снижается быстродействие компаратора и происходит инверсия его входов.

Некоторые модели интегральных компараторов (например, AD790, MAX907) имеют внутреннюю неглубокую положительную обратную связь, обеспечивающую их переходной характеристике гистерезис с шириной петли, соизмеримой с напряжением смещения нуля.

На Рис. 4.6, а приведена схема включения компаратора с открытым коллектором на выходе, переходная характеристика которой имеет гистерезис (Рис. 4.6, б). Пороговые напряжения этой схемы определяются по формулам

$$V_{TH1} = \frac{V_{REF}R_2}{R_1 + R_2}; \quad V_{TH2} = \frac{ER_1 + V_{REF}(R_2 + R_C)}{R_1 + R_2 + R_C}. \quad (4.1)$$

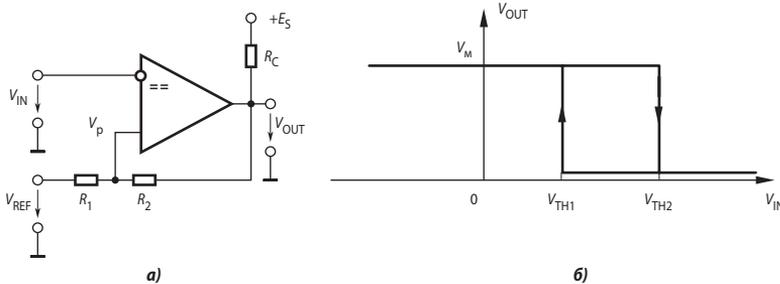


Рис. 4.6. Компаратор с положительной обратной связью.

Из-за несимметрии выходных напряжений компаратора петля гистерезиса оказывается несимметричной относительно опорного напряжения. Обычно выбирают $R_K \ll R_2$, так что

$$V_{пор2} \approx \frac{ER_1 + V_{REF}R_2}{R_1 + R_2}.$$

4.2.2. Компараторы с однополярным питанием

Компараторы с однополярным питанием удобны для использования в носимой аппаратуре, имеющей батарейное питание, легко сопрягаются с КМОП и TTL цифровыми схемами, поэтому они получили широкое распространение. Одна из первых моделей LM139/239/339 (отечественный аналог — 1401СА1), была создана Р. Видларом в начале 70-х годов прошлого века и оказалась настолько удачной, что и поныне выпускается несколькими фирмами в больших количествах и многих модификациях (LM3302, LM393, TL331 и др.). LM139 представляет собой маломощный счетверённый компаратор среднего быстродействия с выходом в виде биполярного транзистора с открытым коллектором.

Схема входного каскада одного из четырёх компараторов LM139 приведена на **Рис. 4.7** [4.3]. Транзисторы $VT_1 \dots VT_6$, включённые попарно по схеме Дарлингтона, составляют $p-n-p$ дифференциальный входной каскад с нагрузкой в виде токового зеркала на транзисторах VT_5 и VT_6 . Это позволяет преобразовать дифференциальный входной сигнал в несимметричный выходной без потери усиления. Такое включение позволяет оперировать с синфазными входными сигналами, сниженными вплоть до потенциала общей шины (земли). Если оба входа имеют потенциал общей шины, то напряжения эмиттеров транзисторов VT_1 и VT_4 относительно общей шины составят одно значение V_{BE} , а эмиттеров транзисторов VT_2 и VT_3 — $2V_{BE}$. Для переключения компаратора достаточно, чтобы потенциалы коллекторов транзисторов VT_5 и VT_6 токового зеркала были бы выше земли на величину V_{BE} . Поскольку транзисторы VT_2 и VT_3 могут работать с нулевыми напряжениями коллектор—база, то компаратор может нормально работать при $V_{IN} > -0.3$ В. Однако при переходе через эту границу, может произойти отпирание диода подложки, что приведёт к непредсказуемому состоянию выхода или даже к повреждению компаратора, если входные токи не ограничены.

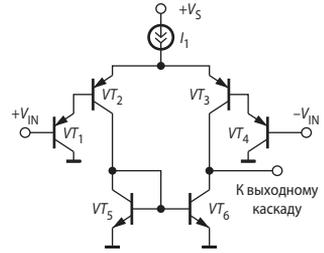


Рис. 4.7. Схема входного усилительного каскада компаратора LM139.

На **Рис. 4.8** показана упрощённая схема компаратора LM139 с выходным каскадом. Дополнительное усиление осуществляется каскадами с общим эмиттером на транзисторах VT_7 и VT_8 . Коллектор транзистора VT_8 не подключён, чтобы обеспечить более гибкое и широкое применение компаратору. Включение нагрузочного (пулапного) резистора между коллектором VT_8 и V_5 или любым другим источником питания с напряжением вплоть до +36 В позволяет управлять сравнительно мощной нагрузкой, например, индикаторами или реле. Несколько выходов могут быть соединены вместе, для того чтобы обеспечить логическую операцию «монтажное И». Транзистор VT_8 в полностью открытом состоянии допускает ток коллектора (нагрузки) до 15 мА. При этом его напряжение коллектор—эмиттер не превышает 1 В. При коллекторном токе 4 мА типичное значение этого напряжения составляет 0.25 В.

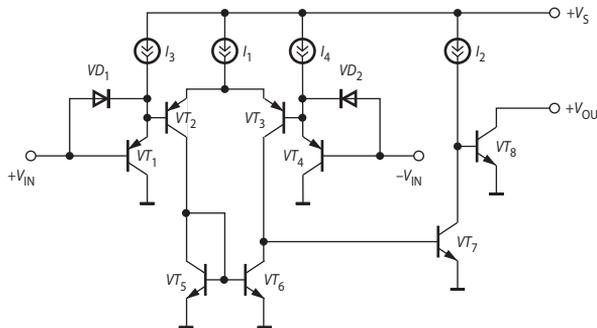


Рис. 4.8. Упрощённая схема компаратора LM139.

Источники тока I_3 и I_4 по 3.5 мкА каждый добавлены для того, чтобы ускорить перезаряд паразитных ёмкостей эмиттеров транзисторов VT_1 и VT_4 , что увеличивает скорость нарастания для входного каскада. Диоды VD_1 и VD_2 добавлены также для увеличения скорости нарастания при больших колебаниях входного напряжения.

4.2.3. Скоростные компараторы

Быстродействие универсальных компараторов типа $\mu A710$, LM111 и LM139 не всегда достаточно. Для цифровых ИМС типа ТТЛШ или ЭСЛ достижимо быстродействие на уровне $1 \dots 10$ нс, поэтому следует обеспечить такую скорость и для аналогового компаратора.

Быстродействие компараторов, работающих без обратной связи с большими входными токами можно увеличить за счёт совершенствования схемотехники и интегральных структур. Один из основных принципов проектирования — биполярные транзисторы, входящие в состав компаратора ни при каких допустимых режимах не должны насыщаться. В компараторах этого труднее избежать, чем в ОУ, поскольку:

- на входах компаратора в нормальном режиме работы могут быть большие дифференциальные и синфазные напряжения,
- выходные каскады компараторов представляют собой логические элементы, работающие в ключевом режиме.

Один из путей устранения насыщения транзисторов заключается в шунтировании цепи база—коллектор диодом Шоттки. На **Рис. 4.9** приведены упрощённые схемы транзисторных ключей с указанием разностей потенциалов между выводами в открытом состоянии.

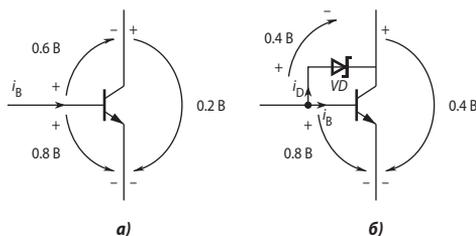


Рис. 4.9. Упрощённые схемы ключей на биполярных транзисторах.

Ключ без диода Шоттки (**Рис. 4.9, а**) находится в глубоком насыщении. При его переводе в режим отсечки требуется значительное время на рассасывание зарядов в базе. Включение диода Шоттки (**Рис. 4.9, б**), имеющего низкое прямое падение напряжения и малое время восстановления, приводит к выходу транзистора из насыщения. Излишний входной ток ключа i_D ответвляется через диод и суммируется с током коллектора, поэтому классический режим насыщения транзистора не наступает и в базовой области транзистора не накапливаются неосновные носители. Тем самым обеспечивается наименьшее время выхода транзистора из открытого состояния. Применение этого принципа при построении скоростного компаратора SE527 (отечественный аналог 521СА4) позволило снизить время переключения до 15 нс. С диодами Шоттки построен также выходной каскад скоростного компаратора TL714С, имеющего время переключения 6 нс. Дальнейшее повышение быстродействия достигается построением всех каскадов компаратора на дифференциальных парах, которые всегда работают в активном режиме. Это сделать наиболее удобно в случае, когда компаратор предназначен для работы на эмиттерно-связанную логику (ЭСЛ), основой схемотехники которой как раз и являются дифференциальные пары транзисторов. Примером такого компаратора может служить МАХ9692, типичное время переключения которого составляет 1.2 нс.

Для повышения скорости нарастания выходного напряжения входные каскады скоростных компараторов выполняют по схеме, аналогичной схеме ОУ с токовой обратной связью (см. **Рис. 3.7**). Именно так построен входной каскад компаратора TL714С.

- В заключение, перечислим некоторые особенности компараторов по сравнению с ОУ.
- несмотря на то, что компараторы очень похожи на операционные усилители, в них почти никогда не используют отрицательную обратную связь, так как в этом случае весьма вероятно (а при наличии внутреннего гистерезиса — гарантировано) самовозбуждение компараторов;
 - в связи с тем, что в схеме нет отрицательной обратной связи, напряжения на входах компаратора неодинаковы;
 - из-за отсутствия отрицательной обратной связи входное сопротивление компаратора относительно низко и может меняться при изменении входных сигналов;
 - выходное сопротивление компараторов значительно и различно для разной полярности выходного напряжения.

4.3. Применение компараторов

4.3.1. Двухпороговый компаратор

Двухпороговый компаратор (или компаратор «с окном») фиксирует, находится ли входное напряжение между двумя заданными пороговыми напряжениями или вне этого диапазона. Для реализации такой функции выходные сигналы двух компараторов необходимо подвергнуть операции логического умножения (Рис. 4.10, а). Как показано на Рис. 4.10, б, на выходе логического элемента единичный уровень сигнала будет иметь место тогда, когда выполняется условие

$$V_1 < V_{IN} < V_2, \quad (4.2)$$

так как в этом случае на выходах обоих компараторов будут единичные логические уровни. Такой компаратор выпускается в виде отдельной ИМС $\mu A711$ (отечественный аналог — 521СА1).

Пример реализации двухпорогового компаратора на двух компараторах 4-канальной микросхемы 1401СА1 представлен на Рис. 4.11. Компараторы имеют выход с открытым коллектором. Если входное напряжение меньше V_1 и больше V_2 , то выходные транзисторы обоих компараторов заперты, и выход схемы соединяется с напряжением питания через пулапный резистор R_K . При этом выходное напряжение имеет высокий уровень. В противном случае какой-либо из транзисторов открыт, и выход принимает низкий уровень. Значения пороговых напряжений устанавливают выбором резисторов R_1, R_2, R_3 .

4.3.2. Детектор пересечения нуля

Компаратор может использоваться, чтобы преобразовать гармонические колебания в симметричные прямоугольные. Такое преобразование может выполнить схема, называемая *нуль-органом* или детектором пересечения нуля. На Рис. 4.12 представлена схема нуль-органа на компараторе с однополярным питанием и входом с открытым коллектором. Делитель напряжения R_4, R_5

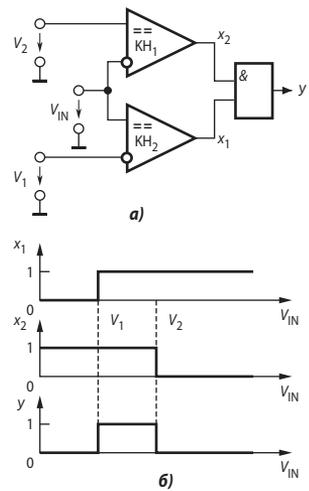


Рис. 4.10. Схема двухпорогового компаратора (а) и диаграмма его работы (б).

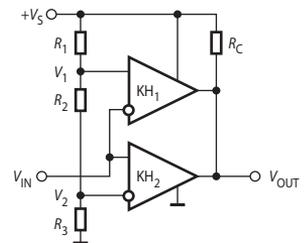


Рис. 4.11. Схема двухпорогового компаратора на аналоговых компараторах с открытым коллектором.

устанавливает опорное напряжение V_1 на неинвертирующем входе. Если выбрать $R_1 + R_2 = R_5$, то условие переключения компаратора $V_1 = V_2$ будет удовлетворено при $V_{IN} = 0$. Сопротивление резистора положительной обратной связи R_6 выбирается очень большим по сравнению с R_5 ($R_6 = 2000R_5$), для того чтобы гистерезис переходной характеристики компаратора был малым $\Delta V_1 < 10$ мВ. В то же время этот гистерезис заметно ускоряет переключение компаратора. Диод VD используется, чтобы потенциал инвертирующего входа компаратора никогда не опускался ниже -0.1 В. При отрицательном напряжении на входе диод смещается в прямом направлении. Тогда напряжение на узле между R_1 и R_2 будет не ниже приблизительно 0.7 В.

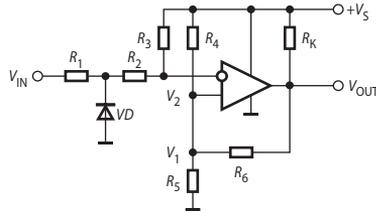


Рис. 4.12. Схема нуля-органа.

4.3.3. Сравнение напряжений противоположной полярности

Схема компаратора, приведённая на Рис. 4.13, сравнивает абсолютные величины двух напряжений, имеющих противоположные полярности. Результирующее напряжение V_n на инвертирующем входе компаратора определяется соотношением

$$V_n = \frac{V_{IN1}R_2 + V_{IN2}R_1}{R_1 + R_2}, \quad (4.3)$$

что при $R_1 = R_2$ даёт $V_n = (V_{IN1} + V_{IN2})/2$. Транзистор VT в диодном включении защищает вход компаратора от отрицательных перенапряжений, что требуется в случае, если компаратор имеет однополярное питание. Если необходимо, переходной характеристике компаратора может быть добавлен небольшой гистерезис методами, рассмотренными выше. Выходное напряжение схемы принимает высокий уровень ($V_{OUT} = V_S$) в том случае, если положительное напряжение по абсолютной величине меньше отрицательного.

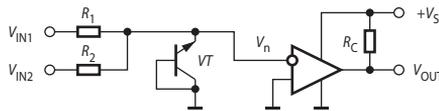


Рис. 4.13. Схема сравнения абсолютных величин напряжений, имеющих противоположные полярности.

4.3.4. Мультивибраторы

Автоколебательный мультивибратор

На Рис. 4.14, а представлена схема генератора прямоугольных сигналов на компараторе с однополярным питанием и выходом с открытым коллектором, использующая минимум компонентов. Выходная частота определяется постоянной времени $R_C C_T$, а ширина петли гистерезиса устанавливается отношением сопротивлений резисторов R_1 , R_2 и R_3 . Считаем, что $R_C \ll R_3$. Максимальная частота ограничена только задержкой переключения компаратора и ёмкостью нагрузки, которая снижает скорость нарастания выходного напряжения.

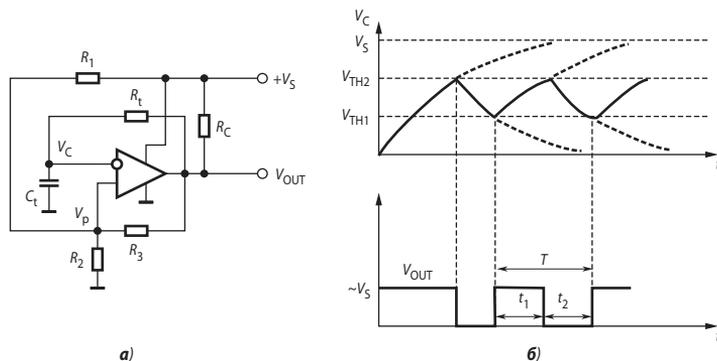


Рис. 4.14. Схема простейшего автоколебательного мультивибратора.

При анализе этой схемы предположим, что вначале выходное напряжение имеет высокий уровень. Для этого необходимо, чтобы напряжение на инвертирующем входе было бы меньше, чем на неинвертирующем. Поэтому конденсатор C_t разряжен. Напряжение на неинвертирующем входе V_p в таком случае равно

$$V_1 = \frac{V_S R_2}{(R_1 \parallel R_3) + R_2}. \quad (4.4)$$

Если $R_1 = R_2 = R_3$, тогда

$$V_1 = \frac{2V_S}{3}. \quad (4.5)$$

Когда конденсатор C_t зарядится через резистор R_t до напряжения V_1 , выход компаратора переключится. При $V_{OUT} = 0$, значение V_p уменьшится до величины

$$V_2 = \frac{V_S}{3}. \quad (4.6)$$

Конденсатор C_t теперь начнёт разряжаться на землю. Выход компаратора вернётся к прежнему состоянию ($V_{OUT} = V_S$), когда напряжение на конденсаторе уменьшится до значения, равного V_2 . Для приведённой схемы, при условии $R_1 = R_2 = R_3$, период одного цикла колебания в два раза превосходит время, которое требуется для того, чтобы зарядить конденсатор до половины установившегося значения. В силу симметрии колебаний можно найти период T как удвоенное время изменения напряжения между двумя порогами в такте разряда конденсатора. Это время находится из уравнения

$$V_2 = V_1 e^{-\frac{T}{2R_t C_t}}. \quad (4.7)$$

Решение этого уравнения относительно T , с учётом того, что $V_1 = 2V_2$, имеет вид

$$T = 1.388 R_t C_t. \quad (4.8)$$

Генератор импульсов с переменной скважностью

Основная схема автоколебательного мультивибратора, приведённая на Рис. 4.14, может быть изменена, с тем чтобы получить генератор импульсов с регулируемой скважностью. Схема такого генератора представлена на Рис. 4.15. Для отдельного независимого регулирования длительности импульса и паузы последовательно с времязадающим конденсатором C_t включены две параллельные цепочки: $R_4 D_1$ и $R_5 D_2$. Цепочка $R_4 D_1$ формирует ток заряда конденсатора, тем самым определяя ширину импульса (t_1), а цепь $R_5 D_2$ зада-

ёт время паузы (t_2). Меняя сопротивление любого из этих резисторов, мы меняем частоту следования импульсов генератора. При условии $R_1 = R_2 = R_3 \gg R_C$ время нарастания напряжения на конденсаторе с учётом соотношений (4.5), (4.6) определится из уравнения

$$V_S - V_D - (V_1 - V_D)e^{-\frac{t_1}{R_4 C_t}} = V_1, \quad (4.9)$$

где V_D — прямое падение на диоде, а время спада — из уравнения

$$V_D + (V_1 - V_D)e^{-\frac{t_2}{R_5 C_t}} = V_2. \quad (4.10)$$

Скорость заряда и разряда конденсатора в данном случае будет меньше, чем в предыдущей схеме из-за падения напряжения на диодах. Решение уравнений (4.9) и (4.10), с учётом того, что $V_1 = 2V_2$, имеет вид

$$t_1 = R_4 C_t \ln(2 + V_D / V_2), \quad (4.11)$$

$$t_2 = R_5 C_t \ln(2 + V_D / V_2). \quad (4.12)$$

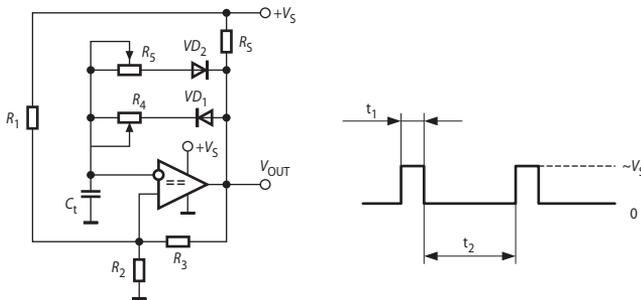


Рис. 4.15. Схема генератора импульсов с регулируемой скважностью.

Мультивибратор с кварцевым резонатором

Простой высокостабильный генератор импульсов может быть построен, если использовать кварцевый резонатор как элемент обратной связи (Рис. 4.16). Сопротивления резисторов R_1 и R_2 выбраны равными, с тем чтобы порог переключения компаратора составлял половину напряжения питания. Постоянная времени цепочки $R_3 C_1$ устанавливается в несколько раз больше периода генерируемых колебаний. Это обеспечивает относительную длительность импульсов $\gamma = 0,5$, поскольку напряжение на инвертирующем входе будет практически постоянным, равным $V_S/2$.

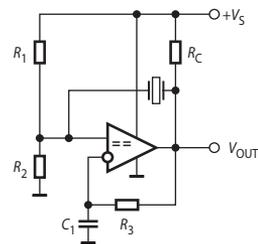


Рис. 4.16. Схема генератора импульсов с кварцевым резонатором.

4.3.5. Применение компаратора в качестве ОУ

Компараторы, не имеющие внутреннего гистерезиса, в принципе могут использоваться в качестве ОУ в низкочастотных схемах. Это удобно при применении многоканальных компараторов, таких как LM139, в тех случаях, когда схема содержит несколько компараторов и один усилитель (см. подраздел 4.4.5). Можно также использовать один из компараторов микросхемы в качестве ОУ для реализации источника опорного напряжения.

Применение компараторов в качестве ОУ ограничено в основном двумя обстоятельствами: сложностью обеспечения устойчивости при наличии отрицательной обратной связи и несимметрией выхода. Для устойчивой работы приходится ограничивать полосу пропускания компаратора с помощью внешних корректирующих цепей несколькими килогерцами, что чрезвычайно снижает скорость нарастания выходного напряжения.

Компараторы не имеют внутренней частотной коррекции или выводов для подключения внешних корректирующих элементов при том, что часто содержат три каскада усиления напряжения (это сильно ухудшает условия устойчивости, см. раздел 1.6). Поэтому частотная коррекция должна осуществляться внешними цепями. На **Рис. 4.17** показана наиболее простая схема коррекции для компаратора LM139, при которой параллельно выходу компаратора включается конденсатор довольно большой ёмкости. Такое включение создаёт низкочастотный доминирующий полюс передаточной функции разомкнутой петли обратной связи. Постоянная времени, соответствующая этому полюсу, практически равна $R_C C_1$, поскольку динамическое сопротивление коллектора выходного транзистора компаратора, работающего в активном режиме составляет сотни килоом. При указанных на схеме параметрах этот полюс соответствует частоте в 100 Гц.

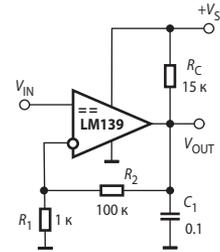


Рис. 4.17. Схема усилителя на компараторе LM139.

На **Рис. 4.18** приведена зависимость амплитуды выходного напряжения усилителя на компараторе с коррекцией по **Рис. 4.17** от частоты в режиме большого сигнала. Видно, что полоса пропускания усилителя ограничена частотой всего 100 Гц. Цепь обратной связи R_1 и R_2 определяет коэффициент ограничения, равный 101. Схема имеет малую нагрузочную способность из-за большого сопротивления резистора R_C . Выход может быть укомплектован внешним транзистором VT (**Рис. 4.19**), включённым по схеме с общим коллектором. Полоса пропускания усилителя, выполненного по этой схеме, расширена до 20 кГц применением более сложной схемы коррекции с фазоопережением.

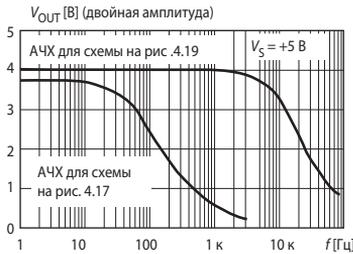


Рис. 4.18. Частотные характеристики усилителей на основе компаратора LM139.

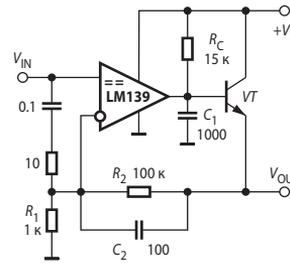


Рис. 4.19. Усилитель, выполненный на ИМС компаратора с фазоопережающей коррекцией.

4.3.6. Генератор, управляемый напряжением

Простой, но очень стабильный генератор, управляемый напряжением, использующий минимум внешних элементов, может быть реализован на трёх компараторах. Удобно для этой цели применить четырёхканальный компаратор 1401CA1, у которого каждый выходной каскад представляет собой биполярный транзистор с открытым коллектором. Схемное решение представлено на **Рис. 4.20**. Схема имеет заметное сходство со схемой генератора прямоугольных и треугольных колебаний (см. **Рис. 2.62**). Компаратор КН₁ работает в линейном режиме, поскольку выполняет функцию интегратора. Для этого он охвачен отрицательной обратной связью с конденсатором C_1 . Компаратор КН₂ преобразует

треугольные колебания, вырабатываемые интегратором, в прямоугольные. Компаратор КН₃ играет роль ключа, управляющего интегратором. Для анализа работы схемы предположим, что на выходе КН₂ присутствует высокий уровень ($V_{OUT} = V_S$). Тогда выходной транзистор КН₃ заперт, поэтому ток через резистор R_2 не течёт. Приложенное ко входу схемы управляющее напряжение V_{CTR} вызывает протекание тока I_1 , разряжающего конденсатор C_1 . Сила этого тока при условии $R_5 = R_6$ находится по формуле

$$I_1 = \frac{V_{CTR}}{2R_1} \quad (4.13)$$

Время разряда определяется соотношением

$$I_1 = C_1 \frac{\Delta V_1}{\Delta t} \quad (4.14)$$

Приращение напряжения ΔV_1 равно максимальному изменению напряжения на конденсаторе C_1 , которое определяется разностью напряжений порогов переключения компаратора КН₂. Эти пороги, в свою очередь, устанавливаются отношением R_4 к R_3 . Как следует из (4.1), при $R_4 \gg R_{C2}$ пороговые напряжения для компаратора КН₂ могут быть приблизительно определены по формулам

$$V_{TH1} = \frac{V_S R_4}{2(R_3 + R_4)}, \quad (4.15)$$

$$V_{TH2} = \frac{V_S(2R_3 + R_4)}{2(R_3 + R_4)}, \quad (4.16)$$

а их разность

$$\Delta V_1 = V_{TH2} - V_{TH1} = \frac{V_S R_3}{R_3 + R_4}. \quad (4.17)$$

При $R_4 = 100$ кОм и $R_3 = 5.1$ кОм эта разность составит примерно 1.5 В при $V_S = 30$ В.

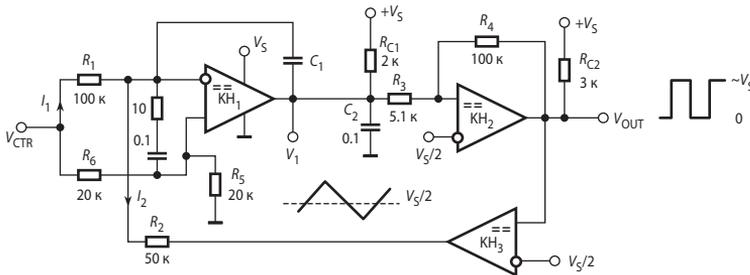


Рис. 4.20. Схема генератора, управляемого напряжением.

По мере разряда конденсатора C_1 выходное напряжение КН₁ уменьшается до тех пор, пока не достигнет нижнего порога переключения компаратора КН₂, после чего выходное напряжение этого компаратора (V_{OUT}) станет близким к нулю. Компаратор КН₃ в свою очередь переходит в низкое состояние на выходе, при котором выходной транзистор насыщен. Теперь ток I_2 потечёт через резистор R_2 в земляную шину. Сила этого тока определяется соотношением

$$I_2 = \frac{V_{CTR}}{2R_2} \quad (4.18)$$

Если $R_2 = R_1/2$, (4.19)

то ток I_2 окажется в 2 раза больше тока I_1 . Это приведёт к тому, что теперь конденсатор C_1 будет заряжаться током $I_1 - I_2$, равным по силе току разряда этого конденсатора в первом такте, но противоположным по направлению. Следовательно, напряжение на выходе КН₁ станет нарастать с той же скоростью, с какой в первом такте снижалось. При достижении этим напряжением верхнего порога переключения компаратора КН₁ схема вернётся в первоначальное состояние и цикл повторится. Таким образом, обеспечиваются симметричные прямоугольные колебания с относительной длительностью 0.5 на выходе схемы. Частота этих колебаний может быть определена на основании соотношений (4.13), (4.14) и (4.17) при условии (4.19) по формуле

$$f = \frac{1}{4R_1C_1} \frac{V_{CTR}}{V_S} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right). \quad (4.20)$$

Если построить эту схему на 1401СА1, то при параметрах, указанных на **Рис. 4.17**, а также $C_1 = 510$ пФ и $V_S = 30$ В, получается диапазон выходных частот от 670 Гц до 115 кГц при изменении управляющего напряжения от 0.25 до 50 В. Для более низких частот следует выбрать ёмкость C_1 значительно большей, с тем чтобы зарядные токи I_1 и I_2 намного превышали входные токи компаратора. Конденсатор C_2 , а также RC-цепочка, включённая параллельно входам компаратора КН₁, обеспечивают его устойчивость в линейном режиме.

4.3.7. Логические элементы

Многие компараторы представляют собой логические схемы с широким диапазоном легко настраиваемых уровней. Это позволяет обеспечить более высокую помехоустойчивость по сравнению с обычными логическими элементами. Кроме того, проектировщик может оказаться в ситуации, когда в корпусе многоканальной ИМС может остаться неиспользуемый компаратор, который можно включить как логический элемент, с тем чтобы не вводить дополнительный логический корпус.

Элемент И/И-НЕ

На **Рис. 4.21** представлена трёхвходовая схема И. Делитель на резисторах R_1 и R_2 устанавливает опорное напряжение на инвертирующем входе компаратора

$$V_N = V_S R_2 / (R_1 + R_2). \quad (4.21)$$

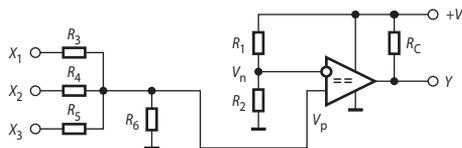


Рис. 4.21. Схема И(ИЛИ) на компараторе.

На неинвертирующий вход поступает сумма напряжений на логических входах, разделённая делителями напряжения на резисторах R_3 , R_4 , R_5 и R_6 . При равенстве сопротивлений входных резисторов $R_3 = R_4 = R_5 = R$ напряжение на неинвертирующем входе V_P равно

$$V_P = (X_1 + X_2 + X_3) \frac{R_6}{R + 3R_6}. \quad (4.22)$$

Если высокий уровень входных сигналов совпадает с напряжением питания схемы V_S , а низкий — с нулём, то необходимая величина опорного напряжения подчинена неравенству

$$2V_S \frac{R_6}{R + 3R_6} < V_N < 3V_S \frac{R_6}{R + 3R_6}. \quad (4.23)$$

Если требуются равные запасы помехозащищённости «сверху» и «снизу», то из (4.23) с учётом (4.21) получим

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 2.5 \frac{R_6}{R + 3R_6}. \quad (4.24)$$

С увеличением числа входов помехозащищённость схемы уменьшается, поэтому вместо резистивной входной цепи лучше включить обычную диодную схему И. В таком случае следует установить опорное напряжение, равным половине V_S . Для преобразования этой схемы в И-НЕ достаточно поменять местами подключение входов компараторов. Для ускорения переключения можно ввести небольшой гистерезис.

Элемент ИЛИ/ИЛИ-НЕ

Трёхходовая схема ИЛИ может быть получена из схемы И на **Рис. 4.21** простым уменьшением опорного напряжения, например, за счёт увеличения R_1 . Если выполняется условие

$$0 < V_N < V_S \frac{R_6}{R + 3R_6}, \quad (4.25)$$

то подача хотя бы на один из входов сигнала высокого уровня приведёт к переключению компаратора. Практически следует выбирать параметры схемы, исходя из условия

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0.5 \frac{R_6}{R + 3R_6}. \quad (4.26)$$

Из последнего соотношения следует, что резистор R_6 может быть исключён из схемы. Инверсия выхода для реализации операции ИЛИ-НЕ опять-таки может быть произведена простым взаимным переключением входов компаратора.

Стробирование выхода

Многие модели компараторов имеют выводы для подачи стробирующих сигналов. В случае если выходной каскад компаратора представляет собой транзистор с открытым коллектором или стоком, стробирование выхода может быть организовано очень просто (**Рис. 4.22**).

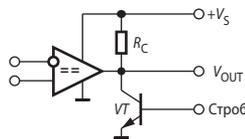


Рис. 4.22. Компаратор со стробированием.

Выход компаратора может быть блокирован включением параллельно с ним транзистора VT . При подаче положительного напряжения на базу этого транзистора на выходе схемы устанавливается низкий уровень независимо от входных сигналов компаратора. Если компаратор используется в цифровой системе, его выход может стробироваться с помощью любого логического элемента, имеющего выход с открытым коллектором.

RS-триггер

На Рис. 4.23 представлена схема компаратора, используемого как триггер с отдельным запуском (RS-триггер). Пороговое напряжение задаётся на инвертирующем входе делителем напряжения на резисторах R_2 и R_3 . Импульс амплитудой, равной напряжению питания, приложенный ко входу *Set* (S), переключит выход компаратора в состояние высокого уровня. Теперь делитель напряжения на резисторах R_1 , R_4 , и R_C задаёт на инвертирующем входе напряжение, большее, чем пороговое, поэтому после окончания импульса на S-входе компаратор не вернётся в первоначальное состояние. Импульс, приложенный ко входу *Reset* (R), вернёт схему в первоначальное состояние.

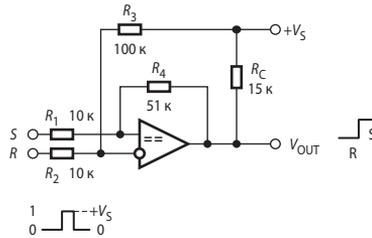


Рис. 4.23. Схема RS-триггера на компараторе.

4.3.8. Одновибраторы

Простой одновибратор (генератор одиночных импульсов) может быть реализован на одном компараторе, как это показано на Рис. 4.24, а. Здесь также применён компаратор, имеющий выход с открытым коллектором. Ширина выходного импульса устанавливается выбором значений C_2 и R_3 ($R_3 > 10R_C$, чтобы не загружать выход компаратора). Необходимая амплитуда входного запускающего импульса определяется параметрами делителя на R_1 и R_2 .

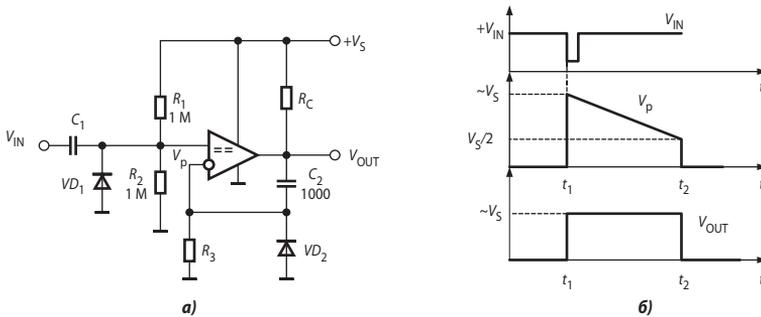


Рис. 4.24. Простая схема одновибратора: электрическая схема (а), временные диаграммы (б).

В устойчивом состоянии схемы напряжение на инвертирующем входе составляет $V_S/2$. Разделительный конденсатор заряжен до напряжения $V_{IN} - V_S/2$. Выходное напряжение компаратора имеет низкий уровень (0). Напряжения на конденсаторе C_2 и неинвертирующем входе компаратора равны нулю. Запуск производится кратковременным снижением напряжения на запускающем входе (Рис. 4.24, б). При этом напряжение на инвертирующем входе компаратора становится меньше нуля и компаратор переключается в состояние высокого напряжения на выходе. Напряжение на неинвертирующем входе скачком увеличивается почти до V_S , и компаратор фиксируется в этом состоянии, поэ-

тому при возврате входного напряжения к первоначальному уровню компаратор не переключается.

Конденсатор C_2 начинает заряжаться от источника V_S через резисторы R_3 и R_C . В результате напряжение на неинвертирующем входе компаратора уменьшается. Как только оно достигает величины напряжения на инвертирующем входе (равного $V_S/2$), компаратор возвращается в исходное состояние. Конденсатор C_2 разряжается от напряжения $V_S/2$ до нуля через выходной транзистор компаратора и диод VD_2 , поэтому разряд происходит быстро, и время релаксации незначительно. Диод VD_2 также предотвращает появление отрицательного напряжения на неинвертирующем входе.

Температурная стабильность может быть достигнута за счёт баланса температурных коэффициентов (ТК) C_2 и R_3 или применения компонентов с низким ТК. Длительность выходного импульса слабо зависит от величины питающего напряжения: она изменяется менее чем на 2% при изменении V_S на 5 В.

Одновибратор, схема которого представлена на **Рис. 4.25, а**, имеет ряд преимуществ перед предыдущей схемой. Во-первых, ширина импульса не зависит от величины напряжения источника питания V_S , поскольку и зарядное напряжение, и напряжение переключения составляют фиксированный процент от V_S . Кроме того, время релаксации этого одновибратора не превышает 1% от длительности импульса. И наконец, схема имеет входную блокировку, препятствующую повторному запуску одновибратора до окончания генерации выходного импульса.

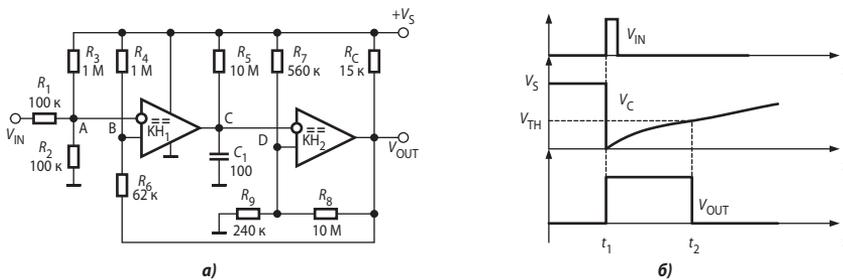


Рис. 4.25. Усовершенствованный одновибратор.

В рассматриваемой схеме, как и в предыдущей, используются компараторы с открытым коллектором на выходе. В устойчивом состоянии схемы ($V_{OUT} = 0$) при нулевом напряжении на входе запуска напряжение на инвертирующем входе компаратора КН₁ равно

$$V_A = V_S \frac{1}{1 + \frac{R_3}{R_1 \parallel R_2}}, \quad (4.27)$$

а напряжение на его неинвертирующем входе

$$V_B = V_S \frac{1}{1 + \frac{R_4}{R_6}}. \quad (4.28)$$

Для обеспечения устойчивого состояния одновибратора правильным выбором соотношений резисторов должно гарантироваться условие

$$V_A < V_B. \quad (4.29)$$

Конденсатор C_1 заряжен через резистор R_5 до напряжения питания. Ёмкость этого конденсатора должна быть выбрана небольшой, с тем чтобы он мог быстро полностью разрядиться через выходной транзистор компаратора $КН_1$ до восстановления запертого состояния этого транзистора, вызываемого переключением компаратора $КН_2$ в логическую единицу (**1**). В стационарном состоянии напряжение на выходе компаратора $КН_2$ равно нулю.

С приходом запускающего импульса напряжение V_A становится кратковременно больше, чем V_B . На выходе $КН_1$ оказывается логический ноль (**0**). Конденсатор C_1 быстро разряжается через выходной транзистор компаратора $КН_1$, и, как только напряжение V_C станет меньше, чем пороговое напряжение компаратора $КН_2$ V_D , выход $КН_2$ переключится в **1**. В этом состоянии схемы напряжение

$$V_B = V_S. \quad (4.30)$$

$КН_1$ вернётся в первоначальное состояние, при котором его выходной транзистор заперт, поэтому конденсатор начнёт снова заряжаться напряжением V_S через резистор R_5 по экспоненциальному закону. Пока выполняется (4.29), т. е. до окончания выходного импульса, схема не будет реагировать на запускающие импульсы.

Длительность выходного импульса определяется временем заряда конденсатора от нуля до порогового напряжения компаратора $КН_2$, которое в этом его состоянии определяется формулой

$$V_{TH} \approx V_S \frac{1}{1 + \frac{R_9}{R_7}}. \quad (4.31)$$

Когда напряжением на конденсаторе V_C превышает величину V_{TH} (**Рис. 4.25, б**), компаратор $КН_2$ переключается в **0** (быстрейшему переключению содействует небольшой гистерезис переходной характеристики, обусловленный резистором R_8), и восстанавливается первоначальное состояние схемы за тем исключением, что напряжение V_C ещё долго будет нарастать до установившегося значения. Это, однако, не увеличивает время релаксации, поскольку заряд времязадающего конденсатора при генерации выходного импульса в любом случае начинается от нуля, поэтому запускающий импульс может быть подан на вход схемы практически сразу же после окончания выходного импульса.

Стабильной работе схемы при использовании компараторов LM139 способствует их замечательное свойство: при нулевом выходном токе (т. е. когда конденсатор полностью разряжен) напряжение коллектор—эмиттер открытого выходного транзистора не превышает 1 мВ, а внешняя характеристика компаратора в этом состоянии линейна вплоть до втекающего тока силой в 16 мА.

4.3.9. Генератор временных задержек

Схема, представленная на **Рис. 4.26, а**, может применяться в тех случаях, когда требуется задавать несколько временных интервалов, отстоящих от начала отсчёта на разное время. Для анализа схемы вначале рассмотрим статическое состояние ($V_{IN} = 0$), при котором компаратор $КН_4$ имеет на выходе ноль. Как следствие, конденсатор C полностью разряжен. Это обеспечивает нули на выходах остальных компараторов. Последовательная цепочка резисторов R_3 — R_6 формирует из напряжения питания V_S опорные напряжения V_A , V_B и V_C соответственно для компараторов $КН_1$, $КН_2$, и $КН_3$.

При подаче на вход запускающего импульса компараторов $КН_4$, переключается и его выходной транзистор запирается. Начинается заряд конденсатора напряжением V_S через резистор R_1 (**Рис. 4.26, б**). Напряжение на конденсаторе изменяется согласно формуле

$$v_4(t) = V_S \left(1 - e^{-\frac{t}{R_1 C}}\right). \quad (4.32)$$

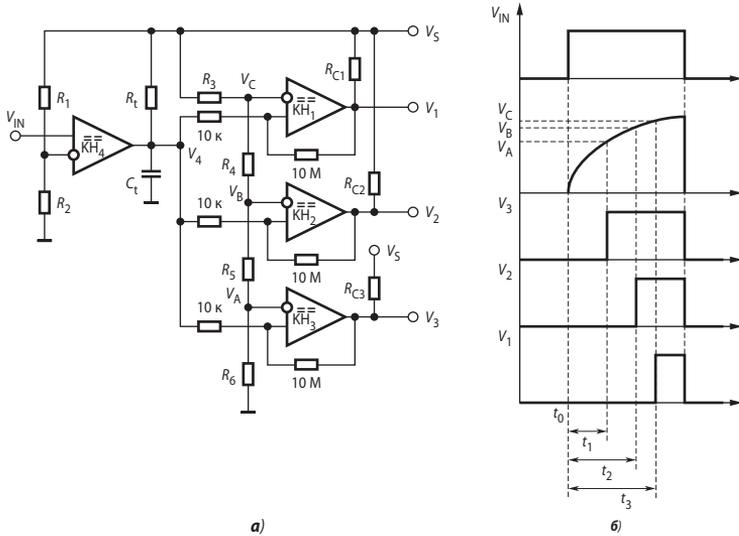


Рис. 4.26. Генератор временных задержек.

Одновременно с КН₄ переключаются и остальные компараторы. При поочерёдном достижении напряжением V_4 уровней V_A , V_B и V_C , происходит последовательное переключение соответствующих компараторов в первоначальное состояние. Небольшой гистерезис, создаваемый резисторами положительной обратной связи у компараторов КН₁, КН₂, и КН₃ способствует их быстрому переключению. При необходимости выходной сигнал любого из этих компараторов может быть инвертирован простым переключением их входов.

4.3.10. Широтно-импульсный модулятор

На Рис. 4.27 показана простейшая схема широтно-импульсного модулятора. По существу, это тот же автоколебательный мультивибратор, схема которого приведена на Рис. 4.14, с добавлением управляющего входа.

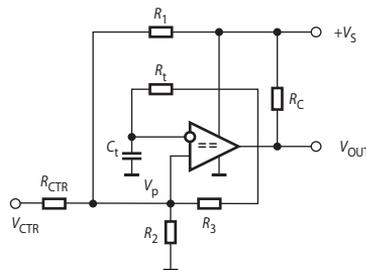


Рис. 4.27. Широтно-импульсный модулятор.

Длительности импульса и паузы (см. Рис. 4.14, б) находятся из уравнений

$$V_2 = V_S + (V_1 - V_S)e^{-\frac{t_1}{R_1 C_t}}, \quad (4.33)$$

$$V_1 = V_2 e^{-\frac{t_2}{R_1 C_t}}, \quad (4.34)$$

причём пороговые напряжения при $R_1 = R_2 = R_3 = R$ и $R \gg R_C$

$$V_1 = \frac{V_S R_{CTR} + V_{CTR} R}{3R_{CTR} + R}, \tag{4.35}$$

$$V_2 = \frac{2V_S R_{CTR} + V_{CTR} R}{3R_{CTR} + R}. \tag{4.36}$$

Разность пороговых напряжений

$$V_2 - V_1 = \frac{V_S R_{CTR}}{3R_{CTR} + R} \tag{4.37}$$

не зависит от управляющего напряжения. Совместное решение уравнений (4.33) — (4.36) позволяет найти зависимость от V_{CTR} частоты выходных импульсов

$$f = 1/(t_1 + t_2) \tag{4.38}$$

и относительной длительности импульсов (основного параметра регулирования ШИМ)

$$\gamma = t_1/(t_1 + t_2). \tag{4.39}$$

Графики зависимостей этих величин от управляющего напряжения, отнесённого к напряжению питания при $R = 10R_{CTR}$, представлены на **Рис. 4.28**. Видно, что зависимость γ почти линейна (это хорошо!), но при изменении управляющего напряжения меняется и частота импульсов (это плохо), правда в не очень широких пределах. При уменьшении R_{CTR} чувствительность схемы снижается и наоборот. Максимальная частота следования импульсов ограничена динамическими параметрами компаратора.

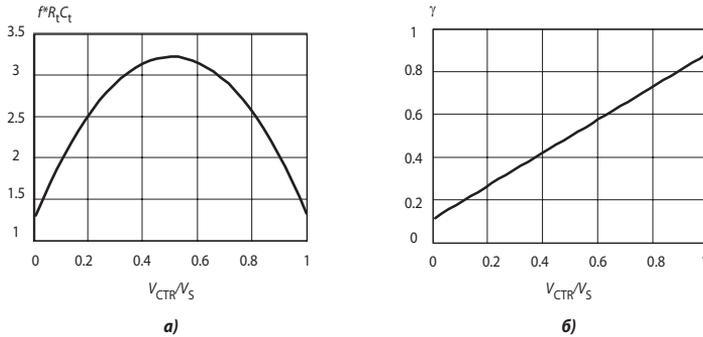


Рис. 4.28. Графики зависимостей частоты выходных импульсов (а) и относительной длительности импульсов (б) ШИМ от управляющего напряжения.

4.3.11. Двухполупериодный выпрямитель

Множество схем прецизионных выпрямителей, рассмотренных в подразделе 2.5.2, можно дополнить простой схемой с компаратором, представленной на **Рис. 4.29**. Схема работает аналогично приведённой на **Рис. 2.54, б**, за тем исключением, что вместо модели идеального неуправляемого диода на ОУ здесь используется активный выпрямитель на компараторе КН и аналоговом ключе S . Если $V_{IN} > 0$, то выход компаратора находится в состоянии **0**, и ключ разомкнут. Тогда ОУ работает в дифференциальном включении и его выходное напряжение $V_{OUT} = V_{IN}$. При $V_{IN} < 0$ компаратор переходит в **1**, ключ замыкается и ОУ превращается в инвертирующий повторитель. В этом случае $V_{OUT} = -V_{IN}$. Изменение полярности выходного напряжения может быть произведено простой переменной входов компаратора.

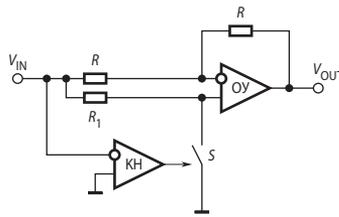


Рис. 4.29. Прецизионный выпрямитель с компаратором.

Если компаратор на схеме Рис. 4.29 имеет однополярное питание, то он должен допускать значительные отрицательные напряжения на входах. Здесь можно применить один из компараторов LM139, включив его по схеме Рис. 4.12.

4.3.12. Устройства на аналоговых компараторах для микропроцессорных систем

При проектировании микропроцессорных систем возникает ряд проблем с организацией электропитания. Неправильная последовательность включения/выключения на определённых выводах, очень быстрый подъём или снижение напряжения, слишком медленная стабилизация и т. д. нарушают работу системы, вплоть до выхода её из строя. Внешние помехи порой вызывают выход из допусков питающего напряжения, что приводит к системным сбоям. Необходимо, чтобы был правильный запуск микропроцессорной системы, чтобы выход за допуск питания фиксировался, и по сигналам сбоя питания можно было бы предпринимать действия, направленные на минимизацию сбоя всей системы.

Аналоговые компараторы применяются в микропроцессорных системах для управления электропитанием и контроля его напряжений, а также для формирования сигнала сброса.

Управление электропитанием состоит, в частности, в организации надлежащей последовательности включения источников питания через требуемые интервалы времени. Для этого используются схемы, называемые секвенсорами [4.5]. Некоторые сведения о секвенсорах приведены в подразделе 5.5.8. Контроль напряжений осуществляется путём сравнения напряжений питания с минимально допустимыми значениями и выдачи логического сигнала «Power-good». Схема контроля трёх источников питания на АК со встроенным источником опорного напряжения (ИОН) представлена на Рис. 4.30.

Для каждой шины питания используется индивидуальная схема компаратора с ИОН (например, ADCMP354). Резистивные делители масштабируют напряжения каждой шины, устанавливая напряжения срабатывания АК для каждого источника. Выходы компараторов с ОК соединены по схеме «монтажное ИЛИ» с общим пуллапным резистором. Достаточно одному из напряжений опуститься ниже соответствующего порога, чтобы сигнал «Power-good» переключился в ноль.

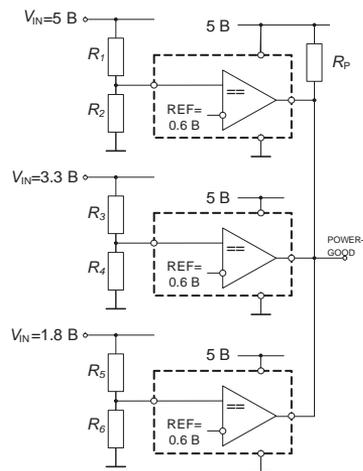


Рис. 4.30. Схема контроля достаточности напряжений для трёхисточниковой системы электропитания.

Первая и всегда используемая защита микропроцессорной системы — это системный сброс при включении питания. Практически все процессоры, входящие в состав компьютера или процессорной системы, включают средства для «холодного» старта изделия, когда включается питание. В течение определённого интервала (типичное время 200 мс) пока стабилизируется местный блок питания, устройство не должно работать. Если время сброса слишком мало, то нет гарантии правильной работы микропроцессора. В течение интервала времени сброса стабилизируется частота синхронизации, а внутренние регистры имеют время, чтобы загрузиться должным образом. Часто для удержания сигнала сброса на входе микропроцессора при подаче питания используют недорогой метод с применением RC -задержки. Напряжение на конденсаторе возрастает по показательной функции от 0 до V_S , проходя через значение, соответствующего пороговому напряжению, при котором микропроцессор может нормально функционировать.

Однако этот метод имеет следующие недостатки. Во-первых, если напряжение питания повышается медленно во время периода сброса процессора, то напряжение на входе сброса может достигать уровня запуска микропроцессора раньше, чем установится минимальное рабочее напряжение при допуске 10%. Это означает, что сигнал установки даёт возможность работать микропроцессору, а его питающее напряжение на 20% и более не достигло своего рабочего номинала $V_{S(nom)}$.

Ещё одно требование сброса микропроцессора возникает в случае провала напряжения питания. Если для обнуления используется RC -фильтр, то он может не среагировать на кратковременный провал. В этом случае возможен сбой в регистровых схемах, выполнение неправильной команды и тому подобное. Для ускорения реакции RC -фильтра на отрицательный спад питающего напряжения следует подключить диод между питанием (катод) и конденсатором (анод). Однако, при низком напряжении питания (2.7 В), для того чтобы фильтр сработал на спад напряжения, необходим диод с низким прямым падением напряжения (меньше 0.5 В). Питание должно снизиться на 20% от $V_{S(nom)}$, чтобы диод открылся. Это может отрицательно сказаться на работе микропроцессора, если допуск по питанию у него не должен превышать $\pm 10\%$.

Проблемы, связанные со схемами задержки на RC -цепочках, легко решаются генераторами сброса, такими как семейство DS181х фирмы Maxim, или ADM181х, фирмы Analog Devices и т. д. Типовое устройство сброса (Рис. 4.31, а) состоит из термокомпенсированного источника опорного напряжения, резистивного делителя входного напряжения, компаратора, схемы фиксированного времени задержки и драйвера. При изготовлении микросхемы резистивная цепь корректируется на различные пороги срабатывания (в частности, ADM6315 — 2.5...5 В через 0.1 В), позволяя пользователю выбрать определённый порог сброса для каждого случая работы микропроцессора.

Даже наилучшим образом разработанные системы могут иметь сбой не только от колебаний напряжения источника питания. Неправильная синхронизация, некачественная программа, слабые сигналы ответа периферийных устройств — всё это может привести процессор из нормального действующего кода в тупико-

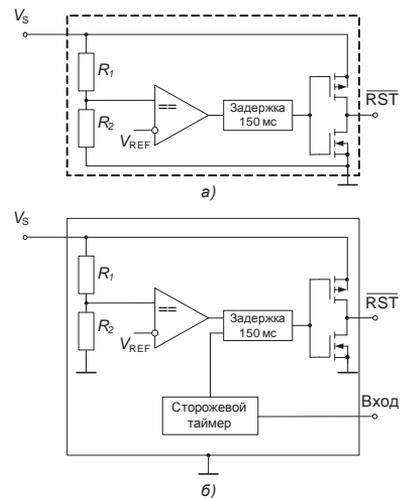


Рис. 4.31. Схема генератора сигнала сброса «RESET» (а) и супервизора (б).

вый цикл и зависание. Никто не знает, когда процессор выйдет из заданного цикла программы, и его потребуется перезапустить. Для решения указанной проблемы выпускаются супервизоры MAX823, MAX6316/18, ADM6316/17/18/20/21 и др., которые имеют внутренний сторожевой таймер, формирующий интервал ожидания t_O (Рис. 4.31, б). Эти схемы требуют, чтобы процессор периодически обнулял содержание сторожевого таймера в пределах указанного минимального периода времени t_O . В программу для этого включается соответствующая команда. Иначе супервизор подаст на вход сброса процессора сигнал RESET. Промышленный стандарт интервала ожидания для сторожевого таймера составляет 1.6 с, но поставщики супервизоров предлагают выбор от 1 мкс до 1 мин. Например, ADM6316/17/18/20/21 в зависимости от суффикса могут генерировать сигнал RESET длительностью 1.4 мс, 28 мс, 200 мс или 1600 мс, а время ожидания может быть выбрано из ряда 6.3 мс, 102 мс, 1.6 с или 25.6 с. Пороги срабатывания по напряжению питания в зависимости от суффикса — 2.5...5 В через 0.1 В.

4.4. Параметры компараторов

Параметры, характеризующие качество компараторов, можно разделить на три группы: точностные, динамические и эксплуатационные.

Компаратор характеризуется почти теми же *точностными параметрами*, что и операционный усилитель. Это — коэффициент дифференциального усиления (K_V), коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС), напряжение смещения нуля (V_{OFF}), входной ток (I_{IN}), разность входных токов по инвертирующему и неинвертирующему входам (I_P), коэффициент влияния нестабильности питания ($K_{В.П}$), коэффициенты температурных дрейфов перечисленных параметров и их временные дрейфы. При наличии внутреннего гистерезиса вместо K_V указывается разность между напряжениями переключения. Влияние точностных параметров проявляется в том, что при постоянных напряжениях на входах выходной логический сигнал АК может отличаться от расчётного.

Основным *динамическим параметром* компаратора является *время переключения* ($t_{П}$). Это промежуток времени от начала сравнения до момента, когда выходное напряжение компаратора достигает противоположного логического уровня. Время переключения замеряется при постоянном опорном напряжении, подаваемом на один из входов компаратора и скачке входного напряжения (V_{IN}), подаваемого на другой вход. Это время зависит от величины превышения $V_{ПР}$ входного напряжения над опорным. В справочниках обычно приводятся численные значения $t_{П}$ для $V_{ПР} = 10$ мВ. Время переключения компаратора $t_{П}$ можно разбить на две составляющие: время задержки (t_3) и время нарастания или спада до порога срабатывания логической схемы (t_H или $t_{СП}$). Время переключения зависит также от направления переключения. В справочниках обычно приводится среднее время переключения. Некоторые производители указывают также разброс $t_{П}$ при изменении в указанных пределах $V_{ПР}$, скорости нарастания V_{IN} и синфазного входного напряжения.

Динамические свойства скоростных АК характеризуют также максимальной частотой переключения $f_{П}$ — максимальной частотой, при которой размах выходов будет не менее 50% номинальной величины.

Шумовые свойства АК определяет среднеквадратичная величина дрожания (джиттера) фронта выходного импульса при подаче на его вход периодического сигнала прямоугольной формы.

На Рис. 4.32 в качестве примера приведены переходные характеристики компаратора $\mu A710$ для различных значений дифференциального входного напряжения ($V_{ДИФ}$) при общем скачке входного напряжения 100 мВ.

Эксплуатационные параметры компараторов определяют допустимые режимы работы их входных и выходных цепей, требования к источникам питания и температурный диапазон работы. Важными эксплуатационными параметрами являются уровни выходных сигналов, а также способы подключения нагрузки к выходу компаратора. Ограничения эксплуатационных параметров обусловлены конечными значениями пробивных напряжений и допустимыми токами через транзисторы компаратора. Поскольку компараторы, в отличие от ОУ, могут работать со значительными дифференциальными входными напряжениями, важными характеристиками компаратора являются максимально допустимые величины дифференциального и синфазного входных напряжений. Сравнительно недавно фирмы-производители начали включать в перечень эксплуатационных параметров устойчивость к статическому электричеству при контакте выводов микросхем с моделью человеческого тела и с моделью корпуса машины.

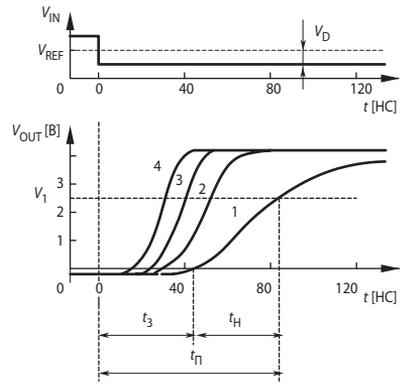


Рис. 4.32. Переходная характеристика компаратора $\mu A710$ при различных превышениях скачка входного напряжения $V_{\text{ДИФ}}$ над опорным: 1 — на 2 мВ; 2 — на 5 мВ; 3 — на 10 мВ; 4 — на 20 мВ.

4.5. Современные ИМС компараторов

В настоящее время в мире изготавливаются многие десятки наименований интегральных компараторов. Всё это многообразие можно разделить на группы, объединённые общей технологией и схемотехникой, близкими точностными, динамическими или эксплуатационными параметрами, причём эти группы могут пересекаться, т. е. содержать общие элементы.

Используя перечисленные выше параметры в качестве классификационных признаков, можно условно разделить выпускаемые в настоящее время компараторы на следующие группы:

- общего применения;
- прецизионные;
- микромощные;
- скоростные.

Аналоговые компараторы общего применения

Для этой группы характерны посредственные показатели по всем группам параметров: $V_{\text{OFF}} > 0.2$ мВ, $t_{\text{П}} > 20$ нс, $I_{\text{S}} > 50$ мкА, поэтому они применяются преимущественно тогда, когда основным требованием является низкая цена. Такие АК в некоторых случаях могут обеспечивать приемлемый компромисс между требованиями к быстродействию, точности и экономичности. Многие модели АК общего применения обладают высокой схемотехнической гибкостью.

Ряд фирм продолжает выпускать под различными названиями в двух- и четырёхканальном варианте компаратор LM139, разработанный Р. Видларом ещё в начале 70-х годов прошлого века. Это LM3302, LM393, TL331, 1401CA1, LM2903. Для этой модели характерно однополярное питание и выход с открытым коллектором (ОК).

Фирма National Semiconductor выпускает компаратор LM6511, являющийся развитием одной из ранних моделей LM311 (отечественный аналог 521CA3). По сравнению с прото-

типом этот АК имеет более широкий диапазон питающих напряжений (2.7...36 В против 6...30 В), вдвое меньший ток потребления и в 2.5 раза меньший входной ток. Так же как у прототипа, выходной транзистор этой модели имеет открытые (т. е. неподключённые) коллектор и эмиттер.

Эта же фирма производит пару одинаковых по характеристикам АК LMV7235/LMV7239, первый из которых имеет выход с открытым стоком (ОС), а второй — пушпульный. Для обеспечения эффективной работы в диапазоне входных напряжений от $V_S^- - 0.2$ В до $V_S^+ + 0.2$ В входной каскад этих компараторов выполнен на комплементарных транзисторах по симметричной схеме, характерной для ОУ с входом от шины до шины (rail-to-rail), (см. раздел 1.11). Благодаря этому сопротивление входов мало меняется при изменении входного напряжения (см. Рис. 4.33).

Выход LMV7239 обладает хорошей симметрией, обеспечивая втекающий и вытекающий токи до 40 мА при $V_S = 5$ В, что в сочетании со сравнительно высоким быстродействием ($t_{\Pi} = 70$ нс) позволяет управлять скоростными логическими КМОП-схемами. В то же время собственное потребление этих ИМС довольно низкое — 65 мкА при $V_S = 5$ В; по этому параметру LMV7235/LMV7239 приближаются к микроощным.

Семейство компараторов HA-4900/2/5 фирмы Intersil, близких по характеристикам к LM6511, отличается симметричным (пушпульным) выходом. Питание выходных (логических) цепей может быть подведено независимо от входных (аналоговых), что делает возможным разнополярное питание входной части и соответственно возможность обработки разнополярных входных сигналов.

Четырёхканальный компаратор ALD4302 фирмы Advanced Linear Devices выполнен по КМОП-технологии, что обеспечивает чрезвычайно высокое для АК входное сопротивление (типично около 10^{12} Ом) и соответственно низкие входные токи (типично 10 пА). Компараторы имеют пушпульные выходы, но при значительном втекающем токе (до 60 мА), вытекающий ток не превышает 2 мА, поэтому в скоростных приложениях целесообразно подключение пуллпапного (подтягивающего) резистора сопротивлением от 200 Ом. Это же обстоятельство позволяет объединять выходы отдельных компараторов по схеме «монтажное ИЛИ». При этом не требуется пуллпапный резистор.

Лучшими динамическими характеристиками ($t_{\Pi} = 30$ нс) обладают компараторы фирмы Analog Devices ADCMP608/9. Более простой вариант — ADCMP608 — имеет вывод для понижения энергопотребления (Shutdown), при подаче на который сигнала низкого уровня потребляемый ток снижается до 50 мкА. Более сложный — ADCMP609 — располагает также выводом LE/HYS, имеющим два назначения. При подаче на него импульсов ТТЛ-уровней осуществляется управление выходным триггером-защёлкой в момент перехода из высокого в низкий уровень. При включении между этим выводом и землёй резистора переходная характеристика компаратора получает гистерезис, минимальная величина которого (0.1 мВ) достигается при $R = \infty$, а максимальная (60 мВ) — при $R = 60$ кОм. Обе модели имеют симметричный выход, допускающий ток обоих направлений до 50 мА, причём ADCMP609 имеет также и инверсный выход.

Хорошая динамика и у пары одно/двухканальных компараторов TS3021/2 производства фирмы STMicroelectronics — $t_{\Pi} = 33$ нс. В то же время по уровню энергопотребления

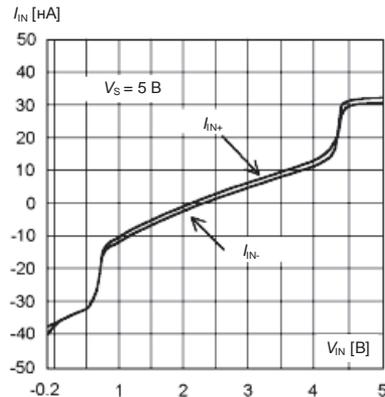


Рис. 4.33. Входные характеристики компараторов LMV7235/LMV7239.

эти АК приближаются к микроощным — типичный ток потребления при напряжении питания 2 В составляет 64 мкА. АК этих моделей имеют пушпульный, практически симметричный выход.

Ещё одно семейство быстрых АК общего применения — двух/четырёх/одноканальные MAX9107/8/9 фирмы Maxim — имеет $t_{\Pi} = 25$ нс. Выходы компараторов оптимизированы для управления цифровыми микросхемами ТТЛ. Эти АК имеют сравнительно низкое энергопотребление — 350 мкА на канал и внутренний гистерезис 2 мВ. Одноканальный MAX9109 оснащён триггером-защёлкой.

Прецизионные АК

Прецизионными можно считать компараторы, имеющие типовое значение $V_{\text{OFF}} \leq 0.2$ мВ. Для таких АК характерен также высокий коэффициент дифференциального усиления и очень низкие входные токи. Прецизионные компараторы применяют для сравнения малых, медленно меняющихся сигналов, поэтому требования к быстродействию у них невысоки.

К прецизионным можно отнести одно/двухканальные компараторы LMV761/2 фирмы National Semiconductor. Типичное значение смещения нуля этих компараторов при 25°C составляет 0.2 мВ, а входных токов — 0.2 пА. Выходной каскад — пушпульный, оптимизированный для работы на КМОП-логику. Одноканальный LMV761 имеет вывод для выключения SD. АК рассчитаны на работу в диапазоне напряжений питания 2.7...5 В при токе потребления 275 мкА на канал. Время переключения t_{Π} — 0.2 мкс (тип.).

Другая модель двухканального прецизионного компаратора ALD2321A производства фирмы Advanced Linear Devices имеет ещё более низкое смещение нуля — 0.05 мВ (тип.). Для получения такого низкого смещения каждый компаратор через специальные выводы индивидуально настраивается при изготовлении. Входные токи составляют 10 фА, что позволяет детектировать уровни очень слабых сигналов. Каждый компаратор имеет два комплементарных выхода (см. **Рис. 4.34**), один для вытекающего (OUT_H), а другой — для втекающего тока (OUT_L). При соединении этих выводов образуются пушпульный выход, а при необходимости можно использовать только открытый сток выхода OUT_L , в том числе для реализации схемы «монтажное ИЛИ».

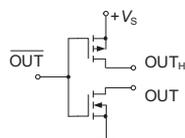


Рис. 4.34.
Схематика выхода компаратора ALD2321A.

Микроощные АК

К микроощным можно отнести компараторы, типичный ток потребления которых не превышает 50 мкА на канал. Как правило, микроощные АК имеют значительное время переключения ($t_{\Pi} > 1$ мкс), рассчитаны на низковольтное питание и применяются в системах с питанием от батарей. При этом точностные характеристики могут быть неплохими. Обычно микроощные АК изготавливаются на основе КМОП-технологии и поэтому имеют очень низкие входные токи. Выход оптимизирован для работы на КМОП-логику.

В частности, входные токи АК LMC7211 фирмы National Semiconductor равны 40 фА (тип.). Компаратор имеет вход от шины до шины и сравнительно широкий диапазон напряжения питания — 2.7...15 В. Ток потребления составляет 7.5 мкА, а выходной ток может достигать 10 мА.

Пара АК этой же фирмы LMC7215/LMC7225 имеет ещё более низкие входные токи — 5 фА (тип.). Первый из них имеет пушпульный выход, а второй — выход с открытым стоком. С точки зрения экономичности они относятся к наноамперным ИМС — их ток потребления равен 0.7 мкА. При этом через нагрузку может течь ток до 40 мА. Платой за та-

кую экономичность является большое время переключения — 24 мкс. У этих компараторов очень большой коэффициент усиления — 10000 В/мВ.

Ещё меньший ток потребляет LPV7215 — 0.56 мкА. При этом у него более высокое быстроедействие — $t_{\text{П}} = 12$ мкс, но несколько меньше выходной ток — 18 мА. Компаратор выполнен по практически симметричной схеме относительно верхнего и нижнего питающих напряжений. Для этой модели характерна сильная зависимость входных токов от синфазного входного напряжения.

Таким же потребляемым током (0.56 мкА на канал) обладает семейство TLV3701/2/4 одно/двух/четырёхканальных АК фирмы Texas Instruments, однако максимальный выходной ток гораздо ниже — 50 мкА и время переключения больше — 83 мкс.

АК TC1039, один из выпускаемого фирмой Microchip семейства TC1037/8/9, оснащён источником опорного напряжения (ИОН) на 1.2 В. При этом потребляемый ток в диапазоне напряжений питания 1.8...5.5 В не превышает 10 мкА. Компаратор TC1038 имеет вывод отключения питания CS.

Другое семейство этой же фирмы MCP6546/7/8/9 включает одноканальные MCP6546/8, двух- и четырёхканальные MCP6547/9 АК с током потребления 0.6 мкА на канал. Модель MCP6548 оснащена выводом CS. Переходные характеристики этих компараторов имеют гистерезис 3.3 мВ. Выход — открытый сток, причём если диапазон напряжений питания самих АК составляет 1.6...5.5 В, то к выходному транзистору в закрытом состоянии может быть приложено до 10 В.

Фирма STMicroelectronics приводит в документации на свой компаратор TS7221 чудовищное значение коэффициента дифференциального усиления — 10^{12} , оговариваясь, правда, что это расчётное значение. Другой интересный параметр этого АК — сравнительно малое для компаратора с $I_S = 6$ мкА время переключения — 1.5 мкс.

Семейство наноамперных АК фирмы Maxim MAX9117...MAX9120 включает два компаратора с внутренним источником опорного напряжения (ИОН) на 1.25 В (MAX9117/18). Два других (MAX9119/20) без ИОН имеют рекордное по отрасли потребление энергии ($I_S = 350$ нА), см. Табл. 4.1.

Таблица 4.1. Семейство MAX9117...MAX9120

Модель АК	Внутренний ИОН	Тип выхода	$I_{\text{пот}}$ [нА]
MAX9117	Есть	Пушпульный	600
MAX9118	Есть	Открытый сток	600
MAX9119	Нет	Пушпульный	350
MAX9120	Нет	Открытый сток	350

Скоростные компараторы

К скоростным в настоящее время можно отнести АК с $t_{\text{П}} < 10$ нс. Для увеличения скоростей нарастания выходного напряжения требуется увеличить токи перезаряда ёмкостей схемы, а это приводит к росту входных токов и мощности, потребляемой АК от источников питания. Увеличение числа каскадов усиления по напряжению приводит к снижению скорости распространения, поэтому эти АК имеют только один такой каскад, что обуславливает низкое значение коэффициента усиления дифференциального напряжения. Для снижения зависимости времени переключения от $V_{\text{диф}}$ большинство новых моделей снабжено внутренними положительными обратными связями, обуславливающими гистерезис переходной характеристики. По этой же причине разности высокого и низкого уровней выходных сигналов скоростных компараторов снижают до 350...800 мВ, а это требует применения дифференциальных линий связи для повышения помехозащищённости. Если раньше выходы скоростных компараторов обычно имели ECL (ЭСЛ)-уровни, отрицательные относительно общей шины, то современные модели выполняют

ся почти исключительно с положительной выходной логикой: PECL — положительная ECL, LVDS — низковольтная дифференциальная логика, CML — токовая логика. Упрощённые схемы выходных каскадов PECL, CML и LVDS представлены на **Рис. 4.35, а, б, в**, а на **Рис. 4.36** — соответствующие логические уровни. В то же время некоторые скоростные модели АК имеют обычные несимметричные выходы с КМОП- или ТТЛ-уровнями.

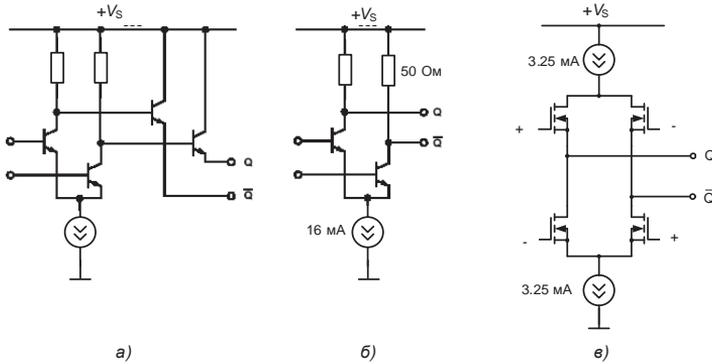


Рис. 4.35. Выходные каскады скоростных компараторов: PECL (а), CML (б) и LVDS (в).

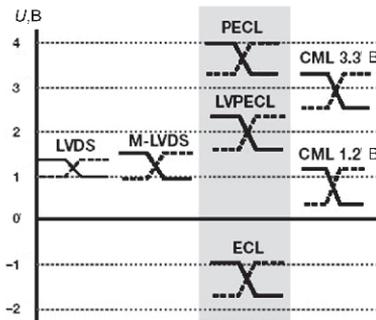


Рис. 4.36. Логические уровни скоростных цифровых цепей.

Так, например, четырёх/двух/одноканальные АК семейства MAX9201/2/3 при $t_{П} = 6.4$ нс оснащены типичным ТТЛ-выходом с уровнями: «1» — 3 В, «0» — 0.4 В. Эти компараторы имеют раздельное питание аналоговой и цифровой частей, причём аналоговая часть может иметь разнополярное питание. Для скоростных компараторов эти модели потребляют сравнительно небольшую мощность — 9 мВт на канал. Одно- и двухканальные модели оснащены триггером-защёлкой.

Ещё более экономичным является LMV7219 фирмы National Semiconductor — $I_{ПОТ} = 1.1$ мА при $t_{П} = 8$ нс. Выход этого АК имеет полный размах напряжения (от шины до шины) и поэтому он может работать на КМОП- и ТТЛ-логику.

Другой компаратор этой же фирмы LMN7220 оснащён LVDS-выходом и предназначен для передачи сигналов по дифференциальной линии, имеющей волновое сопротивление 100 Ом. Этот АК допускает входное дифференциальное напряжение до ± 13 В при питании от одного источника 2.7...13 В.

Несколько интересных семейств моделей скоростных АК начала недавно выпускать фирма Analog Devices. В частности, семейство ADCMP600/1/2 включает компараторы

с симметричным одиночным выходом, рассчитанным на подключение ко входам ТТЛ- и КМОП-логики. Выходной ток — до ± 12 мА. Время переключения $t_{\Pi} = 5$ нс. Наиболее простой вариант ADCMP600 выпускается в миниатюрном 5-выводном корпусе SC70-5. ADCMP601 и ADCMP602 имеют вывод, позволяющий устанавливать ширину петли гистерезиса переходной характеристики и управлять встроенным триггером-защёлкой, как это показано на **Рис. 4.37**.

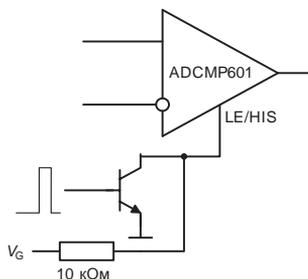


Рис. 4.37. Схема включения ADCMP601 с управлением режимами.

Ещё более быстрое семейство ADCMP604/5 ($t_{\Pi} = 3$ нс) имеет парафазные выходы, совместимые с LVDS. Модель ADCMP604 выпускается в миниатюрном 6-выводном корпусе SC70. Более развитая модель — ADCMP605 — имеет отдельный вывод для питания оконечного каскада, а также вывод для управления гистерезисом переходной характеристики как у ADCMP601 и ТТЛ/КМОП-совместимый вход для перевода её в режим пониженного энергопотребления.

Семейство ADCMP606/7 является аналогом ADCMP604/5, но предназначено для работы на токовую логику (CML). За счёт снижения более чем в два раза коэффициента усиления и увеличения в полтора раза потребляемого тока время переключения этих АК доведено до 1 нс.

Самым же скоростным из компараторов фирмы Analog Devices является семейство ADCMP572/3. Время переключения этих компараторов мало зависит от величины превышения входного напряжения над опорным и составляет при $V_{\text{диф}} > 10$ мВ примерно 0,15 нс. Максимальная частота переключения (f_s) достигает 8 ГГц, а наименьшая ширина выходного импульса — 80 пс. Компараторы имеют выводы для управления гистерезисом и парафазные входы для выходного триггера-защёлки. Выходы ADCMP572 совместимы с CML-цифровыми микросхемами, а ADCMP573 — с PECL-микросхемами, рассчитанными на уменьшенный размах входа (400 мВ). Ещё одной особенностью этих сверхскоростных АК являются входы, каждый из которых имеет по два вывода с встроенными резисторами по 50 Ом, что позволяет непосредственно подключать к этим входам 50-омные кабели. Внешним резистором также можно регулировать гистерезис этих АК.

В **Табл. 4.2** и **4.3** приведены типичные значения основных параметров ряда современных АК.

Таблица 4.3. Типичные значения параметров некоторых моделей компараторов общего применения, прецизионных и маломощных

Наименование АК	Напряжение питания [В]	Коэффициент усиления [В/мВ] (гистерезис [мВ])	Напряжение смещения [мВ]	Входной ток [нА]	Выходные уровни	Диапазон допустимых дифференциальных напряжений [В]	Ток потребления на канал [мА]	Максимальный выходной ток [мА]	Время переключения [мкс]	Примечание
Компараторы общего применения										
LM6511	2.7...36	40	1.5	40	ОК	± 30	2.7	80	0.18	
LMV7239	2.7...5	—	1	30	КМОП	$\pm V_S$	0.065	40	0.07	Есть вариант с ОС
HA-4900	+5...±15	400	2	50	ТТЛ/КМОП	± 15	2.5	50	0.18	4-канальный, симметричный выход
ALD4302	3...12	100	5	0.01	ТТЛ/КМОП	$\pm(V_S+0.3)$	0.6	60	0.3	Счетверённый
ADCMР608	2.5...5.5	10 (0.1)	5	1000	ТТЛ/КМОП	$\pm(V_S+0.5)$	0.4	50	0.03	Симметричный выход
TS3021	1.8...5	—	0.5	80	КМОП	± 5	0.064	4	0.033	
МАХ9109	4.5...5.5	(2)	0.5	125	ТТЛ	$-0.3... V_S + 0.3$	0.35	10	0.025	Триггер-защёлка
Прецизионные компараторы										
LMV761	2.5...5.5	—	0,2	0.0002	КМОП	$0...V_S$	0.3	20	0.19	
ALD2321A	3...10	150	0.05	10 фА	ТТЛ/КМОП	$-0.3... V_S + 0.3$	0.11	50	0.8	Двухканальный
Микромощные компараторы										
LMC7211	2.7...16	100	3	40 фА	КМОП	$\pm(V_S+0.3)$	0.0075	30	7	
LMC7215	2...8	10000	1	5 фА	КМОП	$-0.3...V_S + 0.3$	700 нА	40	24	
LPV7215	1.8...5.5	1000	0.3	0.0004	КМОП	± 2.5	560 нА	13	12	
ADCMР352	2.25...5.5	(15)	—	10	КМОП	22	0.01	20	5	Встроенный ИОН 0.6 В
TLV3701	2.5...16	1000	0.25	0.08	КМОП	± 20	560 нА	10	83	Защита от обратной полярности питания
ТС1039	1.8...5.5	100	5	0.1	КМОП	$-0.3... V_S + 0.3$	0.004	1	6	Встроенный ИОН
МСР6548	1.6...5.5	(3.3)	1.5	0.001	ОС	$0...V_S$	600 нА	30	8	Есть вывод CS
TS7221	2.7...10	10^9	7	0.001	ОС	$-0.3... V_S + 0.3$	0.006	30	1.5	
МАХ9119	1.6...5.5	(4)	1	0.15	КМОП	$-0.3... V_S + 0.3$	350 нА	50	16	Есть варианты с ИОН

Таблица 4.4. Типичные значения параметров некоторых моделей скоростных компараторов

Наименование АК	Напряжение питания [В]	Коэффициент усиления [В/мВ] (гистерезис [мВ])	Напряжение смещения [мВ]	Входной ток [мкА]	Выходные уровни	Диапазон допустимых дифференциальных напряжений [В]	Ток потребления на канал [мА]	Максимальный выходной ток [мА]	Время переключения [нс]	Примечание
MAX9203	5...10,5	—	1	1.25	ТТЛ	-0.3... $V_S + 0.3$	2.3	12	6.4	Триггер-защёлка
LMV7219	2.7...5	(7)	1	4.5	ТТЛ/КМОП	$\pm V_S$	1,1	30	8	
LMH7220	2.7...13	1	9.5	1.5	LVDS	± 13	6.8	5	4	
ADCMP601	2.5...5.5	20 (2)	2	2	ТТЛ/КМОП	$\pm(V_S + 0.5)$	5	12	5	Управляемый гистерезис
ADCMP605	2.5...5.5	1.2	5	2	LVDS	$\pm(V_S + 0.5)$	15	50	3	Управляемый гистерезис
ADCMP606	2.5...5.5	0.5	5	2	CML	$\pm V_S$	23	50	1	
ADCMP572	3.1...5.4	0.5 (1)	2	25	CML	± 1.2	44	20	0.15	Управляемый гистерезис
LT1715	2.7...12	(7)	0.4	2.5	ТТЛ/КМОП	-0.1...1.2 V_S	6	20	4.4	

4.6. Аналоговые таймеры

4.6.1. Таймер NE555

Таймерами называются устройства для точного задания временных интервалов. Таймеры могут быть цифровыми и аналоговыми. В относительно простых электронных устройствах применяются аналоговые таймеры.

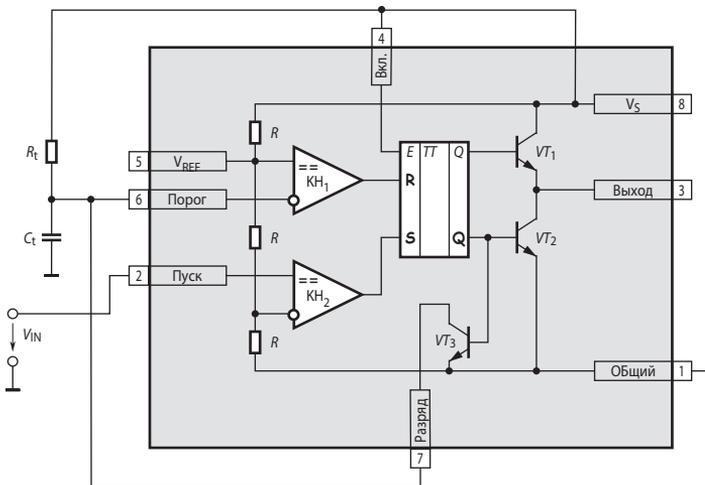


Рис. 4.38. Функциональная схема таймера NE555 (типовое включение в ждущем режиме).

Простую в эксплуатации ИМС, предназначенную для формирования точных интервалов времени, многие фирмы пытались спроектировать ещё в начале 60-х годов. Тогда использовались всевозможные варианты классической транзисторной мультивибраторной схемы, точность работы которой невелика. Мультивибраторы на ОУ и компараторах оказались непрактичными, поскольку частота сигналов (или длительность отмеряемых интервалов времени) в таких схемах заметно зависит от напряжения питания.

Прорывом в этом направлении явилось изобретение нескольких видов интегральных таймеров. Первый интегральный таймер NE555 разработан в 1972 г. фирмой Signetix (США). В настоящее время эта схема считается классической. Функциональная схема таймера NE555 (отечественный аналог — 1006ВИ1) приведена на **Рис. 4.38**. Здесь таймер представлен в типовом включении в ждущем режиме.

Собственно схема таймера заключена внутри штриховой линии. Основой таймера является двухпороговый компаратор, включающий два компаратора $КН_1$ и $КН_2$ и RS-триггер, фиксирующий состояние выхода. По одному из входов каждого компаратора подключено к делителю напряжения, образованному резисторами R , согласованными по величине сопротивления с точностью не менее 2%. Напряжения на ступенях делителя составляют $2V_S/3$ и $V_S/3$, соответственно. Триггер управляет двухтактным, симметричным выходным каскадом на транзисторах VT_1 , VT_2 , обеспечивающим выходной ток до 250 мА. Кроме того, инверсный выход триггера управляет разряжающим ключом на транзисторе VT_3 . Триггер имеет вход блокировки E , при подаче на который низкого уровня на выходе таймера устанавливается низкий уровень, независимо от величин входных сигналов.

На инвертирующий вход компаратора $КН_1$ (вывод 5), соединённый с верхней ступенью делителя, при необходимости может быть подано опорное напряжение от внешнего источника. Обычно между этим выводом и общей точкой включается конденсатор, сглаживающий помехи, приходящие от источника питания V_S .

4.6.2. Основные схемы включения таймера

Ждущий режим

Схема включения таймера в ждущем режиме приведена на **Рис. 4.38**. В режиме ожидания входной сигнал V_{IN} на выводе 2 «Пуск» имеет высокий уровень (по крайней мере, больше, чем $V_S/3$). При этом выходное напряжение компаратора соответствует логической единице. Для инверсного входа $\bar{3}$ триггера этот уровень является неактивным. Напряжение V_C на времязадающем конденсаторе C_t близко к нулю, и выходное напряжение компаратора $КН_1$, приложенное к инверсному входу \bar{R} триггера, также имеет уровень логической единицы. Триггер находится в режиме хранения в состоянии $Q = 0$, $\bar{Q} = 1$. Транзистор VT_1 закрыт, а VT_2 — открыт. На выходе таймера — низкий уровень. Ключ VT_3 замкнут и поддерживает конденсатор C_t в разряженном состоянии.

При отрицательном кратковременном перепаде входного сигнала $V_{IN} < V_S/3$ (**Рис. 4.39**) на выходе компаратора $КН_2$ временно установится логический ноль (активный уровень для $\bar{3}$ входа триггера) и триггер переключится в состояние $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$. Ключ VT_3 при этом размыкается и конденсатор C_t начинает заряжаться через резистор R_t от источника питания. Уравнение заряда конденсатора имеет вид

$$R_t C_t \frac{dV_C}{dt} + V_C = V_{CC} \tag{4.40}$$

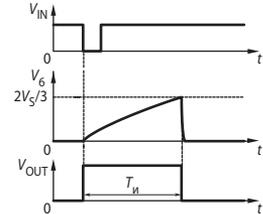


Рис. 4.39. Временные диаграммы работы ждущего мультивибратора на таймере.

Решение этого уравнения при нулевых начальных условиях

$$u_C(t) = V_S \left(1 - e^{-\frac{t}{R_i C_i}} \right).$$

Импульс заканчивается по достижении напряжением u_C величины опорного напряжения V_{REF} . При этом компаратор КН₁ переключится и переведёт триггер в первоначальное состояние. Ключ VT_3 замкнётся и разрядит конденсатор. Длительность импульса определяется следующим соотношением:

$$u_C(T_{И}) = V_S \left(1 - e^{-\frac{T_{И}}{R_i C_i}} \right) = \frac{2V_S}{3}. \quad (4.41)$$

Отсюда следует, что $T_{И} = R_i C_i \ln 3 \approx 1.1 R_i C_i$. (4.42)

Если в течение этого времени на вход придёт ещё один запускающий импульс, то триггер останется в единичном состоянии, т. е. повторный запуск во время заряда схемой игнорируется. Разряд времязадающего конденсатора происходит очень быстро, хотя и не мгновенно. Если следующий запускающий импульс придёт во время разряда конденсатора, то длительность импульса таймера сократится. Это время, называемое *временем релаксации*, во всяком случае значительно меньше аналогичного времени ждущего мультивибратора на ОУ (см. подраздел 2.6.1) и соизмеримо со временем релаксации одновибратора на компараторе (см. Рис. 4.24).

Автоколебательный режим

Схема простейшего автоколебательного мультивибратора на таймере 1006ВИ1 приведена на Рис. 4.40, а. Когда потенциал на конденсаторе C_t достигнет нижнего порога срабатывания таймера, сигнал \bar{S} установится на низком (активном) уровне. Триггер переключится в состояние $Q = 1, \bar{Q} = 0$, и ключ VT_3 разомкнётся. При этом начнётся заряд конденсатора через два последовательно включённых резистора R_i и R_1 . Напряжение на конденсаторе достигнет верхнего порога срабатывания за время

$$t_1 = (R_1 + R_i) C_t \ln 2 \approx 0.693 (R_1 + R_i) C_t. \quad (4.43)$$

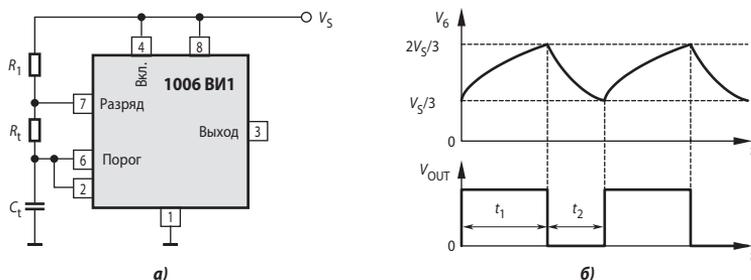


Рис. 4.40. Схема автоколебательного мультивибратора на таймере (а) и временные диаграммы его работы (б).

При этом компаратор КН₁ переключится, сигнал \bar{R} установится на низком (активном) уровне, триггер переключится в состояние $Q = 0, \bar{Q} = 1$ и ключ VT_3 откроется. Конденсатор будет разряжаться через резистор R_i до тех пор, пока напряжение на нём не достигнет нижнего порога срабатывания таймера. Это произойдёт за время

$$t_2 = R_i C_t \ln 2. \quad (4.44)$$

Частота выходного напряжения мультивибратора составит

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} \approx \frac{1.44}{(R_1 + 2R_t)C_t}.$$

Временные диаграммы работы автоколебательного мультивибратора представлены на **Рис. 4.40, б**. При подаче сигнала низкого уровня на вход «Вкл» (вывод 4) генерацию можно остановить.

Некоторым недостатком схемы на **Рис. 4.40, а** является разность длительностей импульса и паузы, которая в данной схеме не может быть устранена. Действительно, относительная длительность импульсов γ этой схемы определяется соотношением

$$\gamma = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{R_1 + R_t}{R_1 + 2R_t} \geq 0.5.$$

Эта величина составит 0.5 только в случае, если $R_1 = 0$. Это недопустимо, так как приведёт к короткому замыканию источника при открытом ключе VT_3 .

На **Рис. 4.41** приведена схема, которая способна обеспечить генерацию импульсов с $0 < \gamma < 1$. Для этого параллельно резистору R_t включён диод VD_1 . Конденсатор C_t в такой схеме заряжается через резистор R_1 и открытый диод VD_1 , а разряжается, как и в базовой схеме, через R_t . Чтобы уменьшить влияние диода VD_1 на точность формирования временных интервалов, последовательно с резистором R_t включён диод VD_2 , согласованный по параметрам с диодом VD_1 . При этом за счёт падения напряжения на диодах, времена t_1 и t_2 будут несколько больше, чем у базовой схемы (**Рис. 4.40, а**).

Относительная длительность импульсов этой схемы определится соотношением

$$0 < \gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_t} < 1.$$

Можно построить мультивибратор, генерирующий импульсы с $\gamma = 0.5$, если использовать выходные транзисторы для заряда и разряда времязадающего конденсатора.

4.6.3. Типы интегральных таймеров

Массовое применение таймеров в аппаратуре, разнообразие решаемых ими задач, многообразие требований, предъявляемых к их параметрам в зависимости от типа аппаратуры и качества выполняемых функций, обусловило создание обширного семейства интегральных таймеров.

Интегральные таймеры классифицируются по следующим признакам:

- по внутренней схемотехнике и технологии — *биполярные* и *КМОП*.
- по числу тактов мультивибратора на формируемом интервале времени — *однотактные* и *многотактные*.

Рассмотренный выше таймер NE555 выполнен по биполярной технологии. Он потребляет от источника сравнительно большой ток (10 мА). Входные токи его также сравнительно велики (0.5 мкА). Последнее обстоятельство существенно затрудняет построение таймеров, способных формировать большие задержки времени. Ток заряда времязадающего конденсатора I_C (**Рис. 4.38**) зависит от номинала резистора R_t и напряжения питания V_S . Минимальная величина этого тока достигается в конце формируемого интервала времени и составляет

$$I_{C(\min)} = V_S/3R_t. \tag{4.45}$$

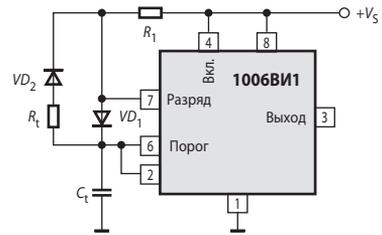


Рис. 4.41. Вариант схемы автоколебательного мультивибратора.

Для обеспечения высокой точности отсчёта интервала времени следует обеспечивать $I_{C(\min)} \approx 50I_{IN}$, где I_{IN} — входной ток таймера. Для таймера NE555 максимальная величина сопротивления резистора R_t при $V_S = 15$ В составит 200 кОм. При ёмкости времязадающего конденсатора $C_t = 1$ мкФ максимальная длительность импульса, согласно (4.42), не превысит 0.22 с.

В конце 70-х годов фирма Intersil разработала ICM7555 — КМОП-вариант таймера NE555. Этот таймер, сохранив почти полностью функциональную схему и даже назначение выводов своего биполярного прототипа, потребляет от источника питания всего 0.12 мА (при $V_S = 15$ В). Входные токи этой микросхемы не превышают 50 пА. Это даёт возможность в условиях, рассмотренных выше для таймера NE555, получить максимальную длительность импульса 2200 с (≈ 37 мин) при сопротивлении времязадающего резистора $R_t = 2$ ГОм. Недостатком КМОП-варианта является меньшая нагрузочная способность.

Многотактные таймеры применяются, если требуется обеспечить длительность импульса, измеряемую часами. В принципе, большую длительность можно получить, используя с однократным таймером конденсатор большой ёмкости (десятки или сотни микрофард) в качестве времязадающего. Однако конденсатор такой ёмкости с высококачественным диэлектриком занимает много места и дорого стоит. Блок-схема многотактного таймера приведена на **Рис. 4.42**.

Многотактный таймер умножает постоянную времени $R_t C_t$ -цепи на коэффициент пересчёта счётчика. Семейство многотактных таймеров делится на две группы. К первой группе относятся программируемые таймеры, в которых формируемый интервал времени задаётся программно, установкой соответствующих переключателей на выводах счётчика, либо цифровым кодом от ЭВМ. Ко второй группе относятся специализированные таймеры со встроенными счётчиками, у которых однозначно задан коэффициент пересчёта.

В **Табл. 4.5** приведены основные характеристики нескольких моделей аналоговых таймеров.

Таблица 4.5. Основные характеристики аналоговых таймеров

Наименование таймера	Напряжение питания [В]	Ток потребления при $V_S = 5$ В [мА]	Входной ток [нА]	Максимальный выходной ток, втек./вытек. [мА]	Максимальная частота импульса [МГц]	Коэффициент пересчёта	Примечание
Однотактные таймеры							
NE555	4.5...18	3	500	200	0.5	—	Аналог 1006ВИ1. Есть двоярный и счетверённый варианты
XR320	4.5...20	2	—	100/10	0.5	—	Открытый коллектор
ICM7555	2...18	0.12	0.05	10/4	1	—	КМОП-вариант NE555
Многотактные таймеры							
ICL8240	4.5...18	4	—	5/1	0.5	1...255	Открытый коллектор
ICM7250	2...18	0.25	—	3.2/0.3	6	1...99	Программирование переключками

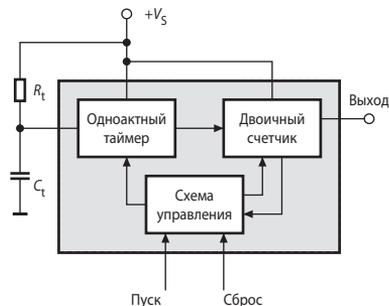


Рис. 4.42. Блок-схема многотактного таймера.

Вопросы и задачи

1. Нужна ли частотная коррекция операционному усилителю, включённому по схеме компаратора на **Рис. 4.3**?
2. Укажите преимущества интегрального компаратора по сравнению со схемой компаратора на ОУ.
3. В каких случаях применение ОУ в качестве компаратора может быть предпочтительно?
4. Можно ли использовать компаратор 521СА2 (**Рис. 4.4**) в качестве усилителя сигналов? Если да, то как? Если нет, то почему?
5. Определите выходное напряжение высокого уровня компаратора на **Рис. 4.6**. Входное сопротивление компаратора считать бесконечным.
6. Объясните влияние величины дифференциального входного напряжения компаратора на время переключения (**Рис. 4.31**).
7. Определите входное сопротивление схемы на **Рис. 4.6** по входу опорного напряжения. Входное сопротивление компаратора считать бесконечным.
8. Нарисуйте схему автоколебательного мультивибратора на компараторе 521СА3 и выведите формулу для вычисления частоты его колебаний.
9. Нарисуйте схему ждущего мультивибратора на компараторе 521СА3 и выведите формулу для вычисления длительности его импульса.
10. Укажите преимущества генераторов импульсов на аналоговых таймерах по сравнению со схемами аналогичного назначения на ОУ и компараторах.
11. Для чего между выводом 5 таймера 1006ВИ1 и общей точкой схемы обычно включают конденсатор?
12. На основе схемы на **Рис. 4.41** спроектируйте автоколебательный мультивибратор, относительную длительность импульсов которого можно регулировать одним подстроечным резистором без изменения частоты.
13. Как изменится частота автоколебательного мультивибратора по схеме на **Рис. 4.40**, если сопротивление среднего из резисторов R делителя напряжения таймера NE555 (см. **Рис. 4.38**) уменьшить вдвое?
14. Спроектируйте схему программируемого от ЭВМ многотактного таймера на основе одноконтного таймера NE555 и двоичного вычитающего счётчика с предустановом.
15. Объясните необходимость диода VD_2 на схеме **Рис. 4.41**.
16. Спроектируйте схему автоколебательного мультивибратора с $\gamma = 0.5$ на таймере NE555, используя транзисторы выходного каскада таймера в качестве заряжающего и разряжающего ключей.

Литература к гл. 4

1. *Widlar R.J.* The Operation and Use of a Fast Integrated Circuit Comparator // App-116. — Fairchild Semiconductor. — February 1966.
2. *Widlar R.J.* Precision IC Comparator Runs from +5V Logic Supply // Application Note 41. — National Semiconductor. — October 1970. — 6 pp.
3. LM139/LM239/LM339 A Quad of Independently Functioning Comparators // Application Note 74. — National Semiconductor. — January 1973. — 20 pp.
4. *Шило В.Л.* Функциональные аналоговые интегральные микросхемы. — М.: Радио и связь, 1982. — 128 с.
5. *Moloney A.* Power-Supply Management — Principles, Problems, and Parts // Analog Dialogue. — Analog Devices, Inc. — 2006. — V. 40, № 2. — PP 13 — 16.

ЛИНЕЙНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

5.1. Общие сведения

Почти любая электронная схема — от простых схем на транзисторах и ОУ до сложнейших цифровых и микропроцессорных систем — требует для своей работы один или несколько стабильных источников постоянного тока. Простые нерегулируемые источники питания типа трансформатор — неуправляемый выпрямитель — сглаживающий фильтр во многих случаях не годятся, так как их выходное напряжение зависит от тока нагрузки и напряжения в сети. К счастью, легко построить источник стабильного питания, используя отрицательную обратную связь и сравнивая выходное напряжение с некоторым постоянным эталонным (опорным) напряжением. Такие стабилизированные источники питания универсальны и могут быть изготовлены в виде интегральных микросхем стабилизаторов напряжения.

Как правило, регулирующим элементом стабилизаторов напряжения является биполярный либо полевой транзистор. Если этот транзистор работает в активном режиме, то стабилизатор называют линейным (непрерывным), а если регулирующий транзистор работает в ключевом режиме — импульсным.

5.2. Схемотехника линейных стабилизаторов напряжения

Микросхемы источников питания относятся к так называемым интеллектуальным силовым приборам, то есть к таким, у которых на кристалле помимо силовых транзисторов расположена более или менее сложная схема управления ими. Принципиальная трудность создания таких приборов заключается в том, что силовые транзисторы рассеивают значительную энергию, вызывая тем самым нагрев кристалла с существенным градиентом температур. Это резко ухудшает стабильность параметров узлов схемы управления, таких как источник опорного напряжения и дифференциальный каскад усилителя ошибки.

Монолитный линейный интегральный стабилизатор напряжения был впервые разработан Р. Видларом в 1967 г. Эта микросхема ($\mu A723$) содержит регулирующий транзистор, включаемый последовательно между источником нестабилизированного напряжения и нагрузкой, усилитель ошибки и термокомпенсированный источник опорного напряжения. Схема оказалась настолько удачной, что в начале 70-х годов выпуск её доходил до 2 млн штук в месяц! По массовости применения среди аналоговых ИМС линейные интегральные стабилизаторы напряжения стоят на втором месте после операционных усилителей.

5.2.1. Упрощённая схема стабилизатора

В упрощённом виде схема линейного стабилизатора напряжения приведена на **Рис. 5.1**. Схема состоит из ОУ, включённого по схеме неинвертирующего усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению, источника опорного напряжения V_{REF} и регулирующего транзистора VT_1 , включённого последовательно с нагрузкой. Выходное напряжение V_{OUT} контролируется с помощью цепи отрицательной обратной связи, выполненной на резистивном делителе R_1R_2 . ОУ играет роль усилителя ошибки. Ошибкой здесь является разность между опорным напряжением V_{REF} задаваемым источником опорного напряжения (ИОН) и выходным напряжением делителя R_1R_2

$$\Delta V = V_{REF} - V_{OUT} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Схема работает следующим образом. Если, например, сопротивление нагрузки R_L уменьшилось, то в первое мгновение ток эмиттера регулирующего транзистора не успеет измениться. В результате напряжение на нагрузке уменьшится, и на входе ОУ появится ошибка $\Delta V > 0$. Выходное напряжение усилителя будет увеличиваться и увеличивать ток базы, а, следовательно, и ток эмиттера транзистора до тех пор, пока выходное напряжение не возрастёт до первоначального значения.

В случае идеального ОУ установившееся значение ошибки, совпадающее с дифференциальным входным напряжением ОУ, равно нулю. Отсюда следует, что

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Питание ОУ осуществляется однополярным положительным напряжением. Это накладывает ограничения на допустимый диапазон входных и выходных сигналов, которые должны быть только положительными.

Для схем источников питания такое ограничение не играет роли, поэтому от использования отрицательного напряжения питания можно отказаться. Ещё одно преимущество подобной схемы состоит в том, что положительное напряжение питания ОУ можно удвоить, не опасаясь превысить его предельно допустимые параметры. Таким образом, стандартные ОУ можно использовать в схемах стабилизаторов со входным напряжением до 30 В. Хотя ОУ питается от нестабилизированного входного напряжения V_{IN} , благодаря глубокой отрицательной обратной связи влияние этого фактора на стабильность выходного напряжения невелико.

5.2.2. Интегральный линейный стабилизатор напряжения

Представленная на **Рис. 5.1** схема стабилизатора может быть выполнена в виде интегральной схемы. Такие схемы выпускаются промышленностью (например, серии $\mu A78xx$, LM310, 142Енхх, TPS77ххх и др.) на несколько фиксированных значений стандартных выходных напряжений: от 1.2 до 27 В. В таком исполнении схема может иметь всего три внешних вывода: вход, выход и массу (общий вывод) (**Рис. 5.2**). Характерной особенностью этого стабилизатора является включение регулирующего $n-p-n$ -транзистора по схеме с общим коллектором (эмиттерным повторителем). Поэтому в зарубежной литературе такое устройство часто называют *n-p-n-стабилизатором*. Требования, предъявляемые к регулирующему усилителю, не очень высоки, поэтому, как правило, достаточно про-

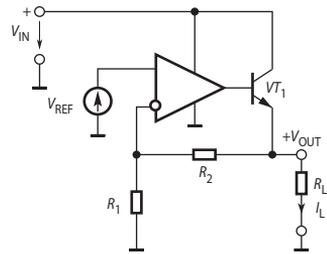


Рис. 5.1. Схема линейного стабилизатора напряжения.

стейшей схемы дифференциального усилителя. Для получения опорного напряжения могут быть использованы различные способы. На **Рис. 5.2** в качестве источника опорного напряжения показан символический стабилитрон VD_1 . Реально в низковольтных стабилизаторах используется ИОН на ширине запрещённой зоны. Впервые его применил Р. Видлар в одном из первых трёхвыводных стабилизаторов LM109 [5.1]. За счёт отрицательной обратной связи, образуемой делителем напряжения $R_1 - R_2$, выходное напряжение стабилизатора установится равным

$$V_{OUT} = V_{REF}(1 + R_2/R_1).$$

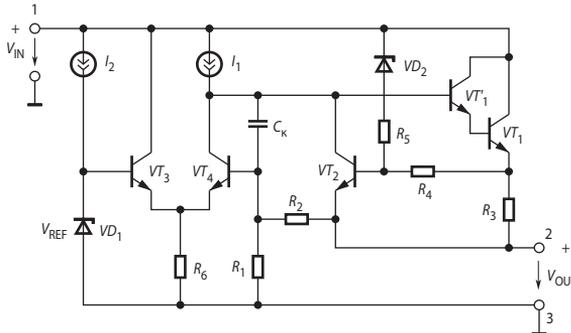


Рис. 5.2. Типовая упрощённая схема интегрального стабилизатора напряжения.

Интегральный стабилизатор напряжения имеет встроенную систему ограничения выходного тока. Для этого в схему включены резистор R_3 и транзистор VT_2 . Если падение напряжения на R_3 превышает приблизительно 0.6 В, транзистор VT_2 откроется и предотвратит дальнейшее увеличение базового тока транзистора VT_1 , поэтому величина выходного тока стабилизатора ограничена уровнем

$$I_{OUT(max)} \approx 0.6 \text{ В}/R_3.$$

При этом мощность, рассеиваемая на выходном регулирующем транзисторе VT_1 , равна

$$P_T = I_{OUT(max)}(V_{IN} - V_{OUT}). \quad (5.1)$$

В случае короткого замыкания эта мощность значительно превысит предельную мощность для регулирующего транзистора, т. к. при этом выходное напряжение упадёт от номинальной величины до нуля. Чтобы снизить мощность, рассеиваемую в этом случае транзистором, одновременно с уменьшением выходного напряжения (точнее — с увеличением разности потенциалов «вход—выход») нужно уменьшать уровень ограничения тока. При таком способе ограничения тока внешняя характеристика стабилизатора имеет неустойчивый участок. Она изображена на **Рис. 5.3**. В случае значительного увеличения напряжения на регулирующем транзисторе происходит быстрый рост мощности, рассеиваемой на его коллекторном переходе. Это обусловлено тем, что соответственно возрастает разность напряжений ($V_{IN} - V_{OUT}$), которая входит в выражение для мощности (5.1). Защита выходного транзистора от перегрева в этом случае достигается тем, что уровень

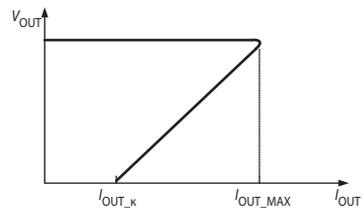


Рис. 5.3. Внешняя характеристика стабилизатора напряжения с защитой от перегрузки по току.

ограничения тока $I_{OUT(max)}$ делают зависимым от разности напряжений ($V_{IN} - V_{OUT}$). В схеме на **Рис. 5.2** для этой цели служат резистор R_5 и стабилитрон VD_2 .

Если разность напряжений ($V_{IN} - V_{OUT}$) остаётся меньше, чем напряжение стабилизации стабилитрона VD_2 , через резистор R_5 ток не течёт. В этом случае уровень ограничения тока остаётся равным $0.6/R_3$ [А]. Если же эта разность превысит величину напряжения стабилизации стабилитрона, то вследствие образования делителя напряжения на резисторах R_5 , R_4 появляется положительное напряжение, приложенное к эмиттерному переходу транзистора VT_2 . При этом транзистор VT_2 будет открываться при соответственно меньших токах через регулирующий транзистор VT_1 .

В последних стабилизаторах напряжения всё шире применяется *тепловая защита* от перегрузок. Так, например, стабилизатор ADP3303 снабжён схемой, которая резко снижает выходной ток при нагреве кристалла до температуры 165°C.

Конденсатор C_K осуществляет необходимую частотную коррекцию схемы. В качестве дополнительной меры по предотвращению самовозбуждения следует включать на входе и выходе стабилизаторов конденсаторы ёмкостью 0.1...10 мкФ. В последнее время на рынке появились стабилизаторы, называемые «Cap-free», которые не требуют подключения конденсаторов параллельно выходу. Примером может служить REG103 фирмы Burr-Brown.

Кроме стабилизаторов с фиксированным выходным напряжением выпускаются также регулируемые стабилизаторы напряжения (например, 142ЕН3 или 1168ЕН1). В схемах таких стабилизаторов отсутствует делитель напряжения R_1R_2 , а база транзистора VT_4 подключена к выводу микросхемы для соединения с внешним делителем напряжения. Значительная часть регулируемых стабилизаторов ($\mu A78G$, 142ЕН4 и др.) имеет как минимум 4 вывода, поскольку ток собственного потребления микросхемы составляет единицы миллиампер и зависит от нагрузки. Поэтому его нельзя замкнуть через цепь внешнего делителя напряжения, поскольку это вызовет изменение напряжения на делителе при изменении тока нагрузки. Усовершенствование схемотехники стабилизаторов позволило снизить этот ток до десятков микроампер и избавиться от четвёртого вывода (LM317, LT1085 и др.).

В то же время, наличие специального вывода для подключения цепи обратной связи по напряжению позволяет обеспечить высокую стабильность напряжения на удалённой нагрузке (сделать его независимым от падения напряжения на соединительных проводах). Поэтому наряду с трёхвыводными, выпускаются стабилизаторы с большим числом выводов (например, ADP3331, TPS70151 и др.) которые наряду со входом обратной связи имеют также управляющие входы для отключения нагрузки от стабилизатора и некоторые другие.

5.2.3. Стабилизация отрицательных напряжений

Вышеописанные стабилизаторы предназначены в основном для стабилизации положительных напряжений относительно общей точки (земли) схемы. Однако те же самые схемы можно применять и для стабилизации отрицательных напряжений, если использовать гальванически изолированное от общей точки входное напряжение. В этом случае выходной вывод стабилизатора соединяется с общей точкой, а минусовым выводом схемы является точка соединения минусового вывода источника входного напряжения и общей точки стабилизатора (вывод 3 на схеме **Рис. 5.2**).

Значительно более удобным оказывается применение специальных схем стабилизаторов для отрицательной полярности напряжения, например, $\mu A79xx$ или 1168ЕНxx. Для случаев, когда требуется два симметричных относительно общей точки стабилизированных напряжения (например, ± 15 В для питания ОУ) выпускаются ИМС, содержащие два стабилизатора — на положительное и отрицательное напряжение, например, NE5554 (от-

ественный аналог — КР142ЕН6). Упрощённая схема внутренней структуры такого стабилизатора приведена на **Рис. 5.4, а**, а схема включения — на **Рис. 5.4, б**.

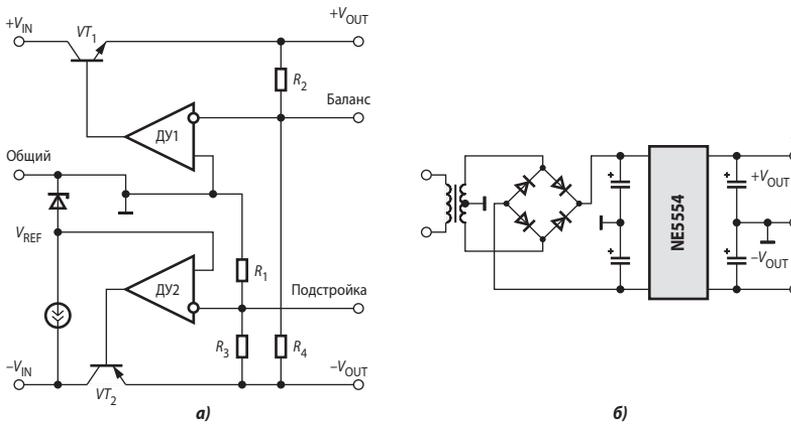


Рис. 5.4. Стабилизация двух напряжений, симметричных относительно общей точки.

Канал стабилизации отрицательного напряжения является независимым. Дифференциальный усилитель ДУ2 управляет регулирующим транзистором VT_2 так, чтобы выполнялось соотношение:

$$-V_{\text{OUT}}R_1/(R_1 + R_3) = -V_{\text{REF}}$$

Усилитель ДУ1 с помощью транзистора VT_1 стремится поддержать потенциал точки соединения резисторов R_2 и R_4 нулевым, что при выполнении условия $R_2 = R_4$ обеспечивает равенство положительного и отрицательного выходных напряжений. Подключая дополнительные резисторы между соответствующими выходами микросхемы, можно независимо подстроить баланс выходных напряжений и их величину.

5.2.4. Уменьшение потерь в стабилизаторах

Требуемое для нормальной работы интегрального стабилизатора минимальное падение напряжения на нём составляет около 3 В. Для схем, питающихся от химических источников тока (гальванических элементов и аккумуляторов), это очень много. При использовании такого схемного решения, как на **Рис. 5.2**, эта величина принципиально не может быть снижена. Как следует из этой схемы, источник тока I_1 должен обеспечивать ток коллектора транзистора дифференциального каскада VT_4 и базовый ток выходного составного транзистора VT_1, VT'_1 . Для нормальной работы схемы источника тока необходимо падение напряжения на нём не менее 1.5 В. Остальная часть общего падения напряжения приходится на выходной составной транзистор; эта величина также составляет около 1.5 В.

По большей части эти беды связаны с тем, что выходной транзистор включён по схеме с общим коллектором. Существенного снижения падения напряжения на стабилизаторе можно достичь включением выходного силового транзистора по схеме с общим эмиттером. Для стабилизатора положительного напряжения это означает применение $p-n-p$ -транзистора в качестве выходного. В этом случае коллекторный ток транзистора дифференциального каскада может непосредственно использоваться в качестве базового тока выходного транзистора; при этом отпадает необходимость в источнике тока I_1 . Схема такого стабилизатора приведена на **Рис. 5.5**.

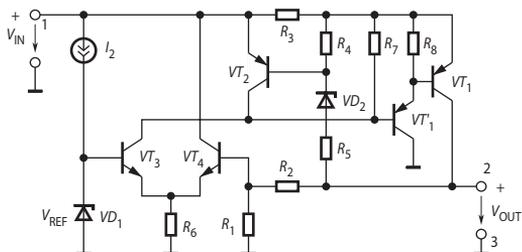


Рис. 5.5. Стабилизатор напряжения с малым напряжением потерь.

Поскольку составной транзистор выходного каскада включён здесь по схеме с общим эмиттером, то в такой схеме имеет место дополнительное инвертирование фазы сигнала. Поэтому для управления выходным каскадом используется не транзистор VT_4 , как в предыдущей схеме, а транзистор VT_3 . Минимальное падение напряжения на стабилизаторе равно напряжению насыщения коллектор—эмиттер транзистора VT_1 и не превышает 1 В. Для стабилизации отрицательных напряжений все транзисторы этой схемы должны быть заменены на транзисторы с противоположным типом проводимости. По подобной схеме построены, например, трёхвыводные стабилизаторы напряжения малой мощности типа 1170ЕНхх, работающие при минимальном падении напряжения вход—выход 0,6 В. Они выпускаются в корпусах ТО92 на фиксированные выходные напряжения 5, 6, 8, 9, 12 В при токе нагрузки до 100 мА и собственном потреблении не более 1,2 мА. Стабилизаторы такого типа в зарубежной литературе называют LDO-стабилизаторы (от Low Drop Output — выход с низким падением).

Дальнейшее уменьшение минимально допустимого падения напряжения на стабилизаторе может быть достигнуто применением МОП-транзистора, включаемого в качестве регулирующего по схеме с общим истоком.

Упрощённая схема стабилизатора с регулирующим МОП-транзистором приведена на Рис. 5.6. Для стабилизации положительных напряжений используется транзистор с p -каналом, работающий в режиме обогащения. Схема работает следующим образом. При уменьшении сопротивления нагрузки выходное напряжение также уменьшается, и на входе усилителя появится ошибка $\Delta V < 0$. Выходное напряжение усилителя будет снижаться, уменьшая напряжение на затворе регулирующего МОП-транзистора. Поскольку это p -канальный транзистор, то уменьшение напряжения на его затворе вызовет увеличение тока стока и выходное напряжение увеличится до прежнего значения.

Большое достоинство стабилизаторов с регулирующим МОП-транзистором — независимость тока потребления (тока общего вывода) от тока нагрузки. Это связано с тем, что МОП-транзистор управляется напряжением, а ток его затвора (а следовательно, и выходной ток усилителя) совершенно ничтожен. На Рис. 5.7 представлены примерные зависимости тока собственного потре-

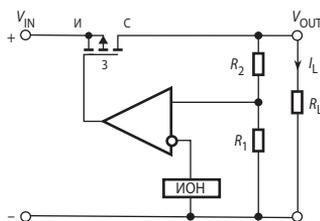


Рис. 5.6. Стабилизатор напряжения с регулирующим МОП-транзистором.

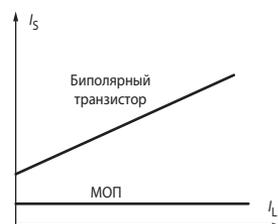


Рис. 5.7. Сравнительные графики зависимостей тока потребления стабилизаторов с регулирующими транзисторами различного типа.

бления (I_S) от тока нагрузки (I_L) стабилизаторов с регулирующими транзисторами различного типа.

Другое достоинство — падение напряжения на регулирующем элементе может быть снижено до очень малых величин, недостижимых для биполярных транзисторов. Например, двухканальный стабилизатор напряжения MAX8865 имеет минимальное прямое напряжение 55 мВ при токе нагрузки 50 мА и всего 1 мВ при токе нагрузки 1 мА.

Расширение номенклатуры устройств с батарейным питанием требует дальнейшего повышения их экономичности. Многие узлы измерительных приборов, устройств связи и др. должны обеспечиваться питанием лишь время от времени. В этом случае на нерабочих интервалах напряжение их питания следует снижать до нуля. Для этого некоторые стабилизаторы снабжены выводами «Shutdown», подача активных логических уровней на которые вызывает принудительное запаривание регулирующего транзистора. Это, например, семейство LT176х фирмы Linear Technology с номинальными токами от 0.1 до 3 А и минимальным прямым напряжением «вход—выход» 0.3 В, а также семейство ADP333х фирмы Analog Devices с минимальным прямым напряжением «вход—выход» 0.17 В при токе 0.2 А.

5.3. Устойчивость линейных стабилизаторов напряжения

5.3.1. Устойчивость *n-p-n*-стабилизаторов

Обычный *n-p-n*-стабилизатор может быть представлен блок-схемой на **Рис. 5.8**. Показанный на блок-схеме усилитель, осуществляющий вычитание сигнала обратной связи из опорного напряжения, будем считать безынерционным. Схема замещения стабилизатора без корректирующего конденсатора приведена на **Рис. 5.9**. Внутри области, ограниченной штриховой линией, изображена эквивалентная схема регулирующего транзистора, включённого по схеме с ОК. Усилитель преобразует ошибку регулирования ΔV в ток базы регулирующего транзистора. Представим передаточную функцию разомкнутого контура регулирования системы в виде

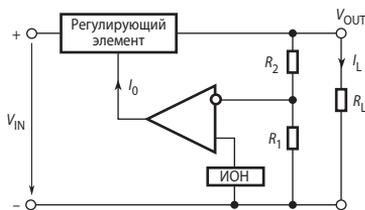


Рис. 5.8. Блок-схема *n-p-n*-стабилизатора.

$$W_p(s) = \frac{K}{(s + s_1)(s + s_2)(s + s_3)}. \tag{5.2}$$

Полос s_1 этой передаточной функции — доминирующий. Он определяется ёмкостью корректирующего конденсатора C_K . Полоса s_2 и s_3 начинают влиять на частотную харак-

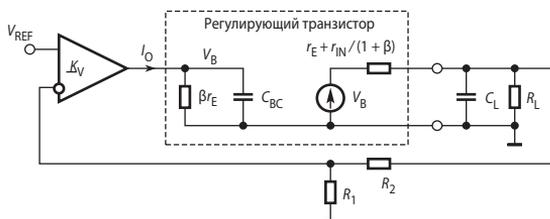


Рис. 5.9. Схема замещения *n-p-n*-стабилизатора.

теристику стабилизатора на значительно более высоких частотах, за частотой среза системы. Полюс s_2 обусловлен ёмкостью коллектор—база регулирующего транзистора $C_{К(В)}$:

$$s_2 = \frac{1}{\beta r_E C_{К(В)}},$$

где β — коэффициент усиления тока базы, r_E — дифференциальное сопротивление эмиттера, а полюс s_3 — ёмкостью нагрузки C_L :

$$s_3 = \frac{1}{\{R_L \parallel [r_E + r_{N'} / (1 + \beta)]\} \cdot C_L} \approx \frac{1}{r_E C_L}. \quad (5.3)$$

Типичные ЛЧХ $n-p-n$ -стабилизатора приведены на **Рис. 5.10** [5.2]. Корректирующий конденсатор создаёт полюс s_1 передаточной функции разомкнутой петли, соответствующий частоте 100 Гц. От этого полюса ЛАЧХ уменьшается со скоростью 20 дБ/дек до второго полюса s_2 , соответствующего частоте 3 МГц, который располагается за частотой среза, равной 1 МГц. Если первый полюс создаёт на частоте среза фазовое запаздывание -90° , то второй полюс на этой же частоте вносит сдвиг всего лишь -18° . В результате запас устойчивости по фазе составит 72° , что является очень хорошим показателем.

Таким образом, $n-p-n$ -стабилизаторы обладают хорошей устойчивостью и, как правило, не предъявляют никаких специальных требований к нагрузке. Серьёзно ухудшить устойчивость может только подключение параллельно выходу стабилизатора конденсатора большой ёмкости (десятки микрофарад) с очень низким эквивалентным последовательным сопротивлением, например, бумажного или керамического.

5.3.2. Устойчивость LDO-стабилизаторов

К сожалению, с устойчивостью LDO-стабилизаторов дело обстоит не так просто. Здесь регулирующий транзистор включён по схеме с общим эмиттером. Поэтому, во-первых, его выходное сопротивление гораздо выше, чем у транзисторного каскада с общим коллектором, что уменьшает частоту полюса s_3 передаточной функции разомкнутого контура регулирования, обусловленного ёмкостью нагрузки (для $n-p-n$ -стабилизатора см. формулу 5.3) и делает его доминирующим, а во-вторых, частота, соответствующая полюсу s_2 , связанному с частотными свойствами регулирующего транзистора, заметно снижается за счёт эффекта Миллера. Частота перегиба ЛАЧХ LDO-стабилизатора, соответствующая полюсу s_3

$$f_3 = \frac{1}{2\pi(R_L \parallel r_C) \cdot C_L} \approx \frac{1}{2\pi R_L C_L}, \quad (5.4)$$

где r_C — дифференциальное сопротивление коллектора регулирующего транзистора.

На **Рис. 5.11** представлена упрощённая схема, а на **Рис. 5.12** — типичные ЛЧХ LDO-стабилизатора на 5 В, 50 мА. Частота перегиба f_3 , соответствующая полюсу s_3 при номинальной нагрузке $R_L = 100$ Ом и ёмкости выходного конденсатора $C_L = 10$ мкФ, равна

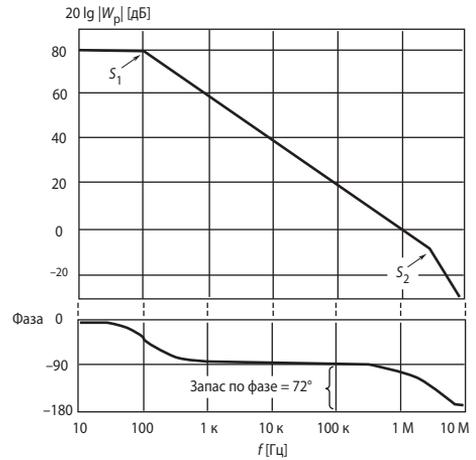


Рис. 5.10. Типичные логарифмические частотные характеристики $n-p-n$ -стабилизатора.

160 Гц. Конденсатор коррекции либо отсутствует, либо ёмкость его сильно уменьшена для сохранения полосы пропускания, поэтому частота перегиба ЛАЧХ, соответствующая полюсу s_1 , установлена равной 1000 Гц.

Анализ показывает, что система регулирования неустойчива: каждый из двух полюсов s_1 и s_3 создают фазовые сдвиги по -90° на частоте среза (которая в этом примере составляет примерно 40 кГц), что в совокупности составляет -180° . Обеспечить необходимый запас устойчивости по фазе можно двумя способами:

1. Многократно уменьшить полюс s_1 включением корректирующего конденсатора большой ёмкости, чтобы вывести полюс s_3 за частоту среза. Это в данном случае приведёт к катастрофическому ухудшению быстродействия.
2. Создать фазопережение в окрестности частоты среза, для чего ввести ноль в передаточную функцию разомкнутого контура (раздел 5.2).

Наиболее просто этот ноль создаётся включением параллельно нагрузке оксидного конденсатора значительной ёмкости, имеющего существенное эквивалентное последовательное сопротивление. Эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) — параметр, присущий любому конденсатору. Оно характеризует потери энергии, связанные с переполяризацией диэлектрика в переменном электрическом поле. Конденсаторы с оксидным диэлектриком (алюминиевые, танталовые, ниобиевые) обладают наиболее существенным значением ЭПС, приходящимся на единицу номинальной реактивной мощности. Схема замещения конденсатора с учётом ЭПС $R_{ЭП}$ представлена на **Рис. 5.13**.

При включении оксидного конденсатора параллельно нагрузке передаточная функция разомкнутого контура системы примет вид

$$W_{p1}(s) = \frac{K_1(s + s_0)}{(s + s_1)(s + s_2)(s + s_3)}, \quad (5.5)$$

причём

$$s_0 = \frac{1}{R_{ЭП}C_L}.$$

Если, например, в схеме включения на **Рис. 5.11** выходной конденсатор C_L имеет ёмкость 10 мкФ и $R_{ЭП} = 1$ Ом, то излом ЛАЧХ в сторону уменьшения крутизны отрицательного наклона произойдёт при частоте 16 кГц. **Рис. 5.14** показывает, что добавление соответствующего нуля в передаточную функцию сделает систему устойчивой, причём частота среза контура регулирования возрастёт с 30 до 100 кГц, что положительно скажется на быстродействии.

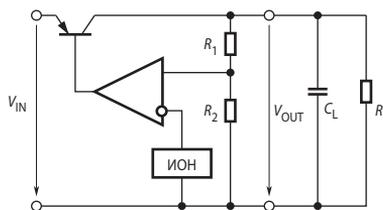


Рис. 5.11. Упрощённая схема LDO-стабилизатора.

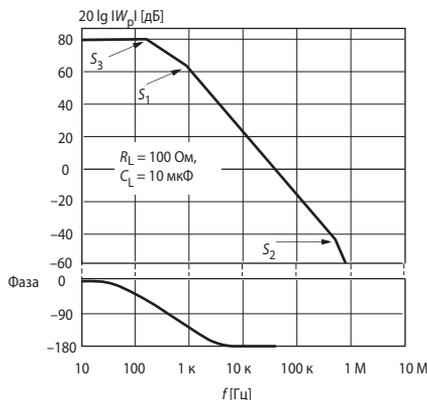


Рис. 5.12. Типичные ЛЧХ LDO-стабилизатора.

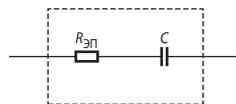


Рис. 5.13. Схема замещения конденсатора с учётом эквивалентного последовательного сопротивления.

Большинство из выпускаемых ныне LDO-стабилизаторов требуют для устойчивой работы, чтобы ЭПС выходного конденсатора находилось в пределах, определённых изготовителем. Для выбора необходимого значения ЭПС изготовители приводят в фирменной документации на ИМС стабилизаторов диаграммы, подобные той, что представлена на **Рис. 5.15** для стабилизатора TPS76350. Американцы называют эту диаграмму «туннель смерти». Из диаграммы следует, что для устойчивости стабилизатора при $C_L = 4.7$ мкФ достаточно, чтобы $R_{ЭП}$ находилось в пределах от 0.2 до 7 Ом.

Так как выходной конденсатор — средство для обеспечения устойчивой работы LDO-стабилизатора, то правильный его выбор очень важен. Большинство случаев самовозбуждения стабилизаторов этого типа в той или иной мере связано с неправильным выбором типа конденсатора.

Для рассмотренного примера с TPS76350 наилучшим является танталовый конденсатор, который при ёмкости 4.7 мкФ имеет ЭПС 1.3 Ом при 25°C, что соответствует примерно середине области устойчивости. Очень важным обстоятельством является то, что значение ЭПС конденсаторов этого типа в температурном диапазоне от -40 до +125°C меняется меньше, чем 2:1. Для алюминиевых электролитических конденсаторов характерно экспоненциальное увеличение ЭПС с понижением температуры, поэтому они не годятся для использования в промышленной и военной аппаратуре. Керамические конденсаторы большой ёмкости имеют, как правило, очень низкое ЭПС (< 0.02 Ом) и могут вызвать самовозбуждение LDO-стабилизаторов.

В последние годы появились модели с улучшенными частотными характеристиками, которые могут работать на нагрузку любой ёмкости, так называемые «anyCAP» стабилизаторы. Например, для устойчивости LDO-стабилизатора ADP3309 достаточно, чтобы ёмкость конденсатора, подключённого параллельно выходу, была не менее 0.47 мкФ. Причём эта ИМС устойчива и в случае подключения конденсатора с очень низким ЭПС типа многослойных керамических конденсаторов.

5.4. Основные параметры линейных стабилизаторов напряжения

Параметры, описывающие качество линейных стабилизаторов напряжения, можно разделить на три группы: точностные, динамические и эксплуатационные.

5.4.1. Точностные параметры

Основное назначение стабилизаторов — поддерживать выходное напряжение неизменным, равным номинальному значению в условиях изменяющегося входного напряжения, токов нагрузки, температуры окружающей среды и старения элементов.

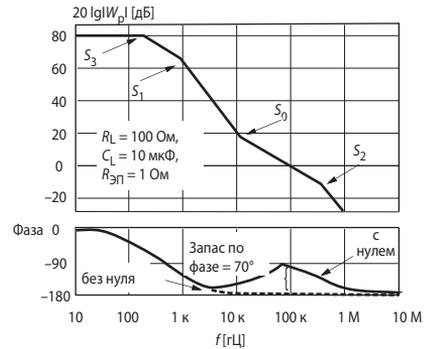


Рис. 5.14. ЛЧХ LDO-стабилизатора с передаточной функцией (5.5).

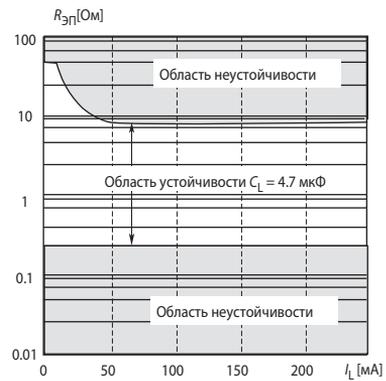


Рис. 5.15. Области устойчивости стабилизатора TPS76350.

К точностным параметрам относятся: точность установления выходного напряжения, коэффициент стабилизации, выходное сопротивление, температурный коэффициент напряжения, временная стабильность, шум выходного напряжения.

Точность установления выходного напряжения обычно указывается для стабилизаторов с фиксированным выходным напряжением. Она зависит, в основном, от технологических факторов. Отклонения выходного напряжения от номинального значения вызваны разбросом элементов, входящих в состав стабилизатора. Точность установления повышают путём лазерной подгонки сопротивлений делителя обратной связи.

Коэффициент стабилизации определяется как отношение приращения входного напряжения к вызываемому им приращению выходного напряжения стабилизатора:

$$K_{CT} = \Delta V_{IN} / \Delta V_{OUT}$$

Часто вместо этой величины в справочниках приводится так называемая «нестабильность по напряжению», под которой понимают относительное изменение выходного напряжения в % при изменении входного напряжения в заданных пределах. Иногда приводится нестабильность по напряжению как абсолютное изменение выходного напряжения в мВ при изменении входного напряжения в заданных пределах. Повышение коэффициента стабилизации достигается увеличением коэффициента усиления усилителя ошибки.

Выходное сопротивление характеризует нестабильность выходного напряжения стабилизатора при изменении тока нагрузки:

$$R_{OUT} = \Delta V_{OUT} / \Delta I_L$$

В справочниках вместо выходного сопротивления иногда приводится так называемая «нестабильность по току», под которой понимают относительное изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки в заданных пределах, в процентах от номинальной величины для стабилизаторов с фиксированным выходным напряжением и в милливольтгах — для регулируемых стабилизаторов.

Температурный коэффициент напряжения характеризует стабильность выходного напряжения стабилизатора при изменении температуры окружающей среды:

$$TKN = \Delta V_{OUT} / \Delta T$$

В справочниках часто приводится так называемая «температурная стабильность», под которой понимают относительное изменение выходного напряжения в процентах от номинальной величины при изменении температуры окружающей среды в допустимых для данной ИМС пределах. Используется также термин «температурный дрейф выходного напряжения», определяемый отношением $\Delta V_{OUT} / (V_{OUT(nom)} T^\circ)$ и измеряемый в мВ/(°C × V).

Долговременная стабильность определяет относительное изменение выходного напряжения в процентах от номинального значения за 1000 ч работы при температуре окружающей среды, соответствующей верхней границе рабочего диапазона.

5.4.2. Динамические параметры

К основным динамическим параметрам линейных стабилизаторов напряжения относятся коэффициент подавления пульсаций входного напряжения и полное выходное сопротивление.

Коэффициент подавления пульсаций $K_{ПП}$ определяется как отношение (в дБ) амплитуд основной гармоники пульсаций напряжений на выходе и входе стабилизатора при его питании от однофазного двухполупериодного выпрямителя. Обычно приводится для частоты 120 Гц, равной удвоенной частоте промышленной сети США. Значение этого коэффициента в области низких частот определяется частотной характеристикой контура регулирования стабилизатора, в частности коэффициентом усиления петли и ча-

стойкой среза, а в области высоких частот — ёмкостью и частотными свойствами выходного конденсатора. На **Рис. 5.16** представлены графики зависимости от частоты коэффициентов подавления пульсаций для обычного *n-p-n*-стабилизатора LM340LA-5.0 на 5 В, 100 мА (**а**) и LDO-стабилизатора LP2950CZ-5.0 на те же параметры (**б**).

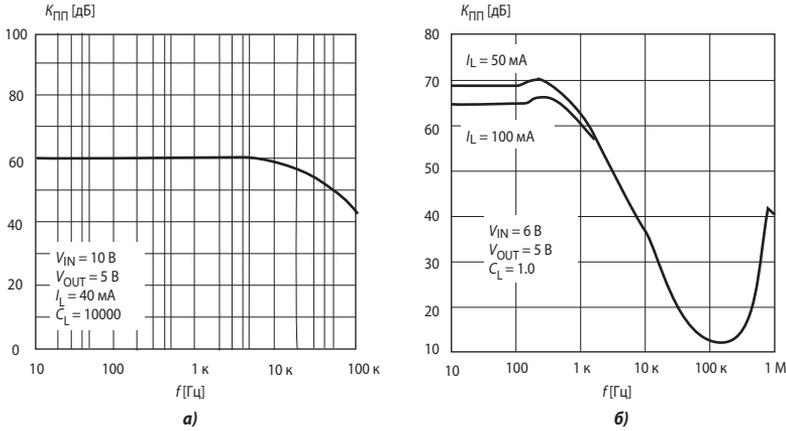


Рис. 5.16. Графики зависимости от частоты коэффициентов подавления пульсаций *n-p-n*-стабилизатора LM340LA-5.0 (**а**) и LDO-стабилизатора LP2950CZ-5.0 (**б**).

Полное выходное сопротивление (Z_{OUT}) характеризует способность стабилизатора напряжения компенсировать изменение напряжения при изменении тока в динамике. Задаётся либо в виде графика в функции от частоты изменения тока нагрузки, либо в виде значений в омах на частотах 10 Гц и 10 кГц. Так же как и $K_{ПП}$, в области низких частот Z_{OUT} определяется усилительными свойствами контура регулирования, а в области высоких частот полным сопротивлением выходного конденсатора. На **Рис. 5.17** представлены графики зависимости от частоты модуля полного выходного сопротивления для обычного *n-p-n*-стабилизатора LM340LA-5.0 на 5 В, 100 мА (**а**) и LDO-стабилизатора LP2950CZ-5.0 на те же параметры (**б**).

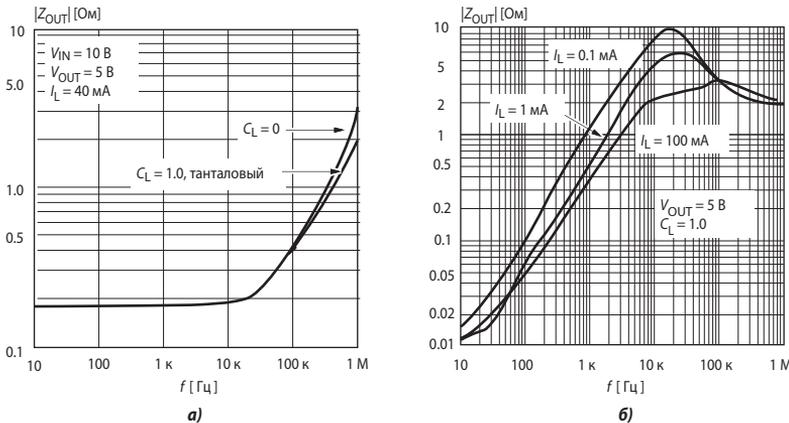


Рис. 5.17. Графики зависимости от частоты модуля полного выходного сопротивления *n-p-n*-стабилизатора LM340LA-5.0 (**а**) и LDO-стабилизатора LP2950CZ-5.0 (**б**).

В фирменных описаниях микросхем линейных стабилизаторов часто приводятся графики переходных характеристик — зависимости от времени выходного напряжения при скачкообразном изменении входного напряжения или тока нагрузки.

5.4.3. Эксплуатационные параметры

К важнейшим эксплуатационным параметрам относятся:

- диапазон допустимых входных напряжений;
- номинальное выходное напряжение для стабилизатора с фиксированным выходным напряжением либо диапазон выходных напряжений для регулируемого стабилизатора;
- максимально допустимый ток нагрузки;
- максимально допустимая рассеиваемая мощность;
- минимально допустимое напряжение между входом и выходом стабилизатора при максимальном или дополнительно оговоренном токе нагрузки;
- ток, потребляемый стабилизатором в режиме холостого хода (часто называемый током покоя);
- допустимый диапазон температур окружающей среды.

В Табл. 5.1 приведены параметры некоторых моделей линейных стабилизаторов напряжения.

Таблица 5.1. Параметры линейных стабилизаторов напряжения

Наименование стабилизатора	Выходное напряжение [В]	Точность [%]	Выходной ток [А]	Мощность расс. [Вт]	Коэффициент стабилизации	Выходное сопротивление [Ом]	Мин. напряжение вход-выход [В]	Потребляемый ток без нагрузки [мА]	Средний ТКН [%/°С]	Макс. входное напряжение [В]	Примечания
Многovoвыводные регулируемые стабилизаторы напряжения											
1156ЕН4Б	+1.5...+30	—	2	18	400	0.03	0.5	2.5	0.008	35	LDO
МАХ603	+1.2...+11	—	0.5	1.8	200	0.2	0.5	0.015	0.02	12	Микро мощный
142ЕН10	-30...-3	—	1	2	300	0.2	3	0.5	0.003	-40	Аналог μ A79G
ADP3367	+1.3...+16	—	0.3	0.96	800	0.05	0.3	0.02	—	18	Контроль разряда батарей
Трёхвыводные регулируемые стабилизаторы напряжения											
1151ЕН1А	+1.3...+17	0.8	10	70	15 000	0.01	2.5	10	0.003	35	Аналог LM196
1157ЕН1	+1.2...+37	—	0.1	0.6	5 000	0.1	2	5	0.004	40	Аналог LM317L
142ЕН22	+1.2...+34	—	5	45	500	0.008	1	5	0.004	35	Аналог LT1085
Стабилизаторы фиксированного напряжения											
142ЕН5А	5	2	2	15	400	0.07	2.5	4.5	0.008	40	Аналог μ A7805
1170ЕН3	3	4	0.1	0.5	700	0.5	0.6	1	—	25	LDO

Наименование стабилизатора	Выходное напряжение [В]	Точность [%]	Выходной ток [А]	Мощность расс. [Вт]	Коэффициент стабилизации	Выходное сопротивление [Ом]	Мин. напряжение вход-выход [В]	Потребляемый ток без нагрузки [мА]	Средний ТКН [%/°С]	Макс. входное напряжение [В]	Примечания
1158ЕН9А	9	4	0.15	1.5	200	0.6	0.3	25	0.002	35	LDO
LP2950	5	0.5	0.1	0.5	4 000	0.05	0.45	0.12	0.002	30	Микромощный
ADP3335	1.8, 2.5, 2.85, 3.3, 5	0.9	0.5	Внутр. лимит	25000	0.04	0.2	0.08	0.006	16	LDO, есть вход отключения
ADP3309	2.5, 2.7, 2.9, 3.3	1.2	0.1	Внутр. лимит	50000	0.06	0.12	0.19	0.002	16	«ануСАР», есть вход отключения
ADP3333	1.5, 1.8, 2.5, 2.77, 3, 3.3, 5	0.8	0.3	Внутр. лимит	25000	0.04	0.14	0.07	0.006	16	«ануСАР», есть вход отключения
MIC5306 -1.8	1.8	0.1	0.28	Внутр. лимит	6000	0.045	0.045	0.016	0.02	5.5	LDO, есть вход отключения
MIC29710 -5.0	5	2	7.5	Внутр. лимит	700	0.01	0.7	1	0.002	20	Быстродействующий
Двухполярные стабилизаторы фиксированного напряжения											
142ЕН6	±15	3	0.2	2	100	0.5	2.5	8.5	0.007	±32	—
142ЕН15	±15	1.3	0.1	0.5	500	0.6	3	4	0.02	±30	—
Многоканальные стабилизаторы											
ADP3302	3; 3.2; 3.3; 5	0.8	0.2	1	40 000	0.03	0.12	1	<0.1%	16	Тепловая защита
МАХ8862	2.8; 3.2; 4.9	—	0.25	—	—	—	0.2	0.2	—	12	Двухканальный

5.5. Схемы включения линейных стабилизаторов напряжения

5.5.1. Типовое включение

На Рис. 5.18 приведены типовые схемы включения стабилизаторов напряжения с фиксированным (а) и регулируемым (б) выходным напряжением. Конденсаторы C_1 и C_2 включают для повышения устойчивости стабилизаторов.

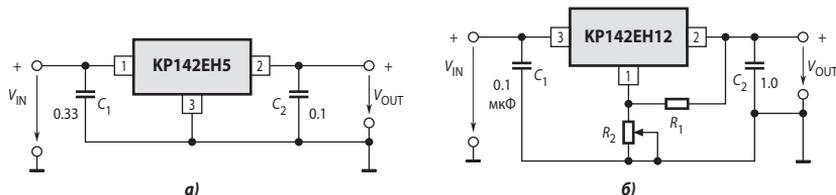


Рис. 5.18. Типовые схемы включения линейных стабилизаторов напряжения.

5.5.2. Увеличение выходного напряжения

В стабилизаторах с фиксированным значением выходного напряжения имеется возможность изменения в некоторых пределах выходного напряжения. Для этого в цепь вывода массы включают стабилитрон, как показано на **Рис. 5.19**. Это повышает выходное напряжение на величину V_{CT} .

Включение такой ИМС по схеме на **Рис. 5.18, б** возможно, но нежелательно, т. к. через резистор R_2 будет течь ток I_S , потребляемый цепями управления стабилизатора, который зависит от тока нагрузки. Это приведёт к увеличению выходного сопротивления стабилизатора. Выходное напряжение стабилизатора в этом случае определяется по формуле:

$$V_{OUT} = V_{OUT(nom)}(1 + R_2/R_1) + I_S R_2.$$

Можно повысить выходное напряжение этого стабилизатора или сделать его регулируемым, если на общий вывод ИМС подать напряжение с делителя через неинвертирующий повторитель на ОУ (**Рис. 5.20**). Благодаря низкому выходному сопротивлению повторителя, влияние тока I_S будет несущественным.

5.5.3. Повышение максимального выходного тока

Повысить максимальный выходной ток стабилизатора можно, включив дополнительный мощный транзистор, как показано на **Рис. 5.21**. Вместе с внутренним выходным транзистором интегрального стабилизатора он образует комплементарный составной транзистор. Недостаток такого способа состоит в том, что схема ограничения тока и цепь защиты выходного транзистора стабилизатора фактически не используется.

Некоторые фирмы выпускают микросхемы, содержащие, по существу, только цепи управления стабилизатором напряжения и предназначенные для подключения к мощному транзистору по схеме, сходной с приведённой на **Рис. 5.21**. Так, например, фирма Maxim Integrated Products производит ИМС MAX687, к которой подключается $p-n-p$ -транзистор с малым напряжением насыщения коллектор—эмиттер. При фиксированном выходном напряжении 3.3 В этот стабилизатор допускает при токе нагрузки 1 А минимальную разность входного и выходного напряжений 0.14 В. Фирма Analog Devices выпускает в миниатюрном корпусе SO-8 микросхему стабилизатора ADP3310, которая совместно с мощным полевым транзистором способна отдать в нагрузку ток до 10 А. Минимальная разность напряжений вход—выход составляет в этом случае порядка 0.5 В (существенно зависит от параметров регулирующего МОП-транзистора). Для токовой защиты включается внешний резистор.

За счёт небольшого усложнения можно обеспечить защитой от КЗ и схему со стандартным стабилизатором (**Рис. 5.22**). При чрезмерном токе через основной регулирующий транзистор VT_1 открывается транзистор VT_2 и перехватывает часть тока базы VT_1 . Сопротивления схемы рассчитываются по формулам

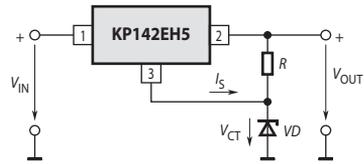


Рис. 5.19. Повышение выходного напряжения интегрального стабилизатора с фиксированным напряжением стабилизации.

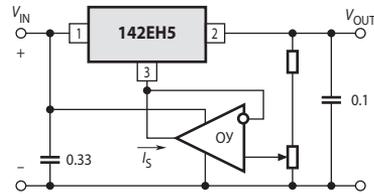


Рис. 5.20. Регулируемый стабилизатор на основе ИМС с фиксированным выходом.

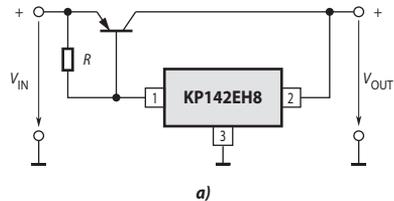


Рис. 5.21. Повышение максимального выходного тока.

$$R_{КЗ} = \frac{0.8}{I_{КЗ}},$$

$$R_1 = \frac{\beta V_{BE1}}{I_{C(max)}(\beta + 1) - I_{OUT(max)}},$$

где $I_{КЗ}$ — максимально допустимый ток короткого замыкания, β — коэффициент усиления тока в схеме ОЭ транзистора VT_1 , $I_{C(max)}$ — максимальный выходной ток стабилизатора, $I_{OUT(max)}$ — максимальный выходной ток всей схемы.

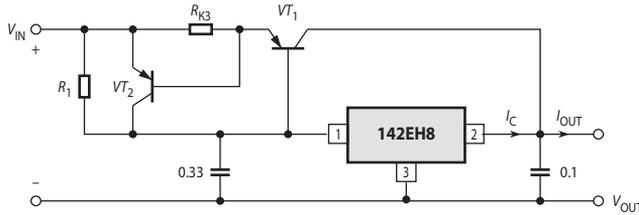


Рис. 5.22. Стабилизатор с повышенным максимальным значением выходного тока.

5.5.4. Стабилизация тока

Схема источника стабильного тока на ИМС стабилизатора напряжения приведена на Рис. 5.23. Сопротивление резистора R определяется выражением:

$$R = V_{OUT(nom)}/I_{OUT}.$$

На резисторе R падает напряжение, равное номинальному выходному напряжению стабилизатора. Это составляет для КР142ЕН5 около 5 В, что приводит к большим потерям энергии в резисторе. Поэтому в такой схеме целесообразно использовать регулируемый стабилизатор, например, КР142ЕН12, у которого, при такой схеме включения, это напряжение составит только 1.2 В.

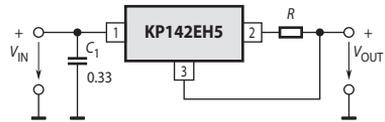


Рис. 5.23. Схема источника стабильного тока.

5.5.5. Источник двухполярного напряжения

Номенклатура двухполярных стабилизаторов напряжения сравнительно бедна, поэтому для построения стабилизатора с выходным напряжением, например, ± 5 В можно использовать схему, приведённую на Рис. 5.24. Поскольку потенциал неинвертирующего входа ОУ₁ нулевой, то и потенциал инвертирующего входа этого усилителя также должен быть равен нулю. При работе ОУ в линейном режиме и равенстве сопротивлений резисторов в делителе это может быть только в случае равенства по абсолютной величине разнополярных напряжений на выходе схемы. В простейшем случае, если ток выхода отрицательной полярности не превосходит допустимого выходного тока ОУ, транзистор VT_1 может быть исключён из схемы, а выход ОУ должен быть непосредственно соединён с отрицательным выходом стабилизатора.

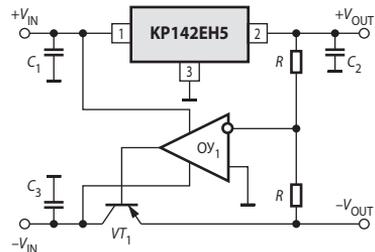


Рис. 5.24. Схема двухполярного стабилизатора.

5.5.6. Стабилизатор переменного напряжения

Стабилизация переменного синусоидального напряжения с сохранением низкого коэффициента гармоник представляет собой сложную техническую задачу. Непрерывную стабилизацию величины выходного напряжения практически без искажений можно осуществить с помощью автотрансформатора с автоматическим электроприводом. Худшие, хотя и неплохие результаты даёт применение в качестве регулирующих элементов дросселей насыщения, управляемых электронными схемами. Все это сложные, дорогие системы, применение которых в дешёвых маломощных устройствах не оправдано. В то же время, если не требуется обеспечивать низкий уровень гармонических искажений, можно легко стабилизировать среднееквадратичное значение переменного напряжения с помощью двух линейных стабилизаторов. На **Рис. 5.25** представлена схема такого стабилизатора на LM317. По сути он представляет собой двухполярный ограничитель напряжения. Уровень ограничения V_O установлен резисторами в примере на схеме **Рис. 5.25** равным 6 В. Выходное напряжение определяется условием

$$U_{OUT} = \begin{cases} U_{IN}, & |U_{IN}| < V_O \\ V_O, & |U_{IN}| > V_O \end{cases}$$

График зависимости среднееквадратичного значения выходного напряжения от амплитудного значения входного приведён на **Рис. 5.26**. Коэффициент стабилизации, определяемый как

$$K_{ст} = \frac{\frac{\Delta V_{m(in)}}{V_{m(in)}}}{\frac{\Delta V_{OUT}}{V_{OUT}}}$$

в окрестностях $V_{m(in)} = 12$ В равен 7.36 и с ростом амплитуды входного напряжения возрастает.

5.5.7. Мощный эмиттерный повторитель

Как известно, коэффициент передачи для переменных составляющих напряжений на входе и выходе эмиттерного повторителя достаточно точно определяется формулой

$$K_V = \frac{R_E}{R_E + r_E}, \quad (5.6)$$

где r_E — собственное сопротивление эмиттера транзистора, R_E — сопротивление резистора, включённого в цепь эмиттера. Из этой формулы следует, что для того чтобы K_V был максимально близок к единице, нужно выбрать R_E как можно больше. Чтобы обеспечить достаточно большой ток нагрузки целесообразно вместо R_E включить стабилизатор тока на ИМС линейного стабилизатора, как это показано на **Рис. 5.27**.

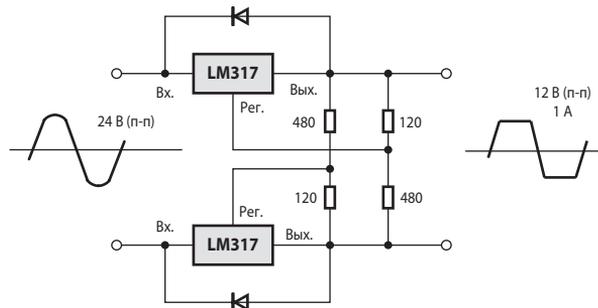


Рис. 5.25. Схема простого стабилизатора переменного напряжения.

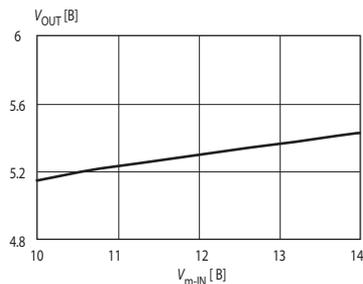


Рис. 5.26. График зависимости среднееквадратичного значения выходного напряжения от амплитудного значения входного для схемы на **Рис. 5.25**.

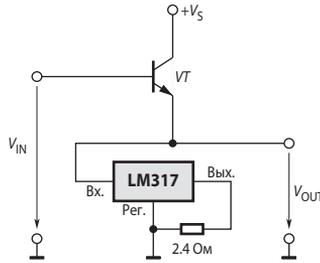


Рис. 5.27. Схема мощного эмиттерного повторителя.

5.5.8. Программное управление включением источников питания

В настоящее время существует множество ИМС, требующих по несколько источников питания, причём при включении этих источников должна соблюдаться определённая последовательность. Например, отдельное питание ядра и устройств ввода-вывода сейчас стандартны для многих микроконтроллеров, микропроцессоров и цифровых процессоров сигналов (ЦПС). Современные ЦПС могут требовать до четырёх отдельных источников на устройство.

Устройства, обеспечивающие программное включение источников питания в необходимой последовательности через заданные интервалы времени, называют секвенсорами. Стабилизаторы напряжения, включение которых осуществляется секвенсорами должны иметь вход для управления включением/отключением (*Shutdown (SD)*). Простая схема секвенсора приведена на Рис. 5.28, а.

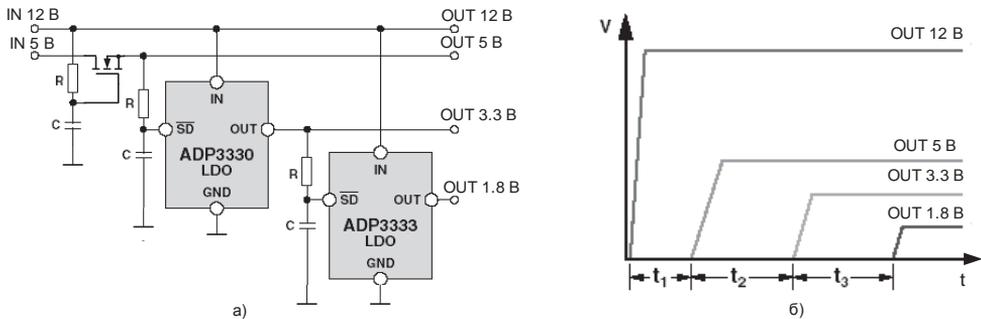


Рис. 5.28. Схема секвенсора на четыре напряжения.

При подаче напряжений на источники 12 и 5 В, начинается заряд конденсатора левой RC-цепочки, к выходу которой подключён затвор МОП-транзистора. Как только напряжение затвор—исток достигнет порогового значения, напряжение выхода шины 5 В начнёт нарастать до номинального значения и станет заряжаться RC-цепочка, расположенная на рисунке правее, и т. д. согласно графику на Рис. 5.28, б.

Промышленность выпускает готовые изделия в виде ИМС для управления, контроля и подстройки источников питания. Примером может служить семейство ADM106х фирмы Analog Devices. В частности, секвенсор ADM1066 может осуществлять программное включение до 10 источников, а также пороговый контроль встроенными компараторами, измерение напряжений встроенным АЦП и подстройку источников шестью встроенными ЦАП.

5.6. Источники опорного напряжения

В любой схеме стабилизатора требуется наличие опорного напряжения, с которым сравнивается величина выходного напряжения. Стабильность выходного напряжения стабилизатора не может быть выше стабильности его источника опорного напряжения. Источники опорного напряжения (ИОН) широко применяются также в качестве эталонной меры в аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях, а также в разного рода пороговых устройствах.

Основное назначение ИОН — создавать образцовое напряжение, которое могло бы быть использовано электронными устройствами преобразования информации в качестве меры, эталона.

5.6.1. ИОН на стабилитронах

Простейший метод получения опорного напряжения состоит в том, что нестабилизированное входное напряжение прикладывают через токоограничивающий резистор к стабилитрону (Рис. 5.29, а). Полупроводниковый стабилитрон, представляющий собой разновидность диода, обладает характерной вольт-амперной характеристикой (Рис. 5.30). При определённом обратном напряжении происходит пробой *pn*-перехода, причём вследствие конструктивных и технологических особенностей этот пробой не приводит к выходу прибора из строя. Участок вольт-амперной характеристики, соответствующий режиму пробоя расположен почти вертикально, так что при изменении тока через стабилитрон, напряжение на нём меняется мало.

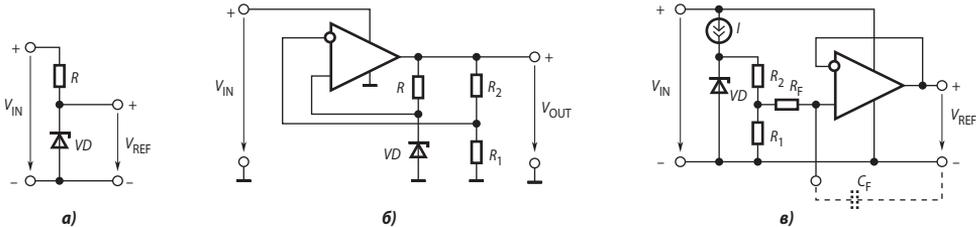


Рис. 5.29. Схемы ИОН на стабилитронах.

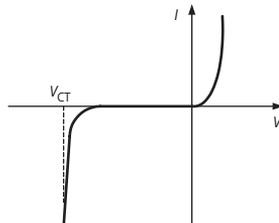


Рис. 5.30. Вольт-амперная характеристика стабилитрона.

Качество стабилизации оценивается коэффициентом

$$K_{CT} = \Delta V_{IN} / \Delta V_{REF},$$

который называется коэффициентом стабилизации. Для схемы на Рис. 5.29, а коэффициент стабилизации

$$K_{CT} = 1 + R/r_{CT} \approx R/r_{CT}$$

и составляет обычно от 10 до 100. Здесь r_{CT} — дифференциальное (динамическое) сопротивление стабилитрона. Оно приблизительно обратно пропорционально току, протекающему через стабилитрон, поэтому при заданном входном напряжении увеличением сопротивления резистора R невозможно добиться повышения коэффициента стабилизации. Важным фактором для выбора стабилитрона является величина шумовой составляющей напряжения стабилизации, которая сильно возрастает при малых величинах тока. Недостатком схемы на **Рис. 5.29, а** является относительно высокое выходное сопротивление (десятки ом), которое также возрастает при уменьшении тока через стабилитрон. Другим недостатком является большой разброс напряжений стабилизации, который даже для прецизионных стабилитронов достигает 5% от номинального значения.

Существенного повышения коэффициента стабилизации можно достичь, если токоограничивающий резистор заменить источником стабильного тока, например на полевом транзисторе (**Рис. 5.31**). В этом случае K_{CT} может превысить 1000.

Можно заметно улучшить характеристики источника опорного напряжения, если использовать в его составе ОУ (**Рис. 5.29, б**). Коэффициент стабилизации в такой схеме определяется главным образом коэффициентом подавления нестабильности питания K_{PSR} в используемом ОУ и может достигать величины порядка 10000. Выходное сопротивление этой схемы составляет десятые доли ома. Поскольку напряжения на входах ОУ практически равны, выходное напряжение ИОН

$$V_{OUT} = V_{REF}(1 + R_2/R_1).$$

В схеме на **Рис. 5.29, б** выходное напряжение ИОН не может быть меньше напряжения стабилизации стабилитрона. Если требуется более низкое напряжение, то между стабилитроном и неинвертирующим входом усилителя включается резистивный делитель (см. **Рис. 5.29, в**). Так устроен, например, источник опорного напряжения AD586 с выходным напряжением 5 В. При этом входное напряжение для нормальной работы такого ИОН не должно быть ниже 12 В. Включение в этой схеме между неинвертирующим входом ОУ и общей точкой конденсатора C_F позволяет снизить шум ИОН, не ухудшая устойчивость. Применение ОУ позволяет также путём подгонки соотношения сопротивлений резисторов R_2/R_1 достичь высокой точности опорного напряжения.

Таким образом, колебания выходного напряжения ИОН, выполненного по схеме на **Рис. 5.29, б**, при реальных изменениях входного напряжения и нагрузки не превышают 1 мВ. Существенно большие значения имеют температурные колебания опорного напряжения. Температурный коэффициент напряжения стабилизации стабилитрона (ТКН) определяется как отношение относительного приращения напряжения стабилизации к приращению температуры:

$$TKH = \Delta V_{CT}/(V_{CT}\Delta T).$$

Для большинства стабилитронов он находится в пределах $\pm 1 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$. Для малых напряжений стабилизации он отрицателен, для больших — положителен. Это вызвано тем, что в стабилитронах имеют место два механизма пробоя: туннельный, проявляющийся на низких напряжениях (его напряжение имеет отрицательный ТКН) и лавинный (зенеровский), для которого характерен положительный ТКН, существенный на больших напряжениях. Минимума по абсолютной величине этот коэффициент достигает при напряжениях стабилизации около 6 В, причём напряжение, соответствующее нулевому ТКН, зависит от тока через стабилитрон. Стабилитроны, имеющие ТКН в пределах $\pm 1 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-1}$, называют опорными диодами и используют в схемах источников опорного напряжения на напряжения обычно свыше 7.5 В. Примером такого ИОН может служить

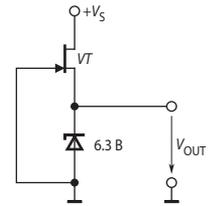


Рис. 5.31. Источник опорного напряжения с полевым транзистором.

ИМС MAX671С, обеспечивающая выходное напряжение 10 В с точностью 0.01% при $K_{СТ} = 20\,000$, ТКН = $3 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}$ и токе потребления 9 мА. Другой пример — AD586 (отечественный аналог — 1009ЕН2) создаёт выходное напряжение 5 В с точностью 0.05% при $K_{СТ} = 10\,000$, ТКН = $2 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}$ и токе потребления 3 мА.

Рекордными характеристиками для этого класса ИОН обладает 2.5-вольтовая ИМС VRE3025 производства фирмы Thaler Corporation — ТКН = $0.6 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}$, точность 0.01%, выходное сопротивление 0.02 Ом. При этом входное напряжение должно быть не ниже 8 В. Потребляемый ток — 3.5 мА.

Для повышения температурной стабильности в некоторые источники опорного напряжения (например, LM199/299/399, отечественный аналог — 2С483) встраивают термостаты с нагревательным элементом. Обе части схемы (нагреватель и ИОН) изготавливаются на одном кристалле, который помещается в теплоизолированный корпус. Это позволяет достичь ТКН $\leq 1 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}$ в диапазоне температур от -25 до $+85^\circ\text{С}$, причём время, требуемое для установления рабочего режима после включения, составляет всего 3 с. Недостаток такого решения — довольно большая мощность, потребляемая этим источником опорного напряжения (около 400 мВт при 25°С), поэтому в настоящее время такие ИОН стараются не применять.

5.6.2. ИОН с напряжением запрещённой зоны

Современная тенденция повышения экономичности электронных устройств требует снижения питающих напряжений. Многие типы аналоговых и цифровых микросхем в настоящее время питаются напряжениями 5 В, 3 В и менее. Для работы с такими схемами требуются источники опорного напряжения на 2.5 В и ниже, потребляющие ток менее 1 мА.

В принципе напряжение база—эмиттер транзистора можно использовать в качестве опорного. Но его температурный коэффициент напряжения (ТКН) составляет $-3 \cdot 10^{-3} \text{ К}^{-1}$, что соответствует примерно -2.1 мВ/К , т. е. достаточно большой. Он может быть уменьшен, если это напряжение суммировать с другим напряжением, имеющим положительный температурный коэффициент. Практически такое напряжение получают как разность напряжений база—эмиттер двух транзисторов, которые работают при различных плотностях тока коллектора. Схема, поясняющая принцип действия такого ИОН, представлена на **Рис. 5.32**. Выходное напряжение схемы

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{BE1}} + \lambda(V_{\text{BE1}} - V_{\text{BE2}}). \quad (5.7)$$

Чтобы температурный коэффициент выходного напряжения был равен нулю необходимо (но не достаточно), чтобы температурные коэффициенты напряжений V_{BE1} и V_{BE2} были различны. Для этого транзисторы VT_1 и VT_2 питаются различными токами от источников стабильного тока I_1 и I_2 , так что

$$I_1 = n_1 I_2. \quad (5.8)$$

Схема источника опорного напряжения на биполярных транзисторах, разработанная Р. Видларом в 1968 г. [5.3], приведена на **Рис. 5.33**. Она в упрощённом виде реализует уравнение (5.7).

При анализе схемы будем полагать, что все транзисторы идеально согласованы по параметрам и име-

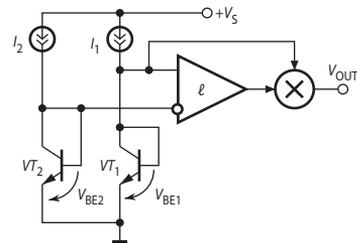


Рис. 5.32. Упрощённая схема ИОН на ширине запрещённой зоны.

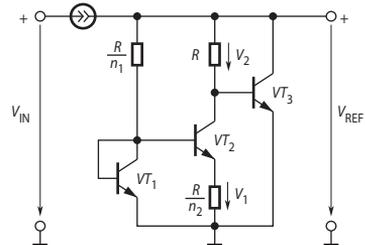


Рис. 5.33. Источник опорного напряжения на биполярных транзисторах.

ют очень высокий коэффициент усиления тока базы. Напряжение база—эмиттер транзистора определяется следующим уравнением [5.4]:

$$V_{BE} = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE(0)} \frac{T}{T_0} + \frac{mkT}{e} \ln \frac{T_0}{T} + \frac{kT}{e} \ln \frac{I_K}{I_{K0}}, \quad (5.9)$$

где V_{g0} — напряжение запрещённой зоны полупроводника при абсолютном нуле температуры, T_0 и T — базовое и текущее значения абсолютных температур полупроводника, m — коэффициент, определяемый конструкцией и технологией производства транзистора, $V_{BE(0)}$ — напряжение база—эмиттер при базовой температуре, k — постоянная Больцмана, e — заряд электрона, I_{K0} и I_K — токи коллектора при базовой и текущей температурах. Напряжение V_1 , равное разности напряжений база—эмиттер транзисторов VT_1 и VT_2 , с учётом (5.8)

$$V_1 = \Delta V_{BE} = \frac{kT}{e} \ln \frac{I_{K1}}{I_{K2}} = \frac{kT}{e} \ln n_1. \quad (5.10)$$

Опорное напряжение V_{REF} складывается из напряжения V_{BE} транзистора VT_3 и напряжения $V_2 = n_2 \Delta V_{BE}$, поэтому с учётом того, что два последних слагаемых в правой части уравнения (5.9) весьма малы, и в первом приближении ими можно пренебречь, запишем

$$V_{REF} = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE(0)} \frac{T}{T_0} + n_2 \frac{kT}{e} \ln n_1. \quad (5.11)$$

Температурный коэффициент опорного напряжения

$$\frac{\partial V_{REF}}{\partial T} = -\frac{V_{g0}}{T_0} + \frac{V_{BE(0)}}{T_0} + n_2 \frac{k}{e} \ln n_1. \quad (5.12)$$

Из последнего соотношения следует, что для того чтобы температурный коэффициент опорного напряжения был равен нулю, достаточно выполнения условия

$$V_{g0} = V_{BE(0)} + n_2 \frac{kT_0}{e} \ln n_1. \quad (5.13)$$

Опорное напряжение при базовой температуре найдём из (5.11) при $T = T_0$:

$$V_{REF}(T_0) = V_{BE(0)} + n_2 \frac{kT_0}{e} \ln n_1. \quad (5.14)$$

Сравнив (5.13) и (5.14), найдём

$$V_{REF}(T_0) = V_{g0}, \quad (5.15)$$

т. е. для того чтобы ТКН равнялся нулю, опорное напряжение должно быть равно напряжению запрещённой зоны полупроводника при абсолютном нуле температуры. Для кремния это составляет 1.205 В. Именно поэтому такие источники называются ИОН на ширине запрещённой зоны. Выполнение условия (5.15) достигается выбором коэффициентов n_1 и n_2 .

Источники опорного напряжения, построенные по схеме **Рис. 5.33** и подобным ей, выпускаются многими фирмами в двухвыводных корпусах (без последовательного источника тока, показанного на **Рис. 5.33**). Одним из первых был LM113. Это двухвыводной ИОН на номинальное напряжение стабилизации 1.22 В. Отклонение опорного напряжения при изменении температуры от -55 до $+125^\circ\text{C}$ и изменении выходного тока от 0.5 до 20 мА обычно не превышает 5 мВ. Другой пример: микросхема AD589 обеспечивает опор-

ное напряжение 1.23 В с точностью 2% при $\text{ТКН} = 1 \cdot 10^{-5} \text{ К}^{-1}$ и обладает выходным сопротивлением 0.6 Ом при токе потребления 50 мкА.

Если требуется опорное напряжение выше 1.2 В, то применяется вариант этой схемы с ОУ (Рис. 5.34). При работе ОУ в линейном режиме его дифференциальное входное напряжение практически равно нулю. Поэтому, как и в предыдущей схеме, выполняется условие (5.8). Разность напряжений база—эмиттер транзисторов VT_1 и VT_2 $V_1 = I_{K2}R/n_2$ падает на резисторе R/n_2 . Напряжение

$$V_2 = (I_{K1} + I_{K2})[R/(1 + n_1)] \quad (5.16)$$

с учётом (5.8) в n_2 раз больше V_1 . Опорное напряжение в соответствии с вышеизложенным составляет

$$V_{\text{REF}} = V_{\text{BE1}} + V_2 = V_{\text{BE1}} + n_2(kT/e_0)\ln n_1. \quad (5.17)$$

Если подобрать коэффициент $n_2 \ln n_1$ таким, чтобы $V_{\text{REF}}(T_0) = 1.205 \text{ В}$, то ТКН, как это следует из уравнений (5.12) — (5.15), будет равен нулю. Выходное напряжение источника опорного напряжения можно варьировать путём изменения коэффициента деления делителя R_1, R_2 . Именно по такой схеме построены ИОН LM4041-1.2, AD780 и др.

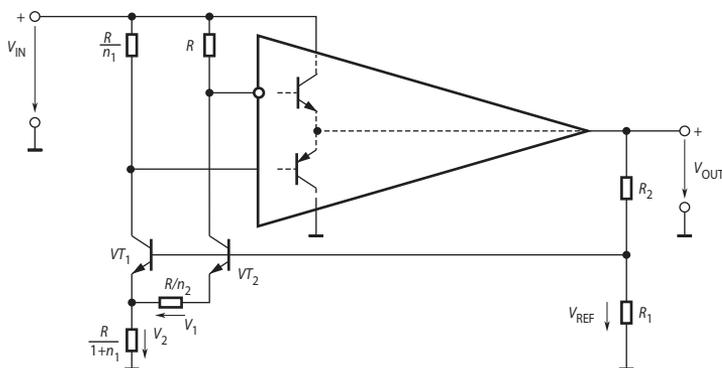


Рис. 5.34. ИОН на биполярных транзисторах с ОУ и последовательным регулирующим элементом.

В схеме на Рис. 5.34 регулирующим элементом выступает верхний транзистор оконечного каскада усилителя, показанный пунктиром. Этот транзистор включён последовательно с нагрузкой, поэтому такой ИОН называют последовательным. Характерным примером последовательных источников опорного напряжения является семейство AD1582/3/4/5.

Источники опорного напряжения, построенные по схеме Рис. 5.34, выпускаются многими фирмами в трёхвыводных корпусах и в корпусах других типов. Например, микросхема AD780 обеспечивает опорное напряжение 2.5 или 3 В с точностью 0.04% при $K_{\text{СТ}} = 100\,000$, $\text{ТКН} = 3 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}$ и обладает выходным сопротивлением 0.04 Ом при токе потребления 1 мА. Микромощный ИОН MAX872 создаёт опорное напряжение величиной 2.5 В с точностью 0.2% при $K_{\text{СТ}} = 50\,000$, $\text{ТКН} = 4 \cdot 10^{-5} \text{ К}^{-1}$. Его выходное сопротивление равно 0.6 Ом, а ток потребления — 10 мкА. Обе микросхемы имеют вывод датчика температуры.

Схема источника опорного напряжения, основанного на схеме Рис. 5.34, с регулирующим элементом, включаемым параллельно нагрузке (так называемый *параллельный ИОН*), приведена на Рис. 5.35. По аналогии со стабилитроном принято называть плюсовой вывод схемы катодом, а минусовой — анодом.

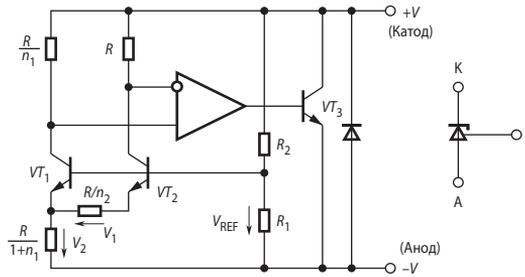


Рис. 5.35. ИОН с параллельным регулирующим элементом.

Здесь усилитель управляет транзистором VT_3 , который поддерживает разность потенциалов коллектор—эмиттер равной

$$V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Эта схема, так же как и схема на Рис. 5.33, представляет собой двухвыводной опорный элемент. Её основное достоинство — схемотехническая простота генерации опорного напряжения как положительной, так и отрицательной полярности. Недостатком параллельного регулятора является повышенное потребление энергии в случае изменения входного напряжения источника опорного напряжения в широких пределах. На Рис. 5.36 для сравнения приведены графики зависимостей тока потребления I_S от входного напряжения V_{IN} для последовательного ИОН AD1582 и параллельного AD1586. Можно уменьшить этот недостаток, используя вместо балластного резистора источник стабильного тока, например на полевом транзисторе, как это показано на Рис. 5.31.

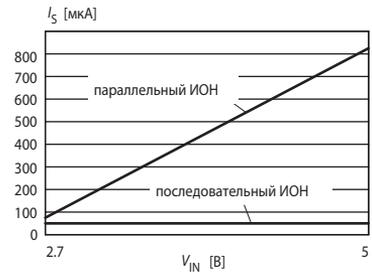


Рис. 5.36. Графики зависимостей тока потребления от входного напряжения для последовательного и параллельного ИОН.

Широко применяемая недорогая ИМС параллельного источника опорного напряжения TL431 (отечественный аналог — 142ЕН19) выпускается в трёхвыводном корпусе TO92, причём наружу выведен верхний вывод резистора R_2 (Рис. 5.35) — вывод управления *ref*. На Рис. 5.35 справа приведено условное обозначение такого трёхвыводного параллельного ИОН. При внешнем подключении вывода управления *ref* к выводу, соединённому с коллектором транзистора VT_3 , ИОН имеет выходное напряжение 2.5 В. Если требуется более высокое опорное напряжение, то коллектор транзистора VT_3 соединяется с выводом управления через внешний резистивный делитель. Такая схема оказалась очень удобна в применении, и в настоящее время различные варианты и аналоги этой ИМС выпускаются несколькими фирмами (это LM431, LMV431, LM4121-ADJ, TLV431 и др.).

Трёхвыводные параллельные ИОН в настоящее время имеют одну из двух основных конфигураций: опорное напряжение в линейном режиме равно напряжению между анодом и выводом управления (Рис. 5.37, а) и опорное напряжение в линейном режиме равно напряжению между катодом и выводом управления (Рис. 5.37, б). Типичный пример первой конфигурации — TL431, второй — LM385.

В настоящее время источники опорного напряжения на ширине запрещённой зоны — наиболее распространённый тип ИОН.

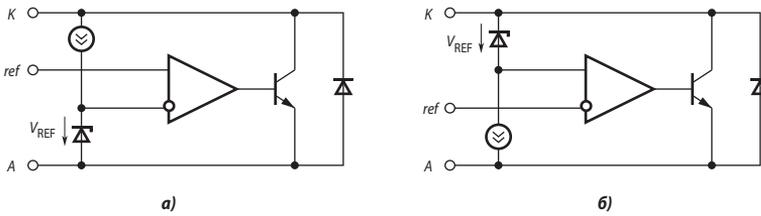


Рис. 5.37. Основные конфигурации трёхвыводных параллельных ИОН.

Если требуется опорное напряжение ниже 1.2 В, то применяется вариант схемы с делителем и ОУ (Рис. 5.38). Один из примеров — так называемый «Sub-Band Gap» ADR130 на ширине запрещённой зоны. При соединении вывода SET с выходом выходное напряжение ИОН равно 0.5 В, а если SET подключить к общей точке, то 1 В. Минимальное входное напряжение ИМС равно 2 В.

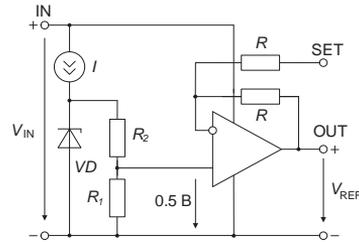


Рис. 5.38. Внутренняя структура ИОН ADR130.

5.6.3. ИОН на полевых транзисторах

Сравнительно недавно на рынке электронных компонентов появилось новое поколение источников опорного напряжения — XFET-источники (eXtra Field Effect Transistor). Новая схемотехника обеспечивает источнику опорного напряжения низкий шум, малый ток потребления и низкий ТКН.

Ядро XFET-источника состоит из двух полевых транзисторов с управляющим *pn*-переходом (Рис. 5.39), один из которых (VT_2) имеет дополнительный встроенный канал, за счёт чего его напряжение отсечки увеличено по сравнению с напряжением отсечки транзистора VT_1 . Токи стоков транзисторов одинаковы ($J_1 = J_2$); благодаря действию ОУ потенциалы истоков транзисторов равны нулю. Поэтому образуется разность потенциалов между затворами транзисторов V_{REF} , которая может быть усилена и использована для формирования весьма стабильного опорного напряжения.

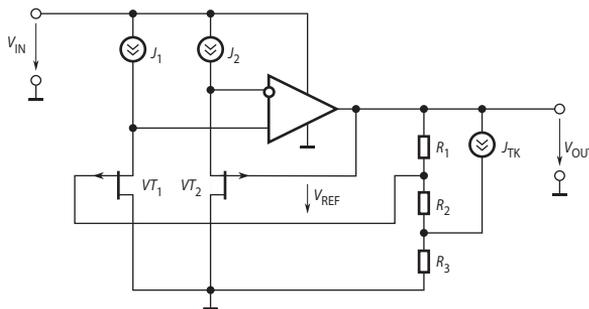


Рис. 5.39. ИОН на полевых транзисторах (XFET).

Для этих источников опорного напряжения характерна величина $V_{REF} \approx 0.5$ В с отрицательным ТКН ≈ -60 мкВ/К, что примерно в 30 раз меньше, чем у ИОН на ширине запрещённой зоны. Такая малая температурная нестабильность может быть легко скомпенсирована практически таким же способом, что и у источника опорного напряжения на ши-

рине запрещённой зоны. В схеме на **Рис. 5.39** эта компенсация осуществляется источником тока $J_{\text{ТК}}$ с положительным ТКН.

Меньшая величина ТКН опорного элемента на полевых транзисторах и, как следствие, меньший компенсационный ток ($J_{\text{ТК}}$) обуславливают значительно меньший, чем у источников опорного напряжения на ширине запрещённой зоны, шум выходного напряжения, так как большая часть шума ИОН на ширине запрещённой зоны приходит из схемы температурной компенсации. Уравнение электрического равновесия схемы на **Рис. 5.39** имеет вид

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{REF}} \left(\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \right) + J_{\text{ТК}} \cdot R_3.$$

Характерными представителями источников опорного напряжения на полевых транзисторах является семейство ADR29х, из которого, например, ИОН ADR291Е на 2.5 В имеет типичное значение ТКН = $3 \cdot 10^{-6}$ 1/К, размах напряжения шума 8 мкВ (от пика до пика) в полосе 0.1...10 Гц и типовой ток потребления 9 мкА. Ещё меньше шум у ИОН семейства ADR44х — 1.2 мкВ от пика до пика в полосе 0.1...10 Гц, но, как и у ОУ, снижение шума сопровождается ростом тока потребления — 3 мА.

Также как и для линейных стабилизаторов напряжения, для систем с низким напряжением питания имеет значение минимально допустимая разность между входным и выходным напряжением последовательных ИОН. Для стабилитронных ИОН на 2.5 В эта разность составляет более 5 В. Для обычных ИОН на запрещённой зоне и XFET — примерно 2 В. Некоторые модели ИОН (ADR29х, VRE41хх, REF502х и др.) построены аналогично LDO-стабилизаторам. Они допускают значительно меньшее падение напряжения вход—выход. Например, VRE41хх допускает 0.16 В (тип.) при токе нагрузке 8 мА.

Подводя итог, можно указать следующие преимущества и недостатки ИОН каждого типа (**Табл. 5.2**)

Таблица 5.2. Сравнительные характеристики ИОН различного типа

ИОН на стабилитронах	ИОН на ширине запрещённой зоны	XFET ИОН
Преимущества		
Высокая точность Низкая долговременная нестабильность Низкий шум	Низкая мощность потребления	Низкий шум Низкая мощность потребления
Недостатки		
Высокое входное напряжение Значительная мощность потребления	Значительный шум	

5.6.4. Устойчивость ИОН

Поскольку большинство типов ИОН представляют собой схемы со значительным усилением и обратными связями, то неизбежно встаёт вопрос об устойчивости. Разработчики этих ИМС принимают меры по обеспечению необходимых запасов устойчивости, включая соответствующие корректирующие конденсаторы. Однако этого может оказаться недостаточно, особенно в тех случаях, когда ИОН работает на ёмкостную нагрузку и с малыми выходными токами.

Обычно для нормальной работы ИОН не требуется подключение конденсатора параллельно выходу. Однако, если входное напряжение ИОН содержит высокочастотные помехи, или ток нагрузки может изменяться с большой скоростью, либо требуется снизить

шум, генерируемый самим ИОН, включение такого конденсатора целесообразно. Как уже указывалось выше в разделе 5.3, это добавляет полюс передаточной функции разомкнутого контура регулирования и, как следствие, увеличивает фазовое запаздывание.

В принципе, для последовательных ИОН задача обеспечения устойчивости аналогична таковой для линейных стабилизаторов. Здесь много зависит от принципа построения усилительной части ИОН. Как и у линейных стабилизаторов, регулирующий транзистор может быть включён по схеме как с общим коллектором, так и с общим эмиттером.

Схемы с пониженным минимально допустимым падением напряжения вход—выход (аналогичные LDO-стабилизаторам) обладают худшей устойчивостью и требуют подключения к выходу оксидных конденсаторов с определённым значением эквивалентного последовательного сопротивления (ЭПС). Например, для LM4140 ЭПС определяется из диаграммы, приведённой на **Рис. 5.40**, которая подобна «туннелю смерти» для LDO-стабилизаторов (см. **Рис. 5.15**).

Задача обеспечения устойчивости ИОН при его работе на ёмкостную нагрузку может решаться и другими способами. В частности, AD780 имеет специальный вывод для подключения корректирующего конденсатора. Этот конденсатор включается между эмиттером транзистора V_T1 и общей точкой (**Рис. 5.35**). В технической документации на эту ИМС приведён график для определения ёмкости корректирующего конденсатора по выбранному значению ёмкости выходного конденсатора. Увеличение ёмкости выходного конденсатора не ухудшает основных динамических характеристик ИОН, а только увеличивает время его выхода на режим при включении. Микросхема MAX872 также предусматривает подключение внешнего корректирующего конденсатора в том случае, если $C_L > 1$ нФ.

Устойчивость ИОН, имеющих регулирующий транзистор, включённый по схеме эмиттерного повторителя, обеспечить значительно проще. Поэтому источники такого типа допускают подключение к выходу конденсаторов значительной ёмкости. В частности, REF195 — от 1 до 100 мкФ, MAX6061 — от 0 до 1 мкФ. Прецизионный MAX6225 устойчив при любой ёмкости выходного конденсатора.

Параллельные ИОН с высокими точностными характеристиками содержат усилители с высоким усилением и потому довольно критичны к ёмкости выходного конденсатора. Возможности для коррекции двухвыводных параллельных ИОН крайне ограничены, поэтому важно следовать рекомендациям изготовителя. Трёхвыводные параллельные ИОН, такие как TL431 и другие аналогичные ИМС, имеющие вывод, через который можно подключиться к контуру обратной связи, дают возможность разработчику попытаться обеспечить устойчивость внешними RC-цепями. Изменение опорного напряжения трёхвыводных параллельных ИОН осуществляется включением в цепь обратной связи резистивного делителя напряжения, поэтому увеличение V_{REF} означает снижение контурного коэффициента усиления и, стало быть, повышение запасов устойчивости. Кроме того, включение конденсатора между катодом и выводом управления приводит к появлению нуля в передаточной функции разомкнутого контура с соответствующим фазоопережением, а включив конденсатор соответствующей ёмкости между выводом управления и анодом, мы можем создать доминирующий полюс.

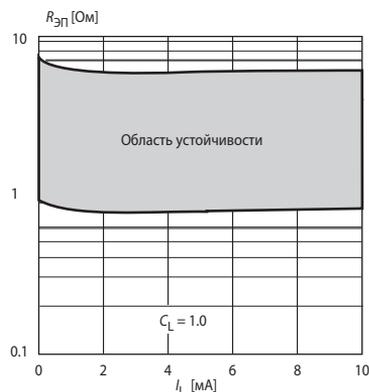


Рис. 5.40. Диаграмма областей устойчивости ИОН LM4140.

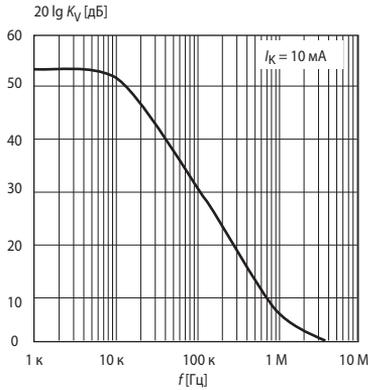


Рис. 5.41. ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования TL431.

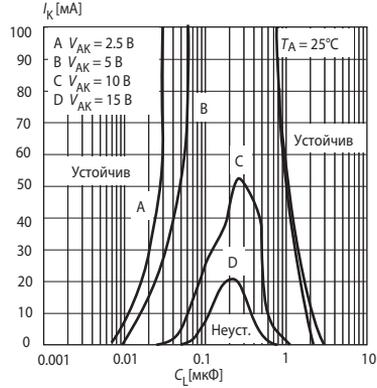


Рис. 5.42. Области устойчивости TL431.

В качестве примера рассмотрим характеристики популярного трёхвыводного параллельного ИОН TL431 (отечественный аналог — 142ЕН19). На Рис. 5.41 представлена ЛАЧХ его разомкнутого контура регулирования при токе катода $I_K = 10$ мА. Видно, что ниже частоты среза ЛАЧХ спадает с наклоном не более 25 дБ/дек., что соответствует фазовому запаздыванию порядка 120° , т. е. система имеет достаточные запасы устойчивости. Подключение параллельно ИОН конденсатора создаёт дополнительный полюс, который в принципе может привести к неустойчивости. На Рис. 5.42 приведены области устойчивости ИОН в координатах: ток катода — ёмкость нагрузки, при различных значениях опорного напряжения. Видно, что увеличение опорного напряжения путём ослабления сигнала обратной связи расширяет область устойчивости. Для повышения устойчивости можно сформировать форсирующую цепь обратной связи, показанную на Рис. 5.43. Это решение подобно форсирующей цепи, вводимой в схему включения ОУ для компенсации влияния ёмкости нагрузки (см. подраздел 1.6.5).

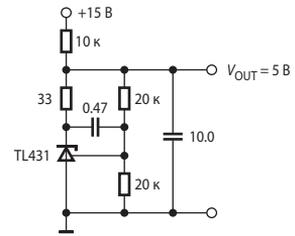


Рис. 5.43. Коррекция схемы с ИОН.

5.6.5. Параметры источников опорного напряжения

Точностные параметры

Основное назначение ИОН — создавать образцовое напряжение, которое могло бы быть использовано электронными устройствами преобразования информации в качестве меры, эталона. Поэтому главное требование к ИОН: поддерживать выходное напряжение неизменным, равным номинальному значению в условиях изменяющегося входного напряжения, тока нагрузки, температуры окружающей среды и старения элементов.

К точностным параметрам относятся: начальная точность установления выходного напряжения в нормальных условиях, коэффициент стабилизации по входному напряжению, коэффициент стабилизации по току нагрузки, температурный коэффициент напряжения, тепловой гистерезис, временная стабильность, шум выходного напряжения.

Начальная точность установления выходного напряжения зависит, в основном, от технологических факторов. Отклонения выходного напряжения от номинального значения вызваны разбросом элементов, входящих в состав ИОН. Точность установления повышают путём лазерной подгонки сопротивлений резисторов схемы.

Коэффициент стабилизации по входному напряжению определяется как отношение приращения входного напряжения к вызываемому им приращению выходного напряжения ИОН:

$$K_{CT} = \Delta V_{IN} / \Delta V_{REF}$$

Иногда в справочниках приводится нестабильность по напряжению как абсолютное изменение выходного напряжения в мВ, процентах или миллионных долях (ppm) при изменении входного напряжения в заданных пределах. Повышение коэффициента стабилизации достигается увеличением коэффициента усиления контура регулирования.

Коэффициент стабилизации по току нагрузки характеризует стабильность выходного напряжения стабилизатора при изменении тока нагрузки. Обычно под этим коэффициентом понимают относительное изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки в заданных пределах, в процентах или миллионных долях от номинальной величины. Используются также термины «нестабильность по току нагрузки» и «выходное дифференциальное сопротивление»:

$$R_{OUT} = \Delta V_{REF} / \Delta I_L$$

которое измеряется в омах. Этот параметр также существенно зависит от коэффициента усиления контура регулирования. Для уменьшения влияния выходного тока при работе ИОН на удалённую нагрузку широко используется кельвиновское (т. е. четырёхпроводное) подключение. Для этого некоторые модели прецизионных ИОН, например AD588, имеют специальные выводы.

Выходное сопротивление для трёхвыводных параллельных ИОН зависит от коэффициента передачи (β) внешнего делителя в цепи обратной связи. Если R_{OUT} — выходное сопротивление при отсутствии внешнего делителя, то при включении делителя оно уменьшается:

$$R'_{OUT} = \frac{R_{OUT}}{\beta}$$

Температурный коэффициент выходного напряжения характеризует нестабильность выходного напряжения ИОН при изменении температуры окружающей среды. Это вторая по важности после начальной точности установления выходного напряжения (а в некоторых случаях даже первая) характеристика точности. Для многих изготовителей измерительных приборов ТКН менее $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ позволяет избавиться от системной температурной калибровки — медленного и дорогостоящего процесса. Существует несколько методов определения ТКН. Один из них состоит в определении ТКН как тангенса угла наклона касательной к графику зависимости опорного напряжения от температуры:

$$\text{TKH} = \Delta V_{REF} / \Delta T^{\circ} \quad (5.18)$$

Однако в силу того, что эта зависимость не только не линейна, но даже и не монотонна, ТКН, определённый по формуле (5.18), сам очень сильно зависит от температуры. Обычно применяется метод поля, при котором задаётся поле допуска на отклонения опорного напряжения от номинального значения в заданном температурном диапазоне.

На **Рис. 5.44** представлен график зависимости опорного напряжения от температуры для прецизионного ИОН AD588. Эта зависимость (её называют S-образной) характерна для ИОН на основе стабилитронов со скрытым слоем. Очевидно, что ТКН, вычисленный по формуле (5.18), ни в какой мере не определяет действительные границы, в которых должно оставаться опорное напряжение при изменении температуры в рабочем диапазоне. Поэтому обычно ТКН вычисляют по формуле

$$\text{TKH} = \frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{V_{NOM}(T_{MAX} - T_{MIN})} \cdot 10^6 \quad (5.19)$$

Например, для AD588 формула (5.19) даёт $TKH = 0.95 \text{ [млн}^{-1}/^{\circ}\text{C]}$. Определённый таким образом TKH равен тангенсу угла наклона диагонали прямоугольника, построенного на Рис. 5.44.

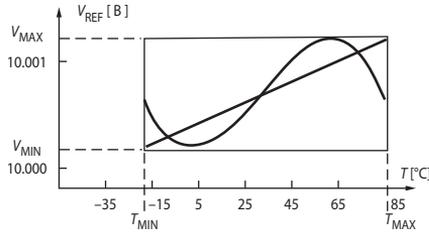


Рис. 5.44. График зависимости опорного напряжения прецизионного ИОН AD588 от температуры

На вид зависимости опорного напряжения от температуры существенно влияет величина его начального значения.

Это вызвано тем, что в свою очередь величина опорного напряжения конкретного ИОН связана с точностью компенсации TKH его базового опорного элемента (см. подраздел 5.6.2). Недокомпенсация ведёт к снижению V_{REF} , а перекомпенсация — наоборот, к увеличению. На Рис. 5.45 приведены графики зависимости опорного напряжения от температуры для трёх образцов ИОН TL431. Видно, что при недокомпенсации в диапазоне температур преобладает отрицательный TKH (если его определять по формуле (5.18)), а при перекомпенсации — положительный.

В справочниках часто приводится так называемая «температурная стабильность», под которой понимают относительное изменение выходного напряжения в процентах от номинальной величины при изменении температуры окружающей среды в допустимых для данной ИМС пределах. Используется также термин «температурный дрейф выходного напряжения», определяемый отношением $\Delta V_{REF}/(V_{REF(nom)}T^{\circ})$ и измеряемый в $\text{мВ}/(^{\circ}\text{C} \times \text{В})$.

Тепловой гистерезис — неоднозначность изменения опорного напряжения в результате изменения температуры. Он проявляется в том, что при нагреве ИОН и последующем возврате к исходной температуре, его опорное напряжение не всегда принимает первоначальное значение. Тепловой гистерезис трудно компенсировать и зачастую он является главным источником погрешности при температурных колебаниях с амплитудой 25°C и больше. Изготовители ИОН сравнительно недавно начали включать данные о тепловом гистерезисе их изделий в техническую документацию. Например, для ИОН на ширине запрещённой зоны MAX6250 тепловой гистерезис при изменении температуры в последовательности $25^{\circ}\text{C} \rightarrow 50^{\circ}\text{C} \rightarrow 25^{\circ}\text{C}$ равен 20 млн^{-1} , что сопоставимо с отклонением опорного напряжения при изменении температуры на 7°C .

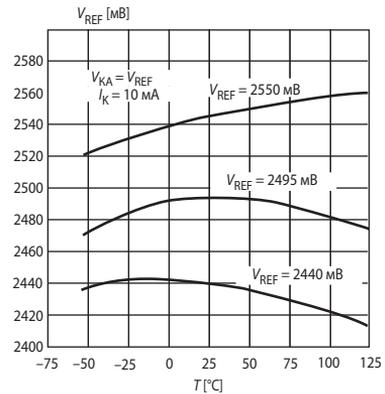


Рис. 5.45. Графики зависимостей опорного напряжения трёх образцов ИОН TL431 от температуры.

Долговременная стабильность (временной дрейф) определяет относительное изменение выходного напряжения в процентах от номинального значения за 1000 часов работы при температуре окружающей среды, соответствующей верхней границе рабочего диапазона. Для ИОН на стабилизаторах типичное значение временного дрейфа составляет 6 млн^{-1} за 1000 часов и уменьшается по затухающей экспоненте. Дополнительная термотренировка улучшает временную стабильность ИОН. На **Рис. 5.46** приведены временные диаграммы дрейфа опорного напряжения в процессе термотренировки при температуре $+50^\circ\text{C}$ для нескольких образцов ИОН на ширине запрещённой зоны. Видно, что уже через 200 ч (приблизительно 8 суток) временной дрейф практически стабилизируется.

Шум опорного напряжения характерен для ИОН так же как и для ОУ, но интенсивность шума ИОН значительно превосходит таковую для ОУ. Шум опорного напряжения вносит ошибку в измерения. В опорном напряжении преобладают два типа шума: фликкер-шум ($1/f$) и тепловой (белый). График спектральной плотности шума опорного напряжения для прецизионного AD588 представлен на **Рис. 5.47**. Широкополосный тепловой шум может быть заметно сглажен путём подключения параллельно выходу ИОН конденсатора. На **Рис. 5.48** можно видеть степень влияния на спектральную плотность шума МАХ6225 конденсатора ёмкостью 1 мкФ, подключённого параллельно выходу ИМС. Однако не все модели ИОН допускают непосредственное подключение конденсатора без потери устойчивости (см. подраздел 5.6.4). Решением здесь может быть подключение нагрузки к ИОН через RC-фильтр первого порядка. На **Рис. 5.49** приведён график зависимости среднеквадратичного значения напряжения шума на выходе RC-фильтра, подключённого к ИОН LT1004-2,5, от его частоты среза. Поскольку, в отличие от ОУ, выходное напряжение ИОН меняться не должно, можно использовать фильтр с большой постоянной времени.

К сожалению, применение RC-фильтра приводит к увеличению выходного сопротивления ИОН на низких частотах. Это неже-

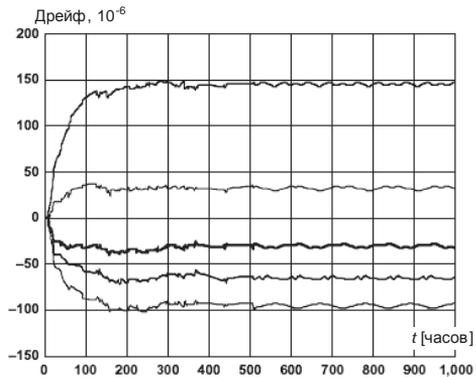


Рис. 5.46. Графики временного дрейфа опорного напряжения в процессе термотренировки.

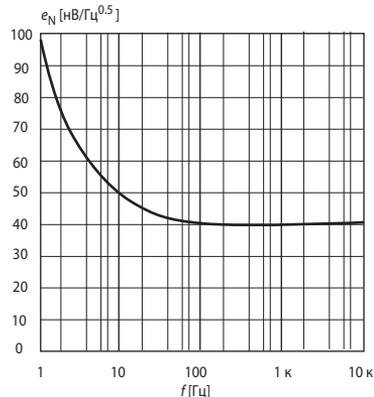


Рис. 5.47. График спектральной плотности шума для прецизионного ИОН AD588.

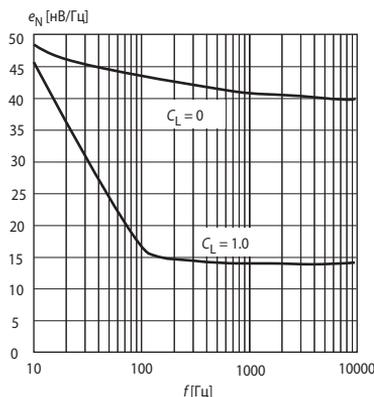


Рис. 5.48. Влияние шунтирующего конденсатора на спектральную плотность шума.

лательно, если входное сопротивление приёмника сигнала от ИОН низкое, особенно, если оно меняется, как, например, у цифро-аналогового преобразователя с инверсной резистивной матрицей. Поэтому сопротивление резистора фильтра выбирают порядка 20 Ом. Кроме того, можно применить активный фильтр на малошумящем ОУ.

В стабилизаторных ИОН конденсатор для снижения шума может быть подключён непосредственно параллельно стабилизатору, либо параллельно неинвертирующему входу усилителя, входящего в состав ИОН (см. Рис. 5.29, б, в), как это, например, предусмотрено у прецизионных AD586/7. При этом условия устойчивости ИОН не ухудшаются, поскольку конденсатор включается вне контура обратной связи.

Поскольку быстродействие системы в целом при сглаживании опорного напряжения не уменьшается, то наиболее важным шумовым параметром является размах напряжения шума (от пика до пика) в полосе 0.1...10 Гц.

Динамические параметры ИОН

К основным динамическим параметрам источников опорного напряжения относятся коэффициент подавления пульсаций, полное выходное сопротивление и время установления после включения.

Коэффициент подавления пульсаций ($K_{ПП}$) определяется как отношение (в дБ) амплитуд основной гармоники пульсаций напряжений на выходе и входе ИОН при его питании от пульсирующего напряжения. Обычно приводится в технической документации в виде частотной характеристики. Значение этого коэффициента в области низких частот определяется частотной характеристикой контура регулирования ИОН, в частности коэффициентом усиления петли и частотой среза, а в области высоких частот — ёмкостью и частотными свойствами выходного конденсатора, если он есть. На Рис. 5.50 представлен график зависимости коэффициента подавления пульсаций от частоты для AD291.

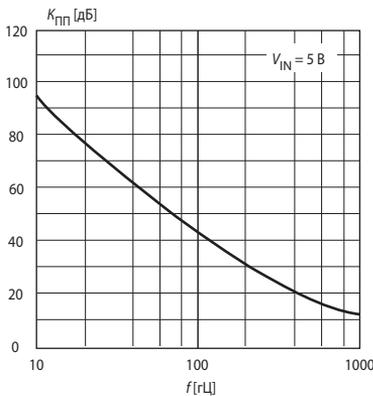


Рис. 5.50. График зависимости коэффициента подавления пульсаций от частоты для AD291.

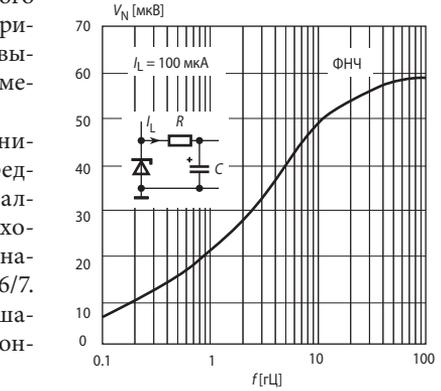


Рис. 5.49. График зависимости среднеквадратичного значения шума опорного напряжения ИОН от частоты среза выходного фильтра.

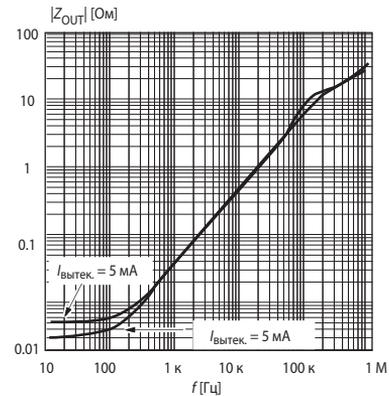


Рис. 5.51. Графики зависимости от частоты модуля полного выходного сопротивления MAX6225.

Полное выходное сопротивление Z_{OUT} характеризует способность источника опорного напряжения компенсировать изменение напряжения при изменении тока в динамике. Задаётся как правило в виде графика в функции от частоты изменения тока нагрузки. Так же, как и $K_{\text{ПП}}$, в области низких частот определяется усилительными свойствами контура регулирования, а в области высоких частот — полным сопротивлением выходного конденсатора. На **Рис. 5.51** представлены графики зависимости от частоты модуля полного выходного сопротивления MAX6225 для втекающего ($I_{\text{втек.}}$) и вытекающего ($I_{\text{вытек.}}$) выходных токов силой 5 мА.

В фирменных описаниях микросхем ИОН часто приводятся графики переходных характеристик — зависимости от времени опорного напряжения при скачкообразном изменении входного напряжения или тока нагрузки.

Время установления после включения — время, в течение которого опорное напряжение устанавливается с заданной точностью после подачи питания. У большинства ИОН опорное напряжение устанавливается до 0.1% за время менее 10 мкс. Этот параметр важен для систем с батарейным питанием, поскольку в этом случае целесообразно подавать питание на узлы системы только на короткое время их работы.

Эксплуатационные параметры ИОН

К важнейшим эксплуатационным параметрам ИОН относятся:

- диапазон допустимых входных напряжений;
- максимально допустимый ток нагрузки;
- максимально допустимая рассеиваемая мощность;
- минимально допустимое напряжение между входом и выходом ИОН при максимальном или дополнительно оговоренном токе нагрузки;
- ток, потребляемый ИОН в режиме холостого хода (часто называемый током покоя);
- допустимый диапазон температур окружающей среды.

Как правило, когда говорят о максимально допустимом токе нагрузки, то имеют в виду вытекающий ток, т. е. предполагается, что пассивная нагрузка подключена между выходом ИОН и землёй (общей точкой схемы). Однако встречается немало конструкций, в которых на некоторых интервалах времени ток течёт от нагрузки к ИОН. Такое часто наблюдается в схемах с однополярным питанием, где ИОН по совместительству используется для формирования искусственной нулевой точки. Если при этом вытекающий ток может достигать значительных величин, то применение параллельных ИОН нежелательно, т. к. в покое через балластный резистор будет течь большой ток. Большинство последовательных ИОН рассчитаны на питание нагрузки только вытекающим током, поэтому в рассматриваемом случае к их выходу следует подключить буферный повторитель на ОУ. Но вот, например, семейство последовательных ИОН ADR31х допускает втекающий/вытекающий ток $-20/30$ мА.

В **Табл. 5.3** приведены параметры некоторых моделей источников опорного напряжения. В работе [5.8] приведены основные параметры большого количества моделей современных ИОН.

Таблица 5.3. Типичные параметры источников опорного напряжения

Прибор	Выходное напряжение [В]	Входное напряжение [В] (Максимальный ток [мА])	TKH [10^{-6}]	Ток холостого хода [мА]	Ток нагрузки [мА]	Коэффициент стабилизации [В/мВ]	Выходное сопротивление [Ом]	Долговременная нестабильность [$10^{-6}/1000$ ч]	Особенности
Источники опорного напряжения на стабилизаторах									
AD688B	$\pm 10 \pm 0.0015$	$\pm 13.5 \dots \pm 18$	1.5	12	10	5	0.05	15	Кельвиновское подключение к удалённой нагрузке
LT1031B	10 ± 0.005	11...40	3	1.2	10	100	0.7	15	Последовательное и параллельное включения
REF-08G	-10 ± 0.02		10	2	10	0.5	2	—	—
MAX674C	10 ± 0.001	13...40	12	0.75	-0.5...20	1.67	0.1	—	С подстройкой
VRE3025A	2.5 ± 0.00025	8...36	0.3	3.5	± 15	80	0.02	15	С подстройкой
Источники опорного напряжения на ширине запрещённой зоны									
Параллельные									
TL431	2.5 ± 0.05	2.5...36 (100)	10	1	100	—	1.2	—	Отечественный аналог — 142ЕН19
LM185-ADJ	1.24 ± 0.015	1.24...5.3 (20)	30	0.01	30	—	0.3	20	Трёхвыводной параллельный
LT1389-1.25	1.25 ± 0.0006	(20)	4	0.0006	—	—	0.25	—	Микромощный
AD1580B	1.225 ± 0.001	(10)	50	0.05	10	—	0.5	—	—
AD589M	1.225 ± 0.025	(5)	10	0.05	10	—	0.6	—	—
Последовательные									
AD1582B	2.5 ± 0.002	2.7...12	50	0.065	5	40	0.25	100	LDO
REF195E	5 ± 0.002	5.5...16	5	0.045	30	100	0.025	600	Вывод отключения
REF5025	2.5 ± 0.002	2.7...18	2.5	0.8	± 10	4000	0.05	—	LDO, датчик температуры
MAX6520	1.2 ± 0.001	2.4...11	25	0.05	-0.04/0.4	500	0.1	—	—
ADR280	1.2 ± 0.05	2.4...5.5	5	0.01	0.01	420	—	—	—
VRE4112B	1.25 ± 0.0006	1.5...5.5	0.5	0.23	± 8	500	0.1	50	LDO, вывод отключения
ADR130B	0.5; 1	2...18	5	0.08	-2/ +4	100	0.13	100	Переключаемый
XFET-источники опорного напряжения									
ADR291E	2.5 ± 0.002	3...15	3	0.009	5	13	0.075	50	LDO, есть модели на 2.048 и 4.028 В

Продолжение таблицы 5.3

Прибор	Выходное напряжение [В]	Входное напряжение [В] (Максимальный ток [мА])	ТКН [10^{-6}]	Ток холостого хода [мА]	Ток нагрузки [мА]	Коэффициент стабилизации [В/мВ]	Выходное сопротивление [Ом]	Долговременная нестабильность [10^{-6} /1000 ч]	Особенности
ADR421B	2.5 ± 0.001	4.5...18	1	0.39	10	40	0.175	50	С подстройкой, есть модели на 2.048, 3 и 5 В
ADR431B	2.5 ± 0.001	4.5...18	1	0.58	-20/+30	80	0.0375	40	С подстройкой, есть модели на 2.048, 3, 4.096, 4.5 и 5 В
ADR441B	2.5 ± 0.001	3...18	1	3	-5/+10	40	0.125	50	Шум 1.2 мкВ пп (0.1...10 Гц)

5.6.6. Применение ИОН

Помимо основного назначения — электрическая мера напряжения — ИОН могут быть применены во многих узлах электронной аппаратуры. Особенно много возможностей в этом смысле предоставляют трёхвыводные параллельные ИОН. Ниже рассматривается построение некоторых электронных схем на базе ИОН.

Типовое включение параллельного ИОН

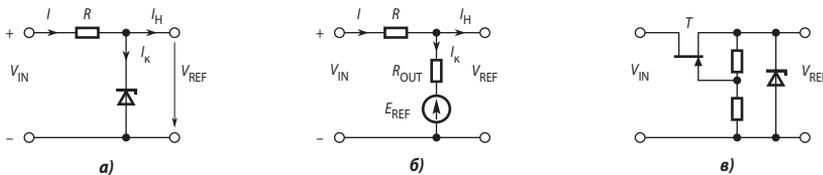


Рис. 5.52. Типовая схема включения параллельного ИОН.

На Рис. 5.52, а приведена типовая схема включения параллельного ИОН. На резисторе R падает разность напряжений входного и опорного. Коэффициент стабилизации по входному напряжению для этой схемы можно определить на основе схемы замещения (Рис. 5.52, б)

$$K_{CT} = \frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{REF}} = 1 + \frac{R}{R_{OUT}}. \quad (5.20)$$

Из последнего выражения следует, что чем больше сопротивление резистора R , тем выше K_{CT} . Это, однако, справедливо только в том случае, если выходное сопротивление ИОН не зависит от тока через него. Поскольку сопротивление R определяет ток через ИОН и нагрузку, оно не может быть больше некоторого максимального значения, определяемого из следующего уравнения:

$$I_{MIN} = I_{L(max)} + I_{K(min)} = \frac{V_{IN(min)} - V_{REF}}{R}, \quad (5.21)$$

где I_{MIN} — минимально допустимый входной ток, $I_{L(max)}$ — максимально возможный ток нагрузки, $I_{K(min)}$ — минимально допустимый ток катода источника опорного напряжения, $V_{IN(min)}$ — минимально возможное входное напряжение.

Пример 5.1

Возьмём современную модель параллельного ИОН AD1580, обладающую следующими параметрами: $V_{REF(nom)} = 1.2$ В; $I_{K(min)} = 0.05$ мА; $R_{OUT} = 0.5$ Ом. Пусть $V_{IN} = 5 \pm 1$ В, $I_{L(max)} = 10$ мА. Тогда на основании (5.21) находим $R = 280$ Ом. По формуле (5.20) найдём $K_{CT} = 561$. При возможном отклонении входного напряжения изменение опорного напряжения составит

$$\Delta V_{REF} = \frac{\Delta V_{IN}}{K_{CT}} = \frac{1}{561} = 1.78 \text{ мВ.}$$

Несложно убедиться (см. Табл. 5.2), что такое изменение V_{REF} эквивалентно его дрейфу при изменении температуры на 28°C.

Уменьшить влияние входного напряжения можно, если в качестве входного использовать стабилизированное напряжение, либо заменив резистор источником стабильного тока, например, на полевом транзисторе (Рис. 5.52, в).

Пороговый детектор с однополярным питанием

В состав схем параллельных трёхвыводных ИОН на ширине запрещённой зоны входят собственно ИОН и усилитель (см. Рис. 5.37). Это позволяет использовать такие ИОН в качестве термокомпенсированных пороговых детекторов. Схема устройства представлена на Рис. 5.53. Обратная связь разомкнута. В таком случае усилитель превращается в компаратор. Выходное напряжение схемы при использовании TL431 и подобных (Рис. 5.37, а)

$$V_{OUT} = \begin{cases} V_S, & V_{IN}\beta < V_{REF} \\ V_{HAC}, & V_{IN}\beta > V_{REF} \end{cases}, \quad (5.22)$$

где V_{HAC} — напряжение насыщения ИОН (около 2 В для TL431), $\beta = R_2/(R_1 + R_2)$ — коэффициент передачи делителя напряжения.

Реле времени

Сочетание в схеме параллельного трёхвыводного ИОН усилителя и опорного источника позволяет использовать его для построения простого реле времени (Рис. 5.54). Запуск реле осуществляется кратковременным закорачиванием времязадающего конденсатора С контактами кнопки «Пуск», в результате чего конденсатор разряжается. После размыкания контактов начинается заряд конденсатора через резистор R. Пока $V_C < V_{REF}$, ток катода ИОН менее 1 мкА. Когда напряжение на конденсаторе V_C превысит V_{REF} , напряжение катод—анод ИОН становится равным V_{HAC} и через светодиод начинает течь ток, величина которого определяется по формуле

$$I_K = \frac{V_S - V_{HAC} - V_D}{R_1},$$

где V_D — прямое напряжение на диоде. Длительность задержки

$$t_{Зад} = RC \ln \frac{V_S}{V_S - V_{REF}}.$$

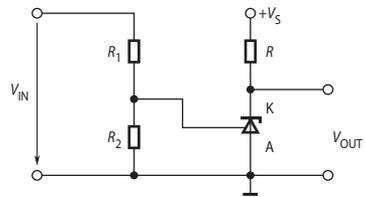


Рис. 5.53. Схема порогового детектора с однополярным питанием.

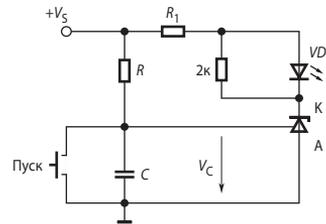


Рис. 5.54. Реле времени.

В этой схеме хорошие результаты даёт применение микромощных ИОН, таких как TLV431 и подобных им.

Мощный параллельный стабилизатор

При включении по типовой схеме в качестве параллельного стабилизатора напряжения мощность ИОН может оказаться недостаточной. В этом случае можно усилить схему дополнительным транзистором (Рис. 5.55). Дополнительный транзистор VT и выходной транзистор ИОН включены здесь по квазикомплементарной схеме Дарлингтона. Выходное напряжение схемы

$$V_{\text{OUT}} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{\text{REF}}. \quad (5.23)$$

Прецизионный последовательный стабилизатор напряжения

Параллельный ИОН можно использовать как схему управления регулирующим транзистором в последовательном стабилизаторе напряжения (Рис. 5.56). Поскольку регулирующий транзистор включён по схеме с общим коллектором, проблем с устойчивостью не возникает, если только не подключать параллельно выходу конденсатор большой ёмкости. В случае же неустойчивости можно попробовать включить конденсатор ёмкостью несколько десятков нанофарад между катодом и выводом управления ИОН. Выходное напряжение определяется по формуле (5.23).

Регулируемый линейный стабилизатор

Выше на Рис. 5.19 представлена схема включения нерегулируемого трёхвыводного стабилизатора напряжения, обеспечивающая повышение его выходного напряжения. Использование в этой схеме вместо стабилитрона параллельного трёхвыводного ИОН позволяет сделать этот источник регулируемым и повысить его качество. Схема такого стабилизатора приведена на Рис. 5.57.

Линейный стабилизатор поддерживает разность потенциалов между своими выходным и общим выводами, равной его номинальному выходному напряжению $V_{\text{OUT(nom)}}$ (для 142ЕН5А — 5 В). Только в этом случае регулирующий транзистор стабилизатора будет работать в активном режиме. За счёт отрицательной обратной связи по выходному напряжению схемы ИОН поддерживает напряжение между анодом и управляющим выводом, равным V_{REF} . При этом выходное напряжение схемы

$$V_{\text{OUT}} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{\text{REF}}.$$

V_{OUT} нельзя устанавливать меньше, чем $V_{\text{OUT(nom)}} + V_{\text{REF}}$, уменьшая сопротивление резистора R_1 , поскольку тогда ИОН скачком перейдёт в режим насыщения и обратная связь разомкнётся.

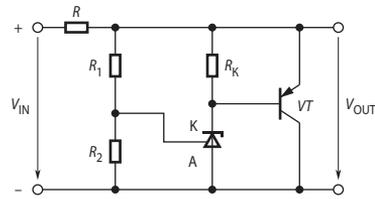


Рис. 5.55. Схема мощного параллельного стабилизатора.

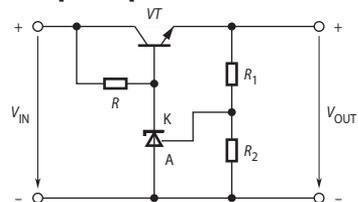


Рис. 5.56. Схема последовательного стабилизатора напряжения на параллельном ИОН.

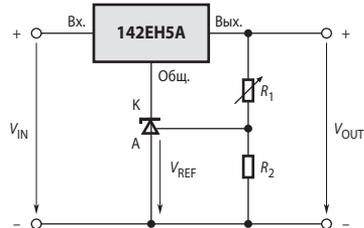


Рис. 5.57. Схема регулирования выходного напряжения трёхвыводного стабилизатора.

Источники стабильного тока

Наиболее просто строятся источники стабильного тока на основе последовательных ИОН. Схема включения не отличается принципиально от схемы включения на основе линейного стабилизатора (Рис. 5.23). Схемы источников тока на основе параллельных ИОН несколько сложнее (Рис. 5.58). На Рис. 5.58, а и б изображены схемы источников соответственно втекающего и вытекающего токов на основе трёхвыводных регулируемых ИОН. В схеме на Рис. 5.58, а используется ИОН, опорное напряжение которого — это напряжение между анодом и выводом управления (TL431 и др.). На Рис. 5.58, б применён ИОН, опорное напряжение которого — это напряжение между выводом управления и катодом (LM385 и др.). Для обеих схем выходной ток равен

$$I_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{REF}}}{R_T}. \quad (5.24)$$

Некоторую погрешность вносит конечный коэффициент усиления тока базы транзистора, поэтому желательно, чтобы он был побольше.

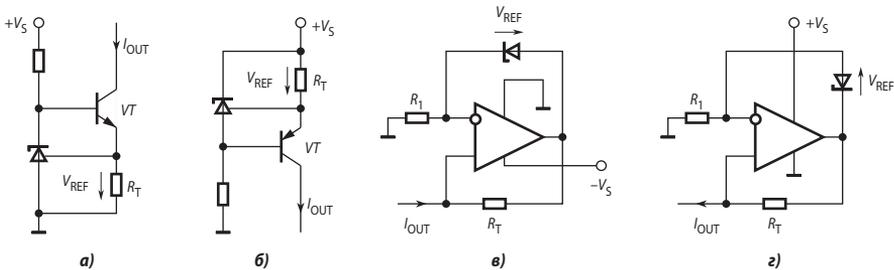


Рис. 5.58. Схемы источников тока на основе параллельных ИОН.

На Рис. 5.58, в и з соответственно приведены схемы источников втекающего и вытекающего токов на основе двухвыводных параллельных ИОН и ОУ с однополярным питанием. Сила выходного тока этих схем определяется по той же формуле (5.24).

Простое уموцнение выхода

Представим себе ситуацию: выбран ИОН с максимально допустимым током нагрузки, близким к реальному току, потребляемому нагрузкой. После монтажа оказалось, что ток нагрузки несколько больше, чем предполагалось вначале. Что делать? Предельно простой путь состоит в подключении между выводами входа и выхода резистора R (Рис. 5.59), через который и будет протекать «лишняя» часть тока нагрузки. Поскольку обычно ИОН питается от стабилизированного источника питания, через этот резистор может ответвляться до 80% тока нагрузки. Однако следует иметь в виду, что при отключении нагрузки или значительном повышении её сопротивления, выходное напряжение ИОН в этой схеме может превысить номинальное значение или даже увеличиться до входного.

Получение отрицательного опорного напряжения

Номенклатура ИОН, специально предназначенных для получения отрицательного относительно общей точки опорного напряжения, довольно бедна. В то же время немало устройств, например, некоторые типы цифро-аналоговых преобразователей, требует для своей работы именно отрицательное опорное напряжение. Конечно можно легко получить $V_{\text{REF}} < 0$ с помощью соответствующим образом соединённых резистора и параллельного ИОН, но последовательные ИОН обладают более высокой точностью, особенно если речь идёт о $V_{\text{REF}} = 10$ В. Другой путь состоит в изменении знака опорного напряжения

с помощью инвертирующего повторителя, но это требует применения прецизионных резисторов.

Самый простой подход для получения отрицательного опорного напряжения с помощью источника положительного опорного напряжения иллюстрируется схемой на **Рис. 5.60, а** [5.7]. Единственный дополнительный компонент — резистор, соединённый с источником отрицательного питающего напряжения. Эта схема имеет ограничения, обычные для параллельных ИОН, в первую очередь, ограничения допустимого диапазона тока нагрузки. Для расширения диапазона токов нагрузки, нужно уменьшать сопротивление R , а это ведёт к увеличению тока через ИОН и к его нагреву.

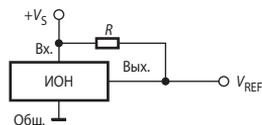


Рис. 5.59. Простой способ упрочнения последовательного ИОН.

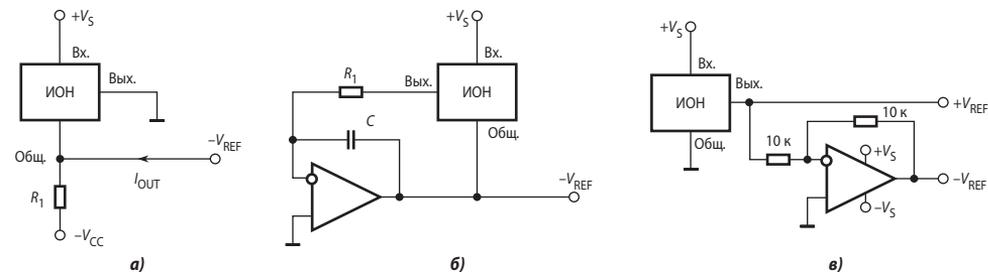


Рис. 5.60. Получение отрицательного опорного напряжения.

Схема, показанная на **Рис. 5.60, б**, устраняет эти проблемы. Как и в предыдущем случае, здесь нет надобности в точных резисторах. Дополнительная ошибка при применении прецизионных ОУ незначительна. Конденсатор C способствует уменьшению шума. Понять, как работает схема, легко, если заменить ИОН в цепи обратной связи ОУ источником ЭДС. Поскольку потенциалы входов ОУ равны между собой, а значит равны нулю, напряжение на выходе ОУ равно $-V_{REF}$. Поскольку выходной ток ИОН, равный входному току ОУ близок к нулю, здесь не действует фактор влияния тока нагрузки ИОН на опорное напряжение. Важно, чтобы разность потенциалов между входным и общим зажимами не превышала предельно допустимого значения. Фирма Analog Devices изготавливает семейство ИОН ADR821/7 соответственно на 2.5 и 1.25 В со встроенным прецизионным ОУ, которые можно включить по схеме на **Рис. 5.60, б**. Кроме того, каждая из этих микросхем укомплектована двумя согласованными резисторами по 10 кОм, используя которые можно создать двухполярный ИОН, как это показано на **Рис. 5.60, в**.

Вопросы и задачи

1. Предложите вариант схемы стабилизатора положительного напряжения (**Рис. 5.1**) с использованием регулирующего $p-n-p$ -транзистора.
2. Какие изменения нужно внести в схему на **Рис. 5.1**, чтобы получить выходное напряжение больше опорного?
3. Чем объясняется большое значение минимально допустимого напряжения между входом и выходом в схеме на **Рис. 5.2**?
4. Какова должна быть последовательность регулировки двухполярного стабилизатора напряжения по схеме на **Рис. 5.4, а**?
5. Изменяется ли при регулировке баланса отрицательное выходное напряжение двухполярного стабилизатора напряжения по схеме на **Рис. 5.4, а**?

6. Как в схеме на **Рис. 5.5** должен быть подключён корректирующий конденсатор?
7. От каких факторов зависит коэффициент стабилизации линейного стабилизатора напряжения?
8. Чем определяется выходное сопротивление линейного стабилизатора напряжения?
9. Какой фактор оказывает наиболее существенное влияние на температурную стабильность линейного стабилизатора напряжения?
10. Определите входное сопротивление линейного стабилизатора напряжения на КР142ЕН5 при нагрузке, соответствующей максимальному выходному току (током, потребляемым цепями управления стабилизатора, можно пренебречь).
11. Как и на сколько изменится минимально допустимое напряжение между входом и выходом линейного интегрального стабилизатора напряжения, если включить его по схеме, приведённой на **Рис. 5.21**, для увеличения максимального выходного тока?
12. Как понизить выходное напряжение линейного интегрального стабилизатора напряжения с фиксированным выходным напряжением? Начертите схему включения.
13. Определить выходное сопротивление источника тока на КР142ЕН5 (**Рис. 5.23**), если $R = 5 \text{ Ом}$.
14. Будет ли работать схема на **Рис. 5.24**, если вместо VT_1 включить $n-p-n$ -транзистор эмиттером ко входу схемы и поменять местами входы OY_1 ?
15. Как изменится коэффициент стабилизации источника опорного напряжения по схеме **Рис. 5.29, а**, если сопротивление резистора R увеличить в два раза?
16. Будет ли работать схема источника опорного напряжения на **Рис. 5.29, б**, если верхний вывод резистора R переключить ко входу схемы?
17. Можно ли изменением сопротивления резистора R подстроить выходное напряжение источника опорного напряжения по схеме на **Рис. 5.29, б**?
18. Как изменится температурный коэффициент напряжения источника опорного напряжения, схема которого приведена на **Рис. 5.33**, если увеличить сопротивление резистора R в цепи коллектора транзистора VT_2 ?
19. Как изменится температурный коэффициент напряжения источника опорного напряжения с ОУ, схема которого приведена на **Рис. 5.34**, если увеличить сопротивление резистора R/n_2 в цепи эмиттера транзистора VT_2 ?

Литература к гл. 5

1. *Widlar R.J.* IC Provides On-Card Regulation for Logic Circuits // Application Note 42. — National Semiconductor, February 1971. — 6 pp.
2. *Simpson Ch.* Linear Regulators: Theory Of Operation and Compensation // Application Note 1148. — National Semiconductor, May 2000. — 8 pp.
3. 1.2V Reference // Application Note 56. — National Semiconductor, December 1971. — 4 pp.
4. *Brugler J.S.* Silicon Transistor Biasing for Linear Collector Current Temperature Dependence // IEEE Journal of Solid State Circuits, June, 1967. pp. 57...58,
5. *Miller P., Moore D.* Precision voltage references // Texas Instruments Incorporated. Analog Applications Journal. — November 1999. pp. 1...4.
6. Микросхемы для линейных источников питания и их применение. М.: Додэка. — 1996 г. — 288 с.
7. *Stitt M.* Make a precision -10v reference // Burr-Brown Corporation. Application Bulletin AB-004. — 1990. — 2 pp.
8. *Пушкарев М.* Интегральные источники опорного напряжения // Компоненты и технологии. — 2007, № 6. — С. 71...76.

ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

6.1. Общие сведения

Принцип действия непрерывных (линейных) стабилизаторов напряжения с последовательным регулирующим элементом, рассмотренных в пятой главе, состоит в том, что при изменении входного напряжения и/или тока нагрузки выходное напряжение стабилизатора (напряжение на нагрузке) поддерживается постоянным за счёт изменения падения напряжения на регулирующем элементе. Разность между входным и выходным напряжениями падает на мощном регулирующем транзисторе, включённом последовательно с нагрузкой и работающем в активном режиме. Как следствие, на этом транзисторе рассеивается довольно большая мощность. Это определяет относительно невысокий, особенно при стабилизации низких напряжений, коэффициент полезного действия (КПД), часто не превышающий 50%.

Существенно больших значений КПД можно достичь, если непрерывный регулирующий элемент заменить импульсным коммутатором (ключом). Среднее значение выходного напряжения в такой схеме регулируется тем, что коммутатор периодически замыкает и размыкает цепь, а отношение времени его открытого (замкнутого) состояния к периоду повторения может регулироваться. После коммутатора в такую схему включается фильтр, сглаживающий пульсации выходного напряжения.

Источники питания с коммутаторами называют импульсными источниками питания, а если они осуществляют стабилизацию выходного напряжения, то импульсными стабилизаторами напряжения. Помимо более высокого КПД импульсные источники имеют перед непрерывными стабилизаторами те преимущества, что позволяют получить:

- выходное напряжение больше входного;
- выходное напряжение обратной полярности по отношению к входному;
- выходное напряжение, гальванически не связанное со входным;
- стабилизацию выходного напряжения при широком (более 50%) диапазоне изменения входного;
- для выходной мощности в десятки и более ватт — меньшие массу и габариты по сравнению с непрерывными.

Недостатками импульсных источников являются:

- импульсный характер выходного напряжения, вносящий порой весьма интенсивные помехи в нагрузку, в первичный источник питания и в окружающее пространство и, как следствие, требующий применения сглаживающих фильтров, тщательного экранирования и детальной конструкторской проработки;
- устойчивость импульсных источников обеспечить сложнее, чем линейных;
- переходные процессы имеют большую длительность, чем в линейных;
- наличие внешних компонентов.

Классификация импульсных источников приведена на **Рис. 6.1**.

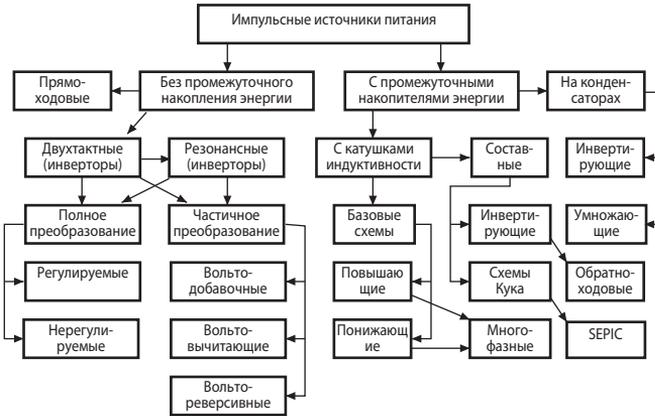


Рис. 6.1. Классификация импульсных источников.

Импульсные источники питания отличаются большим многообразием принципов построения и схемных решений. Ниже мы рассмотрим наиболее распространённые типы микросхем импульсных источников с промежуточными накопителями энергии и без промежуточного накопления энергии.

Для импульсных источников с промежуточными накопителями характерна работа в два такта, в одном из которых происходит накопление энергии в индуктивной катушке (дросселе) или конденсаторе, а во втором — передача энергии в нагрузку. Изготовить индуктивную катушку или конденсатор сравнительно большой ёмкости методами интегральной технологии не удаётся, поэтому практически все импульсные интегральные источники имеют внешние компоненты.

6.2. Понижающий импульсный стабилизатор

6.2.1. Схема понижающего импульсного стабилизатора напряжения

На Рис. 6.2 показана схема понижающего импульсного стабилизатора напряжения (ИСН). Транзистор VT переключается с частотой в десятки, сотни килогерц или даже единицы мегагерц из полностью открытого в полностью закрытое состояние. Когда транзистор открыт, ток от первичного источника энергии через дроссель поступает в нагрузку. При этом ток I_L растёт и, как следствие, происходит накопление энергии в дросселе. Когда транзистор закрыт, ток I_L протекает через диод VD , продолжая питать нагрузку. При этом ток катушки уменьшается и энергия, накопленная в дросселе в предыдущем такте, расходуется на поддержание напряжения на нагрузке V_{OUT} . Соотношение открытого и закрытого состояний ключа определяет величину напряжения V_{OUT} .

На Рис. 6.3 представлена блок-схема устройства управления стабилизатором.

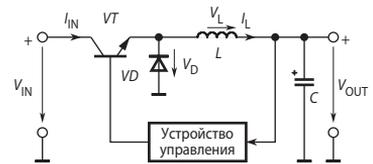


Рис. 6.2. Схема понижающего импульсного стабилизатора напряжения.



Рис. 6.3. Блок-схема устройства управления.

Устройство управления осуществляет сравнение выходного напряжения с опорным; если выходное напряжение уменьшается по сравнению с опорным, то модулятор устройства управления увеличивает отношение времени открытого состояния транзистора (t_{OPEN}) к периоду импульсов стабилизатора (T), называемое *относительной длительностью импульса*

$$\gamma = \frac{t_{\text{OPEN}}}{T},$$

а при увеличении V_{OUT} модулятор уменьшает γ . В англоязычной литературе эту величину называют рабочим циклом (duty cycle).

Принцип действия модулятора определяется *законом модуляции*. В импульсных стабилизаторах наиболее часто применяют широтно-импульсную или частотно-импульсную модуляции. Если регулируется время открытого состояния, т. е. ширина импульсов, при постоянной частоте следования импульсов $f = 1/T$, то имеет место *широтно-импульсная модуляция* (ШИМ). Если относительная длительность импульса γ регулируется путём изменения частоты следования импульсов, то такая модуляция называется *частотно-импульсной* (ЧИМ).

Наиболее просто реализуется *релейный регулятор* (чоппер) на основе компаратора с гистерезисом. Схема понижающего стабилизатора с таким регулятором приведена на **Рис. 6.4**. Частота импульсов в этом случае определяется свойствами элементов, входящих в контур регулирования, и может быть найдена по формуле:

$$f = \frac{V_{\text{OUT}} \cdot (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \cdot R_{\text{ЭП}}}{V_{\text{IN}} \cdot L \cdot V_{\text{G}}},$$

где $R_{\text{ЭП}}$ — эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора, V_{G} — ширина петли гистерезиса компаратора. Таким образом, частота переключения может быть задана выбором величины гистерезиса. Ширина петли гистерезиса определяет также и амплитуду пульсаций выходного напряжения.

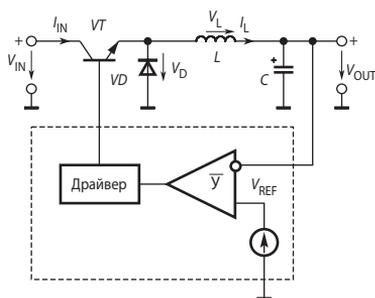


Рис. 6.4. Стабилизатор напряжения с релейным регулятором.

Сильная зависимость частоты коммутации ключа от входного напряжения, ограничивает применение релейных регуляторов в промышленных контроллерах импульсных стабилизаторов. Тем не менее, некоторые фирмы выпускают такие регуляторы. Так, например, Texas Instruments производит контроллеры понижающих стабилизаторов TPS5210 и TPS5211, содержащие релейные регуляторы, ширина петли гистерезиса в которых может быть установлена пользователем. Эти стабилизаторы предназначены для питания мощных процессоров типа Pentium-II и Pentium-III. Их входное напряжение стабилизировано на уровне 12 В, поэтому частота коммутации меняется мало и устанавливается около 200 кГц.

Драйвер представляет собой устройство, согласующее выход устройства управления с цепью управления силовым ключом. Схематехнику драйверов мы рассмотрим позднее в разделе 6.11.

6.2.2. Электромагнитные процессы в понижающем ИСН

Для расчёта электромагнитных процессов в импульсном стабилизаторе выясним, как зависит от времени ток, протекающий через дроссель. При этом вначале будем исходить из того, что ёмкость конденсатора бесконечно велика и поэтому пульсации выходного напряжения равны нулю. Кроме того, будем полагать, что активное сопротивление обмотки дросселя пренебрежимо мало.

Согласно закону электромагнитной индукции

$$V_L = L(dI_L/dt). \quad (6.1)$$

В течение времени, когда коммутирующий транзистор заперт, с точностью до прямого падения напряжения на диоде

$$V_L \approx -V_{OUT} = \text{const.}$$

Ток дросселя, таким образом, снижается линейно во времени

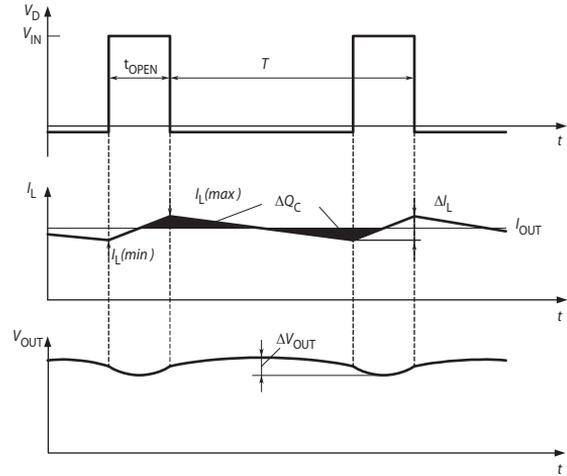


Рис. 6.5. Временная диаграмма напряжений и токов в понижающем импульсном стабилизаторе напряжения.

$$dI_L/dt = -V_{OUT}/L. \quad (6.2)$$

На интервале, когда коммутирующий транзистор открыт, с точностью до прямого падения напряжения на транзисторе,

$$V_L \approx V_{IN} - V_{OUT} = \text{const.}$$

В это время ток в дросселе возрастает также линейно во времени:

$$dI_L/dt = (V_{IN} - V_{OUT})/L. \quad (6.3)$$

График зависимости тока дросселя от времени изображён на Рис. 6.5. Согласно формулам (6.2) и (6.3)

$$\Delta I_L = I_{L(\max)} - I_{L(\min)} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})t_{OPEN}}{L} = \frac{V_{OUT}(T - t_{OPEN})}{L}. \quad (6.4)$$

Из этого соотношения следует

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{t_{OPEN}}{T} = \gamma. \quad (6.5)$$

Выражение (6.5) представляет собой регулировочную характеристику понижающего преобразователя, график которой приведён на Рис. 6.6.

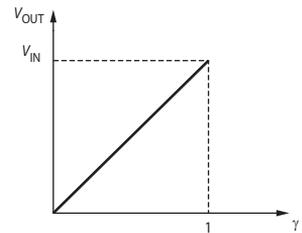


Рис. 6.6. График регулировочной характеристики понижающего стабилизатора

Формула (6.5) справедлива, если ток через дроссель нигде на периоде не обращается в ноль (так называемый режим непрерывного тока или, что более точно, режим непрерывного магнитного потока).

Этот режим имеет место при значительных токах нагрузки. В противном случае (при малых токах нагрузки), когда ток через дроссель часть периода равен нулю, выходное напряжение будет больше, чем рассчитанное по формуле (6.5). Поскольку относительная длительность импульсов $\gamma \leq 1$, выходное напряжение всегда меньше входного. Именно поэтому импульсный преобразователь с последовательными ключом и дросселем называется понижающим.

Если ток через дроссель на периоде обращается в ноль на сколь угодно малом интервале, то говорят, что имеет место режим прерывистого тока. В этом случае формула (6.5) занижает выходное напряжение ИСН.

Таким образом, выходное напряжение импульсного стабилизатора прямо пропорционально относительной длительности импульсов и мало зависит от выходного тока, пока ток в дросселе в течение цикла коммутации не спадает до нуля.

Ток через открытый коммутирующий транзистор равен сумме выходного тока и тока заряда конденсатора. Отношение

$$\alpha = I_{L(\max)}/I_{\text{OUT}}$$

будет тем больше, чем меньше величина индуктивности дросселя L . Величину α следует ограничивать значением 1.2, с тем, чтобы не завывать требуемых параметров транзистора коммутатора. Для определения величины L рассмотрим соотношение, очевидное из **Рис. 6.5**,

$$I_{L(\max)} = I_{\text{OUT}} + 0.5\Delta I_L.$$

Подставив соответствующие выражения из формул (6.4), (6.5), получим

$$L = \frac{R_L(1 - V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}})}{2f(\alpha - 1)}, \quad (6.6)$$

где $R_L = V_{\text{OUT}}/I_{\text{OUT}}$ — сопротивление нагрузки.

Поскольку ёмкость конденсатора конечна, на выходе стабилизатора будут иметь место пульсации напряжения. Ток заряда конденсатора составляет

$$I_C = I_L - I_{\text{OUT}}.$$

Периоды заряда и разряда конденсатора соответствуют на **Рис. 6.5** заштрихованным областям на графике тока I_L . Для величины амплитуды пульсаций выходного напряжения справедливо следующее соотношение:

$$\Delta V_{\text{OUT}} = \frac{\Delta Q_C}{C} = \frac{T\Delta I_L}{8C}.$$

Подставив соответствующие выражения из формул (6.4) и (6.5), получим

$$\Delta V_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{8LCf^2} \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right). \quad (6.7)$$

Поскольку здесь не учитывается полное сопротивление конденсатора на частоте импульсов источника питания, то фактически измеренная величина напряжения пульсаций окажется заметно превышающей рассчитанную величину.

Это обстоятельство особенно существенно для оксидных (электролитических) конденсаторов.

В отличие от непрерывного последовательного стабилизатора напряжения средний ток $I_{IN(av)}$, потребляемый по входу импульсного стабилизатора и протекающий через коммутирующий транзистор, получается меньшим, чем выходной ток. Пренебрегая потерями, можно записать следующее соотношение баланса мощности:

$$V_{IN}I_{IN(av)} \approx V_{OUT}I_{OUT}. \quad (6.8)$$

Отсюда следует, что

$$I_{IN(av)} \approx (V_{OUT}/V_{IN})I_{OUT} = I_{OUT}/\gamma.$$

Пример 6.1

Требуется обеспечить стабилизированное напряжение 5 В при токе 5 А и амплитуде пульсаций не более 30 мВ. Нестабилизованное входное напряжение равно 10 В. Частота коммутации ключа импульсного стабилизатора составляет 100 кГц. Выберем $\alpha = 1.1$. При этих параметрах из формулы (6.6) получим величину индуктивности дросселя 25 мкГн, а из формулы (6.7) найдём, что минимально необходимая величина ёмкости конденсатора составит 330 мкФ.

Оксидный (электролитический) конденсатор (например, типа К50-38) ёмкостью 470 мкФ на напряжение 6.3 В (что удовлетворяет условиям примера 6.1) имеет весьма малые массогабариты. Однако допустимый уровень пульсаций напряжения на указанной частоте для него составляет всего 10 мВ. В то же время, согласно паспортным данным, полное сопротивление такого конденсатора на частоте 100 кГц $z = 0.7$ Ом. Поэтому, как показывает расчёт, действительная амплитуда пульсаций напряжения на оксидном конденсаторе превышает 200 мВ. Необходимая ёмкость конденсатора в таком случае составит не менее 6800 мкФ.

Возьмём керамический конденсатор (например, батарею из 22 конденсаторов типа К10-47 на 15 мкФ, 16 В). Реактивная мощность каждого из конденсаторов батареи, по паспортным данным, не должна превышать 0.025 вар. В условиях данного примера реактивная мощность на каждом конденсаторе:

$$Q_C = (\Delta V_{OUT})^2 \pi f C / 4 = 0.00105 \text{ вар},$$

т. е. не превышает допустимую. Массогабариты и стоимость такой батареи конденсаторов однако выше, чем оксидного конденсатора на 6800 мкФ.

Интересно, что динамическое входное сопротивление стабилизированного импульсного преобразователя *отрицательно*. Действительно, при неизменном сопротивлении нагрузки у стабилизированного источника V_{OUT} и I_{OUT} — постоянны. Следовательно, $V_{OUT}I_{OUT} = \text{const}$. Поэтому динамическое входное сопротивление с учётом (6.8)

$$R_{IN} = \frac{dV_{IN}}{dI_{IN}} = \frac{d}{dI_{IN}} \left(\frac{V_{OUT}I_{OUT}}{I_{IN}} \right) = - \frac{V_{OUT}I_{OUT}}{I_{IN}^2}.$$

Если импульсный стабилизатор питается от другого стабилизированного источника соизмеримой мощности, то указанное обстоятельство может привести к возбуждению автоколебаний в системе. Подробнее об этом можно прочитать в книге [6.4].

Ток, потребляемый понижающим стабилизатором от первичного источника постоянного тока, имеет выраженный импульсный характер с большими скоростями нарастания и спада. Это может заметно влиять на работу других потребителей, питаемых от этого же источника. Поэтому на входе импульсного стабилизатора обычно включают Г-образный LC-фильтр.

Примером понижающего импульсного стабилизатора с ШИМ может служить МАХ758А фирмы Maxim, преобразующий постоянный ток нестабильного напряжения от 6 до 16 В в постоянный ток напряжением 5 В при токе нагрузки до 750 мА. Кристалл размером 3.3×3 мм в восьмивыводном корпусе содержит не только устройство управления, но

и коммутирующий МОП-транзистор, имеющий типичное сопротивление открытого канала 0.5 Ом. Диод, дроссель и конденсатор — внешние. КПД устройства при токе нагрузки в 100 мА составляет 91%. Ток, потребляемый на холостом ходу, не более 1.7 мА. Способ регулирования — ШИМ на частоте около 160 кГц. Устройство управления ограничивает выходной ток и контролирует напряжение первичного источника тока.

Более мощным стабилизатором является микросхема MAX787, которая преобразует входное напряжение от 6 до 60 В в стабилизированное 5 В при токе нагрузки до 5 А. Способ регулирования — ШИМ на частоте 100 кГц.

Для построения стабилизаторов напряжения ещё больших мощностей выпускаются микросхемы устройств управления (контроллеров), предназначенные для управления мощными МОП-ключами. Например, MAX796 управляет импульсным стабилизатором на напряжение 5 В при токе нагрузки до 10 А. Способ регулирования — ШИМ на частоте 150 или 300 кГц.

6.2.3. Понижающие ИСН с синхронными выпрямителями

В последние годы имеет место устойчивая тенденция к снижению напряжения питания микросхем. Одновременно появляются микросхемы, потребляющие всё больший ток. Например, процессор Athlon фирмы AMD потребляет ток до 40 А при напряжении 1.6 В. В этом случае традиционное решение — последовательный ключ на МОП-транзисторе и диод Шоттки параллельно выходу — оказывается неэффективным, так как, хотя прямое напряжение на диоде Шоттки составляет примерно 0.4 В, что значительно ниже, чем на обычном кремниевом диоде, но мощность потерь на нём достигнет 10 Вт, что потребует принудительного обдува, либо радиатора больших размеров.

Лучшие результаты в импульсных стабилизаторах низкого напряжения даёт применение *синхронных выпрямителей*, в которых диод заменяется или шунтируется параллельным ключом на МОП-транзисторе (Рис. 6.7). Контроллер управляет транзисторами VT_1 и VT_2 противофазно, т. е. если первый транзистор открыт, то второй закрыт и наоборот. Когда открыт VT_1 , нагрузка преобразователя через дроссель подключена ко входу схемы и наряду с питанием происходит накопление энергии в дросселе. Когда открыт VT_2 , дроссель включён параллельно нагрузке и отдаёт ей часть своей энергии.

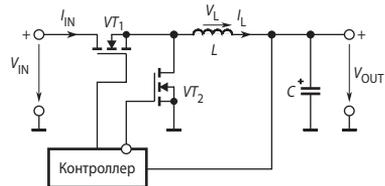


Рис. 6.7. Понижающий преобразователь с синхронным выпрямителем.

Поскольку ток в МОП-транзисторе не проходит через *pn*-переходы, потери мощности в нём пропорциональны сопротивлению канала открытого транзистора. Выбрав транзистор с достаточно малым сопротивлением открытого канала, или включив параллельно несколько МОП-транзисторов, можно снизить потери мощности до весьма малых величин. Промышленность выпускает ряд преобразователей с синхронными выпрямителями, как с внутренними МОП-ключами (MAX887 на ток до 0.6 А, MAX1623 на ток до 3 А), так и для управления внешними МОП-транзисторами (MAX798, TPS2830, двухканальный LTC1702 и др.). КПД некоторых из этих преобразователей при питании нагрузки напряжением 1.6 В достигает 96%. Фирма International Rectifier выпускает МОП-транзисторы, оптимизированные для применения в схемах низковольтных синхронных выпрямителей. Например, транзистор IRF7456 на ток 13 А и допустимое напряжение сток—исток 20 В в открытом состоянии имеет сопротивление канала не более 6.5 мОм, выпускается в миниатюрном корпусе SO-8 и не требует радиатора для охлаждения. Сборка IRF7901D1, предназначенная для построения синхронных выпрямителей на ток до 5 А, содержит два МОП-транзистора, включённых последовательно, причём транзистор, предназначенный для включения параллельно выходу, зашунтирован диодом Шоттки.

Сопротивление открытого канала этого транзистора не превышает 0.023 Ом. Сборка также выполнена в корпусе SO-8. Применение синхронного выпрямителя позволяет наряду с повышением КПД устранить также режим прерывистого тока (потока) даже при малых нагрузках, что улучшает регулировочные свойства преобразователей. Это достигается за счёт того, что при малых токах дросселя, ток, достигнув нуля, не прекращается, как в схеме с диодом, а меняет направление. При этом он протекает по цепи сток—исток транзистора V_{T2} (Рис. 6.7).

Для питания высокопроизводительных процессоров типа Pentium-II и аналогичных некоторые фирмы выпускают ИСН с цифровым управлением. Например, National Semiconductor производит семейство понижающих стабилизаторов LM2636/7/8 с синхронными выпрямителями, выходное напряжение которых устанавливается с помощью 5-битного ЦАП. Стабилизатор управляется от процессора, который в зависимости от своей загрузки может изменять напряжение питания вычислительного ядра от 1.3 до 3.5 В.

6.2.4. Многофазные ИСН

Для увеличения допустимого выходного тока понижающего импульсного преобразователя транзисторы, служащие силовыми ключами, можно соединять параллельно. Однако при таких соединениях возможности каждого из элементов будут использоваться в недостаточной степени, поскольку точного деления тока через них добиться практически нельзя. Лучшие результаты даёт применение *многофазных преобразователей*. Многофазный преобразователь представляет собой группу одинаковых преобразователей с широтно-импульсной модуляцией, параллельно подключённых к нагрузке, причём силовые ключи этих преобразователей переключаются со взаимным временным сдвигом T/N , где T — период следования импульсов, N — число преобразователей. Это обеспечивает снижение уровня и повышение частоты пульсаций напряжения на нагрузке до величины N/T . Тем самым облегчается сглаживание пульсаций. Упрощённая схема многофазного понижающего преобразователя приведена на Рис. 6.8, а.

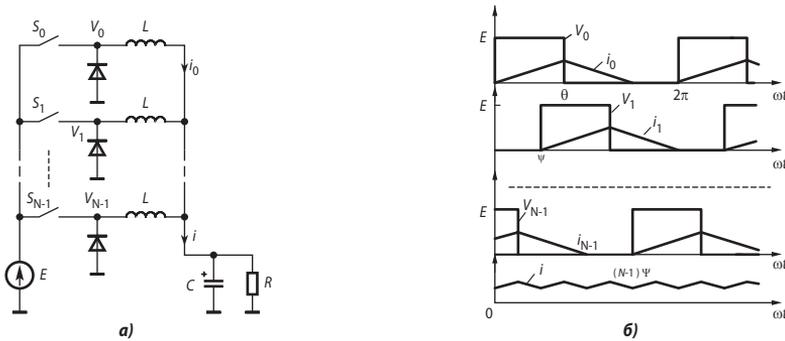


Рис. 6.8. Многофазный понижающий преобразователь.

Как видно из временных диаграмм работы преобразователя (Рис. 6.8, б), при сильных пульсациях тока через каждый из дросселей пульсация общего тока невелика. Более того, при прерывистом характере тока каждой из ячеек преобразователя общий ток течёт непрерывно. Это упрощает управление преобразователем и позволяет уменьшить индуктивность дросселей.

Амплитуда пульсаций выходного тока многофазного преобразователя зависит от числа фаз, входного напряжения, индуктивности дросселей, частоты следования импульсов и от относительной длительности импульсов (параметр управления γ). На

Рис. 6.9 приведены графики зависимостей нормализованных пульсаций тока (двойная амплитуда) ΔI_{NORM} от γ [6.1]

$$\Delta I_{\text{NORM}} = \frac{2I_M f L}{V_{\text{OUT}}},$$

где I_M — амплитуда пульсаций выходного тока, f — частота, V_{OUT} — среднее значение выходного напряжения.

При построении многофазных преобразователей постоянного напряжения разработчику придется решать вопрос об установке на их входе дополнительных конденсаторов, которые исключают влияние на характеристики проектируемых преобразователей индуктивности питающей сети. Входные конденсаторы работают в весьма тяжелых электрических режимах, так как через них протекает значительный переменный ток, который будет уменьшаться по мере увеличения числа используемых базовых ячеек (фаз). Выбор установленной мощности входных конденсаторов можно производить по среднеквадратичному значению протекающего через них тока (I_C), которое может быть вычислено с помощью формулы [6.2]

$$\frac{I_C}{I_L} = \sqrt{\left(\frac{k}{N} - \gamma\right)\left(\gamma - \frac{k-1}{N}\right)}, \quad (6.9)$$

где k — максимальное число силовых ключей, открытых на периоде пульсаций T_R , I_L — среднее значение тока через нагрузку. Расчётные графики, полученные с помощью формулы (6.9), приведены на Рис. 6.10.

В Табл. 6.1 приведены сравнительные параметры понижающего преобразователя постоянного тока из 12 В в 3.3 В/100 А при различном числе фаз. Частота коммутаций $f = 200$ кГц, индуктивность дросселей $L = 1.3$ мкГн [6.3].

Таблица 6.1. Сравнительные параметры понижающего преобразователя постоянного напряжения

Число фаз	1	2	3	6
Пульсации входного тока [А] (среднеквадратичное значение)	46.1	25.1	14.6	8.5
Пульсации выходного тока [А] (от пика до пика)	57.1	19.0	6.3	2.1

Как видно, применение многофазных преобразователей даёт значительный выигрыш в уровне пульсаций тока.

Микросхемы контроллеров для построения многофазных импульсных преобразователей производят многие фирмы. Это Linear Technology, National Semiconductor, Semtech и др. Так, например, Linear Technology выпускает двухфазный контроллер LT1929, способный управлять двумя синхронными выпрямителями, работающими в противофазе

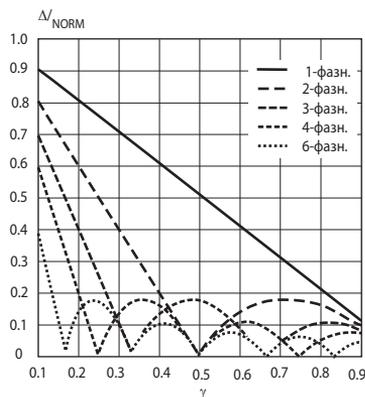


Рис. 6.9. Зависимости амплитуды пульсаций выходного тока многофазного понижающего преобразователя от относительной длительности импульсов.

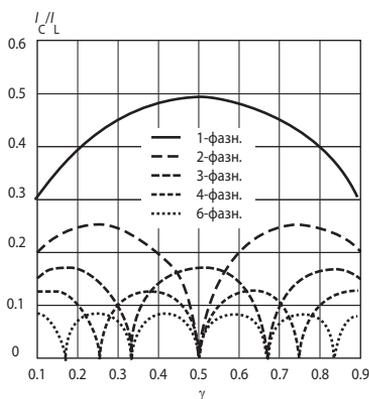


Рис. 6.10. Зависимости среднеквадратичного значения пульсаций входного тока многофазного понижающего преобразователя от относительной длительности импульсов.

на частоте до 300 кГц. В микросхеме предусмотрен мягкий запуск, перевод в дежурный режим обоих каналов при коротком замыкании. Фирма Semtech изготавливает двухфазный контроллер SC1142 со встроенным 5-битным цифро-аналоговым преобразователем, позволяющим программно регулировать выходное напряжение в пределах 1.3...3.5 В. National Semiconductor предлагает четырёхфазный контроллер LM2639 с контролем входного тока. Выходы этой ИМС рассчитаны на управление одним ключом, каждый для управления преобразователями с нулевым диодом, но при использовании микросхем драйверов SC1405 возможно построение 4-фазного преобразователя на базе синхронных выпрямителей с низким выходным напряжением. Большой интерес представляет контроллер двухфазного преобразователя LT1629. Этот контроллер содержит цепи синхронизации, позволяющие наращивать фазность преобразователя вплоть до 12. По данным фирмы-изготовителя, 12-фазный преобразователь под управлением шести синхронизированных LT1629 способен отдать в нагрузку при 3.3 В выходного и 12 В входного напряжения до 200 А с КПД = 90%.

6.3. Повышающий импульсный стабилизатор

В рассмотренной выше на Рис. 6.2 схеме стабилизатора выходное напряжение всегда ниже входного. Изменив расположение элементов в схеме, можно, используя свойство самоиндукции, получить выходное напряжение большее, чем входное (см. Рис. 6.11).

Когда транзистор VT открыт, к дросселю L приложено входное напряжение V_{IN} . В этом случае, согласно закону электромагнитной индукции

$$V_{IN} = L(dI_L/dt), \tag{6.10}$$

и ток в дросселе будет расти, увеличивая запасаемую в нём энергию (Рис. 6.12). К диоду VD будет приложено запирающее напряжение, и ток нагрузки будет поддерживаться за счёт разряда конденсатора C. После запираения транзистора потенциал на его коллекторе поднимается до величины, превышающей выходное напряжение за счёт ЭДС самоиндукции дросселя. Диод откроется. Ток в дросселе при этом будет убывать, и его энергия, запасённая в первом такте, вместе с энергией, поступающей от первичного источника, будет питать нагрузку и заряжать конденсатор. Скорость изменения тока на этом такте определяется соотношением (6.3). Приращение тока в первом такте равно убыли тока во втором:

$$\Delta I_L = I_{L(max)} - I_{L(min)} = \frac{V_{IN} t_{OPEN}}{L} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN})(T - t_{OPEN})}{L}. \tag{6.11}$$

Откуда следует

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{T}{T - t_{OPEN}} = \frac{1}{1 - \gamma}. \tag{6.12}$$

Выражение (6.12) представляет собой регулировочную характеристику повышающего преобразователя, график которой приведён на Рис. 6.13.

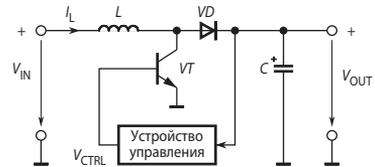


Рис. 6.11. Схема повышающего импульсного стабилизатора.

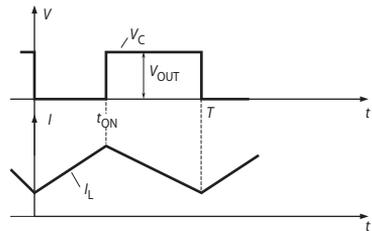


Рис. 6.12. Временная диаграмма напряжений и токов в повышающем импульсном стабилизаторе напряжения.

Формула (6.12) справедлива, если только в течение периода коммутации ток дросселя нигде не достигает нуля. В противном случае выходное напряжение будет больше, чем величина, рассчитанная по этой формуле. При работе нерегулируемого импульсного преобразователя данного типа на холостом ходу его напряжение может возрасти до опасных значений!

Примером повышающего импульсного стабилизатора может служить микросхема MAX856 фирмы Maxim, преобразующая постоянный ток нестабильного напряжения от 0.8 до 6 В в постоянный ток напряжением 5 В при токе нагрузки до 100 мА. Кристалл размером 2.1 × 1.5 мм в восьмивыводном корпусе содержит устройство управления и коммутирующий МОП-транзистор. Диод, дроссель и конденсатор — внешние. КПД устройства при токе нагрузки 40 мА достигает 85%. Ток, потребляемый самой микросхемой, составляет не более 25 мкА. Способ регулирования — ЧИМ при частоте до 500 кГц. Устройство управления ограничивает входной ток величиной 0.5 А и контролирует напряжение первичного источника тока.

Для повышения КПД при преобразовании низких напряжений в этой схеме вместо диода также можно использовать синхронный выпрямитель на МОП-транзисторе. На Рис. 6.14 приведена схема повышающего преобразователя с синхронным выпрямителем.

МОП-транзисторы — n -канальный VT_1 и p -канальный VT_2 переключаются в противофазе. Прямое падение напряжения на открытом транзисторе VT_2 значительно меньше, чем на диоде, даже если это диод Шоттки. Другое достоинство этой схемы — ток через дроссель не прерывается. В фазе, когда транзистор VT_2 открыт, ток дросселя, снизившись до нуля, затем меняет своё направление и начинает течь от нагрузки к источнику. Часть энергии от нагрузки возвращается источнику, т. е. имеет место реактивный обмен. Формула (6.12) в этом случае справедлива для любого тока нагрузки, и перенапряжение на холостом ходу не происходит.

Реактивный обмен не всегда желателен, поэтому некоторые контроллеры импульсных стабилизаторов напряжения содержат цепи контроля тока в дросселе, которые при снижении тока до порогового уровня обеспечивают запирающие транзистор VT_2 .

Примером повышающего преобразователя с синхронным выпрямителем может служить микросхема MAX1703, которая содержит на кристалле помимо устройства управления и коммутирующего n -канального МОП-транзистора, также и синхронный выпрямитель на p -канальном МОП транзисторе, выполняющий функцию диода. Поэтому внешние компоненты — только дроссель и конденсатор. Эта ИМС работает при входном напряжении от 0.7 до 5.5 В и обеспечивает напряжение на нагрузке $5 \text{ В} \pm 4\%$ при токе до 1.5 А.

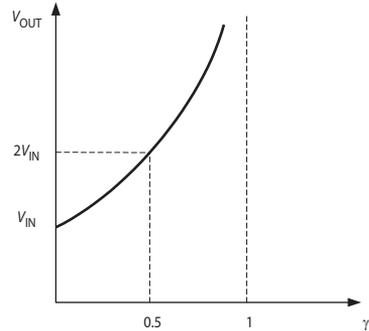


Рис. 6.13. График регулировочной характеристики повышающего импульсного стабилизатора напряжения

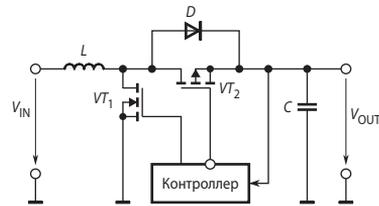


Рис. 6.14. Схема повышающего преобразователя с синхронным выпрямителем.

6.4. Инвертирующий импульсный стабилизатор

Схемы понижающего и повышающего преобразователей, рассмотренные выше в разделах 6.2 и 6.3, считаются базовыми [6.5]. Они являются тем фундаментом, на котором можно построить более сложные схемы преобразователей постоянного напряжения. Простейшая составная схема, представляющая собой комбинацию двух указанных преобразователей, представлена на **Рис. 6.15**. Здесь регулирующий транзистор включён последовательно с первичным источником, как в схеме понижающего преобразователя, а диод, через который протекает ток при запертом транзисторе, — последовательно с нагрузкой, как у повышающего преобразователя.

Когда транзистор VT открыт, диод VD закрыт, и к дросселю L приложено входное напряжение V_{IN} . В этом случае, согласно закону электромагнитной индукции, в соответствии с формулой (6.10), ток в дросселе будет расти, увеличивая в нём энергию. Нагрузка питается за счёт разряда конденсатора C . Во втором такте, после запирающего транзистора, ток продолжает течь через дроссель и через открывшийся диод заряжает конденсатор в направлении, противоположном полярности входного напряжения. Скорость уменьшения тока определяется в этом случае формулой (6.2). Приращение тока в первом такте равно убыли тока во втором:

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} t_{OPEN}}{L} = \frac{-V_{OUT}(T - t_{OPEN})}{L}.$$

Откуда следует

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{t_{OPEN}}{T - t_{OPEN}} = -\frac{\gamma}{1 - \gamma}. \quad (6.13)$$

Выражение (6.5) представляет собой регулировочную характеристику инвертирующего преобразователя, график которой приведён на **Рис. 6.16**.

Формула (6.13) справедлива только для режима непрерывного тока дросселя.

Таким образом, на выходе инвертирующего импульсного стабилизатора напряжение не только имеет полярность, обратную полярности входного напряжения, но, в зависимости от относительной длительности импульса, может быть как больше, так и меньше входного. Последнее обстоятельство заметно расширяет область применения инвертирующего преобразователя.

Примером инвертирующего импульсного стабилизатора может служить микросхема MAX764 фирмы Maxim, преобразующая нестабильное напряжение постоянного тока от 3 до 16 В в стабилизированное напряжение постоянного тока -5 В при токе нагрузки до 250 мА. Кристалл размером 3.7×2 мм в восьмивыводном корпусе содержит устройство управления и коммутирующий МОП-транзистор. Диод, дроссель и конденсатор — внешние. КПД устройства при токе нагрузки 200 мА достигает 80%. Ток, потребля-

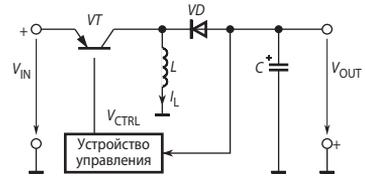


Рис. 6.15. Схема инвертирующего импульсного стабилизатора напряжения.

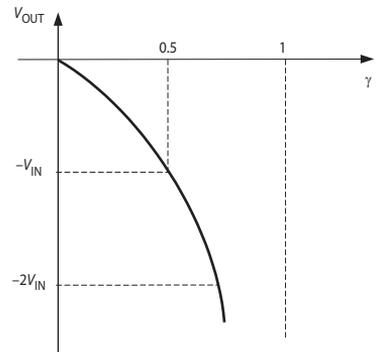


Рис. 6.16. График регулировочной характеристики инвертирующего преобразователя.

емый самой микросхемой, составляет не более 90 мкА. Способ регулирования — ЧИМ при частоте импульсов до 300 кГц. Устройство управления ограничивает входной ток величиной 0.75 А.

Фирма National Semiconductor производит ИМС LM2524D, которая может быть включена по схеме повышающего, понижающего или инвертирующего стабилизаторов напряжения. Максимально допустимый ток силовых ключей невелик (80 мА), поэтому для упрочнения следует подключить внешние транзисторы. Упрощённая схема ИМС представлена на Рис. 6.17. Микросхема содержит усилитель ошибки У, источник опорного напряжения ИОН,

управляющую логику, силовые ключи VT_1 и VT_2 , а также широтно-импульсный модулятор, включающий генератор пилообразного напряжения, компаратор КН и RS-триггер $T_{Г1}$. Триггер $T_{Г2}$ обеспечивает поочерёдное открывание ключей, причём относительная длительность открытого состояния каждого ключа $\gamma < 0.5$. Это позволяет использовать ИМС для построения как двухтактных (инверторных), так и однотактных схем. В последнем случае транзисторы VT_1 и VT_2 включаются параллельно. При этом общая относительная длительность открытого состояния такого составного ключа может приближаться к единице.

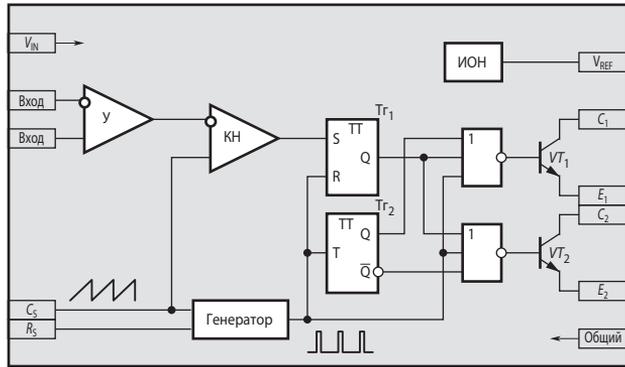


Рис. 6.17. Упрощённая схема ИМС LM2524D.

6.5. Другие составные схемы ИСН

6.5.1. Схема Кука

Исходные схемы понижающего, повышающего и инвертирующего преобразователей, представленные соответственно на Рис. 6.2, Рис. 6.11 и Рис. 6.15, обычно дополняют входными и выходными фильтрами, служащими для уменьшения электромагнитных помех, обусловленных коммутацией силовых ключей. Схемы этих преобразователей, оснащённых указанными фильтрами, приведены на Рис. 6.18. Как видно, инвертирующему преобразователю требуется на одну индуктивную катушку и на один конденсатор больше, чем преобразователям других типов. На Рис. 6.19 представлена схема составного инвертирующего преобразователя, называемая схемой Кука [6.6], лишённая этого недостатка. Эта схема представляет собой по существу каскадное соединение повышающего и понижающего преобразователей.

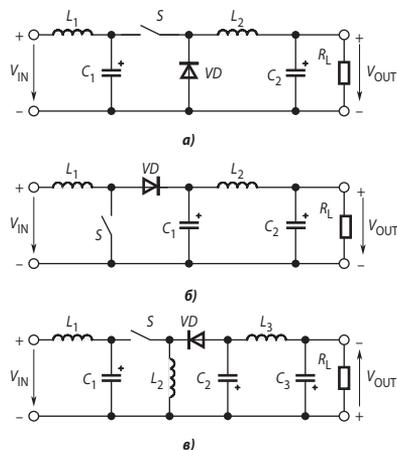


Рис. 6.18. Схемы импульсных стабилизаторов со входными и выходными фильтрами.

Преобразователь Кука работает в два такта. В первом такте длительностью γT ключ S замкнут (Рис. 6.20, а). Индуктивная катушка L_1 включена параллельно первичному источнику и запасает энергию. Ток в катушке линейно нарастает. Конденсатор C_1 , играющий роль промежуточного накопителя энергии, через замкнутый ключ S включён параллельно входу фильтра $L_2 C_2$ и отдаёт энергию в нагрузку. Дiode VD смещён в обратном направлении и не проводит ток. Во втором такте длительностью $(1 - \gamma)T$ ключ разомкнут, а диод открыт (Рис. 6.20, б). Конденсатор C_1 заряжается от первичного источника и катушки L_1 . Энергия в нагрузку поступает из запасённой в фильтре $L_2 C_2$.

При выводе регулировочной характеристики этой схемы будем полагать, что напряжение на конденсаторе V_{C1} не меняется в течение всего цикла коммутации (реально оно меняется менее чем на 1%). Пренебрегая сопротивлением обмотки катушки и падениями напряжений на замкнутом ключе и открытом диоде, запишем соотношение, связывающее приращение тока на первом такте ΔI_{L11} с относительным временем открытого состояния ключа γ (оно следует из уравнения (6.10))

$$V_{IN} = L_1 \frac{\Delta I_{L11}}{\gamma T}. \tag{6.14}$$

На втором такте, согласно второму закону Кирхгофа

$$V_{IN} - L_1 \frac{\Delta I_{L12}}{(1 - \gamma)T} = V_{C1}. \tag{6.15}$$

С другой стороны, вход выходного фильтра $L_2 C_2$ в первом такте подключён к конденсатору C_1 , а во втором такте закорочен через открытый диод. Поэтому среднее за период импульсов выходное напряжение схемы

$$V_{OUT} = -V_{C1} \gamma. \tag{6.16}$$

Совместное решение уравнений (6.14) — (6.16), с учётом того, что $\Delta I_{L11} = -\Delta I_{L12}$, даёт

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{\gamma}{1 - \gamma}, \tag{6.17}$$

т. е. регулировочные характеристики схемы Кука и инвертирующего преобразователя имеют одинаковый вид.

Фирма Linear Technology выпускает микросхему LT1611, которая может быть использована для построения преобразователя Кука. Схема её включения приведена на Рис. 6.21. ИМС допускает частоту переключения до 1.4 МГц. Встроенный силовой МОП-ключ допускает входное напряжение до 36 В. Его сопротивление в открытом состоянии составляет всего 0.1 Ом.

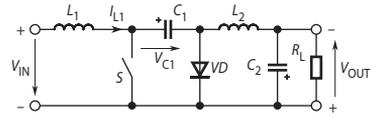


Рис. 6.19. Схема преобразователя Кука.

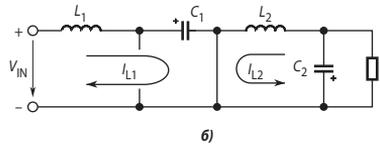
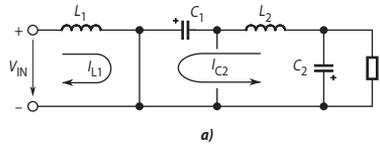


Рис. 6.20. Коммутация ключей в преобразователе Кука.

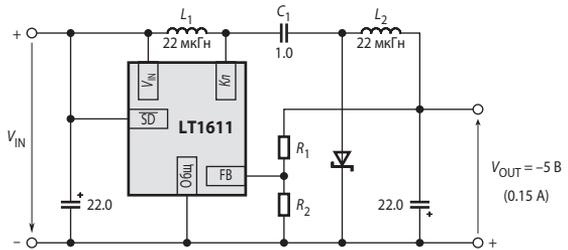


Рис. 6.21. Схема включения LT1611 в составе преобразователя Кука.

6.5.2. Несимметричный преобразователь первичной индуктивности

Схема на **Рис. 6.22** представляет собой каскадное соединение повышающего и инвертирующего преобразователей. В американской литературе преобразователи такого типа называют SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter — несимметричный преобразователь первичной индуктивности). Данная схема также может как увеличивать, так и уменьшать преобразуемое напряжение, как и предыдущая, но, в отличие от последней, полярность входного и выходного напряжений совпадает.

Принцип действия SEPIC-преобразователя во многом подобен работе схемы Кука. В первом такте, когда ключ S замкнут, а диод VD заперт (**Рис. 6.23, а**) индуктивная катушка L_1 подключена параллельно входному источнику и запасает энергию. Катушка L_2 также накапливает энергию, получая её от конденсатора C_1 . Ток в нагрузке поддерживается за счёт разряда конденсатора C_2 . Во втором такте, когда ключ S заперт, а диод VD открыт (**Рис. 6.23, б**) катушка L_1 включена последовательно с входным источником и конденсатором C_1 , а катушка L_2 подключена параллельно нагрузке. Происходит заряд конденсатора C_1 током I_{L1} и питание нагрузки с одновременным подзарядом конденсатора C_2 токами обеих катушек.

Примем те же допущения, что и в подразделе 6.5.1. Тогда в первом такте справедливы уравнения, связывающие приращения токов на первом такте ΔI_{L11} и ΔI_{L21} с относительным временем открытого состояния ключа γ (по аналогии с (6.14))

$$V_{IN} = L_1 \frac{\Delta I_{L11}}{\gamma T}, \quad V_{C1} = L_2 \frac{\Delta I_{L21}}{\gamma T}. \quad (6.18)$$

Во втором такте

$$V_{IN} - L_1 \frac{\Delta I_{L12}}{(1-\gamma)T} - V_{OUT} = V_{C1}, \quad V_{OUT} = -L_2 \frac{\Delta I_{L22}}{(1-\gamma)T}. \quad (6.19)$$

Совместное решение уравнений (6.18) и (6.19) с учётом того, что $\Delta I_{L11} = -\Delta I_{L12}$ и $\Delta I_{L21} = -\Delta I_{L22}$, даёт

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\gamma}{1-\gamma}. \quad (6.20)$$

Интересным свойством этой схемы является то, что ЭДС обеих катушек с точностью до пульсаций выходного напряжения всегда одинаковы. Действительно, поделив правое уравнение (6.18) на правое уравнение (6.19) и с учётом $\Delta I_{L21} = -\Delta I_{L22}$ получим

$$\frac{V_{OUT}}{V_{C1}} = \frac{\gamma}{1-\gamma}. \quad (6.21)$$

Из сопоставления (6.20) и (6.21) следует, что

$$V_{C1} = V_{IN}. \quad (6.22)$$

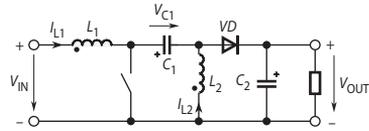


Рис. 6.22. Схема несимметричного преобразователя первичной индуктивности (SEPIC-преобразователя).

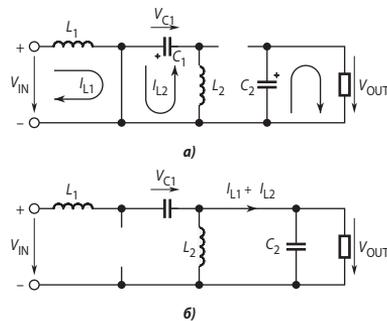


Рис. 6.23. Коммутация ключей в SEPIC-преобразователе.

С учётом (6.22) найдём из уравнений (6.18), что в первом такте

$$E_{L11} = E_{L21} = V_{IN}.$$

Из уравнений (6.19) следует, что во втором такте

$$E_{L12} = E_{L22} = V_{OUT}.$$

Равенство ЭДС позволяет располагать обе катушки на одном магнитопроводе. При этом, естественно, число витков катушек должно быть одинаково, а направления намагничивающих сил согласованы.

Другое ценное свойство этой схемы заключается в том, что выходная цепь отделена по постоянному току конденсатором C_1 от нагрузки. Это защищает нагрузку от перенапряжения в случае выхода из строя силового ключа или схемы управления. Действительно, при пробое силового ключа понижающего преобразователя (Рис. 6.2) или фиксации его ключа в открытом состоянии в результате выхода из строя контроллера, к нагрузке оказывается постоянно приложенным входное напряжение, обычно значительно большее, чем номинальное выходное. В схеме SEPIC-преобразователя этого не случится.

Промышленность производит микросхемы, которые могут быть использованы в качестве контроллера для управления ключом SEPIC-преобразователя. Это LT1619, MAX618 и др. На Рис. 6.24 представлена схема преобразователя на LM3478. Численные значения параметров даны для частоты преобразования 1 МГц.

В Табл. 6.2 приведены основные параметры некоторых моделей однокристальных ИСН.

Таблица 6.2. Микросхемы простейших импульсных источников питания

Модель	Особенности	ПН	ПВ	ПИ	V_{IN} [В]	I_{OUT} [А]	V_{OUT} [В]	I_{SUP} [мА]	f_s [кГц]	КПД [%]
AD1110	Биполярный, ШИМ	+	+	—	1...30	0.04	3.3/5	0.3	70	80
AD3000	Биполярный, ЧИМ	+	+	+	2...30	0.18	3.3/5/ 12/пер.	0.5	400	—
1155EY2	Мощный, синхронизир.	+	—	—	9...46	4	5.1...40	85	200	80
1156EY5	Ограничение тока	+	+	+	3...40	1.5	0...40	4	100	—
MAX1703	Синхр. выпр., ШИМ	—	+	—	0.7...5.5	1.5	5	0.14	400	95
MAX1672	Повышающий, с линейным стабилизатором	+	+	+	1.8...11	0.3	пер.	0.085	60	90
LMx578A	Универс. имп. стабилизатор	+	+	+	2...40	0.75	пер.	14	100	—
LM2650	Пониж ИСН с синхр. выпр.	+	—	—	4.5...18	3	1.5...16	7	300	95
ML4890	Синхронный выпр., ШИМ, линейный стабилизатор	—	+	—	1...6	0.035	3/3.3/5	0.08	—	85
LT1576	Дополнит. ОС по току	+	—	—	6...25	1.5	пер.	1.3	200	—
VC2577	Дополнит. ОС по току	—	+	+	3...40	3	пер.	10	52	80
TPS6734	Источник для флэш-памяти	—	+	—	5...12	0.22	12	1.2	170	86
CS-5171	Дополнительная ОС по току, полож. и отриц. вых. напр.	+	+	—	2.4...30	1.5	пер.	—	260	—

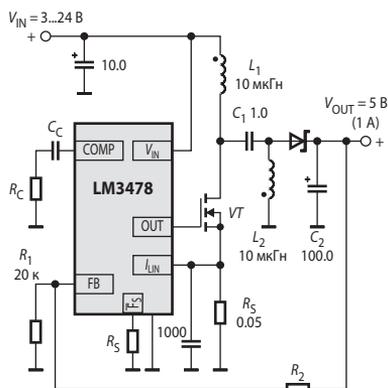


Рис. 6.24. Схема SEPIC-преобразователя на LM3478.

6.6. Инверторные схемы

6.6.1. Общие сведения

Рассмотренные выше преобразователи постоянного напряжения в постоянное имеют ряд ограничений при практическом их использовании. В частности, наличие гальванической связи между их входом питания и выходом не позволяет применять такие преобразователи в тех случаях, когда такая связь не допускается. Другим ограничением является то, что при заданном диапазоне изменения напряжения источника питания возможный диапазон изменения выходного напряжения имеет вполне определённые границы. То есть нецелесообразно пытаться получить с помощью рассмотренных выше схем напряжения в сотни вольт из напряжений в единицы вольт и наоборот. Указанные недостатки преобразователей постоянного напряжения в постоянное можно устранить, если дополнить их некоторым трансформатором постоянного напряжения (ТПН).

Идеальный ТПН обеспечивает передачу постоянного напряжения с постоянным коэффициентом трансформации, высокую степень изоляции между первичной и вторичной цепями, передачу энергии в любом из двух направлений и, наконец, возможность построения системы преобразования энергии с несколькими входами или выходами. Очевидно, что все перечисленные свойства идеального ТПН в реальном ТПН реализованы быть не могут, но этого и не требуется для практических целей.

На **Рис. 6.25** представлена функциональная схема наиболее широко применяемого ТПН. Инвертор преобразует входное постоянное напряжение в переменное напряжение прямоугольной формы высокой частоты. При необходимости инвертор может обеспечивать регулирование средневыхпрямленного значения выходного напряжения. Трансформатор *Tr* обеспечивает повышение или понижение напряжения и гальваническое разделение первичной и вторичной цепей. Выпрямитель вновь преобразует переменное напряжение в постоянное. При использовании неуправляемого выпрямителя на диодах обратная передача энергии от вторичной цепи к первичной невозможна, но это обычно и не нужно. Как правило, между выпрямителем и нагрузкой включается *LC*-фильтр, который обеспечивает не только сглаживание пульсаций, но и ограничение скорости нарастания тока через силовые ключи инвертора.

Самым сложным узлом ТПН, во многом определяющим его свойства, является *инвертор*, изучением которого мы сейчас и займёмся.

Инверторами называют преобразователи постоянного тока в переменный. Вообще инверторы представляют собой довольно обширное техническое семейство, включающее устройства различного назначения на мощности от долей ватта до многих мегаватт (точнее, мегавольтампер). Ниже мы рассмотрим несколько простых схем высокочастотных инверторов малой мощности на основе транзисторов, наиболее широко применяемых в составе источников питания для электронной аппаратуры.

6.6.2. Нерегулируемые инверторы

Нерегулируемый инвертор представляет собой наиболее простой тип инвертора. Это устройство преобразует постоянное напряжение в колебания прямоугольной формы. Чаще используются так называемые двухтактные инверторы, формирующие симметричные колебания, в идеале с нулевым средним значением. Эти инверторы состоят из двух симметричных частей. Их достоинством является наиболее полное использование выходного трансформатора за счёт симметричного намагничивания его сердечника. В преобразователях малой мощности находят применение также однотактные инверторы. Они проще устроены, но использование выходного трансформатора в них значительно хуже.

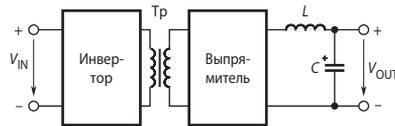


Рис. 6.25. Функциональная схема ТПН.

Нерегулируемые инверторы подразделяются по способу возбуждения колебаний на две группы: инверторы с независимым (внешним) возбуждением и инверторы с самовозбуждением. Инверторы с самовозбуждением (генераторы Роера и Енсена) прежде применялись довольно широко для построения импульсных источников питания мощностью до десятков ватт. Однако для этих схем характерны сложности с обеспечением устойчивости самовозбуждения и низкий КПД. Их достоинство — схемотехническая простота — с развитием интегральной схемотехники потеряло своё значение для разработчиков, поэтому в настоящее время в новых разработках применяются почти исключительно инверторы с внешним возбуждением.

Прежде чем начать изучение контроллеров нерегулируемых двухтактных инверторов, рассмотрим схемы их силовых частей. На **Рис. 6.26** приведены основные схемы силовых частей инверторов.

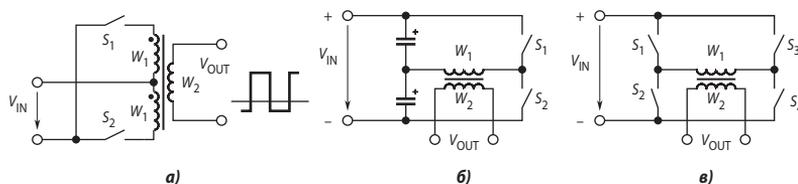


Рис. 6.26. Основные схемы силовых частей инверторов.

Наименьшее количество элементов содержит нулевая схема (**Рис. 6.26, а**). Ключи S_1 и S_2 поочередно замыкаются и размыкаются. При этом к соответствующим первичным полуобмоткам трансформатора прикладывается входное напряжение. Намагничивающие силы полуобмоток направлены на магнитопроводе в противоположные стороны, поэтому постоянное подмагничивание в идеале отсутствует. Трансформатор суммирует полуволны и повышает или понижает их напряжение в соответствии со своим коэффициентом трансформации. Недостатком этой схемы является повышенное напряжение на закрытом ключе. Действительно, за счёт согласного включения полуобмоток к закрытому ключу прикладывается напряжение, равное $2V_{IN}$. Поэтому нулевую схему, как правило, применяют для преобразования относительно низких напряжений. Другой недостаток — худшее, чем у двух других схем, использование трансформатора.

Полуостовая схема (**Рис. 6.26, б**) широко применяется для построения сетевых источников небольшой мощности (до сотен ватт). Входное напряжение делится пополам с помощью конденсаторов. Ключи также переключаются поочередно. При замыкании одного из ключей к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение, равное $V_{IN}/2$, поэтому для передачи той же мощности, что и в предыдущей схеме, через ключи должен протекать вдвое больший ток. Напряжение на закрытых ключах не превышает входное.

Мостовая схема (**Рис. 6.26, в**) применяется для источников мощностью от сотен ватт и выше. Ключи циклически меняют состояние: S_1, S_4 — замкнуты, S_2, S_3 — разомкнуты, и наоборот. К первичной обмотке трансформатора прикладывается входное напряжение. Напряжение на закрытых ключах также не превышает входное.

Примером нерегулируемого инвертора может служить MAX845. Эта микросхема содержит задающий генератор, счётный триггер и два n -канальных МОП-транзистора (**Рис. 6.27**). Генератор в зависимости от состояния входа выбора частоты FS вырабатывает счётные импульсы частотой 400 или 700 кГц. Счётный триггер Тг делит эту частоту пополам и распределяет импульсы по затворам МОП-транзисторов. Допустимое напряжение сток—исток транзисторов — всего 12 В, поэтому номинальное напряжение питания составляет 5 В. Выходная мощность микросхемы не более 0.75 Вт. Ток собственного потребления не превышает 5 мА. Микросхема изготавливается в миниатюрных корпусах SO-8 и μ MAX, размером 3 × 5 мм.

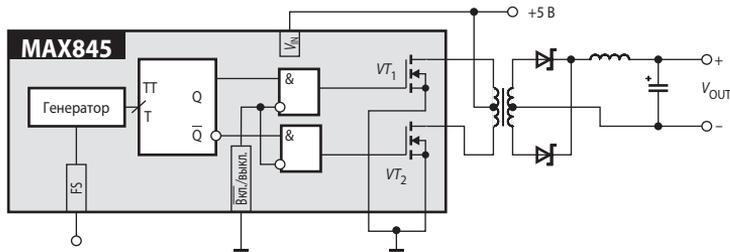


Рис. 6.27. Схема включения нерегулируемого инвертора MAX845.

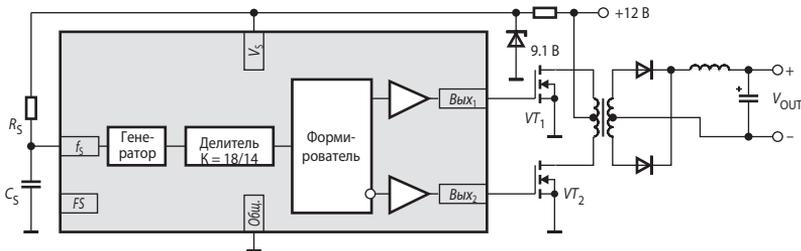


Рис. 6.28. ИМС нерегулируемого инвертора 1211EY1.

Другой пример — отечественный контроллер электронных пускорегулирующих аппаратов компактных люминесцентных ламп 1211EY1 [6.7]. Помимо своего основного назначения микросхема может использоваться в качестве нестабилизированного источника постоянного напряжения, гальванически не связанного с источником входного напряжения.

Эта ИМС выполнена по КМОП-технологии и содержит высокочастотный генератор тактовых импульсов, управляемый делитель частоты, формирователь импульсов управления, два выходных драйвера и вспомогательную логику (Рис. 6.28). Частота генератора устанавливается выбором параметров цепи $R_S C_S$. Делитель частоты в зависимости от уровня управляющего сигнала делит частоту сигнала генератора на 14 или 18, что необходимо для управления режимом при пуске люминесцентной лампы. Формирователь вырабатывает импульсы, управляющие выходными драйверами, причём в отличие от MAX845 здесь формируется нулевая пауза («мёртвое» время) между началом запирающего предыдущего ключа и отпирающим следующего. Это позволяет устранить сквозные токи и уменьшить динамические потери.

Выходные драйверы представляют собой симметричные комплементарные каскады усиления мощности. Такое построение позволяет быстро зарядить или разрядить входные ёмкости МОП-ключей, что необходимо для уменьшения динамических потерь. Это же даёт возможность подключать первичную обмотку трансформатора непосредственно к выходам драйверов (Рис. 6.29). При этом выходные транзисторы ИМС образуют мостовую схему. Преобразователь без внешних транзисторов может питать нагрузку мощностью до 1.5 Вт. Собственный ток по-

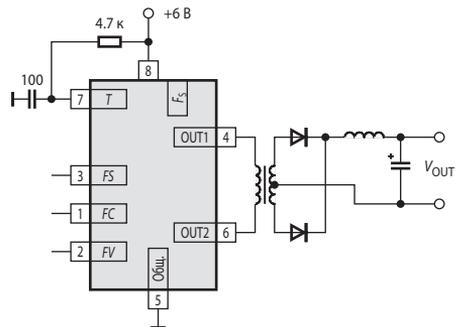


Рис. 6.29. Схема включения 1211EY1.

требления (без учёта тока нагрузки) зависит от частоты. Например, при $f_s = 10$ кГц он составляет всего 30 мкА, а при $f_s = 1$ МГц — 2.5 мА.

При более высоком напряжении питания (10...15 В) можно использовать драйвер полумоста с автогенератором IR2151 фирмы International Rectifier. Схема включения этого драйвера в качестве микромощного мостового инвертора приведена на **Рис. 6.30**. Поскольку в этой ИМС между выводами COM и V_{CC} включён стабилитрон на 15.6 В, то напряжение, превышающее эту величину, может быть подано на вывод V_{CC} только через токоограничивающий резистор.

Автогенератор выполнен по схеме КМОП-таймера 555. Частота его колебаний определяется формулой:

$$f = \frac{1}{1.4(R_T + 75)C_T}.$$

При ещё более высоком первичном напряжении может быть применена недорогая гибридная сборка той же фирмы IR53HD420, в состав которой входит рассмотренный выше IR2151, два бескорпусных МОП-транзистора IRFC420 и диод вольтодобавки D1 (**Рис. 6.31**). Конденсатор вольтодобавки C_B — внешний. Его величина выбирается по крайней мере на порядок большей, чем входная ёмкость МОП-транзистора. Разделительный конденсатор C_P устраняет постоянную составляющую напряжения на выходном трансформаторе. Поскольку напряжение V_{CC} ограничено внутренним стабилитроном, для ограничения питающего тока включён балластный резистор, сопротивление которого определяется по формуле

$$R_B = \frac{V_{IN(min)} - 15.6}{5} [\text{кОм}].$$

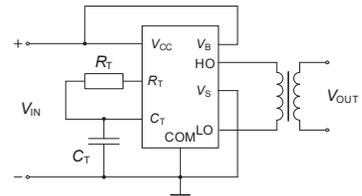


Рис. 6.30. Микромощный инвертор на микросхеме драйвера IR2151.

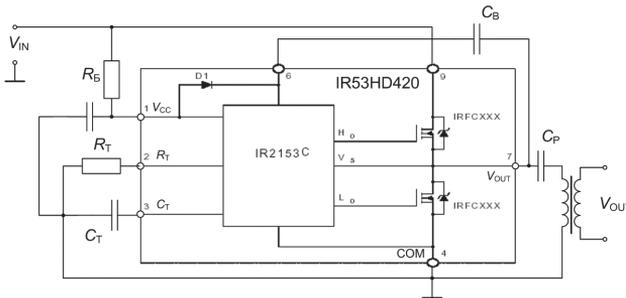


Рис. 6.31. Внутренняя структура и схема включения сборки IR53HD420.

Максимально допустимое входное напряжение этой сборки составляет 500 В.

Основные потери энергии в микромощных преобразователях — это магнитные потери в сердечнике трансформатора, поэтому важно правильно рассчитать выходной трансформатор. Формулы для расчёта приведены во многих книгах, например, в [6.7, с. 583]. Простой критерий правильности выбора сердечника: коэффициент заполнения окна должен быть близок к 0.4 при плотности тока в обмотках, соответствующей максимально допустимому значению.

6.6.3. Регулируемые инверторы

Регулирование выходного напряжения инверторов, применяемых в схемах преобразователей постоянного напряжения, осуществляется в основном путём модуляции ширины выходных импульсов при постоянной частоте коммутации. Схемы управления регулируемых преобразователей значительно сложнее, чем нерегулируемых, поэтому именно такие схемы в первую очередь начали выпускаться в интегральном исполнении.

Пионером в этой области микроэлектроники выступила фирма Silicon General (США), выпустившая в 1976 г. семейство SG1524/2524/3524 (отечественный аналог — 1114ЕУ1), разработанное Р. Маммансом. Двухтактный ШИМ-контроллер SG1524, помимо генератора тактовых импульсов, счётного триггера и выходных драйверов, присущих нерегулируемым инверторам, содержит также источник опорного напряжения (ИОН), компаратор, усилитель ошибки и схему ограничения тока. Таким образом, эта ИМС представляет собой законченное устройство для управления ключами регулируемого инвертора.

Менее чем через год после начала производства SG1524 фирма Texas Instruments начала продавать микросхемы семейства TL493/494/495 (отечественные аналоги — 1114ЕУ3/4/5), разработанные Б. Холландом. По сравнению с SG1524 этот контроллер дополнен схемой формирования «мёртвого» времени. Кроме того, схема ограничения тока заменена на схему стабилизации тока. Эта ИМС и в настоящее время пользуется популярностью у разработчиков. Она выпускается многими фирмами. Функциональная схема TL494 приведена на Рис. 6.32.

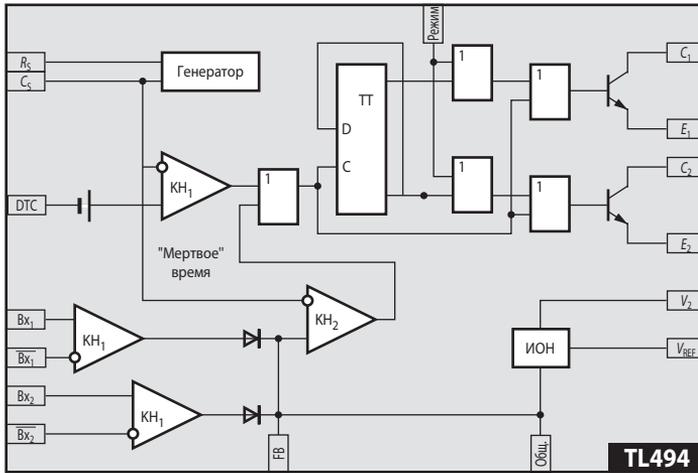


Рис. 6.32. Функциональная схема TL494.

Встроенный генератор пилообразного напряжения требует для установки частоты только двух внешних компонентов: R_S и C_S . Частота генератора определяется по формуле

$$f_{\text{CLK}} = 1.1/R_S C_S.$$

Изготовитель рекомендует выбирать эту частоту из интервала 1...300 кГц.

Модуляция ширины выходных импульсов достигается сравнением положительного пилообразного развёртывающего напряжения V_{PA3} , получаемого на конденсаторе C_S , с двумя управляющими сигналами: сигналом обратной связи, формируемым усилителем Y_1 и сигналом установки «мёртвого» времени, подаваемым на вход DTC (Dead Time Control — управление «мёртвым» временем). При равенстве напряжения V_{PA3} и наибольшего из указанных сигналов формируется передний фронт одного из чередующихся им-

пульсов (см. **Рис. 6.33**). Этим обеспечивается максимальная длительность импульсов, поступающих на базы выходных транзисторов, определяемая формулой

$$T_{P(\max)} = \frac{T}{2} - t_D,$$

где T_P — период следования импульсов, t_D — «мёртвое» время. Как видно из графиков на **Рис. 6.33**, максимальная длительность импульсов не зависит от величины напряжения обратной связи V_{FB} . Увеличение напряжения на входе ДТС вызывает увеличение «мёртвого» времени. Компаратор регулировки «мёртвого» времени KN_1 имеет постоянное смещение 0.1 В, которое ограничивает минимальную длительность этой паузы величиной порядка 5%.

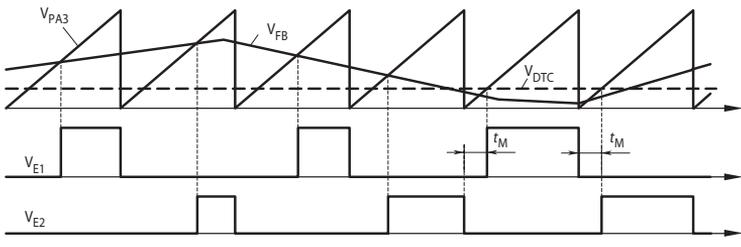


Рис. 6.33. Временные диаграммы работы инвертора на TL494.

На **Рис. 6.34** представлена типовая схема включения TL494 в качестве контроллера регулируемого двухтактного инвертора. Выходные транзисторы микросхемы образуют с внешними $p-n-p$ -транзисторами комплементарные схемы Дарлингтона.

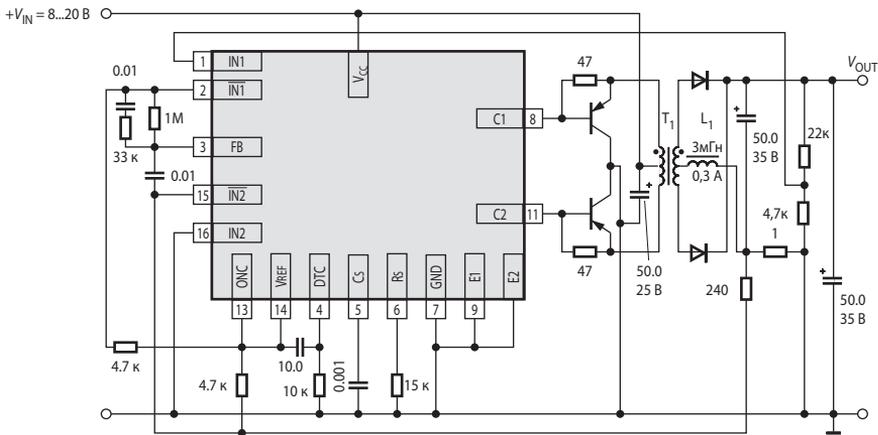


Рис. 6.34. Типовая схема включения TL494.

Следует обратить внимание читателя на то, что в инверторах, работающих на двухполупериодные схемы выпрямления, могут не использоваться диоды, включаемые встречно-параллельно силовым ключам (см. **Рис. 3.25**, **Рис. 3.27**) для обеспечения реактивного обмена. Энергия, накапливаемая в магнитопроводе во время замкнутого состояния очередных ключей, сбрасывается в нагрузку через соответствующий диод схемы выпрямления, когда ключи разомкнуты.

Для обеспечения мягкого, т. е. монотонного, без перерегулирования, пуска используется цепь, состоящая из конденсатора ёмкостью 10 мкФ, включённого между выводами 4 (DTC) и 14 (V_{REF}), и резистора 10 кОм, включённого между выводом 4 и общей точкой схемы. При подаче питания на выводе DTC первоначально устанавливается напряжение, равное опорному (+5 В), которому соответствует максимальное «мёртвое» время, т. е. минимальная длительность импульсов на выходе схемы выпрямления и соответственно минимальное выходное напряжение преобразователя. По мере заряда конденсатора напряжение на выводе DTC убывает, «мёртвое» время уменьшается, пока не достигает установившегося значения. При этом преобразователь переходит в режим стабилизации выходного напряжения. При указанных на схеме параметрах этот процесс занимает примерно 0.3 с.

Для стабилизации используются отрицательные обратные связи по напряжению и по току. Схема на **Рис. 6.35** поясняет работу этих связей. Усилитель ошибки по току Y_2 включён по схеме инвертирующего интегратора. Если ток нагрузки I_L находится в допустимых пределах, то напряжение на инвертирующем входе усилителя Y_2 положительно, а выходное напряжение этого усилителя V_2 , находящегося в насыщении, — низкое. В этом случае напряжение V_1 на выходе усилителя ошибки по напряжению Y_1 больше, чем V_2 , и диод VD_1 будет открыт, а VD_2 — закрыт. При этом обратная связь по току будет разомкнута, а по напряжению — замкнута. Схема находится в режиме стабилизации выходного напряжения.

Если ток нагрузки I_L превзойдёт некоторое предельное значение I_{LIM} , то напряжение на инвертирующем входе усилителя Y_2 станет отрицательным, а выходное напряжение V_2 этого усилителя по мере заряда интегрирующего конденсатора C_1 будет нарастать. Когда это напряжение превысит V_1 , диод VD_1 закроется, а VD_2 — откроется. Обратная связь по напряжению разомкнётся, а по току — замкнётся. Схема перейдёт в режим стабилизации тока.

Используемый метод регулирования называют параллельным. Ему соответствует внешняя характеристика стабилизатора, приведённая на **Рис. 6.36**. Параметры цепей обратных связей находят из соотношений для установившихся режимов стабилизации

$$V_{REF} R_3 = I_{LIM} R_S R_1, \quad (6.23)$$

$$V_{OUT} R_7 = V_{REF} (R_6 + R_7). \quad (6.24)$$

Параметры остальных элементов определяются требованиями к быстродействию и устойчивости. Этот вопрос будет рассмотрен в разделе 6.12.

В заключение заметим, что контроллер TL494 и подобные ему могут применяться для управления понижающими бестрансформаторными преобразователями. Для этого выходные транзисторы ИМС соединяются параллельно.

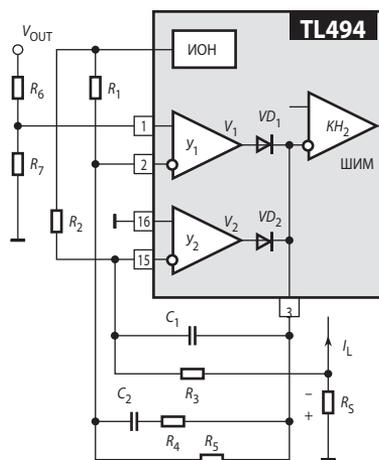


Рис. 6.35. Организация обратных связей в контроллере TL494.

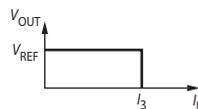


Рис. 6.36. Внешняя характеристика ИСН с параллельным регулированием напряжения и тока.

В числе последних моделей контроллеров для управления двухтактными инверторами — семейство VCC3808х. Они изготавливаются в миниатюрном 8-выводном корпусе TSSOP размером $3 \times 4.5 \text{ мм}^2$ и содержат почти все те же узлы, что и TL494. Исключение составляют выходные драйверы — они представляют собой симметричные комплементарные каскады усиления мощности (так называемые пушпульные), допускающие выходные токи 0.5/1 А, оптимизированные для управления внешними МОП-ключами инвертора. Эти ИМС имеют низкий пусковой ток — 0.12 мА. Кроме того, вместо канала параллельного регулирования тока контроллер содержит схему для введения дополнительной обратной связи по току дросселя (о ней подробнее в подразделе 6.6.4). Максимальная тактовая частота — до 1 МГц.

6.6.4. Однотактные инверторы

Однотактные инверторы схемотехнически проще двухтактных. В простейшем варианте такие инверторы содержат только один силовой ключ. В то же время у них гораздо хуже используется силовой трансформатор. Поэтому они применяются в основном для построения маломощных импульсных источников. Работа таких преобразователей также происходит в два такта, но в отличие от двухтактных инверторов, рассмотренных выше, передача энергии через трансформатор здесь происходит только в одном такте.

Прямоходовые преобразователи

Схема одного из вариантов однотактных преобразователей, так называемого *прямоходового*, приведена на **Рис. 6.37, а**. При анализе её работы будем пренебрегать сопротивлениями обмоток трансформатора и дросселя, а также падениями напряжения на открытых транзисторе и диодах. В зависимости от напряжения затвор—исток МОП-транзистор либо открыт (первый такт, интервал t_1 , **Рис. 6.37, б**), либо закрыт (второй такт, интервал t_2). В первом такте к основной полуобмотке w_1 первичной обмотки трансформатора T_p приложено входное напряжение, и магнитный поток в сердечнике нарастает, индуцируя во вторичной обмотке ЭДС, пропорциональную входному напряжению

$$E_2 = V_{IN} \frac{w_2}{w_1}. \tag{6.25}$$

Диод VD_2 открывается и к дросселю L оказывается приложенным напряжение, равное разности $E_2 - V_{OUT}$. Поэтому ток дросселя I_L возрастает. Ток стока транзистора I_D , связанный с током дросселя уравнением намагничивающих сил, также растёт, причём не от нулевого значения.

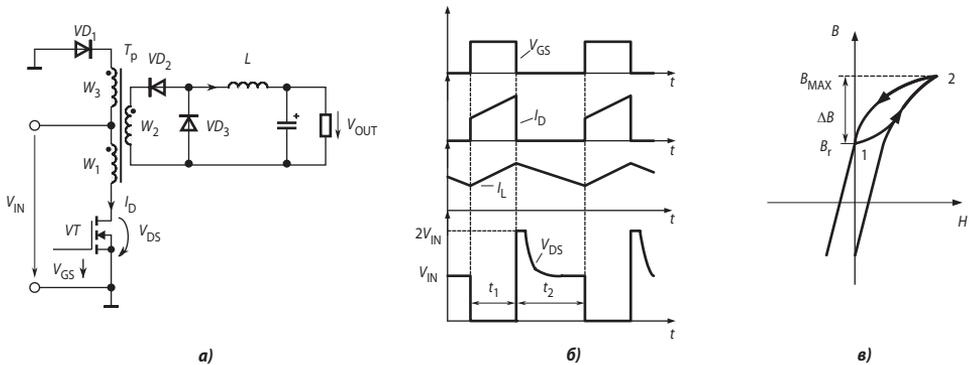


Рис. 6.37. Прямоходовой однотактный преобразователь.

При запираии ключа на втором такте (интервал t_2) ток стока прекращается. Поток в сердечнике начинает быстро убывать. В обмотке w_3 трансформатора индуцируется значительная ЭДС, которая превосходит входное напряжение преобразователя. Дiode VD_1 открывается, и через него в первичный источник течёт ток, сбрасывая туда энергию, накопленную в сердечнике на первом такте. Пока этот диод открыт, к стоку транзистора оказывается приложено напряжение, равное удвоенному входному напряжению V_{IN} . После сброса энергии диод VD_1 закрывается. Оставшуюся часть второго такта напряжение сток—исток транзистора $V_{DS} = V_{IN}$. На втором такте диод VD_2 закрыт, а VD_3 — открыт. Ток дросселя замыкается через этот диод и убывает. Таким образом, передача энергии во вторичную цепь трансформатора происходит на первом такте, когда транзистор открыт. Поэтому такой преобразователь называют прямоходовым.

Один из важнейших недостатков прямоходового преобразователя — плохое использование трансформатора. Действительно, если в двухтактном инверторе индукция в сердечнике на такте изменяется от $-B_{MAX}$ до $+B_{MAX}$, то в прямоходовом приращение индукции составляет

$$\Delta B = B_{MAX} - B_R,$$

что значительно меньше (см. **Рис. 6.37, в**). Поэтому для индуцирования той же ЭДС при той же длительности такта потребуются магнитопровод со значительно большим поперечным сечением, чтобы получить то же самое изменение магнитного потока, что и в двухтактной схеме. Как следует из **Рис. 6.37, в**, для трансформатора желательно применение феррита с большой магнитной проницаемостью и малой остаточной индукцией. Использование ферритов с прямоугольной петлёй гистерезиса требует применения сложных схем размагничивания сердечника, рассмотренных в книге [6.5].

В прямоходовых преобразователях с низким выходным напряжением вместо выпрямительных диодов последнее время всё чаще применяют синхронные выпрямители на МОП-транзисторах [6.21].

В принципе, для управления одноктактным преобразователем может быть применён контроллер TL494, или аналогичный. Однако применение специализированных микросхем предпочтительнее, т. к. они позволяют ввести дополнительную обратную связь по току дросселя (ДОСТД), улучшающую устойчивость и быстродействие преобразователя [6.8].

Для управления одноктактными преобразователями выпускается много типов микросхем. Первым контроллером с ДОСТД стал UC1846, выпущенный фирмой Unitrode в 1983 г. Его выпуск послужил толчком к бурному росту числа новых приборов и усовершенствованных модификаций. При регулировании с ДОСТД для прямого управления амплитудой тока дросселя по отклонению от заданного значения используется внутренний (дополнительный, подчинённый) контур регулирования, в то время как основной (внешний) контур служит для стабилизации выходного напряжения (см. **Рис. 6.38**). Режим с ДОСТД обеспечива-

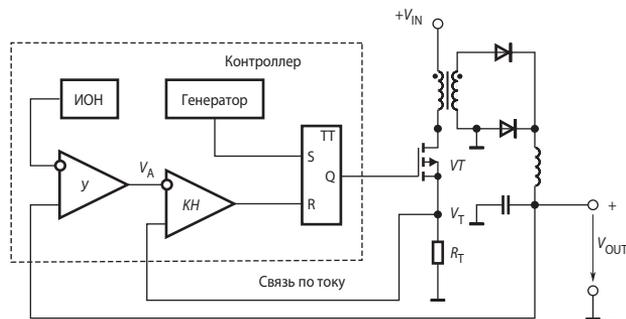


Рис. 6.38. Функциональная схема одноктактного преобразователя с дополнительной обратной связью по току дросселя.

ет параметрическую компенсацию отклонений входного напряжения, поцикловое (т. е. в каждом рабочем цикле) ограничение тока, а также устраняет возможность насыщения магнитопровода дросселя в обратноходовом преобразователе. Кроме того, происходит перенос в область более высоких частот одного из двух полюсов передаточной функции контура регулирования, порождаемых выходным LC-фильтром. Это чрезвычайно благоприятно сказывается на устойчивости преобразователя. Параметрическая компенсация отклонений входного напряжения позволяет мгновенно корректировать (практически без изменения напряжения усилителя сигнала ошибки V_A) режим работы преобразователя при произвольных изменениях входного напряжения. Это утверждение иллюстрируется эпюрами на **Рис. 6.39**. При увеличении входного напряжения пропорционально увеличивается скорость нарастания тока через ключ. Как следствие, длительность открытого состояния ключа уменьшается при сохранении энергии, передаваемой за такт в нагрузку, практически неизменной.

Одной из наиболее популярных серий контроллеров с ДОСТД является UC1842/3/4/5 (отечественные аналоги, соответственно, — 1033ЕУ10/1/2/3), разработанная Л. Уофордом в 1984 г. В настоящее время эту серию выпускают несколько фирм. Микросхемы, цифровое обозначение которых после букв UC начинается с 1, предназначены для работы в военном диапазоне температур ($-55...+125^{\circ}\text{C}$), с 2 — в промышленном ($-40...+85^{\circ}\text{C}$), с 3 — в коммерческом ($0...+70^{\circ}\text{C}$).

UC3842/3/4/5 — это дешёвые приборы, выпускающиеся в 8-выводных корпусах DIP-8 и SOIC-8, а также в 14-выводном корпусе SO-14. Помимо элементов, указанных на **Рис. 6.38**, они содержат также схему блокировки при чрезмерном уменьшении напряжения (UVLO), встроенный стабилитрон для ограничения напряжения питания микросхемы и пушпульный выходной драйвер, обеспечивающий выходной ток в импульсе до 1 А, что необходимо для ускоренной перезарядки входной ёмкости силового МОП-транзистора.

UC3842 и UC3843 предназначены для схем, работающих с относительной длительностью импульсов γ вплоть до 1, а UC3844 и UC3845 — для схем с относительной длительностью импульсов γ до 0.5. UC3842 и UC3844 оптимизированы для работы в сетевых источниках и имеют пороги включения/отключения UVLO 16 и 10 В соответственно. UC3843 и UC3845 предназначены, в основном, для работы в низковольтных преобразователях постоянного тока, пороги срабатывания их схемы UVLO 8.5 и 7.9 В. При включении совместно с микросхемой драйвера UC3706 контроллеры UC3844 и UC3845 можно применить для управления силовыми ключами двухтактных преобразователей.

Для того чтобы уменьшить максимальное напряжение на стоке (коллекторе) силового транзистора, используется двухтранзисторная схема однотактного преобразователя (**Рис. 6.40**). В этой схеме силовые транзисторные ключи замыкаются и размыкаются одновременно. При замкнутых ключах первичная обмотка трансформатора соединяется с источником входного напряжения, и энергия из источника поступает в цепь вторичной обмотки, питая нагрузку и накапливаясь в дросселе. Когда ключи размыкаются, энергия,

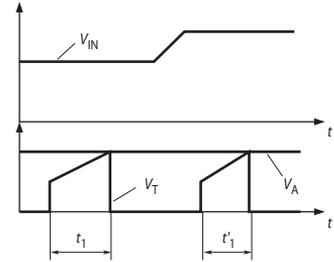


Рис. 6.39. Эпюры, поясняющие работу преобразователя с дополнительной обратной связью по току дросселя.

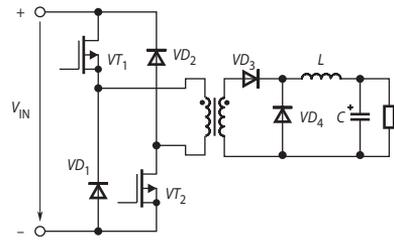


Рис. 6.40. Двухтранзисторная схема однотактного преобразователя.

запасённая в сердечнике, сбрасывается через открывающиеся диоды VD_1 , VD_2 в источник. При этом напряжение сток—исток закрытых ключей равно входному. Первичная обмотка трансформатора подключается к источнику входного напряжения противоположной полярностью. После сброса энергии сердечника диоды VD_1 , VD_2 закрываются и обмотка отключается от источника. На **Рис. 6.41** приведён вариант схемы подключения цепей управления транзисторами преобразователя к выходу контроллера. Относительная сложность цепи управления верхним транзистором VT_1 связана со значительной входной ёмкостью МОП-транзистора. Совместно с индуктивностью рассеяния трансформатора эта ёмкость может образовывать резонансные контуры, сильно искажающие управляющие сигналы [6.9]. Более удобно в этом случае применить специальные драйверы, которые будут рассмотрены позднее в разделе 6.11.

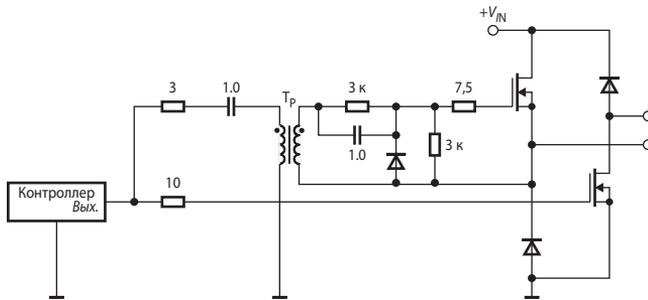


Рис. 6.41. Схема подключения цепей управления транзисторами двухтранзисторного однотактного преобразователя к выходу однотактного контроллера.

Обратноходовые преобразователи

Обратноходовые преобразователи схемотехнически очень похожи на прямоходовые. Существенным отличием является то, что в магнитопроводе трансформатора (точнее говоря, двухобмоточного дросселя) происходит промежуточное накопление энергии. Схема однотранзисторного обратноходового преобразователя представлена на **Рис. 6.42**.

Здесь в первом такте, когда транзистор открыт, происходит накопление энергии в магнитном поле дросселя Dp за счёт увеличения тока I_1 в его первичной обмотке L_1 . В это время диод заперт, и нагрузка питается за счёт разряда конденсатора C . После запирающего транзистора энергия, накопленная в первом такте, выделяется в цепи вторичной обмотки дросселя L_2 . Диод открывается, и ток дросселя I_2 заряжает конденсатор и питает нагрузку. Двухобмоточный дроссель выполняется на магнитопроводе со сравнительно низкой относительной магнитной проницаемостью (50...250) либо на магнитопроводе с немагнитным зазором.

При анализе электромагнитных процессов в этой схеме будем полагать сопротивление обмоток, а также падения напряжения на открытых транзисторе и диодах равными нулю. При этом предположении в первом такте, когда транзистор открыт, к первичной обмотке дросселя прикладывается входное напряжение V_{IN} . Ток в первичной обмотке в соответствии с уравнением

$$V_{IN} = L_1 \frac{dI_1}{dt} \quad (6.26)$$

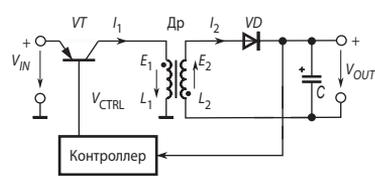


Рис. 6.42. Схема обратноходового преобразователя.

нарастает по линейному закону в общем случае от некоторого начального значения I_{10} (Рис. 6.43). Энергия, полученная от источника на первом такте и запасённая в сердечнике,

$$\Delta W = L_1 \frac{I_1^2(t_1) - I_{10}^2}{2}. \quad (6.27)$$

ЭДС первичной обмотки дросселя уравнивает входное напряжение $E_1 = -V_{IN}$. Как следствие, ЭДС вторичной обмотки E_2 тоже отрицательна, и диод VD заперт.

После запираения ключа энергия, запасённая в магнитном поле дросселя, переходит в цепь вторичной обмотки. Поскольку, согласно закону коммутации, магнитный поток мгновенно измениться не может, то и сумма намагничивающих сил, порождающих этот поток, также не может мгновенно измениться. Следовательно

$$I_1(t_1 - 0)w_1 = I_2(t_1 + 0)w_2. \quad (6.28)$$

Ток вторичной обмотки открывает диод VD. ЭДС E_2 уравнивается напряжением на конденсаторе C, т. е. $E_2 = V_{OUT}$. Поэтому ток вторичной обмотки убывает в соответствии с уравнением

$$V_{OUT} = -L_2 \frac{dI_2}{dt}. \quad (6.29)$$

ЭДС E_1 пропорциональна E_2 . При этом на втором такте

$$E_1 = E_2 \frac{w_1}{w_2} = V_{OUT} \frac{w_1}{w_2}.$$

Напряжение коллектор—эмиттер закрытого транзистора

$$V_{CE} = V_{IN} + E_1 = V_{IN} + V_{OUT} \frac{w_1}{w_2}, \quad (6.30)$$

причём в первые моменты после запираения транзистора на его коллекторе может быть дополнительное перенапряжение (см. Рис. 6.44), обусловленное индуктивностью рассеяния первичной обмотки дросселя и чрезвычайно опасное для силового ключа.

При изготовлении дросселя необходимо принять все возможные меры для усиления индуктивной связи между его обмотками (увеличения коэффициента связи)!

Для снижения этого выброса параллельно первичной обмотке дросселя, а зачастую и параллельно силовому ключу, включают демпфирующие RCD-цепочки (снабберы), либо полупроводниковые ограничители напряжения.

На Рис. 6.44 представлена схема низковольтного обратноходового преобразователя с использованием трёхвыводного контроллера MC33463H-33КТ. Это очень простой регулятор, использующий компаратор вместо усилителя сигнала рассогласования, и частотно-импульсный модулятор. Слежение за выходным напряжением осуществляется по нижнему порогу. Как только напряжение на выходе делителя становится ниже напряжения ИОН, силовой транзистор отпирается на фиксированный временной интервал, запасается энергия в магнитопроводе дросселя, и затем при запираении транзистора она передаётся в нагрузку.

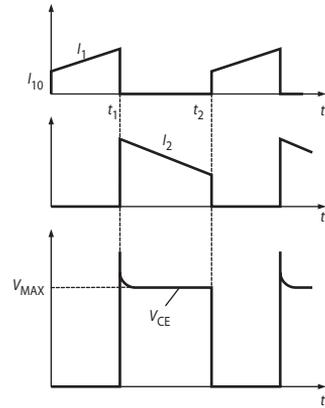


Рис. 6.43. Эпюры, поясняющие работу обратноходового преобразователя.

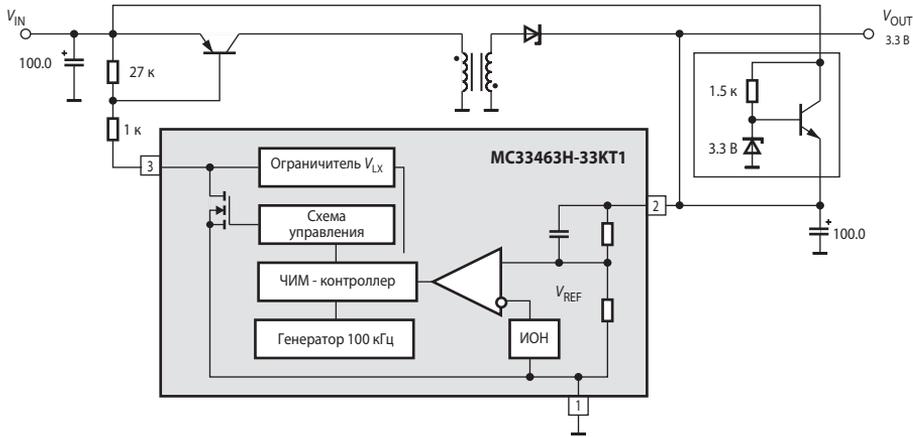


Рис. 6.44. Схема обратноходового преобразователя с использованием контроллера MC33463H-33KT.

Для мощных высоковольтных обратноходовых преобразователей также может использоваться двухтранзисторная схема (см. Рис. 6.40), но цепь вторичной обмотки должна иметь ту же конфигурацию, что и на Рис. 6.42.

Сравнение прямоходовых и обратноходовых преобразователей показывает, что прямоходовые имеют в своём составе два обязательных моточных изделия (трансформатор и дроссель), а обратноходовой — только одно. Но зато в прямоходовом преобразователе лучше использование силового транзистора. Поэтому обычно обратноходовая схема применяется в импульсных источниках на мощности от единиц до ста ватт, а прямоходовая — от примерно 50 до 200 Вт.

6.6.5. Резонансные инверторы

Может показаться, что ключевой метод регулирования напряжения, например, на основе ШИМ, является идеальным в смысле минимума потерь энергии. Это действительно так, если сравнивать широтно-импульсные регуляторы с непрерывными (линейными), где стабилизация осуществляется за счёт рассеяния энергии на регулирующем элементе. Реально же потери в ключевых регулирующих элементах пренебрежимо малы лишь на относительно низких частотах переключения, в пределах 20...40 кГц. Разработчики стремятся повысить частоту переключения, поскольку это позволяет уменьшить размеры, вес и стоимость магнитных элементов и конденсаторов фильтров, однако с ростом частоты увеличиваются динамические потери (потери на переключение). Развитие МОП-транзисторов и появление новых контроллеров позволило несколько отодвинуть эту границу в сторону высоких частот, но не радикально.

Потери на переключение вызваны тем, что переход от включённого состояния транзистора к выключенному и обратно происходит не мгновенно, а в течение определённого, пусть даже и малого времени. Во время переключения рабочая точка транзистора находится в активной области выходных характеристик (Рис. 6.45). В идеале переключение

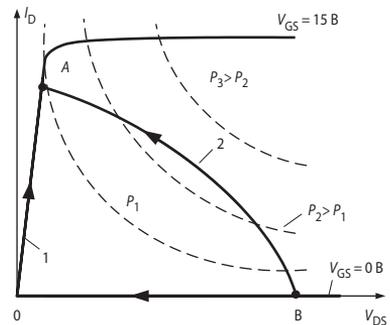


Рис. 6.45. Траектории переключения МОП-транзистора.

транзистора следовало бы проводить по траектории 1. Например, для перевода транзистора из выключенного состояния (точка В) во включённое (точка А), следует сначала при нулевом токе уменьшить напряжение сток—исток (V_{DS}) транзистора до нуля (точка 0), а затем увеличить ток до установившегося значения. Практически же, если не приняты специальные меры, из-за наличия паразитных ёмкостей и индуктивностей схемы переключение может происходить по траектории 2. При этом на транзисторе выделяется значительная электрическая мощность, преобразующаяся в тепло.

Таким образом, для уменьшения потерь на переключение следует открывать транзистор, когда напряжение на нём равно нулю, а закрывать при нулевом токе. Эти режимы могут иметь место при резонансных колебаниях в цепях с ключами.

Упрощённая схема резонансного преобразователя, работающего при нулевом токе переключения (так называемый, ПНТ-преобразователь), показана на **Рис. 6.46**. Эта схема является резонансным вариантом прямоходовой схемы. Здесь простой ключ заменён резонансным ключом, состоящим из компонентов VT , L_R , C_R . В принципе, в качестве резонансной индуктивности может использоваться индуктивность рассеяния трансформатора.

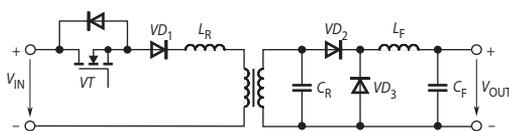


Рис. 6.46. Схема резонансного преобразователя, работающего при нулевом токе переключения.

Пусть первоначально транзистор закрыт. Выходной ток течёт за счёт энергии, запасённой в дросселе выходного фильтра L_F , через диод VD_3 в нагрузку. В некоторый момент времени, определяемый схемой управления, ключ VT открывается. Колебательный контур, образованный катушкой L_R и конденсатором C_R , начинает получать энергию. Заряд конденсатора C_R и последующий его разряд будут происходить по закону, близкому к синусоидальному, с частотой, равной резонансной частоте контура $L_R C_R$. Одновременно ток в катушке L_R также будет изменяться по синусоидальному закону — вначале увеличиваться, затем уменьшаться. Когда этот ток уменьшится до нуля, нужно закрыть ключ. При этом диод VD_1 предотвращает обратный ток через паразитный диод МОП-транзистора, который мог бы быть вызван продолжающимся резонансным процессом.

Когда ток в катушке L_R становится равным нулю, выходной ток течёт через дроссель L_F , диод VD_2 и конденсатор C_R , который быстро разряжается. Как только он разряжается до нуля, открывается диод VD_3 . На этом один резонансный цикл заканчивается, и с открывания транзистора VT начинается следующий цикл. Так как транзистор открывается и закрывается при нулевом токе, потери на переключения будут минимальны. В связи с тем, что переход тока с диода VD_2 к диоду VD_3 и обратно замедлен присутствием индуктивности L_F и ёмкости C_R , потери энергии будут также снижены и в диодах. Уменьшаются также скорости нарастания токов и напряжений, что способствует снижению уровней электромагнитных помех и перегрузки компонентов.

В рассмотренной схеме переключение силового транзистора происходит при нулевом токе через него. Существуют также схемы, в которых транзистор переключается при нулевом напряжении (ПНН-преобразователи). Схемы первого типа (переключение при нулевом токе — ПНТ) лучше подходят для сетевых источников питания с повышенным питающим напряжением; схемы второго типа — для преобразователей постоянного тока с более низким напряжением питания. Схема простейшего ПНН-преобразователя представлена на **Рис. 6.47, а**. Как видно, это простой понижающий преобразователь. В конце открытого состояния ключа (МОП-транзистор VT) конденсатор резонансного контура

C_R разряжен, а ток индуктивной катушки резонансного контура L_R равен выходному току (полагаем выходной ток постоянным). При запирании ключа открывается диод VD и начинается колебательный переходный процесс заряда конденсатора C_R током катушки L_R , причём, если пренебречь потерями, то можно считать, что этому процессу отвечает дифференциальное уравнение

$$L_R C_R \frac{d^2 I}{dt^2} + I = 0, \quad (6.31)$$

решение которого представляет собой синусоиду. Начальная фаза напряжения сток—исток транзистора (оно же — напряжение на конденсаторе) равна нулю (Рис. 6.47, б), а тока в катушке — 90° . По прошествии времени, равного половине периода собственных колебаний резонансного контура $L_R C_R$, напряжение на ключе вновь достигает нуля. В этот момент следует подать отпирающий сигнал на затвор транзистора. Таким образом, выключение и включение ключа происходит при нулевом напряжении. Примечательно, что при отпирании ключа, последний не сразу перехватывает весь ток у диода. Этот процесс имеет заметную длительность

$$\Delta T = L_R \frac{I_{OUT}}{V_{IN}},$$

что снижает потери в диоде и электромагнитные помехи [6.10].

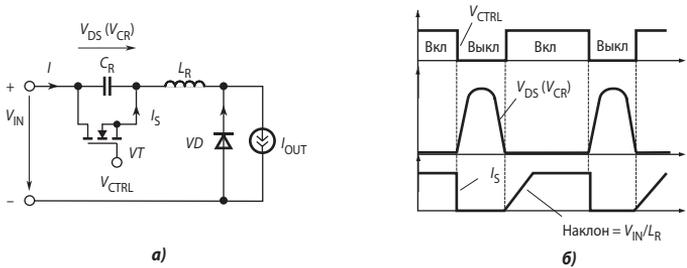


Рис. 6.47. Преобразователь с переключением при нулевом напряжении.

Методика переключения при нулевом напряжении применима ко всем основным способам импульсного преобразования электрического тока: к понижающим, повышающим и инвертирующим преобразователям, а также прямоходовым, обратногоходовым, полумостовым и мостовым инверторам.

Достоинства ПНН:

- Токи не превышают значений соответствующих токов обычного преобразователя
- Пониженная мощность управления ключом (нет эффекта Миллера)

Недостатки ПНН:

- Повышенное значение максимального напряжения на закрытом одиночном ключе
- Частота преобразования обратно пропорциональна току нагрузки

Прямоходовой ПНН-преобразователь

Однотранзисторный прямоходовой преобразователь может быть легко конфигурирован для ПНН-управления добавлением резонансного конденсатора параллельно ключу (Рис. 6.48, а). Так же как и в предыдущей схеме, напряжение на силовом транзисторе увеличено из-за резонансных процессов. Трансформатор может быть изготовлен так, чтобы индуктивность намагничивания первичной обмотки равнялась бы необходимой резонансной индуктивности. Графики изменений напряжений и токов схемы во времени представлены на Рис. 6.48, б.

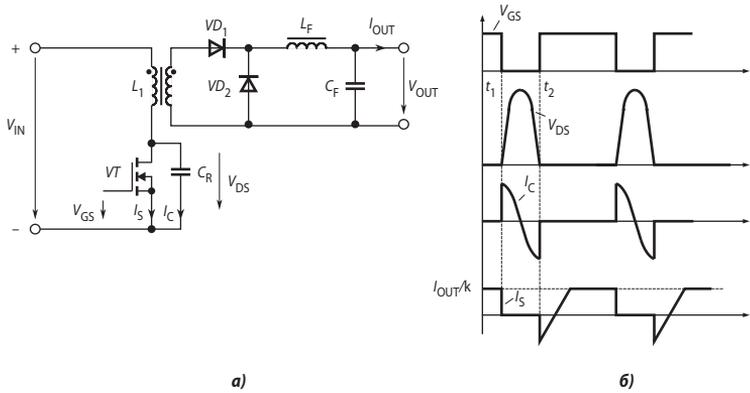


Рис. 6.48. Прямоходовой ПНН-преобразователь.

ПНН-конфигурация с фиксацией напряжения — полумостовая и мостовая топология

Переключение при нулевом напряжении может быть распространено на преобразователи более высокой мощности с полумостовой и мостовой конфигурацией силовой схемы. Работа этих схем на интервалах передачи энергии (ключи замкнуты) подобна работе однотранзисторных ПНН-схем. Но на резонансных интервалах имеются отличия. В то время как для однотранзисторных схем ($t_1 < t < t_2$, Рис. 6.48, б) характерно высокое значение напряжения на закрытом ключе, в мостовых схемах это напряжение фиксируется на уровне входного напряжения. Тем самым достигается ограничение выброса напряжения сток—исток силовых транзисторов. Это обстоятельство сокращает резонансный интервал по сравнению с однотактной схемой, так как противоположный ключ должен быть открыт намного раньше окончания полупериода резонансного колебания.

ПНН-полумост. Схема полумостового резонансного ПНН-преобразователя представлена на Рис. 6.49, а. Резонансные процессы здесь обеспечивают катушка L_R и конден-

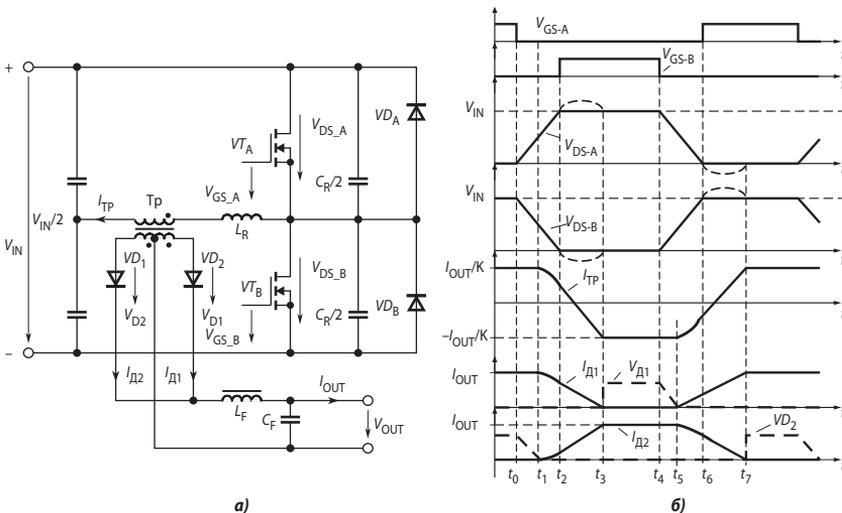


Рис. 6.49. Полумостовой резонансный ПНН-преобразователь.

саторы ёмкостью $C_R/2$, включённые параллельно силовым транзисторам. Рассмотрим электромагнитные процессы в этой схеме.

Анализ начинается с момента t_0 , когда запирается транзистор VT_A . Транзистор VT_B пока также закрыт. В последовательном резонансном контуре возбуждаются колебания, описываемые уравнением (6.31). Верхний конденсатор $C_R/2$ заряжается, а нижний — разряжается. Когда напряжение сток—исток транзистора VT_A достигнет величины V_{IN} ($t = t_2$), откроется диод VD_B и резонансный процесс закончится (Рис. 6.49, б). Напряжение $V_{DS(A)}$ будет зафиксировано на уровне V_{IN} , а $V_{DS(B)}$ станет равным нулю. Если на интервале $t_2 < t < t_3$ транзистор VT_B не откроется, то энергия, запасённая в катушке L_R , за счёт которой диод VD_B поддерживается в открытом состоянии, будет исчерпана и резонансный процесс возобновится. При этом напряжение $V_{DS(B)}$ будет увеличиваться, и отпирание транзистора VT_B произойдёт при ненулевом напряжении сток—исток.

Таким образом, включение очередного транзистора должно происходить на интервале $t_2 < t < t_3$. Следствия этого обстоятельства печальны. Во-первых, диапазон стабилизации по входному напряжению довольно узок, а во-вторых, допустимые изменения тока в первичной обмотке трансформатора (а стало быть и выходного тока преобразователя) также невелики. Это ограничивает применение мостовых схем резонансных инверторов с фиксацией напряжения на закрытом ключе в импульсных источниках постоянного тока.

ПНН-мост. При синхронном управлении парами транзисторов VT_A , VT_D и VT_B , VT_C (Рис. 6.50) электромагнитные процессы в мостовом резонансном преобразователе аналогичны процессам в полумостовой схеме, за тем исключением, что к первичной обмотке трансформатора при открытых ключах прикладывается вдвое большее напряжение. В то же время, мостовая схема предоставляет большие возможности для регулирования выходного напряжения, так как допускает независимое управление четырьмя ключами.

Интересно, что в схеме мостового резонансного инвертора, как впрочем, и других резонансных схемах, в качестве резонансных могут использоваться паразитные элементы. Так, вместо резонансных конденсаторов — выходные ёмкости силовых транзисторов, составляющие порядка 1000 пФ, вместо обратных диодов — паразитный диод подложки МОП-транзистора, вместо индуктивной катушки — индуктивность рассеяния силового трансформатора.

Контроллеры для резонансных преобразователей

Хотя известно более 40 способов резонансного регулирования, наиболее широко используются квазирезонансные режимы с переменной частотой и постоянным временем включённого состояния ключа (для ПНТ-схем), а также квазирезонансные режимы с переменной частотой и постоянным временем выключенного состояния ключа (для ПНН-схем).

В резонансных преобразователях обоих типов используются аналогичные контуры регулирования. При этом генератор с управляемой частотой подаёт запускающие импульсы на одновибратор, управляющий ключом, с частотой, определяемой выходным сигналом усилителя ошибки. Ширина импульса на выходе одновибратора может быть либо фиксированной, либо зависит от постоянной времени резонансного контура, и (или) транзистор может включаться при достижении током или напряжением нулевого значения.

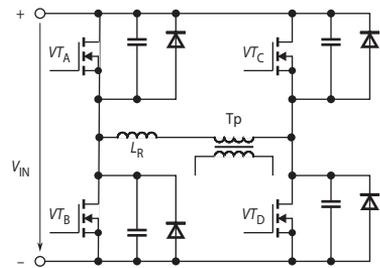


Рис. 6.50. Мостовой резонансный ПНН-преобразователь.

Характерным представителем множества резонансных контроллеров является семейство UCx861 — UCx868 фирмы Unitrode (ныне подразделение Texas Instruments). Отличительные черты этих контроллеров указаны в Табл. 6.3.

Таблица 6.3. Отличительные признаки резонансных контроллеров

Модель	UCx861	UCx862	UCx863	UCx864	UCx865	UCx866	UCx867	UCx868
Схема	Мост, полу-мост	Одно-тактная						
Коммутация	ПНН	ПНН	ПНН	ПНН	ПНТ	ПНТ	ПНТ	ПНТ
Пороги UVLO	16.5/10.5	16.5/10.5	8/7	8/7	16.5/10.5	16.5/10.5	8/7	8/7

Блок-схема микросхемы семейства UCx86x представлена на Рис. 6.51. Контроллер включает усилитель ошибки, необходимая передаточная функция которого формируется внешними цепями обратной связи. Выходной сигнал усилителя поступает на вход генератора, управляемого напряжением (ГУН), который играет роль частотного модулятора. Максимальная и минимальная частоты этого генератора ограничены. Запускаемый ГУНом одновибратор генерирует импульсы запрограммированной максимальной длительности, которая может регулироваться нулевым компаратором КН. Эта схема упрощает получение «истинного» нулевого значения напряжения или тока для повышения точности установления необходимого момента коммутации ключа при изменении входного напряжения, нагрузки и температуры, а также позволяет приспособиться к начальному разбросу параметров резонансных элементов.

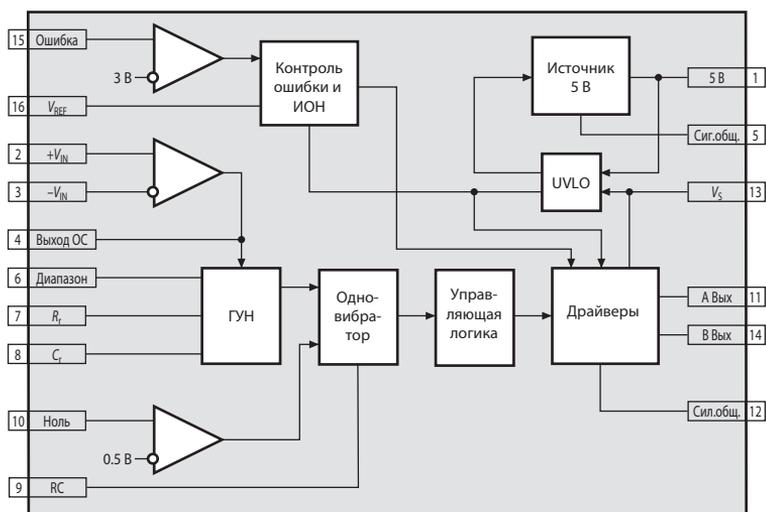


Рис. 6.51. Блок-схема микросхем семейства UCx86x.

Все микросхемы семейства допускают работу с частотой от 10 кГц до 1 МГц. Выходной ток драйверов в импульсе может достигать 1 А.

Схема прямоходового резонансного ПНН-преобразователя с контроллером типа UCx864 приведена на Рис. 6.52. Силовой МОП-транзистор отпирается, когда напряжение на его стоке снижается до 10 В. Схема предназначена для преобразования сравнительно низких напряжений.

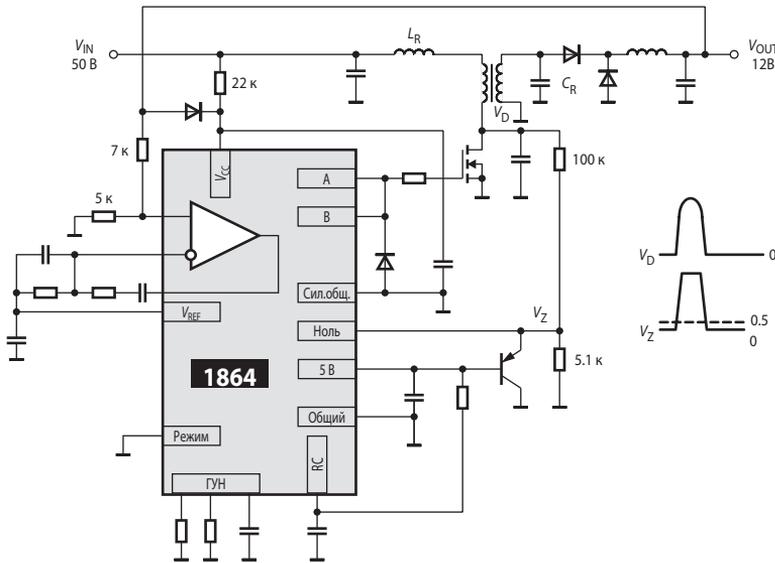


Рис. 6.52. Схема прямоходового резонансного ПНН-преобразователя с контроллером типа UCx864.

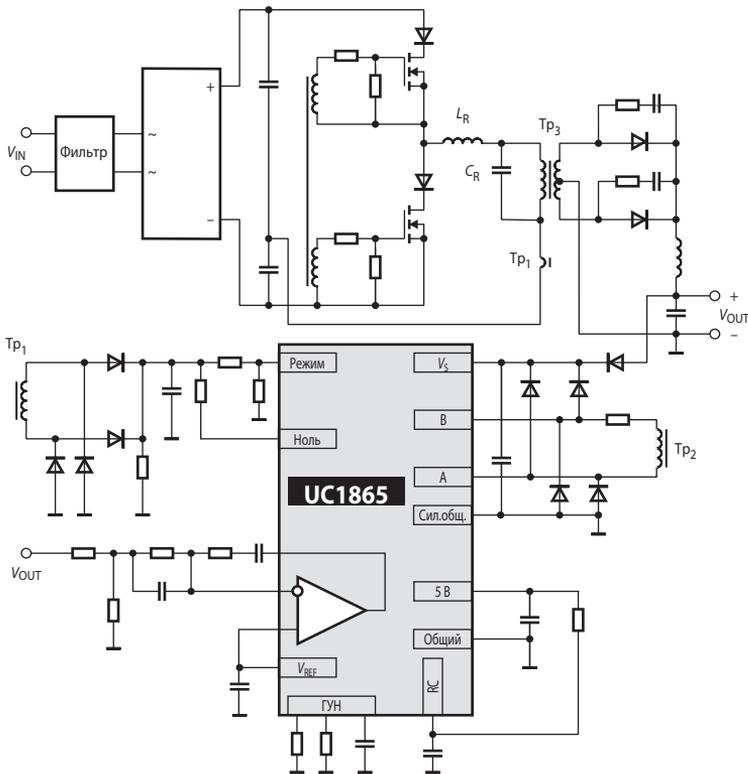


Рис. 6.53. Схема полумостового резонансного ПНТ-преобразователя с контроллером типа UCx865.

На **Рис. 6.53** представлена схема полумостового резонансного ПНТ-преобразователя с контроллером типа UCx865. Сигнал снижения тока до нуля формируется с помощью трансформатора тока. Резонансный конденсатор включён параллельно первичной обмотке силового трансформатора. Последовательно с силовыми МОП-транзисторами включены отсекающие диоды. Схема предназначена в основном для построения сетевых источников питания.

Ещё одно семейство той же фирмы — UCx875/6/7/8 — предназначено для управления мощным мостовым каскадом путём сдвига по фазе момента переключения одной половины моста относительно другой, т. е. по существу путём широтно-импульсной модуляции. ИМС содержат блоки управляемых временных задержек. Эти задержки резервируют время для работы в резонансном режиме и управляются независимо для каждой пары ключей (А-В, С-Д, см. **Рис. 6.50**). Генератор тактовых сигналов способен работать с частотой до 2 МГц. Выходные драйверы допускают импульсный ток до 3 А. Детально работа этих контроллеров рассмотрена в [6.11].

В заключение, приведём характеристики резонансных преобразователей в сравнении с обычными импульсными преобразователями на ту же мощность, работающими с той же частотой переключения.

Преимущества

- Значительно меньшие потери на переключение, в частности, в режиме ПНН потери, связанные с разрядом выходной ёмкости транзистора на его канал при отпирании
- Уменьшены примерно в 5 раз электромагнитные помехи
- Более низкие требования к элементам, особенно в отношении максимально допустимых скоростей нарастания напряжений и токов
- Для организации резонансных процессов переключения могут использоваться паразитные параметры (L и C) схемы

Недостатки

- Более сложная схема силовой части
- Узкий диапазон регулирования
- В общем случае переменная частота переключения
- Более сложные электромагнитные процессы, затрудняющие применение резонансных преобразователей широким кругом разработчиков
- Могут потребоваться более сложные схемы управления

6.7. Сетевые источники питания

6.7.1. Общие сведения

Импульсные источники питания, получающие первичное напряжение от промышленной сети, обладают значительно лучшими массогабаритными параметрами, чем сетевые источники питания той же мощности с низкочастотными силовыми трансформаторами. Этим объясняется их широкое применение в блоках питания телевизоров, компьютеров и даже в малогабаритных сварочных аппаратах. В то же время импульсные сетевые источники (ИСИ), как правило, дороже, менее надёжны, генерируют в первичную сеть, нагрузку и окружающее пространство более интенсивные помехи и требуют от разработчика гораздо более высокой квалификации.

При проектировании ИСИ решаются следующие задачи:

- Выбор силовой схемы, обеспечивающей наилучшее использование трансформатора и силового ключа при наименьшей сложности и стоимости
- Защита силовых элементов от перегрузок
- Надёжный плавный пуск преобразователя без перерегулирования
- Минимизация потерь и повышение коэффициента мощности

- Организация обратной связи по напряжению с гальванической развязкой входной и выходной цепей.

6.7.2. Импульсные сетевые источники на базе обратного преобразователя

Наиболее часто в качестве силовой схемы ИСИ мощностью до 100 Вт используется обратный преобразователь. Промышленность производит десятки типов контроллеров для управления такими преобразователями. Это семейства TDA4605, AS2208, LT1241, AN802x, TEA1504 и др.

Рассмотрим подробно работу типовой схемы обратного преобразователя с питанием от сетевого напряжения. В качестве контроллера используется уже упоминавшаяся ИМС UC3844, обеспечивающая управление МОП-транзистором с обратными связями по напряжению и току дросселя. Внутренняя структура этой ИМС представлена на Рис. 6.54. Микросхема содержит помимо основных узлов, уже представленных на Рис. 6.38, ещё и дополнительные элементы: защиту контроллера от перенапряжения

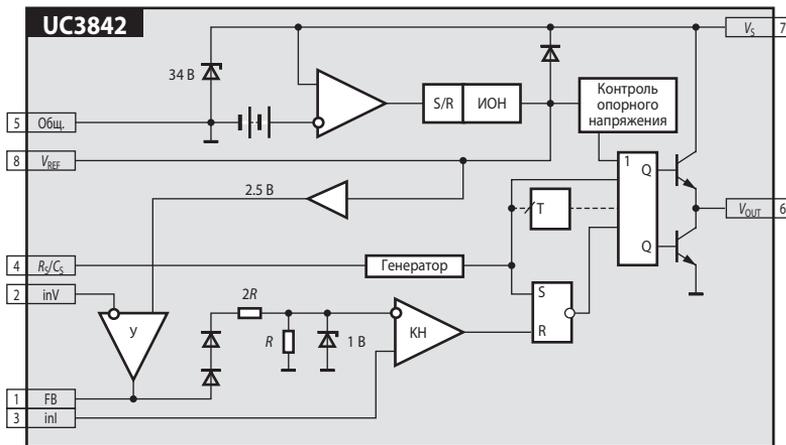


Рис. 6.54. Внутренняя структура UC3844.

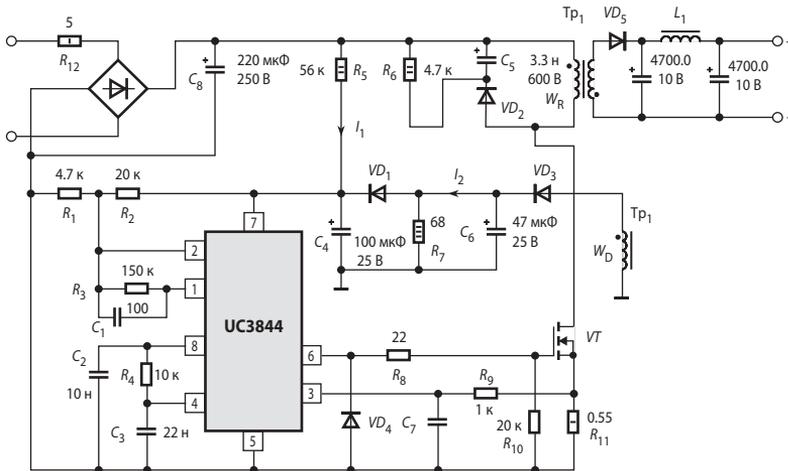


Рис. 6.55. Типовая схема включения UC3844.

(встроенный стабилитрон на 34 В) и компаратор входящей в состав схемы блокировки при чрезмерном уменьшении напряжения (UVLO), который выключает контроллер при уменьшении напряжения питания ниже допустимого уровня. Типовая схема включения этой ИМС в составе обратного сетевого преобразователя представлена на **Рис. 6.55**. Разберём работу этой схемы поподробнее.

При включении источника в сеть конденсатор C_8 , играющий роль фильтра, сглаживающего пульсации выпрямленного сетевого напряжения, заряжается через выпрямительный мост. Резистор R_{12} необходим для ограничения тока через диоды моста в момент включения источника. Через резистор R_5 начинает течь ток I_1 , заряжая конденсатор C_4 . Как только напряжение на выводе 7 микросхемы достигнет верхнего порога UVLO, составляющего 16 В, контроллер начинает генерировать импульсы, поступающие на затвор МОП-транзистора. Для того чтобы контроллер запустился, достаточно, чтобы через резистор R_5 протек ток не более 1 мА. Благодаря этому, сопротивление резистора R_5 можно выбрать достаточно большим, с тем чтобы уменьшить рассеиваемую на нём мощность. В то же время в рабочем режиме микросхема потребляет значительно больший ток — до 17 мА. Поэтому после запуска контроллер питается в основном от дополнительной обмотки w_C .

Поскольку этот контроллер может работать с дополнительной обратной связью по току дросселя (ДОСТД), сигнал этой связи снимается с резистора R_{11} , включённого в цепь источника силового транзистора. Для подавления короткой импульсной помехи, возникающей при отпирании транзистора за счёт разряда его выходной ёмкости и межвитковой ёмкости обмотки дросселя, в цепь ДОСТД включается малоинерционный RC-фильтр на R_9C_7 . Цепочка $R_6C_5VD_2$ защищает силовой транзистор от перенапряжения в момент его запаривания.

Сигнал обратной связи по напряжению снимается в этой схеме с обмотки w_C . Это обеспечивает парирование возмущений, возникающих при изменении напряжения питающей сети. Изменение тока нагрузки может вызвать заметные изменения выходного напряжения из-за падения на сопротивлении вторичной обмотки трансформатора, активном сопротивлении обмотки дросселя L_1 и диоде VD_5 , поэтому лучше снимать сигнал обратной связи непосредственно с нагрузки. Для этого в большинстве приложений желательно обеспечить гальваническую развязку в канале обратной связи.

Таким образом, ИМС семейства UCx84x весьма универсальны. В перечень их применений входят: понижающий, прямоходовой и обратногоходовой стабилизаторы, а если её дополнить микросхемой двухканального драйвера UC3706, то и двухтактные схемы. Платой за такую универсальность является относительно сложная схема включения, содержащая много навесных элементов. Более просто сетевой источник можно выполнить на основе специализированных ИМС, содержащих на кристалле силовой ключ и другие элементы, упрощающие построение сетевого обратногоходового источника. Одним из наиболее интересных в этом классе микросхем является семейство трёхвыводных преобразователей TOPSwitch фирмы Power Integrations, содержащее модели PWR-TOP200/1/2/3/4 и др. Эти ИМС, изготавливаемые в корпусе ТО-220, могут служить основой для построения сетевых источников питания с входным переменным напряжением 100...230 В на мощности до 100 Вт. Блок-схема внутренней структуры преобразователя PWR-TOP20x представлена на **Рис. 6.56**. Микросхема представляет собой линейный преобразователь входного тока в относительно длительную импульса u с автономным питанием и высоковольтным (до 700 В) МОП-транзистором с открытым стоком на выходе. ИМС имеет внутренний ИОН, ШИМ-контроллер со встроенным генератором 100 кГц, высоковольтные пусковые цепи питания, параллельный стабилизатор (он же усилитель ошибки) и схемы защиты. Внутренняя защита осуществляет поцикловое ограничение тока ключа, отключение его при перегреве, при перенапряжении на выходе, пониженном напряжении сети. В качестве датчика для поциклового ограничения тока силового ключа используется сам ключ, имеющий практически линейное сопротивление канала в открытом со-

стоянии. Для повторного запуска преобразователя после временного понижения питающего напряжения в состав микросхемы входят цепи автоматического перезапуска, которые переводят преобразователь в режим генерации короткой пачки импульсов с примерно в 20 раз более длительной паузой (режим «икоты»).

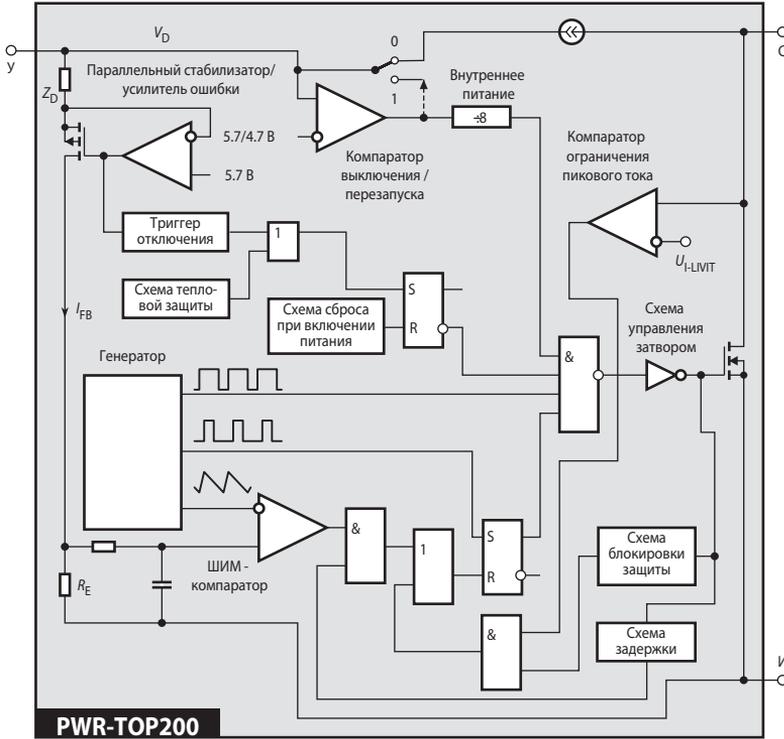


Рис. 6.56. Блок-схема внутренней структуры обратноходового преобразователя PWR-TOP20x.

Одна из типовых схем включения PWR-TOP20x приведена на Рис. 6.57. Дополнительная сигнальная обмотка, имеющая 35 витков, обеспечивает питание схеме управления и, кроме того, служит источником сигнала обратной связи по напряжению. Для увеличения контурного коэффициента обратной связи число витков этой обмотки выбрано большим, чем это необходимо для обеспечения достаточного тока через управляющий вывод «С» — примерно 3...5 мА. Большая часть напряжения

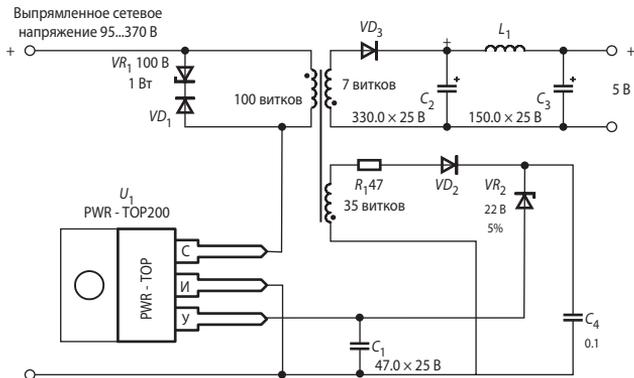


Рис. 6.57. Типовая схема включения PWR-TOP20x.

этой обмотки падает на стабилитроне. Конденсаторы в цепи обратной связи сглаживают пульсации и обеспечивают необходимую частотную коррекцию. В этой схеме для ограничения выбросов перенапряжения на первичной обмотке дросселя при запираании ключа используется стабилитрон с напряжением стабилизации 100 В. Более подробно о работе этих микросхем можно прочитать в книге [6.12].

Семейство TOPSwitch-II (TOP22х) второго поколения отличается лучшим соотношением цена/качество и имеет ряд улучшений по сравнению с семейством первого поколения. В частности, максимальная мощность увеличена до 150 Вт. Часть моделей семейства мощностью до 30 Вт изготавливается в миниатюрных корпусах SMD-8, предназначенных для монтажа на поверхность.

Ещё более мощные однокристалльные сетевые источники, предназначенные для работы в квазирезонансном режиме, производит фирма Sanken. В частности, модель STR-F6656 развивает мощность до 300 Вт.

В настоящее время однокристалльные сетевые источники выпускаются многими фирмами. Очень интересную микросхему MC33363A разработали инженеры фирмы ON Semiconductor (отделилась от фирмы Motorola). Эта ИМС включает полноценный усилитель ошибки с высоким коэффициентом усиления, чувствительный к напряжению, а не к току, как у предыдущей схемы. ИМС имеет защиту от перенапряжения на выходе и от перегрева. Встроенный ключевой МОП-транзистор допускает напряжение на стоке до 700 В и ток стока до 1.5 А. Микросхема изготавливается в 16-выводных корпусах DIP и SOP.

В Табл. 6.4 приведены основные параметры некоторых моделей однокристалльных сетевых источников.

Таблица 6.4. Основные параметры однокристалльных сетевых источников

Модель	Особенности	V_{DS} [В]	P_{OUT} [Вт] (при V_{IN} [В])	f_s [кГц]	Корпус
TOP204I	Система запуска, защита от перегрузки по току и перегрева. КПД до 90%	700	60...100 (230)	100	TO-220
TOP210P/G	Система запуска, защита от перегрузки по току и перегрева. КПД до 80%	700	0...8 (230)	100	SO-8
MC33363A	Система запуска, защита от перегрузки по току, усилитель ошибки	700	14 (92...265)	300	SOP-16
STR-F6656	Квазирезонансный режим работы. Защита от перенапряжения и перегрузки по току	650	300 (220)	—	SIP-5

6.7.3. Организация обратной связи по выходному напряжению в сетевых источниках

При изменении нагрузки сетевого источника в широких пределах простая цепь обратной связи по напряжению, показанная на Рис. 6.55 и Рис. 6.57, обеспечивает стабильность выходного напряжения не лучше 5%. Это обусловлено тем, что сигнал обратной связи прямо пропорционален ЭДС первичной обмотки дросселя обратногоходового преобразователя на втором такте, когда ключ заперт. В этом случае не учитывается падение напряжения на сопротивлении вторичной обмотки дросселя и открытом диоде. Если требуется более высокая стабильность, то сигнал обратной связи следует снимать непосредственно с выхода источника. Тогда возникает необходимость включения гальванической развязки в цепь обратной связи. Чтобы уменьшить влияние нелинейных искажений и помех в изолирующих цепях, следует сформировать сигнал ошибки и усилить его ещё на стороне выхода источника. Для этого цепь обратной связи должна быть построена так, как это показано на Рис. 6.58. На вход блока развязки поступает сигнал, равный

$$K(V_{REF} - V_{OUT}).$$

В этом случае в микросхеме контроллера преобразователя источник опорного напряжения и усилитель ошибки по существу не используются и сигнал с выхода блока развязки подаётся прямо на модулятор контроллера.

Один из наиболее простых вариантов реализации блока формирования сигнала обратной связи представлен на **Рис. 6.59**. Здесь трёхвыводной параллельный ИОН TL431 используется в качестве источника опорного напряжения и усилителя ошибки. Если ток катода ИОН не менее 1 мА, то напряжение на резисторе R_3 за счёт обратной связи через оптрон, контроллер и преобразователь поддерживается равным 2.5 В, а это означает, что выходное напряжение источника

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \cdot 2.5 \text{ В}.$$

Коэффициент передачи такого канала обратной связи

$$\frac{\Delta I_S}{\Delta V_{OUT}} = K_{OPT} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot G_{REF}, \quad (6.32)$$

где ΔI_S — приращение тока транзистора оптрона, K_{OPT} — коэффициент передачи оптрона по току, G_{REF} — передаточная проводимость источника опорного напряжения, составляющая в области низких частот для TL431 приблизительно 1.7 см. Схема на **Рис. 6.59** получила широкое распространение в импульсных сетевых источниках. Многие фирмы, выпускающие контроллеры для импульсных сетевых источников, приводят в типовых схемах включения своих изделий именно такую обратную связь. Фирма Texas Instruments производит микросхему TPS5904, содержащую на кристалле ИОН TL431 и транзисторный оптрон, применение которой упрощает построение цепи обратной связи.

Более сложные специализированные микросхемы могут обеспечить более высокую точность стабилизации и широкие функциональные возможности при формировании сигнала обратной связи. По типу электрической развязки эти ИМС делятся на схемы для оптической и для трансформаторной связи.

Типичная ИМС для передачи сигнала обратной связи через оптический канал — это UC3965. Для неё характерен широкий диапазон напряжений питания (4.3...20 В), позволяющий питать микросхему непосредственно от выходных шин источника. UC3965 включает прецизионный источник опорного напряжения на 2.5 В (**Рис. 6.60**), имеющий начальную точность установки не хуже 0.4% и нестабильность при изменении нагрузки, входного напряжения и температуры не более 1%, усилитель ошибки и выходной буфер. Усилитель ошибки имеет типичное усиление 100 дБ и произведение усиления на полосу 6 МГц.

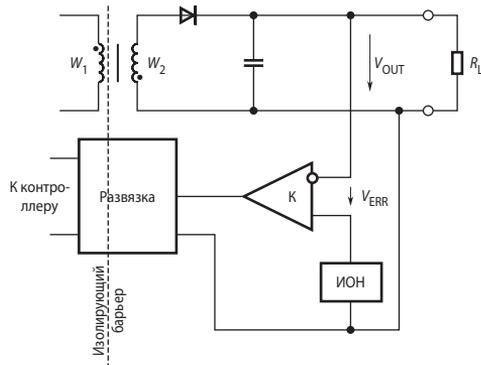


Рис. 6.58. Функциональная схема организации обратной связи по напряжению в сетевых источниках.

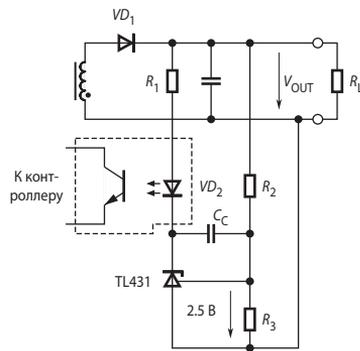


Рис. 6.59. Изолирующая обратная связь на микросхеме TL431.

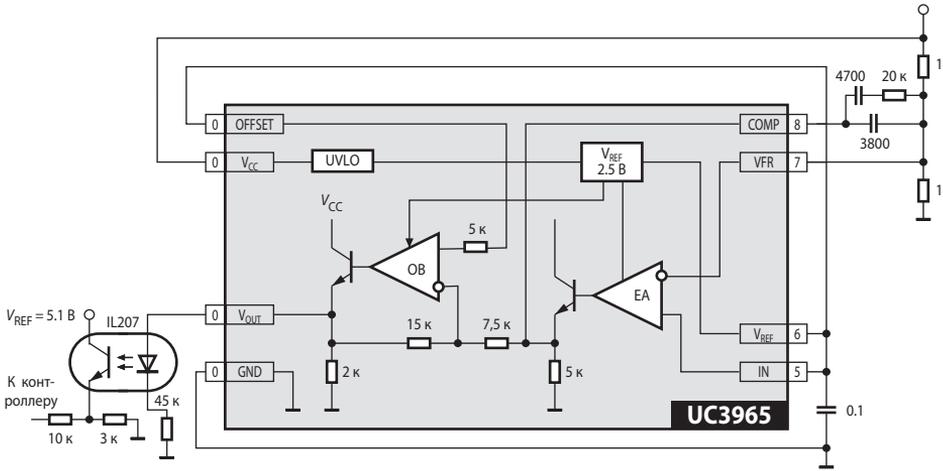


Рис. 6.60. Внутренняя структура ИМС UC3965.

Для оптической передачи сигнала обратной связи сетевого источника могут быть применены и регулируемые параллельные стабилизаторы напряжения с открытым коллектором выходного транзистора, такие как UC39431, UC3833 и аналогичные, причём микросхема UC39431 может работать в диапазоне напряжений питания 2.2...36 В.

Недостаток оптического разделения входной и выходной цепей импульсного источника состоит в том, что обычные дешёвые оптроны обладают значительной инерционностью и вносят дополнительный полюс частоты 50...100 кГц в передаточную функцию разомкнутого контура регулирования. Это ухудшает динамические характеристики источ-

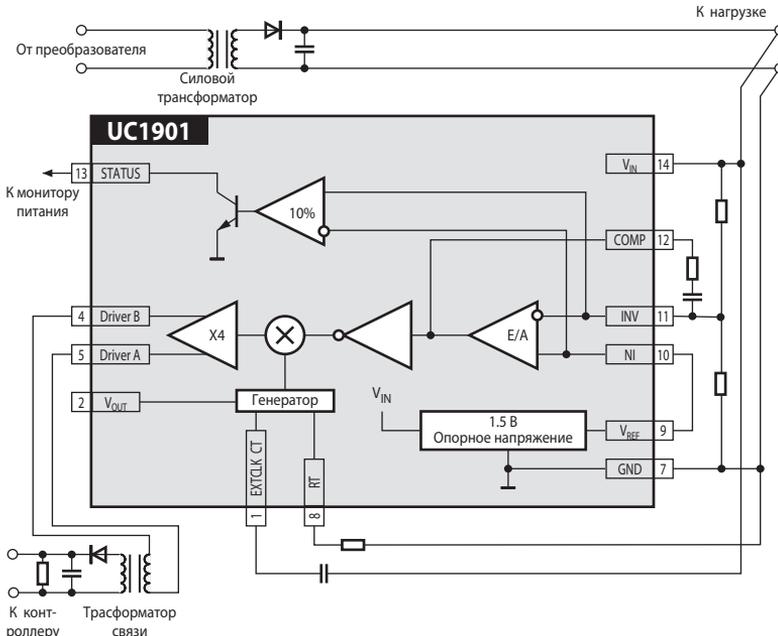


Рис. 6.61. Внутренняя структура и схема включения микросхемы обратной связи UC3901

ника. В этом отношении лучшие результаты позволяет получить трансформаторная связь. Для трансформаторной или конденсаторной передачи сигнала обратной связи импульсного источника через изолирующий барьер может быть использована микросхема обратной связи UC3901 (Рис. 6.61). Передача сигнала осуществляется путём амплитудной модуляции. ИМС содержит встроенный генератор, частота колебаний которого устанавливается внешними конденсатором C_S и резистором R_S вплоть до 5 МГц, что позволяет использовать миниатюрный радиочастотный трансформатор связи. В состав микросхемы, кроме того, входит источник опорного напряжения, усилитель ошибки и компаратор, предназначенный для выявления отклонения выходного напряжения импульсного источника от номинального значения более чем на 10%. В этом случае на выходе «STATUS» появляется логическая единица. Ёмкостный фильтр выпрямителя на вторичной стороне трансформатора связи вносит полюс в передаточную функцию контура регулирования, но на более высокой частоте, чем обычный оптрон.

В Табл. 6.5 приведены основные параметры некоторых моделей контроллеров ИСН.

Таблица 6.5. Микросхемы контроллеров для импульсных стабилизаторов напряжения

Модель	Особенности	ПН	ПВ	ПИ	$V_{IN}(V_{CC})$ [В]	I_{OUT} [А]	V_{OUT} [В]	I_{SUP} [мА]	f_s [кГц]
Контроллеры для однотактных схем									
LM2636	Контроллер с цифровым управлением	+	—	—	4.5...5.5	—	per.	4	1000
LM2641	Сдвоенный контроллер со скип-режимом	+	—	—	5.5...30	—	2.2...6	—	300
LT1929	Двухфазный синхронный	+	—	—	4...36	—	—	—	300
MAX669	Повышающий с ОС по пиковому току	+	+	—	1.8...28	1	per.	0.22	500
UCCx882	Синхронный с ОС по среднему току, и цифровым заданием выходного напряжения	+	—	—	(10.8...13.2)	1.5	1.3...3.5	12	700
UCCx813-5	Модифицированный UCx84x с малым стартовым током (0.1 мА)	+	+	+	(3.6...12)	1	per.	0.5	1000
UCCx810	Два синхронизированных канала	+	+	+	(8.3...15)	1	per	2	1000
Контроллеры для двухтактных схем									
TL494	ОС только по напряжению	+	—	—	(7...40)	0.2	per.	7.5	300
UCCx806	ОС по пиковому току	+	—	—	(10...15)	1	per	1.4	1000
UCx827-2	ОС по среднему току	+	—	—	(9.5...20)	1	per	32	500

6.7.4. Микромощные бестрансформаторные сетевые источники

Выше мы рассмотрели импульсные сетевые источники на основе импульсных преобразователей с высокочастотными импульсными трансформаторами или двухобмоточными дросселями. Основными их достоинствами являются: высокий КПД и электрическое разделение первичной и вторичной цепей. Однако наличие в их составе моточных изделий (трансформаторов и дросселей) существенно увеличивает их цену и массогабариты. При питании от сети микромощных потребителей, мощность рассеяния которых составляет единицы ватт или даже доли ватта, потери энергии в источнике часто не являются определяющей характеристикой при выборе его типа.

Промышленностью выпускаются несколько разновидностей ИМС источников постоянного тока, питаемых от сети переменного тока, не нуждающихся в применении трансформаторов и других моточных изделий. Основное их достоинство — простота включения при низкой цене. Основные недостатки — низкий КПД и гальваническая связь с сетью. *Последнее обстоятельство делает опасным применение подобных устройств с точки зрения поражения человека электрическим током!!* Низковольтный вывод схемы может оказаться напрямую соединённым с фазным проводом сети. Тем не менее, в тех случаях, когда соединение с корпусом этого вывода или касание им человека при правильной эксплуатации абсолютно исключено, применение таких источников может оказаться целесообразным.

Микросхема HV-2405E фирмы Harris Semiconductor (отечественный аналог — 1182EM1) — это однокристалльный источник питания, который может выдавать напряжение от 5 до 24 В при выходном токе до 50 мА, работая от сети переменного тока напряжением от 120 до 240 В. Для получения компактного, лёгкого, дешёвого и эффективного источника питания необходимы только несколько внешних компонентов. Микросхема заменяет собой трансформатор, выпрямитель и стабилизатор напряжения. Типовая схема включения прибора приведена на **Рис. 6.62**. Однокристалльный источник преобразует напряжение сети переменного тока в стабилизированное постоянное. Устройство состоит из выпрямительного диода, предварительного импульсного стабилизатора и линейного стабилизатора с последовательным регулирующим элементом, выполненных на одном кристалле.

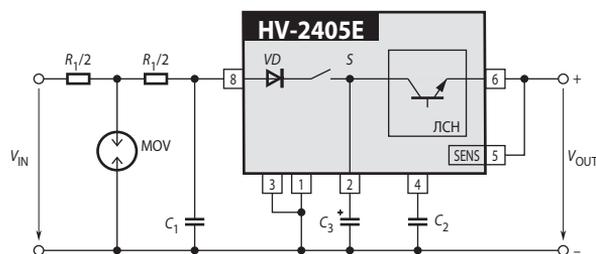


Рис. 6.62. Схема включения HV-2405E.

Предварительный импульсный стабилизатор заряжает конденсатор большой ёмкости C_3 до тех пор, пока напряжение на нём не превысит заданное выходное напряжение на 6 В. Тогда предварительный стабилизатор переходит в режим блокирования и находится в этом режиме, пока не начнётся следующий период сетевого напряжения (**Рис. 6.63**). Конденсатор C_3 питает энергией линейный последовательный стабилизатор, который обеспечивает схему пользователя напряжением постоянного тока. Скорость разряда конденсатора C_3 зависит от тока нагрузки. Конденсатор подзарядается в начале каждого периода сетевого напряжения.

Более просто устроены микросхемы микромощных сетевых источников без гальванической развязки МАХ610/12. Внутренняя структура этих ИМС представлена на **Рис. 6.64, а**, а типовая схема включения — на **Рис. 6.64, б**.

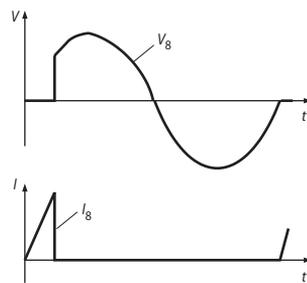


Рис. 6.63. Временные диаграммы работы HV-2405E.

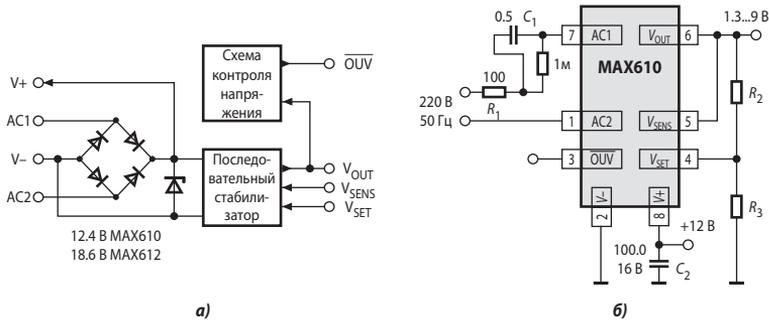


Рис. 6.64. Микро мощный сетевой источник MAX610/12.

Микросхемы содержат мостовую схему выпрямления, ограничительный стабилизатор и линейный стабилизатор напряжения. Допустимое значение входного переменного тока составляет в непрерывном режиме 180 мА, а в импульсном — до 5 А. Для ограничения тока между сетью и входом микросхемы включается конденсатор и резисторы, один из которых (R_1) предназначен для ограничения тока заряда конденсаторов C_1 и C_2 , а другой — для разряда конденсатора C_1 при выключении питания. Выходное напряжение 5 В может быть установлено простым подключением вывода V_{SET} к общей точке схемы. Другие значения выходного напряжения в пределах 1.3...9 В можно задать, подключая внешний резистивный делитель R_2R_3 между выходом и V_{SET} , как это показано на Рис. 6.64, б. Сопротивления резисторов рассчитываются из условия

$$V_{OUT} = 1.3 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right).$$

Для микросхемы MAX612 аналогичный диапазон составляет 3...15 В.

Чтобы ограничить выходной ток, между выводом V_{OUT} и нагрузкой следует включить резистор R_{SENS} , сопротивление которого определяется по формуле

$$R_{SENS} = \frac{0.6 \text{ В}}{I_{MAX}}.$$

6.8. Импульсные источники на коммутируемых конденсаторах

Дроссель импульсного стабилизатора напряжения является источником перенапряжений и электромагнитных помех, поэтому во многих случаях желательно обойтись без него. Тогда следует использовать источники на коммутируемых конденсаторах. Базовая схема такого источника приведена на Рис. 6.65. Эта схема реализована, в частности, в ICL7660 фирмы Intersil (США) (отечественный аналог — 1168ЕП1). Микросхема включает четыре двунаправленных ключа $S_1...S_4$ на МОП-транзисторах, генератор тактовых импульсов и схему управления ключами. К микросхеме также подключены два конденсатора. Конденсатор C_1 переносит заряд от входной цепи к выходной, а C_2 поддерживает напряжение на нагрузке во время заряда C_1 . Электрическую цепь из четырёх ключей $S_1...S_4$ и конденсатора C_1 (такой конфигурации как на Рис. 6.65) можно назвать *переносчиком заряда*.

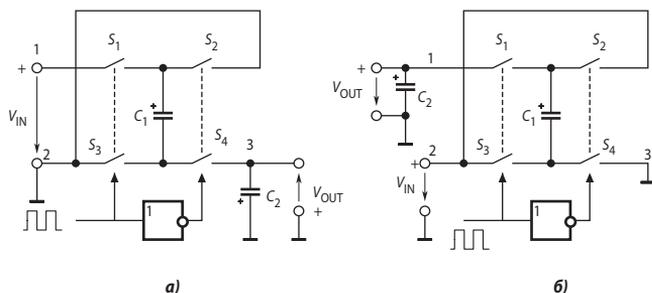


Рис. 6.65. Схемы на коммутируемых конденсаторах инвертора (а) и удвоителя напряжения (б).

Рассмотрим работу инвертора (Рис. 6.65, а). Цикл состоит из двух тактов. В первом такте замкнуты ключи S_1 и S_3 . Конденсатор C_1 подключён ко входу и заряжается от первичного источника до напряжения V_{IN} . Во втором такте замкнуты ключи S_2 и S_4 . Конденсатор C_1 отключается от входа и подключается в перевёрнутом состоянии к выходу устройства. Так он передаёт свой заряд на C_2 (и в нагрузку), обеспечивая на выходе напряжение, равное примерно $-V_{IN}$.

При работе в режиме удвоителя напряжения (Рис. 6.65, б), в первом такте конденсатор также заряжается до напряжения V_{IN} через ключи S_2 и S_4 . Но во втором такте конденсатор C_1 включается через ключи S_1 и S_3 последовательно и согласно с V_{IN} . При этом напряжение на конденсаторе C_2 устанавливается $\approx 2V_{IN}$.

Такой способ преобразования напряжений прост и эффективен. Для его реализации достаточно трёх компонентов: ИМС и два конденсатора. Однако, выходное напряжение схемы не стабилизировано и определяется величиной входного напряжения. Другой недостаток таких преобразователей — «мягкие» внешние характеристики: эквивалентное выходное сопротивление преобразователя ICL7660 составляет величину порядка 150 Ом. Тем не менее, простейшие преобразователи на коммутируемых конденсаторах при определённых обстоятельствах очень удобны, например, для того, чтобы обеспечить биполярное питание ОУ. Фирма Maxim выпускает несколько микросхем (MAX200...MAX211 и др.) интерфейсных приёмопередатчиков RC232 с питанием от одного источника напряжением 5 В, которые содержат удвоитель и инвертор на коммутируемых конденсаторах, вырабатывающие питание ± 10 В для схем передатчиков.

Существуют ещё много интересных микросхем с коммутируемыми конденсаторами. Например, модернизация ICL7660 — микросхема MAX660, имеющая выходное сопротивление всего 6.5 Ом и работающая на частоте до 80 кГц. Выходной ток — до 100 мА. Микросхема MAX864 — это сдвоенный источник, который вырабатывает ± 10 В (до 20 мА) от +5 В при частоте коммутации около 200 кГц. На кристалле размещены ключи для двух переносчиков заряда, один из которых удваивает входное напряжение, а другой — инвертирует положительное выходное напряжение.

В носимой аппаратуре, получающей питание от батарей, бывает очень важно иметь стабилизированное питание при высоком КПД, низком уровне электромагнитных помех в условиях существенного изменения напряжения источника (например, никель-кадмиевых аккумуляторов) при малых габаритах. Для этого почти идеально подходит MAX619. Она содержит удвоитель и утроитель напряжения на коммутируемых конденсаторах. Система управления контролирует выходное напряжение и производит подключение и отключение секции утроения. Поскольку частота коммутации составляет 500 кГц, пульсации выходного напряжения не превышают 100 мВ при ёмкости выходного конденсатора 10 мкФ. Коэффициент стабилизации $K_{LINE} = 75$, выходное сопротивление

$R_{OUT} = 2$ Ом. Диапазон входного напряжения от 2 до 3.6 В (два аккумулятора или гальванический элемента во всём диапазоне разряда). Выходное напряжение составляет 5 В при токе нагрузки до 50 мА. КПД при 3 В входного напряжения достигает 80%. Преобразователь включает 4 внешних конденсатора и занимает с ними на плате площадь всего 0.6 см².

Фирма Texas Instruments выпускает семейство стабилизированных преобразователей на коммутируемых конденсаторах TPS601xx, имеющих пониженный уровень пульсаций выходного напряжения. Каждый из этих преобразователей имеет две секции переноса заряда (Рис. 6.66). Эти секции в основном работают как удвоители напряжения с регулируемым выходным напряжением. В зависимости от подключения управляющих выводов ИМС может работать в нескольких режимах.

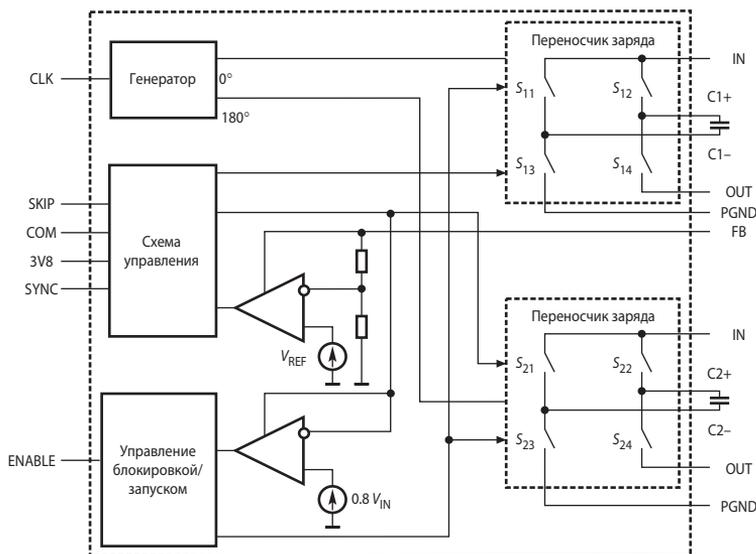


Рис. 6.66. Схема преобразователей на коммутируемых конденсаторах TPS601xx.

Режим с пропуском импульсов

В этом режиме (вывод «Skip» имеет высокий уровень) усилитель ошибки блокирует переключение силовых каскадов в случае, если выходное напряжение выше номинального значения (3.3 В для TPS6010x и 5 В для TPS6011x). До тех пор пока напряжение не уменьшится ниже этой величины, коммутация прекращается, т. е. по существу реализуется релейное регулирование. Уровень пульсаций выходного напряжения значительно (примерно в 5 раз) выше, чем при работе с постоянной частотой. Зато при этом режиме ток, потребляемый самой схемой, уменьшается примерно в 50 раз, поэтому данный режим целесообразно использовать при малых нагрузках.

Режим работы с постоянной частотой

Когда вывод «Skip» имеет низкий уровень, оба переносчика заряда работают непрерывно согласно с частотой генератора. Схема управления в соответствии с сигналом ошибки управляет зарядом конденсаторов силовых секций. Когда выходное напряжение уменьшается, заряд, переносимый коммутируемыми конденсаторами, увеличивается и парирует возмущение. Этот способ управления обеспечивает минимальные пульсации выходного напряжения, особенно в противофазном режиме. Однако при режиме работы с постоянной частотой при малых нагрузках коэффициент полезного действия микросхемы ниже, чем при работе с пропуском импульсов.

Противофазный режим

В этом режиме (на вывод «Com» подан сигнал НИЗКОГО уровня) силовые секции работают со 180-градусным фазовым сдвигом, т. е. когда конденсатор одной секции заряжается от первичного источника, конденсатор второй разряжается на выходную ёмкость. За счёт этого заметно уменьшаются пульсации выходного напряжения.

Синфазный режим

Когда на выводе «Com» установлен ВЫСОКИЙ уровень, обе секции переноса заряда работают синфазно, т. е. они одновременно заряжают коммутируемые конденсаторы и одновременно разряжают их на выходную ёмкость. Поэтому в синфазном режиме необходим только один коммутируемый конденсатор, что снижает стоимость устройства и экономит место на печатной плате.

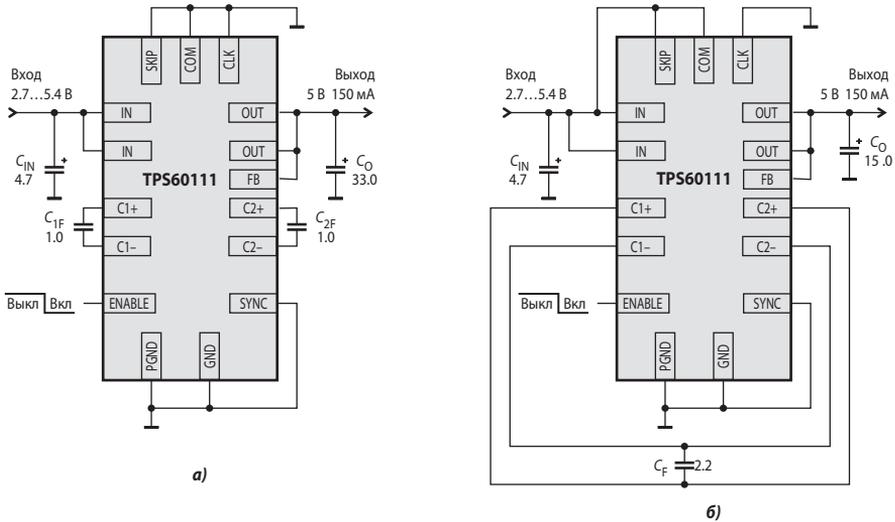


Рис. 6.67. Типовые схемы включения TPS60111.

На Рис. 6.67 представлены типовые схемы включения TPS60111 в противофазном режиме с постоянной частотой (а) и в синфазном режиме с пропуском импульсов (б). Рис. 6.68 показывает пульсации выходного напряжения этого преобразователя, работающего в противофазном режиме, при изменении сигнала на «Skip»-выводе в последовательности 0—1—0 (меньшие пульсации соответствуют работе с постоянной частотой).

Пульсации выходного напряжения преобразователей TPS6011x V_{RIP} не превышают 10 мВ (от пика до пика) в противофазном режиме работы с постоянной частотой при ёмкости выходного конденсатора 15 мкФ и токе нагрузки 150 мА в диапазоне входных напряжений 2.7...5.4 В и выходном напряжении 5 В. Коэффициент стабилизации $K_{LINE} = 50$, выходное сопротивление $R_{OUT} = 0.1$ Ом. КПД при 2.7 В входного напряжения достигает 90%.

Очень интересная микросхема с коммутируемыми конденсаторами LM3352 производится фирмой National Semiconductor. Она стабилизирует выходное напряжение с точностью $\pm 3\%$ в условиях, когда входное напряжение как больше, так и меньше выходного. В частности, она выдаёт в нагрузку 3.3 В при изменении входного напряжения от 2.5 до 5.5 В и токе нагрузки до 200 мА. ИМС имеет три секции переноса заряда, управляемые цифровым вычислительным блоком, который получает информацию об уровне выходного напряжения от трёхбитного аналого-цифрового преобразователя.

Рекордно малым шумом обладает инвертирующий преобразователь LM2687: типичное значение размаха пульсаций V_{RIP} не превышает 1 мВ (от пика до пика), при стабильном выходном напряжении из ряда $-2.5/-3/-3.3$ В и изменении входного напряжения в пределах 2.7...5.5 В. Такие чудеса объясняются очень просто: на выходе собственно преобразователя разработчики микросхемы включили линейный LDO-стабилизатор.

Из последних моделей интересен четырёхканальный TPS65030, предназначенный в первую очередь для использования в сотовых телефонах, цифровых фотокамерах и других портативных устройствах. Источник содержит три преобразователя на коммутируемых конденсаторах и один LDO-стабилизатор. При входном напряжении от 3 до 5 В он способен отдавать в нагрузку 100 мА (5 В), 22 мА (3.3 В), 60 мА (1.8 В) и 200 мА (1.5 В). Собственный ток потребления равен 125 мкА. ИМС выпускается в сверхминиатюрном корпусе размером 2.5×2.7 мм².

В Табл. 6.6 приведены основные параметры некоторых моделей ИСН на коммутируемых конденсаторах.

Таблица 6.6. Параметры ИСН на коммутируемых конденсаторах

Модель	Особенности	V_{IN} [В]	I_{OUT} [мА]	V_{RIP} П-П [мВ]	I_{Q} [мА]	f_{s} [кГц]
TPS60110	Малозумящий, стабилизированный, с двумя секциями переноса заряда	2.7...5.4	300	10	0.06	300
TPS60501	Стабилизированный понижающий $V_{\text{OUT}} = 3.3$ В	4.3...6.5	250	30	0.04	800
ADP3604	Стабилизированный инвертор $V_{\text{OUT}} = -3$ В	4.5...6	120	55	3	120
ADM8829	Инвертор	1.5...5.5	25	130	0.6	1000
REG711	Стабилизатор положительного напряжения с тепловой защитой	1.8...5.5	50	—	—	1000
MAX680	Нестабилизированный $V_{\text{OUT}} = \pm 2V_{\text{IN}}$	2...6	10	—	0.5	8
MAX1759	Стабилизированный повышающий/понижающий	1.6...5.5	100	20	0.05	1500
LM3352	Стабилизированный повышающий/понижающий	2.5...5.5	200	75	0.5	1000
LM2687	Стабилизированный, малозумящий инвертор	2.7...5.5	10	1	0.5	110
LM2753	Стабилизатор ЧИМ $V_{\text{OUT}} = 5$ В	3...5.5	250	30	250	1200

6.9. Корректоры коэффициента мощности

6.9.1. Общие положения

Сетевые импульсные источники питания с бестрансформаторным входом потребляют ток от сети в виде относительно коротких импульсов большой амплитуды тока заряда сглаживающего конденсатора, включённого на выходе выпрямительного моста (Рис. 6.69). Это плохо по крайней мере по двум причинам. Во-первых, среднеквадратичное значение потребляемого тока значительно превосходит его средневыпрямленное значение, определяющее энергию, потребляемую нагрузкой, а это приводит к дополнительным потерям энергии в соединительных проводах и их перегреву. Во-вторых, это порождает интенсивные высшие гармоники потребляемого тока, что ведёт к искажению формы питающего напряжения, создаёт кондуктивные и электромагнитные помехи. Влияние первого фактора характеризуется коэффициентом мощности χ , который определяется соотношением

$$\chi = \frac{P}{S}, \quad (6.33)$$

где $S = V_{IN}I_{IN}$ — полная мощность импульсного источника, причём V_{IN} и I_{IN} — среднеквадратичные значения соответственно входных напряжения и тока (Рис. 6.69, а); P — активная мощность, потребляемая источником, которая вычисляется по формуле

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_{IN}(t) \cdot i_{IN}(t) dt, \tag{6.34}$$

причём $v_{IN}(t)$ и $i_{IN}(t)$ — мгновенные значения соответствующих напряжения и тока, T — период напряжения сети. Для линейных приёмников энергии коэффициент мощности зависит только от взаимного сдвига фаз напряжения и тока, но для таких устройств, как схема выпрямления с ёмкостным фильтром, значение χ определяется в первую очередь их нелинейными свойствами.

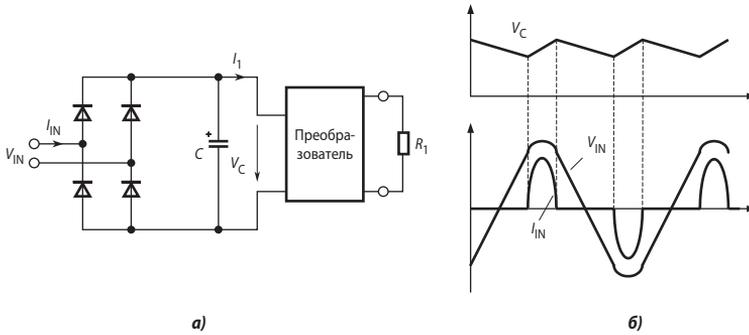


Рис. 6.69. Пульсации тока, потребляемого выпрямителем с ёмкостным фильтром.

Если пренебречь потерями энергии в схеме выпрямления и полагать, что пульсации напряжения на сглаживающем конденсаторе пренебрежимо малы, то

$$P \approx V_C \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_{IN}(t) dt = V_C I_{1(av)}, \tag{6.35}$$

где $I_{1(av)}$ — среднее значение входного тока преобразователя. Сокращение длительности импульсов тока, потребляемого от сети, приводит к возрастанию среднеквадратичного значения при том же среднем значении тока импульсного источника и, следовательно, к снижению коэффициента мощности, который в этом случае может составлять порядка 0.5...0.7. Стандарт МЭК IEC 1000-3-2 предъявляет жёсткие требования к потребителям энергии по коэффициенту мощности и гармоническому составу потребляемого тока. Несмотря на то, что в России пока нет закона об обязательном использовании корректоров коэффициента мощности (ККМ), их применение позволяет обеспечить электромагнитную совместимость импульсных источников питания с сетью, улучшить условия отбора мощности от стандартных однофазных сетей (меньший перегрев проводов и соединений).

6.9.2. Алгоритмы формирования кривой входного тока

В идеале, при входном синусоидальном напряжении ток также должен быть синусоидальным, причём напряжение и ток должны быть синфазны. Так будет в случае, если нагрузкой источника переменного тока служит резистор. Следовательно, идеальный ККМ должен моделировать по входным зажимам импульсного источника резистивную нагрузку. Наряду с этим желательно, чтобы выходное напряжение ККМ было бы постоянным. Из простейших схем импульсных преобразователей в качестве силового каскада ККМ лучше всего подходит повышающий преобразователь (см. Рис. 6.11), который может использо-

ваться в режимах как непрерывного, так и прерывистого тока дросселя, с фиксированной или переменной частотах переключения. Вообще фиксированная частота и непрерывный ток дросселя предпочтительны для мощных преобразователей, поскольку позволяют уменьшить пиковое значение тока. Ниже примерно 500 Вт целесообразно использовать режим прерывистого тока, т. к. он даёт возможность уменьшить индуктивность дросселя и снизить потери на переключение силовых транзистора и диода. Для формирования кривой входного тока могут быть использованы различные алгоритмы.

Для снижения амплитуды пульсаций тока через выходной конденсатор (или уменьшения ёмкости этого конденсатора) можно использовать многофазные преобразователи. В частности, фирма Texas Instruments выпускает двухфазный контроллер ККМ UCC28060 для источников мощностью от 100 до 800 Вт. Другая модель контроллера двухфазного ККМ, UCC28070, имеет выводы внешней синхронизации. Включение двух таких контроллеров позволяет организовать четырёхфазный ККМ.

Для ККМ мощностью выше 1 кВт используется схема с двумя ключами (Рис. 6.70). Такие ККМ выпускаются в виде модулей размером $44 \times 26 \times 5,5 \text{ мм}^3$ фирмой Fairchild Semiconductor (например, FPDB50PH60). Эти модули содержат входной мостовой выпрямитель, силовые ключи (IGBT), включённые параллельно нижним диодам моста, драйверы силовых ключей, датчик температуры и цепи защиты. Некоторые модификации включают датчик тока.

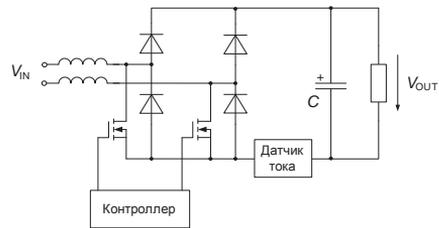


Рис. 6.70. Силовая часть мощного ККМ.

Если требуется источник постоянного тока с напряжением того же примерно порядка, что и среднее значение напряжения на выходе выпрямителя, то в качестве силовой схемы ККМ может использоваться преобразователь SEPIC (см. подраздел 6.5.2), который может развить на выходе напряжение как выше, так и ниже входного. Схематехника и расчёт ККМ на базе SEPIC-преобразователя изложены в [6.26].

Наиболее простой из алгоритмов управления ключами ККМ — *управление с постоянным временем открытого состояния ключа* [6.12]. При этом используется только информация о токе дросселя и выходном напряжении. Упрощённая блок-схема ККМ с таким алгоритмом работы приведена на Рис. 6.71, а.

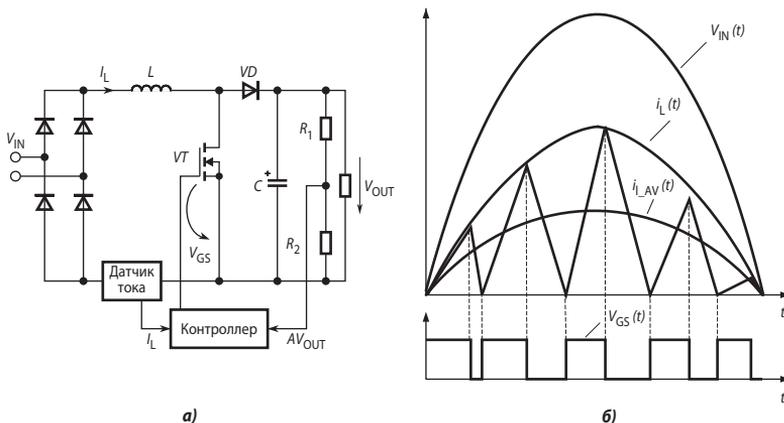


Рис. 6.71. ККМ, работающий с постоянным временем открытого состояния ключа: а) блок-схема, б) эюры напряжений и токов.

Основные принципы управления с постоянным временем открытого состояния ключа состоят в следующем. Время открытого состояния (t_{OPEN}) ключа ККМ управляется выходным напряжением усилителя ошибки, которое сравнивается с линейно-изменяющимся опорным напряжением. Это время не должно меняться на полупериоде сетевого напряжения. При открытом ключе к дросселю приложено выпрямленное напряжение сети. Мгновенное значение тока через дроссель связано с этим напряжением следующим соотношением:

$$U_{\text{IN}}(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}. \quad (6.36)$$

Поскольку частота коммутации ключа в тысячи раз выше частоты сети, будем считать, что на протяжении нарастания или спада тока дросселя входное напряжение не меняется. В таком случае ток нарастает по линейному закону и приращение тока от нулевого значения за время открытого состояния ключа составляет

$$\Delta i_L = \frac{U_{\text{IN}}(t)}{L} t_{\text{OPEN}}. \quad (6.37)$$

Таким образом, амплитуды импульсов входного тока повторяют форму входного напряжения. Средние значения тока за периоды циклов коммутации ключа, которые пропорциональны площади треугольников импульсов тока и, следовательно, равны половине амплитуд этих импульсов, также будут повторять форму входного напряжения (Рис. 6.71, б). После окончания t_{OPEN} ключ запирается, и ток в дросселе убывает также практически по линейному закону. Когда он становится близок нулю, по сигналу от датчика тока контроллер вновь открывает ключ и цикл повторяется.

В соответствии с указанным алгоритмом работает контроллер ККМ UC3852, упрощённая внутренняя структура и типовая схема включения которого приведены на Рис. 6.72. Благодаря отрицательной обратной связи через усилитель ошибки E/A время t_{OPEN} изменяется с изменением входного напряжения или тока, но достаточно медленно, так чтобы оставаться практически постоянным на протяжении полупериода напряже-

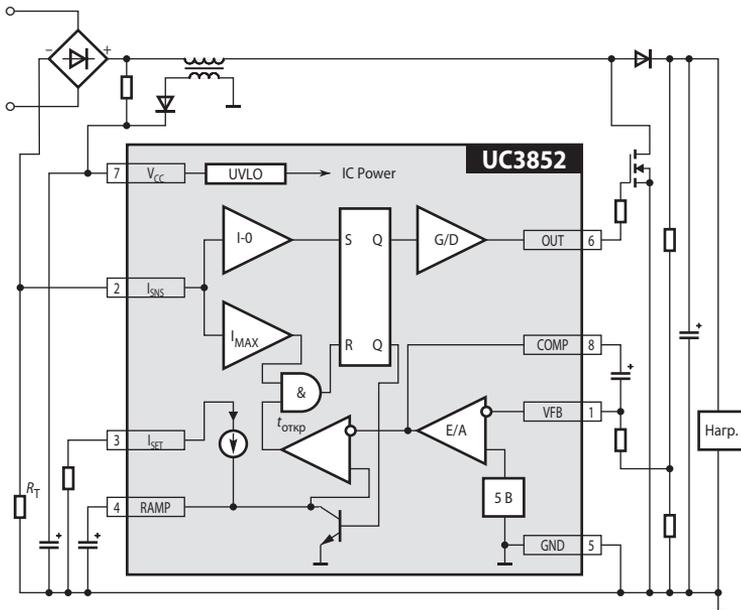


Рис. 6.72. Внутренняя структура и типовая схема включения UC3852.

ния сети. Для этого частота единичного усиления усилителя ошибки выбирается меньшей, чем частота сети. Параметры линейно-нарастающего опорного напряжения задаются резистором и конденсатором, подключённым к выводам ISET и RAMP. Один из компараторов ($I = 0$) следит за снижением тока дросселя до нуля, а другой (I_{MAX}) — защищает схему от перегрузки по току. Микросхема включает схему блокировки при чрезмерном уменьшении напряжения (UVLO).

При подключении устройства к сети первоначальное питание ИМС получает через резистор R_1 . Пусковой ток не превышает 1 мА, поэтому мощность, рассеиваемая на резисторе невелика. После запуска ККМ микросхема питается от обмотки, индуктивно связанной с обмоткой дросселя. Контроллер UC3852 изготавливается в 8-выводном корпусе и обеспечивает повышение коэффициента мощности до 0.99.

Рассмотренный алгоритм управления ККМ с постоянным временем открытого состояния ключа реализуется просто, но даёт хорошие результаты только при очень высокой частоте коммутации ключа, поскольку требует выполнения условия практической неизменности входного напряжения за цикл коммутации. А что, если нам потребовался источник на 5 кВт с питанием от однофазной сети? Ну, например, мы решили сделать портативный источник тока для электродуговой сварки. В этом случае нам без ККМ просто не обойтись. В корректорах такой мощности наиболее целесообразно применение в качестве силовых ключей очень выносливых IGBT, максимально-допустимая частота переключения которых значительно меньше, чем МОП-транзисторов.

Лучшие характеристики имеют ККМ с программным формированием входного тока [6.15]. Возможны режимы формирования:

- 1) амплитудных значений импульсов токов, огибающей которых является синусоида, синфазная со входным напряжением,
- 2) средних значений импульсов тока, соответствующих текущему значению синфазной с сетью синусоиды.

Второй способ предпочтительнее, поскольку даёт гораздо более точные результаты при формировании входного тока при непрерывном токе дросселя. А в мощных источниках, как правило, используется именно режим непрерывного тока дросселя ККМ, поскольку это позволяет снизить пиковые значения тока через ключ и уменьшить уровень электромагнитных помех.

Блок-схема ККМ с контроллером, использующим метод средних значений импульсов тока, приведена на Рис. 6.73. Силовая схема корректора, как и ранее — повышающий преобразователь. Выход преобразователя — постоянное напряжение, а входной ток — выпрямленная синусоида. ККМ должен управлять и формой тока на входе и напряжением на выходе. Токковый контур управления программируется выпрямленным сетевым напряжением так, чтобы входное сопротивление схемы представлялось чисто резистивным. Выходное напряжение управляется путём изменения средней амплитуды программно-управляемого входного тока. Аналоговый перемножитель, входящий в состав управляющей схемы, создаёт сигнал, программирующий входной ток путём широтно-импульсной модуляции. Он умножает выпрямленное входное напряжение ККМ на выходной сигнал усилителя ошибки для того, чтобы сигнал программирования тока имел форму входного напряжения и такое среднее значение, которое при данной нагрузке необходимо для обеспечения требуемого входного напряжения. Таким образом, здесь перемножитель выступает в качестве передаточного звена с коэффициентом усиления, пропорциональным ошибке регулирования выходного напряжения. Указанный принцип управления реализован в контроллере ККМ LX1562 фирмы Linfinity Microelectronics, MC34261 фирмы Motorola, ML4812 фирмы Micro Linear (отечественные аналоги — 1033EY4/8), и др. Большой интерес представляет модификация последней микросхемы — ML4819 (отечественный аналог — 1033EY6), содержащая помимо полного контроллера ККМ ещё и схему ШИМ-контроллера для однотактного сетевого источника.

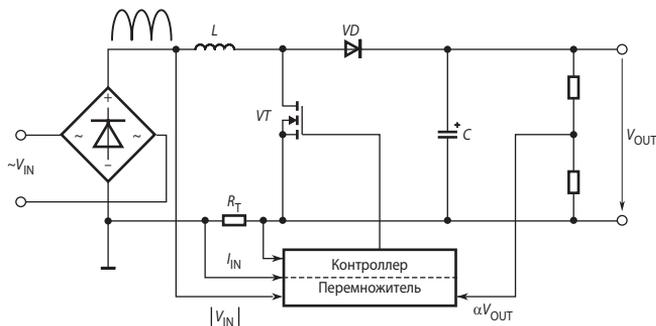


Рис. 6.73. Блок-схема ККМ с контроллером, использующим метод средних значений импульсов тока.

6.9.3. Контроллеры ККМ для сетей с широким диапазоном напряжений

В не такие уж давние времена приборы, питаемые от сети, имели переключатели величины сетевого напряжения, причём нередко на несколько позиций, скажем, 110/127/220/240 В. При неверной установке этого переключателя в лучшем случае выгорал предохранитель, в худшем мог загореться весь прибор. В настоящее время большая часть сетевых импульсных источников питания выполняется с так называемым универсальным сетевым входом, рассчитанным на диапазон входных напряжений от 85 до 265 В. В источниках без ККМ такой широкий диапазон обычно обеспечивается за счёт преобразования мостовой схемы выпрямления на низких сетевых напряжениях в схему удвоителя напряжения. В источниках с ККМ это невозможно, поскольку удвоитель содержит конденсаторы большой ёмкости. С точки зрения повышения коэффициента мощности включение ККМ после них абсолютно бессмысленно.

С другой стороны, поскольку силовой каскад ККМ представляет собой повышающий преобразователь напряжения, довольно легко можно обеспечить более или менее стабильное напряжение на входе основного преобразователя при изменении напряжения первичной сети в широких пределах. Следует отметить, однако, что не всякий контроллер ККМ с программным формированием входного тока пригоден в этом случае. Рассмотренные выше ИМС, такие как ML4812 и подобные, в алгоритме которых предусмотрено простое перемножение выпрямленного входного напряжения ККМ на выходной сигнал усилителя ошибки, не годятся, так как при изменении входного напряжения их коэффициент усиления контура регулирования выходного напряжения меняется в широких пределах. Это плохо по следующим причинам:

1. Сигнал, программирующий форму входного тока источника, должен как можно точнее повторять форму входного выпрямленного напряжения для максимизации коэффициента мощности. Если сделать ширину полосы пропускания контура регулирования выходного напряжения большой, то модуляция входного тока будет производиться так, чтобы сохранить постоянство выходного напряжения с высокой точностью. При этом регулятор будет стремиться сделать среднее значение тока в каждом импульсе также постоянным, а это приведёт к сильному искажению формы входного тока и к значительному уменьшению коэффициента мощности. Поэтому, как это уже указывалось выше, частота среза петли регулирования выходного напряжения должна быть не больше частоты сети.
2. С другой стороны, для улучшения быстродействия при парировании возмущений по току нагрузки эта полоса должна быть по возможности широкой.

Отсюда вытекает компромиссное требование: полоса пропускания контура регулирования выходного напряжения должна быть постоянна и приближённо равна частоте сети. Необходимым условием постоянства полосы пропускания является постоянство коэффициента усиления петли регулирования. Выполнению этого условия мешают два обстоятельства.

Во-первых, в рассмотренной выше схеме, как видно из **Рис. 6.73**, коэффициент усиления петли регулирования пропорционален входному напряжению.

Во-вторых, как следует из уравнения баланса мощности для стабилизированного импульсного преобразователя с малыми потерями и коэффициентом мощности, равным единице при постоянной нагрузке с ростом входного напряжения входной ток должен пропорционально уменьшаться:

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{IN(M)} I_{IN(M)} \sin^2 \theta d\theta = \frac{1}{2} V_{IN(M)} I_{IN(M)} \approx V_{OUT} I_{OUT}, \quad (6.38)$$

По этим причинам для сохранения коэффициента усиления петли регулирования выходного напряжения неизменным при изменении входного напряжения следует изменить этот коэффициент обратно пропорционально квадрату входного напряжения. Чтобы при этом не искажалась форма входного тока, следует перед возведением в квадрат формировать сигнал, пропорциональный *среднему* значению входного напряжения.

На **Рис. 6.74** приведена упрощённая функциональная схема ККМ с таким контроллером. Выходной сигнал усилителя ошибки делится на квадрат среднего значения выпрямленного входного напряжения, формируемого фильтром нижних частот (ФНЧ). Сигнал, пропорциональный частному от этого деления, умножается на мгновенное значение выпрямленного входного напряжения. Сигнал, пропорциональный произведению, управляет широтно-импульсным модулятором, формирующим входной ток. Подобным образом устроены микросхемы контроллера ККМ UC3854, UC3857, ML4822 и др. В [6.15] приведён пример расчёта ККМ на UC3854 мощностью до 250 Вт на входное напряжение 80...270 В.

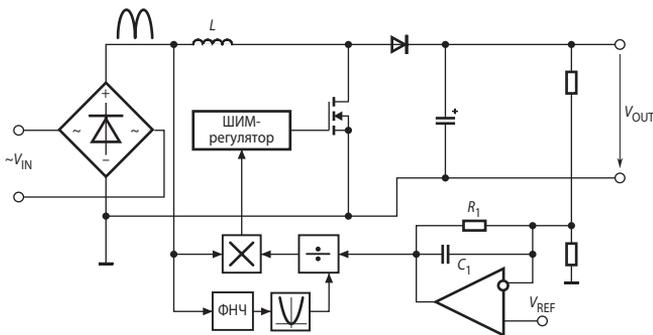


Рис. 6.74. Функциональная схема ККМ для широкого диапазона входных напряжений.

В **Табл. 6.7** приведены основные параметры некоторых моделей контроллеров ККМ.

Таблица 6.7. Основные параметры контроллеров ККМ

Модель	Особенности	Режим сред. тока	Полоса пропуск. токового усилит. [МГц]	I_{OUT} [А]	I_{START} [мА]	f_s [кГц]
UCx852	Постоянное время открытого состояния ключа	—	1	0.5	1	700
UCx854A	Умножитель/делитель в цепи входного напряжения	+	5	1	0.3	500
UCx858	Умножитель/делитель в цепи входного напряжения. Улучшен. Эффективность на малой нагрузке	+	5	0.5	0.1	500
UCC28060	Двухфазный, для ККМ до 800 Вт	+	нет	1.8/1	0.1	450
ML4812	Умножитель с токовым входом	+	1	1	0.6	100
ML4819	Комбинированный ККМ/ШИМ-контроллер	+	1	1	0.6	100
LX1562	Умножитель с токовым входом. Режим непрерывного тока. Корпус SOP-8	+	—	0.5	0.3	—
LTC1248	Умножитель с токовым входом	+	—	1.5	0.25	—
MC33368	Умножитель. Маскирование переднего фронта токового импульса	—	нет	1	0.5	—

6.10. Драйверы светодиодов

6.10.1. Общие сведения

За последние десять лет параметры светодиодов (СД) качественно изменились. Так, например, если раньше сила света типовых светодиодов лежала в пределах от 0.02 до 1.5 мкд, что позволяло использовать их главным образом для индикации состояния логических сигналов, то в настоящее время не редкость приборы с силой света в единицы или даже десятки кандел. Расширилась сфера применения светодиодов. Они начали рассматриваться как перспективные источники света. Уже сегодня световая отдача светодиодов высокой яркости мощностью 1...5 Вт достигает 50...100 лм/Вт, что превышает светотдачу ламп накаливания и сравнимо со светотдачей люминесцентных ламп.

Интенсивность света, излучаемого светодиодом, определяется силой протекающего через него тока. Если для индикаторных светодиодов допустимо задание тока последовательным резистором, то в других вариантах применения светодиодов, когда интенсивность их излучения является основным техническим параметром, следует применять более сложные схемы, обеспечивающие регулирование и стабилизацию тока.

Один из наиболее простых путей — применение линейных стабилизаторов напряжения, включённых по схеме стабилизатора тока (Рис. 6.75). Лучше применять специализированные линейные стабилизаторы тока для светодиодов, например, AD8240, у которого падение напряжения на датчике тока составляет всего 0.2 В. Эта микросхема представляет собой контроллер для биполярного транзистора с током управления до 0.5 А. Регулирование среднего тока через светодиоды осуществляется посредством ШИМ с частотой до 500 Гц, так что мерцание не заметно гла-

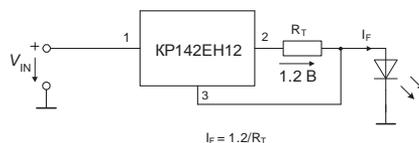


Рис. 6.75. Применение линейного стабилизатора напряжения в качестве стабилизатора тока.

зом. Схемы линейных стабилизаторов просты, не требуют большого числа внешних компонентов и не генерируют электромагнитных помех. Основным недостатком очевиден — низкий КПД и, как следствие, большая рассеиваемая мощность.

Альтернативное решение — использование импульсных регуляторов, в частности, рассмотренных в разделах 6.3...6.5 и 6.8 этой главы. В настоящее время наиболее широкое применение для управления светодиодами нашли повышающие индуктивные преобразователи и преобразователи на коммутируемых конденсаторах.

6.10.2. Светодиодные драйверы на повышающих индуктивных преобразователях

Индуктивные преобразователи могут развивать большие выходные токи, поэтому их используют в устройствах с большим количеством светодиодов или в фотоаппаратах в схеме питания мощного фотодиода вспышки. В Табл. 6.8 [6.22] представлены параметры современных ИМС повышающих индуктивных преобразователей, оптимизированных для питания светодиодов. Как видно, индуктивные преобразователи способны питать до 20 светодиодов одновременно, причём выходной ток может составлять до 1 А. Отдельно следует отметить преобразователи LT1932 и FAN4855, которые отличаются входным диапазоном, начинающимся от 1 и 1.6 В соответственно, т. е. они позволяют питать светодиоды от одного гальванического элемента.

Таблица 6.8. Модели индуктивных повышающих преобразователей напряжения

Модель	V_{IN} [В]	V_{OUT} [В]	I_{OUT} [мА]	Число СД	f_s [МГц]	Производитель	Корпус
LM3224	2.7...7	20, 8	1000	20	1.25	National	MSOIC-8
LM2705	2.7...7	20	40	2	—	National	SOT23-5
LM3550/1	2.7...7	16	70	4	1	National	microSMD-8
LM3520	2.7...5.5	—	120	4, OLED	1.1	National	LLP-14
LM3502	2.5...5.5	16, 25, 35, 44	30	10	1	National	microSMD-10
LM5000	3.1...40	<80	2000	20	0.7	National	LLP-16
LM2698	2.2...12	<18	1900	32	0.6	National	MSOP-8
LT1932	1...10	36	780	4	1.2	Linear	ThinSOTTM
LT3466-1	2.7...24	39.5	400	10	1	Linear	DFN-10
FAN4855	1.6...4.5	5	500	4	—	Fairchild	TSSOP-8
FAN5606	2.7...5.5	24	25	6	0.5	Fairchild	MLP-8

ИМС FAN4855 представляет собой маломощный импульсный регулятор напряжения, спроектированный для преобразования небольших постоянных напряжений в приборах с батарейным питанием. Этот прибор начинает работу при напряжении на входе 1.3 В. Ток нагрузки может достигать 500 мА, а выходной диапазон задаётся внешним резистором от 3.3 до 5 В. Ток покоя микросхемы менее 10 мкА. На Рис. 6.76, а приведена типовая схема включения FAN4855 для питания четырёх параллельно включённых светодиодов, а на Рис. 6.76, б — график зависимости выходного тока от входного напряжения. Можно заметить, что в диапазоне от 1 до 4 В выходной ток практически не меняется.

Фирма Linear Technology предлагает аналогичную микросхему LT1932 с более широким диапазоном входных напряжений — от 1 до 10 В. Ток через светодиод задаётся шунтовым резистором R_{SET} , сопротивление которого рассчитывается по формуле

$$R_{SET} = 22.5/I_D \text{ [Ом]},$$

где I_D — необходимый ток через светодиод [А].

Высоковольтный ШИМ-регулятор LM5000 фирмы National Semiconductor способен в режиме повышающего преобразователя питать до 20 последовательно соединённых светодиодов.

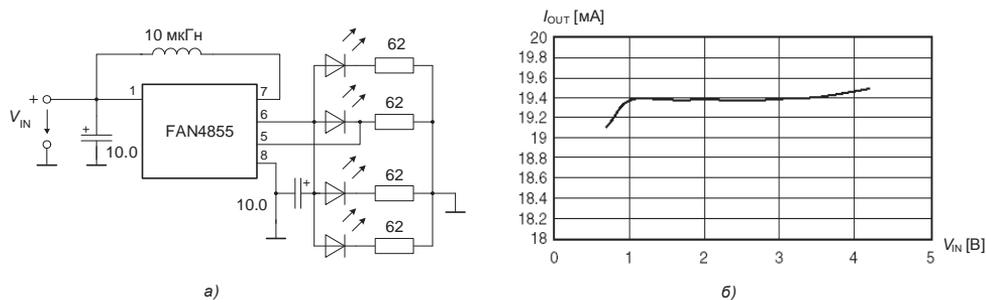


Рис. 6.76. Схема включения (а) и график зависимости выходного тока от входного напряжения (б) микросхемы FAN4855.

Преобразователи LM3502/3 специально спроектированы для использования в качестве драйвера для светодиодов. В зависимости от суффикса выходное напряжение может иметь значения 16, 25, 35 и 44 В. Максимальный выходной ток — 30 мА. Драйверы предназначены для управления цепочкой от 2 до 10 светодиодов. Они содержат две встроенные обходные цепи с ключами на полевых транзисторах, управляемых сигналами EN1 и EN2. Если ключ находится в открытом состоянии, то ток протекает в обход данной секции, что выключает соответствующие светодиоды. Средний ток, протекающий через светодиоды, может плавно регулироваться. В LM3502 это осуществляется сигналом с широтно-импульсной модуляцией, подаваемым на вход CNTRL. Этот сигнал имеет логические уровни и может формироваться микроконтроллером. Поскольку рабочая частота преобразователя составляет 1 МГц, то оптимальная частота регулирования интенсивности света лежит в пределах 200...500 Гц. У LM3503 по входу CNTRL это управление осуществляется как аналоговым, так и логическим сигналами.

Более подробно эти и другие светодиодные драйверы описаны в работах [6.22, 6.23].

6.10.3. Светодиодные драйверы на коммутируемых конденсаторах

Основное достоинство преобразователей на коммутируемых конденсаторах — меньшие электромагнитные помехи по сравнению с индуктивными преобразователями. Типовое подключение светодиодов к таким преобразователям — параллельное, поэтому они, как правило, имеют несколько выходов. Многие модели имеют цифровой последовательный интерфейс для управления яркостью светодиодов от микроконтроллера. Основные параметры нескольких моделей драйверов на коммутируемых конденсаторах для светодиодов представлены в Табл. 6.9.

Таблица 6.9. Модели светодиодных драйверов на коммутируемых конденсаторах

Модель	V_{IN} [В]	V_{OUT} [В]	I_{OUT} [мА]	Число СД	f_s [МГц]	Производитель	Корпус
LM27964	2.7...5.5	—	200	22	—	National	LLP-24
LM2751	2.7...5.5	5.2	120	6	1.7	National	LLP-10
LM2794/5	2.7...5.5	—	80	4	0.515	National	microSMD-18
LM3354	2.7...5.5	5	90	—	1	National	MSOIC-10
LTC3206	2.7...4.5	—	400	11	1	Linear Tech.	QFN-24
LTC3214	2.9...4.5	—	500	1	0.9	Linear Tech.	DFN-10
FAN5616	2.5...5.5	6	120	—	—	Fairchild	MLP-16
FAN5609	2.7...5.5	—	80	4	1	Fairchild	MLP-16
ADM8846	2.6...5.5	—	180	6	1.5	Analog Devices	LFCSP-16

На Рис. 6.77 представлена внутренняя структура ИМС LM27964, предназначенной для управления светодиодами подсветки дисплея и клавиатуры портативного устройства. Управление яркостью светодиодов осуществляется через последовательный интерфейс I²C независимо по группам: 4 СД — основной дисплей, 2 СД — мини дисплей и до 16 СД — подсветка клавиатуры. Аналогичную структуру и близкие характеристики имеет драйвер LTC3206.

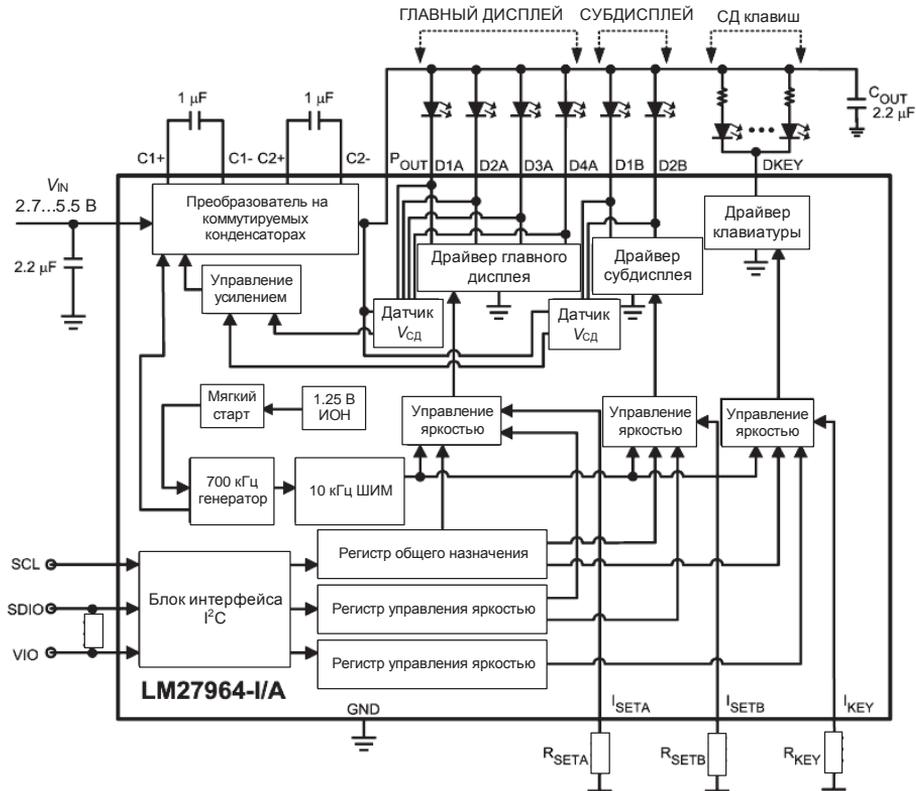


Рис. 6.77. Внутренняя структура LM27964.

6.11. Драйверы силовых ключей

6.11.1. Общие сведения

Драйвер силового ключа представляет собой усилитель мощности и предназначен для непосредственного управления силовым ключом преобразователя. Схема драйвера определяется типом ключевого транзистора (биполярный или полевой, $p-n-p$, p -канальный или $n-p-n$, n -канальный), а также расположением транзистора в схеме коммутатора («верхний», т. е. такой, оба силовых вывода которого в открытом состоянии имеют высокий потенциал или «нижний», оба силовых вывода которого в открытом состоянии имеют нулевой потенциал). Драйвер должен усилить управляющий сигнал по мощности и напряжению и, в случае необходимости, обеспечить его потенциальный сдвиг.

6.11.2. Схемы драйверов биполярных транзисторов

Биполярный транзистор управляется током базы. Он открывается полностью (переходит в насыщение), когда ток базы I_B

$$I_B > \frac{I_C}{B}, \quad (6.39)$$

где B — статический коэффициент усиления тока базы, I_C — ток коллектора. Закрывается биполярный транзистор простым уменьшением тока базы до нуля. Чтобы ускорить процесс переключения, целесообразно на интервале открывания кратковременно подавать увеличенный по сравнению с (6.39) ток, а на интервале закрывания также кратковременно прикладывать к эмиттерному переходу обратное напряжение. Для этого обычно используют форсирующие RC -цепи.

На Рис. 6.78 представлены схемы простейших драйверов для биполярных транзисторов (собственно драйверы выделены штриховым контуром). Если ключ понижающего или инвертирующего преобразователей выполнен на биполярном транзисторе, то простейшая схема драйвера получается, если этот транзистор имеет $p-n-p$ -структуру (Рис. 6.78, а). Если транзистор VT_2 открыт, то ток, вытекающий из базы силового транзистора, поддерживает его в состоянии насыщения. При запираии транзистора VT_2 через резистор R_1 протекает обратный ток коллекторного перехода транзистора VT_1 . При этом обеспечивается запертое состояние этого транзистора. Так, например, выполнен драйвер понижающего импульсного преобразователя $\mu A78S40$.

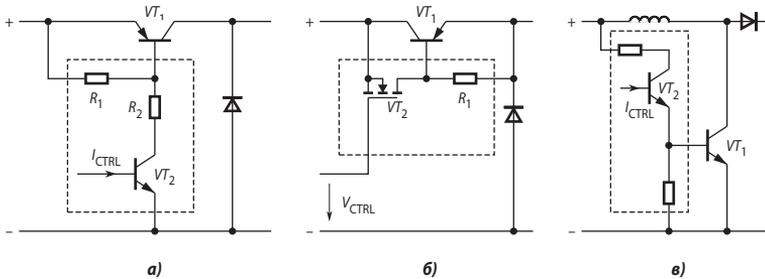


Рис. 6.78. Схемы простейших драйверов для биполярных транзисторов.

Если силовой транзистор понижающего преобразователя имеет структуру $n-p-n$, то для питания драйвера требуется напряжение, превосходящее входное, что неудобно, т. к. требуется дополнительный источник. В противном случае силовой транзистор не будет насыщен в открытом состоянии, что вызовет дополнительные потери. Остроту проблемы несколько снижает применение драйвера на МОП-транзисторе с p -каналом (Рис. 6.78, б). При высоком уровне управляющего напряжения (V_{CTRL}) МОП-транзистор закрыт, и закрыт силовой транзистор, у которого база соединена только с его же эмиттером через резистор R_1 . При низком уровне V_{CTRL} МОП-транзистор открыт, и база силового транзистора соединена с его коллектором через низкое сопротивление открытого канала МОП-транзистора, так что потенциалы базы и коллектора практически совпадают. Силовой транзистор при этом, правда, не насыщен, но близок к этому. Как следствие, увеличивается быстродействие, но и потери тоже. Эта схема используется, например, в понижающем преобразователе MIC4576 производства фирмы Micrel.

Для повышающего преобразователя удобнее всего в качестве драйвера использовать эмиттерный повторитель (Рис. 6.78, в). Эта схема применяется очень широко. Примером может служить MC34063A.

6.11.3. Драйверы МОП-транзисторов и IGBT

В настоящее время в качестве силовых ключей средней и большой мощности применяются в основном МОП-транзисторы и IGBT — приборы с потенциальным управлением. Как нагрузка драйверов эти транзисторы в их мощном исполнении представляют собой конденсаторы с ёмкостью в тысячи или даже десятки тысяч пикофард. При открытии транзистора необходимо его входную ёмкость зарядить, а при закрытии — разрядить. Транзисторы начинают открываться, когда напряжение на их затворе относительно истока превышает пороговое значение. Пороговое напряжение затвор—исток $V_{GS(th)}$ МОП-транзисторов и IGBT, используемых в качестве силовых ключей, обычно составляет 2...4 В. Поэтому для минимизации сопротивления канала открытого МОП-транзистора ($R_{DS(on)}$) или напряжения насыщения коллектор—эмиттер (V_{SAT}) IGBT следует подавать на затвор относительно истока (эмиттера) 10...15 В, а для гарантированного запирания транзистора достаточно, чтобы $V_{GS} = 0$, хотя для ускорения запирания и предотвращения нештатного открывания за счёт большого dv/dt лучше подать напряжение -3...-15 В.

Процесс отпирания МОП-транзистора иллюстрирует **Рис. 6.79**. При подаче с выхода драйвера открывающего потенциала начинается заряд входной ёмкости ключа C_{IN} (**Рис. 6.80, а**). Если сток МОП-транзистора или коллектор IGBT не подключены, то заряд входной ёмкости будет происходить по затухающей экспоненте до уровня, соответствующего ЭДС драйвера E_{DR} . Если же на стоке закрытого транзистора был высокий потенциал, то, как только напряжение V_{GS} достигнет порога отпирания $V_{GS(th)}$ (момент t_1 , **Рис. 6.79**), начнётся разряд переходной ёмкости (C_{DG}), вызванный снижением напряжения на стоке (V_{DS}). Это, в свою очередь, вызовет увеличение тока стока и падения напряжения на выходном сопротивлении драйвера (R_D), что приведёт к увеличению длительности процесса отпирания транзистора (одно из проявлений эффекта Миллера). Для учёта этого явления при расчёте параметров входной цепи ёмкость C_{iss} , паспортное значение которой определяется при постоянном напряжении $V_{DS} = 25$ В (при этом эффект Миллера не проявляется), следует умножить на коэффициент $\chi = 3...5$, то есть принимать входную ёмкость транзистора, равной

$$C_{IN} = \chi C_{iss}.$$

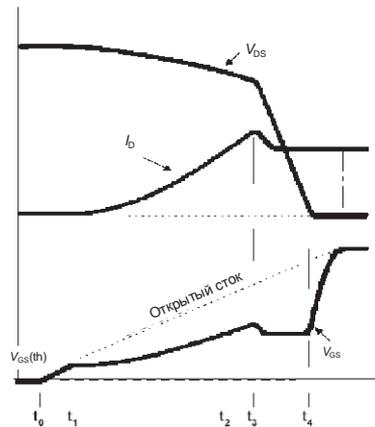


Рис. 6.79. Графики процесса отпирания МОП-транзистора.

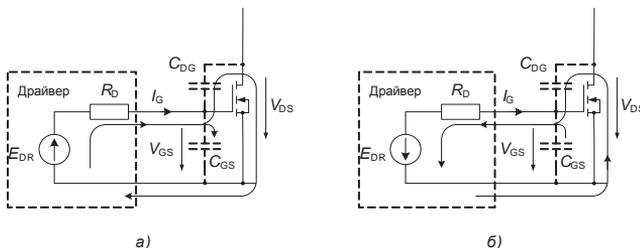


Рис. 6.80. Эквивалентные схемы цепи управления ключа.

При запираании ключа напряжение на затворе падает по экспоненте, пока в момент t_1 (Рис. 6.81) напряжение сток—исток не начнёт нарастать. Напряжение на затворе устанавливается таким, что ток стока поддерживается практически неизменным (если нагрузка в цепи стока имеет индуктивный характер). За счёт эффекта Миллера скорость подъёма напряжения на стоке поддерживается постоянной на уровне, который зависит от тока стока. В момент t_2 рост напряжения стока прекращается и напряжение затвор—исток продолжает падение по экспоненте к величине ЭДС драйвера E_D . При этом ток стока падает до нуля.

При проектировании схемы управления ключом необходимо обеспечить превосходство скорости запирания транзистора над скоростью отпираания. Это позволяет устранить сквозные токи в двухтактных схемах (например, Рис. 6.82, а), вызывающие большие потери и перегрев транзисторов. На практике обычно время запираания ключа превышает время отпираания, особенно у IGBT, из-за необходимости рассасывания зарядов, поэтому приходится вводить «мёртвое» время между запираанием предыдущего транзистора и отпираанием последующего. В одноктактных схемах (Рис. 6.82, б) при быстром отпираании транзистора сквозные токи возникают за счёт перезаряда диффузионной ёмкости диода. Для запираания транзисторов отрицательным напряжением необходим дополнительный источник питания, что усложняет схему управления, поэтому МОП-транзисторы в преобразователях малой и умеренной мощности чаще запирают нулевым напряжением, что ещё больше увеличивает время запираания ключа. Для ускорения запираания ключа по сравнению с отпираанием, сопротивление источника сигнала в цепи затвора при запираании должно быть заметно меньше, чем при отпираании.

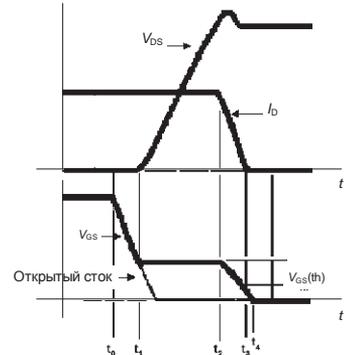


Рис. 6.81. Графики процесса запираания МОП-транзистора.

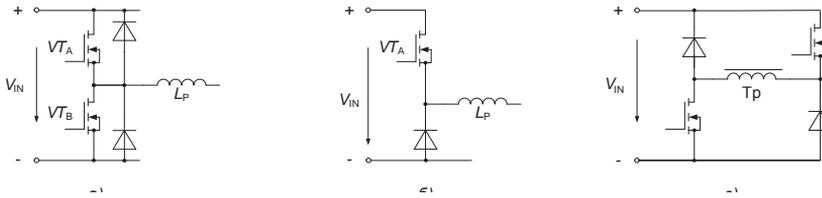


Рис. 6.82. Силовые схемы преобразователей.

6.11.4. Простейшие схемы драйверов

На Рис. 6.83, а и 6.83, б представлены типовые схемы драйверов, применяемых для управления МОП-транзисторами и IGBT. При использовании биполярных транзисторов одного типа проводимости (Рис. 6.83, а) эти транзисторы управляют противофазными напряжениями (например, в микросхеме ШИМ-контроллера UC3842). Если же драйвер построен на комплементарной паре МОП-транзисторов (Рис. 6.83, б), то транзисторы драйвера могут управляться одним и тем же входным напряжением. Условное обозначение драйверов такого типа (в переводной литературе их называют тотемными или пуш-пульными) представлено на Рис. 6.83, в. Такие драйверы могут быть применены для управления силовым транзистором в схеме повышающего или сетевого одноконтного преобразователя, а также нижним n МОП-транзистором в схеме синхронного выпрямителя. Кроме того, эта схема широко используется для переключения p МОП-транзистора в схеме понижающего преобразователя.

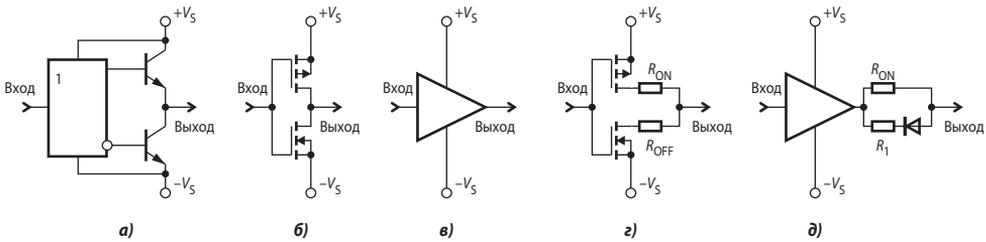


Рис. 6.83. Драйверы для управления МОП-транзисторами и IGBT.

Для того чтобы запираение ключа происходило быстрее, чем отпирание, транзисторы выходного каскада драйвера иногда подключают к затвору через отдельные резисторы, причём выбирается $R_{ON} > R_{OFF}$ (Рис. 6.83, з). Такое включение обеспечивает также уменьшение сквозных токов через эти транзисторы. Другой путь иллюстрирует Рис. 6.83, д. Здесь отпирание ключа происходит через резистор R_{ON} , а запираение — через параллельно включённые резисторы R_{ON} и R_1 .

Для отпирания силового n МОП-транзистора понижающего преобразователя либо верхнего ключа полумостового (мостового) преобразователя требуется, чтобы потенциал затвора был выше потенциала истока по меньшей мере на 12 В. В то же время потенциал истока этого ключа в открытом состоянии почти равен входному напряжению преобразователя. Поэтому для питания драйвера требуется напряжение, превосходящее входное на 12...15 В. Здесь может быть два решения:

1. Питая драйвер от дополнительного источника более высокого напряжения, чем входное, либо от изолированного источника.
2. Формировать дополнительное напряжение питания драйвера при помощи схемы вольтодобавки.

Рассмотрим последний способ подробнее. Нижний (низкопотенциальный) вывод питания драйвера соединён с общей точкой транзистора VT , диода VD и дросселя L понижающего преобразователя (Рис. 6.84). Когда транзистор закрыт, а диод (или нижний транзистор в синхронном выпрямителе) — открыт, конденсатор вольтодобавки C_B подзарядается через диод вольтодобавки VD_B до напряжения входа V_{IN} . В случае применения этой схемы в однотактном понижающем преобразователе заряд конденсатора вольтодобавки может оказаться недостаточным при работе преобразователя на холостом ходу, т. к. в этом случае диод силовой схемы практически не открывается.

При отпирании транзистора потенциал его истока, нижней обкладки конденсатора C_B и нижнего вывода питания драйвера становится почти равным входному напряжению, диод VD_B закрывается, и к затвору транзистора относительно истока прикладывается напряжение, равное V_{IN} . Отсюда ясно, что входное напряжение должно составлять величину из интервала 12...15 В. В противном случае драйвер необходимо питать от дополнительного источника указанного напряжения либо применять специальные МОП-транзисторы с пониженным пороговым напряжением затвор—исток (управляемые логическим уровнем), такие, например, как сдвоенный n -канальный IRF7107, имеющий пороговое напряжение 1...3 В. Поскольку ёмкость конденсатора C_B выбирается намного больше входной ёмкости МОП-транзистора (обычно C_B принимают равной 0.1 мкФ), то её разряд в течение одного такта незначителен.

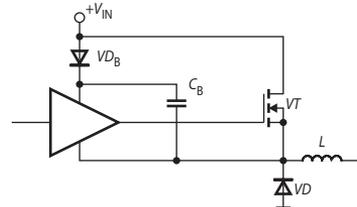


Рис. 6.84. Схема вольтодобавки для питания буфера «верхнего» транзистора.

6.11.5. Защита силовых ключей

Часто на драйверы возлагают также некоторые функции защиты МОП-транзисторов и IGBT. В число этих функций входят следующие:

- защита от короткого замыкания ключа;
- защита от понижения напряжения питания драйвера;
- защита от сквозных токов;
- защита от пробоя затвора.

Защита от короткого замыкания

Наиболее простой путь защиты ключа от короткого замыкания (КЗ) (перегрузки по току) состоит в контроле тока истока (эмиттера). При превышении этим током некоторого заданного порога транзистор должен быть заперт. В качестве датчиков тока используют обычно шунты (см. **Рис. 6.85, а**). Напряжение на шунте сравнивается с опорным (E_{REF}) с помощью компаратора напряжения (КН), выходное напряжение которого является аварийным сигналом. Недостатком такого способа являются значительные потери энергии в шунте, поэтому выпускаются МОП-транзисторы, имеющие дополнительный исток (токочувствительный вывод), через который течёт небольшая часть тока стока, например, транзисторы серии IRC фирмы International Rectifier. Схема включения транзистора с токочувствительным выводом приведена на **Рис. 6.85, б**. Некоторые фирмы выпускают IGBT-модули со встроенной цепью контроля тока RTC (real time current control), например, CM600HU-12F F-серии Mitsubishi Electric, схема которого представлена на **Рис. 6.85, в**.

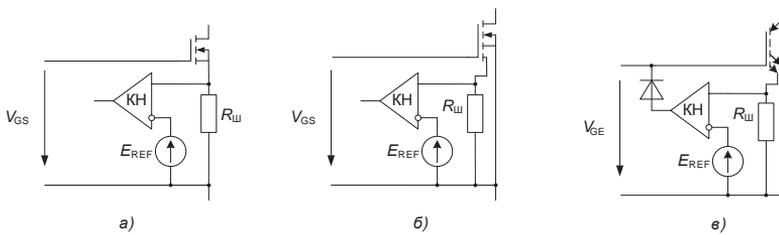


Рис. 6.85. Защита от КЗ путём контроля тока истока.

Напряжение на резисторе, создаваемое током дополнительного эмиттера, пропорционально току коллектора. При превышении этим напряжением опорного напряжения компаратор переключается, диод открывается, и напряжение V_{GE} уменьшается, ограничивая ток коллектора и формируя аварийный сигнал.

Другой путь защиты ключа от короткого замыкания состоит в контроле напряжения на открытом ключе. При КЗ ток через открытый ключ ограничен его насыщением. Кратность этого тока может достигать 3...10 от номинального значения. Многие модели IGBT и МОП-транзисторов могут однократно выдерживать такой ток в течение 5...10 мкс без повреждения. Рост тока сопровождается ростом напряжения сток—исток (коллектор—эмиттер), и этот факт может служить признаком необходимости экстренного запирания транзистора.

Схема цепи управления силовым транзистором с защитой от КЗ приведена на **Рис. 6.86**. Когда транзистор закрыт и на его коллекторе высокое напряжение, диод тоже закрыт. Напряжение на выходе буфера равно

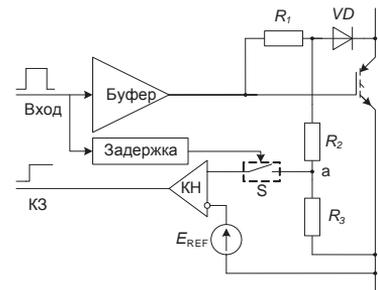


Рис. 6.86. Защита от КЗ с контролем напряжения на коллекторе.

но нулю или отрицательное, поэтому потенциал точки *a* также равен нулю или отрицателен. При подаче на вход буфера открывающего сигнала напряжение на выходе буфера поднимается до 12...15 В, а V_{CE} транзистора снижается до 0.1...3 В в зависимости от типа транзистора и тока нагрузки. При этом напряжение точки *a* устанавливается равным

$$V_a = (V_{CE} + V_D) \frac{R_3}{R_2 + R_3},$$

где V_D — прямое напряжение на диоде. На время переходного процесса установления открытого состояния (примерно 0.5 мкс), вход компаратора КН отключается от точки *a* коммутатором *S*. В случае КЗ напряжение V_{CE} растёт, и, соответственно, растёт V_a , вызывая переключение компаратора.

Защита от понижения питания драйвера

При снижении напряжения питания драйвера, вызванного теми или иными причинами, снижается также напряжение на затворе открытого транзистора. Это может привести к росту потерь в открытом транзисторе или даже выходе его в активный режим, что совершенно недопустимо. Для предотвращения такого режима многие модели драйверов снабжаются узлами блокировки при чрезмерном уменьшении напряжения UVLO (UnderVoltage LockOut), которые при понижении напряжения питания ниже заданного порога переводят выход драйвера в низкопотенциальное состояние.

Защита от сквозных токов

Для предотвращения сквозных токов, вызывающих сильный перегрев транзисторов, вводится пауза («мёртвое» время) между запирающим предыдущего транзистора в полумосте и отпиранием следующего. Эту паузу реализуют элементы задержки в драйвере, причём некоторые модели драйверов позволяют регулировать это время в некоторых пределах.

Защита от пробоя затвора

Выход из строя силового ключа по причине повреждения изолированного затвора является достаточно распространённой неисправностью. Пробой затвора может наступить из-за возникновения генерации в контуре, образованном индуктивностью цепи управления и ёмкостью затвора. Другой причиной может стать быстрое повышение напряжения на коллекторе (стоке) при запирании транзистора, что вследствие большого dv/dt вызывает значительный ток через переходную ёмкость C_{DG} (Рис. 6.80, б) и резистор в цепи затвора R_G и, как следствие, подъём напряжения на затворе. При этом транзистор может открыться, что вызовет протекание сквозных токов через полумост и выход обоих его транзисторов из строя. Это обстоятельство требует выбора низкого значения сопротивления в цепи запирающего ключа и использования источника отрицательного напряжения в цепи управления. Дополнительно следует обеспечить минимальную длину цепи управления и снизить индуктивность этой цепи минимизацией площади, охватываемой ею. Наиболее распространённые и широко применяемые на практике схемы представлены на Рис. 6.87.

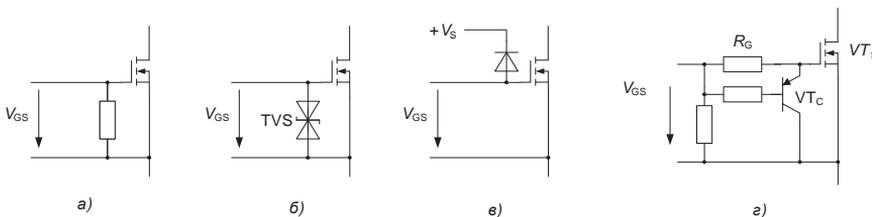


Рис. 6.87. Варианты цепей ограничения напряжения на затворе.

Резистор, установленный параллельно цепи затвор—исток (Рис. 6.87, а), защищает от статического электричества и демпфирует колебания в цепи драйвер—затвор. Его следует монтировать как можно ближе к затвору и истоку. Наиболее эффективно защищает затвор супрессор TVS (Рис. 6.87, б). В ключах небольшой мощности можно использовать диод Шоттки, включаемый между затвором и цепью питания драйвера (Рис. 6.87, в).

Для активного подавления эффекта Миллера в [6.24] предлагается использовать биполярный транзистор, включаемый между затвором и истоком силового ключа (Рис. 6.87, г). При запираии ключа, ток, вызываемый эффектом Миллера, создаёт на резисторе R_G напряжение, вызывающее отпирание ограничительного транзистора VT_C . Ток затвора силового ключа при этом начинает ответвляться через транзистор, ограничивая падение на R_G .

6.11.6. Микросхемы драйверов МОП-транзисторов и IGBT

Драйверы для управления сложными преобразовательными схемами — однофазными и трёхфазными, содержат большое количество элементов, поэтому неудивительно, что их выпускают в виде ИМС несколько фирм: International Rectifier, Intersil, Mitsubishi Electric, IXYS и др. Эти микросхемы, помимо собственно драйверов, содержат также цепи преобразования уровня, вспомогательную логику, цепи задержки для формирования «мёртвого» времени, цепи защиты и т. д. По области применения драйверов различают:

- драйверы нижнего ключа;
- драйверы верхнего ключа;
- драйверы нижнего и верхнего ключей;
- полумостовые драйверы;
- драйверы однофазного моста;
- драйверы трёхфазного моста.

Основные параметры интегральных драйверов делятся на две группы: динамические и эксплуатационные. К динамическим относятся времена задержки переключения при отпирании и запираии ключа, времена нарастания и спада выходного напряжения, а также времена реакции цепей защиты. Важнейшие эксплуатационные параметры суть: максимальное импульсное значение втекающего/вытекающего выходного тока, входные уровни, диапазон питающих напряжений, выходное сопротивление.

Драйверы нижнего ключа предназначены для управления ключом, потенциал затвора и потенциал истока (эмиттера) которого в открытом состоянии близки к нижнему потенциалу входного напряжения преобразователя. Эти драйверы устроены наиболее просто. В простейших случаях они содержат только схему преобразования входного логического уровня (обычно ТТЛ/КМОП) в сигнал полного размаха выхода и буферный усилительный каскад. Таковы, например, семейства одноканальных MAX4420/9, MTX429 фирмы Maxim, допускающие выходной ток до 6/6 А, IXDx409 фирмы IXYS и MIC4421/2 фирмы Micrel с выходным током до 9/9 А, семейства двухканальных IR4426/7/8 International Rectifier с выходным током до 3.3/2.3 А на канал, MAX4426/7/8 Maxim и др. Более развитые модели, такие как одноканальные IXDx430 фирмы IXYS с выходным током 30/30 А, LM5112 National Semiconductor с выходным током 7/3 А, UCC37321/2 Texas Instruments с выходным током до 9/9 А, двухканальные LM5110/1 с выходным током 5/3 А включают схему контроля понижения напряжения питания, а также входную логику.

Представленные выше семейства драйверов включают инвертирующие и неинвертирующие модели. ИМС драйвера нижнего ключа MAX5048 позволяет включать её как в инвертирующем, так и в неинвертирующем режиме. Ещё одна особенность этой ИМС — два выхода. Один из них — P_OUT — предназначен для формирования вытекающего тока при отпирании силового ключа. Он имеет выходное сопротивление 2 Ом и допускает импульсный ток до 1.3 А. Второй выход — N_OUT — формирует втекающий ток при запираии ключа. Его выходное сопротивление — 0.23 Ом. Допустимый ток — до 7.6 А.

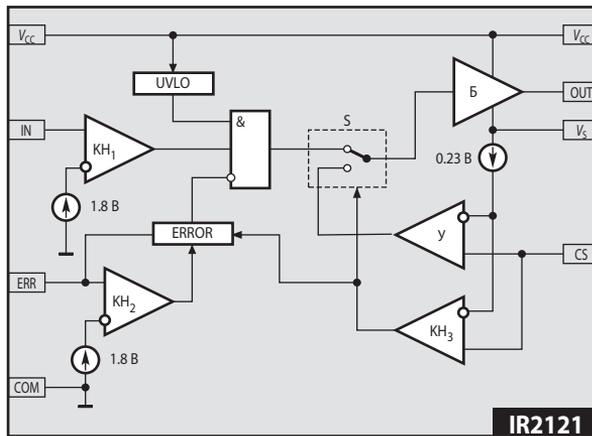


Рис. 6.88. Драйвер нижнего ключа IR2121.

Ещё более сложные ИМС включают цепи защиты от КЗ. Рассмотрим схемотехнику развитого семейства драйверов IR21xx. Драйвер нижнего ключа IR2121 представлен на Рис. 6.88. Он содержит буферный КМОП-усилитель Б, схему блокировки при чрезмерном уменьшении напряжения UVLO, блок задания времени отключения при ошибке ERROR, три компаратора напряжения $KH_1 \dots KH_3$, усилитель обратной связи по току У, логический элемент, аналоговый коммутатор S и три источника опорного напряжения. Типовая схема включения драйвера показана на Рис. 6.89.

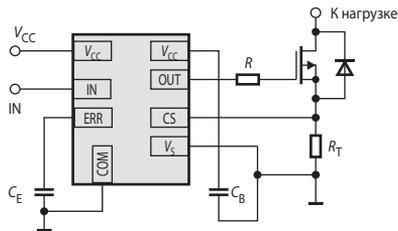


Рис. 6.89. Типовая схема включения драйвера IR2121.

Если напряжение питания микросхемы V_{CC} не менее 12 В, и перегрузка по току источника силового транзистора отсутствует, то транзистор переключается синфазно с сигналом на входе IN. Логический порог переключения компаратора KH_1 составляет 1.8 В, поэтому вход IN совместим по уровням с TTL- и КМОП-логикой. При понижении питающего напряжения UVLO блокирует прохождение управляющих импульсов.

Микросхема оснащена довольно сложной схемой защиты силового транзистора от перегрузки по току. Если напряжение на выходе датчика тока (на Рис. 6.89 это резистор R_T) превысит 0.23 В, компаратор KH_3 переключается и пересоединяет вход буфера Б к выходу усилителя. При этом драйвер переходит в режим стабилизации тока на уровне

$$I_{MAX} = \frac{0.23 \text{ В}}{R_S}. \quad (6.40)$$

Одновременно запускается схема формирования задержки времени выключения в блоке ERROR и компараторе KH_2 . Длительность этой задержки определяется временем заряда конденсатора C_E от 0 до 1.8 В и рассчитывается по формуле

$$t_{DEL} = C_E \frac{1.8 \text{ В}}{I_{ERR}}, \quad (6.41)$$

где $I_{ERR} = 0.1 \text{ мА}$ — ток, заряжающий конденсатор C_E . По истечении времени задержки силовой транзистор на этом такте запирается. На следующем такте всё повторяется, так что

в результате формируются короткие импульсы тока, амплитуда которых определяется формулой (6.40), а длительность — формулой (6.41).

Драйверы верхнего ключа отличаются от драйверов нижнего ключа в первую очередь наличием схемы сдвига уровня управляющего напряжения и цепей вольтдобавки. Это позволяет использовать их для управления верхними ключами без применения дополнительных источников с гальванической развязкой и изолирующих каналов передачи сигналов.

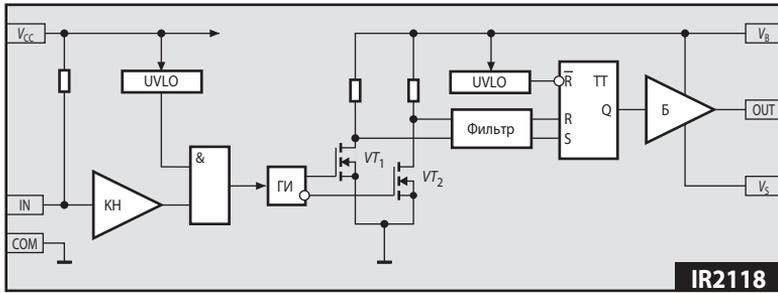


Рис. 6.90. Схема драйвера верхнего ключа IR2118.

Схема драйвера верхнего ключа полумостовой ИМС IR2118 приведена на Рис. 6.90. Существенное отличие этой схемы от предыдущей состоит в наличии схемы высоковольтного (до 600 В) сдвига уровня напряжения на транзисторах T_1 и T_2 . При $V_{CC} > 10$ В переход входного сигнала из 0 в 1 и наоборот вызывает импульс на соответствующем выходе генератора импульсов ГИ. Эти импульсы после сдвига по уровню вверх и формирования фильтром поступают на соответствующие входы RS-триггера, который, в свою очередь, управляет выходным буфером Б. Фильтр, представляющий собой селектор импульсов, предназначен для повышения помехоустойчивости. Он подавляет импульсы длительностью менее 50 нс. Типовая схема включения драйвера IR2118 представлена на Рис. 6.91. Здесь на диоде и конденсаторе C_B выполнена цепь вольтдобавки, обеспечивающая напряжение на затворе открытого силового транзистора, равное V_{CC} . Этот драйвер может быть использован для управления не только «верхним» транзистором полумостовой схемы, но и транзистором высоковольтного понижающего преобразователя. Для последней цели ещё лучше подходит драйвер IR2125, содержащий цепи защиты от перегрузки силового транзистора по току, аналогичные этим цепям у IR2121.

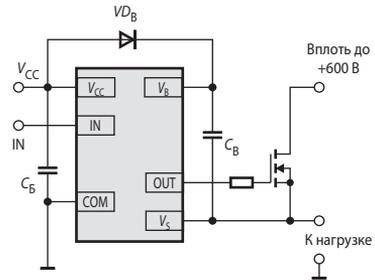


Рис. 6.91. Типовая схема включения драйвера IR2118.

Семейство драйверов верхнего ключа IR2127/8/IR21271/81 отличается от IR2125 способом защиты от КЗ. Здесь могут быть использованы цепи контроля напряжения насыщения на открытом ключе (как на Рис. 6.86). Функциональная схема драйвера из этого семейства представлена на Рис. 6.92. Кроме схемы высоковольтного сдвига уровня напряжения на транзисторах VT_1 и VT_2 имеется также узел защиты от КЗ, включающий компаратор $КН_2$, источник опорного напряжения 0.25 В (IR2127/8) или 1.8 В (IR21271/81), элемент задержки, коммутатор S и логику, включающую два RS-триггера.

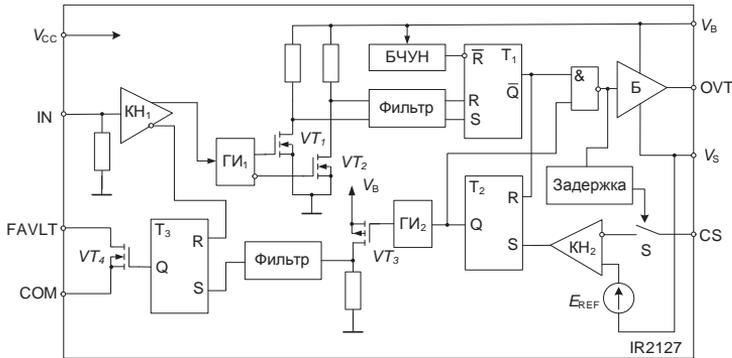


Рис. 6.92. Схема драйвера верхнего ключа IR2127.

Схема включения такого драйвера приведена на Рис. 6.93. При подаче сигнала на отпирание ключа происходит задержка переключения коммутатора S на время, за которое должен произойти спад напряжения на коллекторе силового ключа. Если этого не произойдет, что означает короткое замыкание в силовой цепи, то компаратор переключится и заставит переключиться триггер T_2 , который заблокирует выход драйвера. Одновременно этот триггер запускает генератор импульсов $ГИ_2$, который через цепь сдвига уровня на транзисторе VT_1 и фильтр передаст импульс, переключающий триггер T_3 . Этот триггер открывает транзистор VT_4 и таким образом сообщит системе управления о коротком замыкании. С точки зрения помехоустойчивости, по схеме на Рис. 6.93 наиболее целесообразно использовать IR21271/81, имеющие более высокий порог срабатывания компаратора, а драйверы IR2127/8 лучше использовать совместно с датчиком тока (аналогично IR2121). Эти ИМС также допускают разность потенциалов между общим выводом (COM) и выводом для подключения к эмиттеру транзистора (V_S) до 600 В.

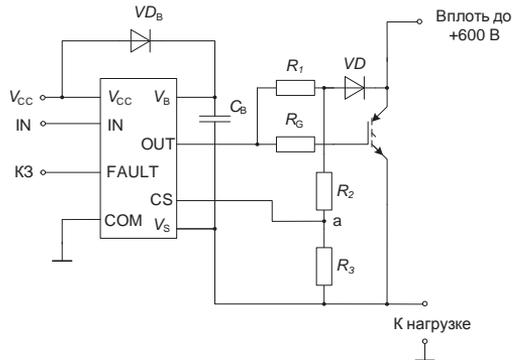


Рис. 6.93. Типовая схема включения драйвера IR2127/8.

При применении в драйверах верхнего ключа схемы сдвига уровня управляющего напряжения не изолирует цепь затвора от схемы управления, поэтому в мощных и высоковольтных преобразователях желательно использовать оптическую или трансформаторную развязку. Драйверы с такой развязкой изготавливает, в частности, фирма Avago Technologies. ИМС ACNW3190 представляет собой драйвер с оптической развязкой и выходным током до 5/5 А. Время переключения не превышает 0,5 мкс. Более развиты драйверы семейства ACPL-331J/332J. Эти микросхемы помимо собственно драйверов, содержат узлы активного подавления эффекта Миллера и защиты от КЗ путём контроля напряжения насыщения ключа. Они имеют два оптических канала: передачи сигнала управления на драйвер и передачи сигнала об ошибке на систему управления. Выходные токи поменьше: 1,5/1,5 А. Время переключения не более 0,3 мкс.

Драйверы верхнего и нижнего ключей целесообразно использовать для управления однотактными двухтранзисторными схемами (Рис. 6.82, в), либо мостами с однополярной широтно-импульсной модуляцией.

Фирма International Rectifier производит значительное количество моделей высоковольтных драйверов верхнего и нижнего ключей. В частности, модель IR2110 содержит на кристалле как схему драйвера верхнего ключа, подобную IR2118, так и схему драйвера нижнего ключа, подобную IR2121, за исключением цепей токовой защиты, которых здесь нет. Управление обоими ключами независимо. Имеется схема формирования «мёртвого» времени для нижнего ключа. Есть вход SD для отключения обоих драйверов. Напряжение питания управляющей логики может быть сдвинуто относительно напряжения питания вольтодобавки. Импульсный выходной ток буферов может достигать 2 А, что обеспечивает высокую скорость переключения управляемых транзисторов. Максимально-допустимое напряжение питания силовой схемы для этой микросхемы составляет 500 В.

Если же требуется частотное управление полумостовым инвертором, то лучше всего использовать 8-выводную ИМС IR2111, которая имеет только один управляющий вход (Рис. 6.94). Здесь обозначено: HO (high output) — выход для управления верхним транзистором, LO (low output) — выход для управления нижним транзистором. Для предотвращения сквозных токов, которые могут возникнуть при коммутации транзисторов, между запирающим одного транзистора и отпиранием другого при помощи цепей задержки обеспечивается «мёртвое» время длительностью 0.7 мкс.

Значительно большими возможностями обладают драйверы полумостового инвертора IR2214SS/IR22141SS. Эти микросхемы снабжены защитой от КЗ обоих ключей (верхнего и нижнего) с контролем напряжения насыщения. Транзисторы выходного каскада драйвера подключают к затвору силового ключа через отдельные резисторы, как на Рис. 6.83, з. Выходные токи в импульсе могут достигать 2 А (вытекающий) и 3 А (втекающий). Предельное значение плавающего напряжения на затворе верхнего транзистора составляет 1225 В. При выходе любого ключа из насыщения производится выключение обоих ключей и на выводе FAULT/SD появляется НИЗКИЙ уровень. Принудительным переводом этого вывода в нулевое состояние внешним устройством драйвер выключается. Микросхема выпускается в 24-выводном миниатюрном корпусе SSOP.

Для нерегулируемого полумостового инвертора могут быть использованы драйверы семейства IR215х, которые содержат на кристалле помимо всего того, что имеет IR2111, ещё и схему автогенератора, аналогичную схеме таймера NE555, а также стабилитрон на напряжение 15 В, ограничивающий напряжение, питающее логику и выходные буферы. Эта ИМС позволяет построить замечательно простой сетевой импульсный нестабилизированный источник с электрической развязкой вторичной цепи. Типовая схема включения IR215х приведена на Рис. 6.95. Управляющие цепи питаются от высокого напряжения через балластный резистор R_1 . Поскольку ток потребления микросхемы не превышает 5 мА, мощность, рассеиваемая на этом резисторе при питании схемы от сети переменного тока 220 В через выпрямитель, оказывается немногим больше 1 Вт.

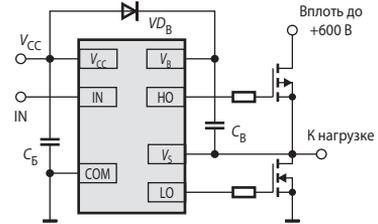


Рис. 6.94. Драйвер для управления полумостовым инвертором IR2111.

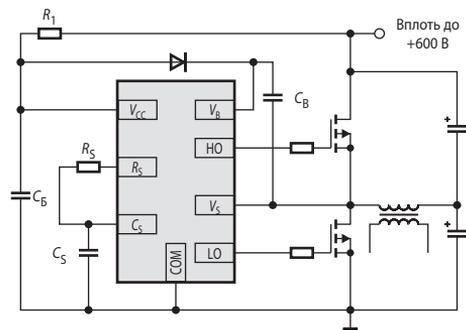


Рис. 6.95. Типовая схема включения ИМС IR215х.

Фирма International Rectifier выпускает значительное количество моделей драйверов верхнего и нижнего ключей. В частности, это семейство IR2106/2301/2108 /2109/2302/2304. Сравнение функциональных возможностей этих ИМС представлено в Табл. 6.9.

Таблица 6.9. Свойства драйверов верхнего и нижнего ключа International Rectifier

Модель	Входная логика	Логика, предотвращающая сквозные токи	Мёртвое время	Земляные выводы
IR2106/2301	HIN/LIN	Нет	Нет	COM
IR21064				VSS/COM
IR2108	HIN/ $\overline{\text{LIN}}$	Есть	Внутреннее 540 нс Программируемое (0.54...5) мкс	COM
IR21084				VSS/COM
IR2109/2302	IN/ $\overline{\text{SD}}$	Есть	Внутреннее 540 нс Программируемое (0.54...5) мкс	COM
IR21094				VSS/COM
IR2304	HIN/LIN	Есть	Внутреннее 100 нс	COM

ИМС драйверов верхнего и нижнего ключа IX6R11 фирмы IXYS отличается наличием изолирующего барьера между входом и драйвером верхнего ключа, выдерживающего до 650 В. Платой за это является необходимость в дополнительном изолированном источнике. Пиковый выходной ток обоих каналов — до 6 А. Микросхема выпускается в 16-выводном корпусе SOIC.

Из других ИМС драйверов можно отметить HIP4081A (Intersil) для управления однофазной мостовой схемой с напряжением до 80 В с пиковым выходным током до 2.5 А. Эта микросхема включает два простых полумостовых драйвера. Для управления маломощными трёхфазными инверторами с входным напряжением до 600 или 1200 В могут быть использованы ИМС фирмы International Rectifier IR2133/IR2135/IR2233/IR2235, содержащие по три полумостовых драйвера. Фирма Intersil выпускает ИМС HIP4086 также с тремя полумостовыми драйверами, но на низкое напряжение (до 80 В), поэтому основная область их применения — коммутаторы бесколлекторных двигателей постоянного тока.

Отдельную группу составляют драйверы синхронных выпрямителей. Такие выпрямители также содержат два ключа — верхний и нижний, но применяются синхронные выпрямители в понижающих преобразователях низкого напряжения (как правило, менее 25 В). Фирма Analog Devices выпускает семейство драйверов ADP3410/2/9 для управления ключами низковольтных (входное напряжение до 25 В) синхронных выпрямителей, в том числе и в многофазных преобразователях. Поскольку в таких устройствах в качестве силовых ключей применяются исключительно МОП-транзисторы, которые обладают высоким быстродействием, то эти ИМС имеют низкое выходное сопротивление (типично 1.7 Ом на включение и 0.8 Ом на выключение) и малое время переключения (типично 13 нс). Все ИМС драйверов синхронных выпрямителей имеют цепи формирования мёртвого времени для защиты ключей от сквозных токов.

Семейство драйверов синхронных выпрямителей IXS839/839A/839B фирмы IXYS содержит UVLO и настраиваемый блок мёртвого времени. Длительность этой паузы определяется ёмкостью конденсатора, подключаемого между выводом DLY микросхемы и общей точкой, по формуле:

$$t_{\text{П}} [\text{нс}] = 0.5C [\text{пФ}].$$

Ещё один пример — семейство TPS28225/6 фирмы Texas Instruments обеспечивает втекающий ток нижнего транзистора до 4 А и время переключения 10 нс. Это позволяет управлять ключами с частотой до 2 МГц.

В Табл. 6.10 приведены основные параметры интегральных драйверов МОП- и IGBT-ключей.

Таблица 6.10. Основные параметры драйверов для МОП- и IGBT-транзисторов

Модель	$t_{ON/OFF}$ [нс] (f_{MAX} [кГц])	$I_{втек/вытек}$ [А]	$V_{си.макс}$ [В]	V_s [В]	Особенности
Драйверы нижнего ключа					
MAX4420	65/65	6/6	—	4.5...18	Входной ток < 10 мкА
IXDD409	46/43	9/9	—	4.5...35	Непрерывный выходной ток до 2 А
MIC4422	55/55	9/9	—	4.5...18	Есть вариант с инвертированием
IR4426	85/65	1.5/1.5	—	6...20	Двухканальный
EL7242	20/20	2/2	—	4.5...16	2-канальный с дифференциальными входами
IXDD430	65/57	30/30	—	8.5...35	UVLO, непрерывный выходной ток до 8 А
LM5112	39/37	7/3	—	3.5...14	Регулируемый входной порог, UVLO
LM5110	39/37	5/3	—	3.5...14	2-канальный, регулируемый входной порог
UCC37321	55/45	9/9	—	4.5...15	Есть вход отключения
MAX5048	20/15	7.6/1.3	—	4...12.6	Дифференциальные входы
IR2121	150/150	2/1	—	12...18	Защита от КЗ по току, UVLO
Драйверы верхнего ключа					
IR2118	125/105	0.42/0.2	600	10...20	UVLO
IR2125	150/150	2/1	500	12...18	Защита от КЗ по току, UVLO
IR21271	200/150	0.42/0.2	600	9...20	Защита от КЗ по напряжению, UVLO
ISL6801	(100)	0.2/0.2	120	5	Входная логика, отдельные выходы, UVLO
ACNW3190	400/400	5/5	1400	15...30	Оптическая развязка
ACPL-331J	230/230	1.5/1.5	891	15...30	Оптическая развязка. Активное подавление эффекта Миллера. Защита от КЗ по напряжению
Драйверы верхнего и нижнего ключей					
IR2113	120/94	2/2	600	10...20	Раздельные входы управления верхним и нижним ключами
IR2111	750/150	0.42/0.2	600	10...20	Объединённый вход управления верхним и нижним ключами
IR2214SS	460/450	3/2	1200	10.4...20	Защита от КЗ по напряжению, отдельные выходы
IR2233	700/700	0.42/0.2	1200	10...20	Три полумостовых драйвера, токовая защита
IR21094	750/200	0.25/0.12	600	10...20	Программируемое «мёртвое» время, защита от сквозных токов
IX6R11	205/150	6/6	650	10...35	Требуется три источника питания
HIP2100	20/20	2/2	100	9...14	UVLO
HIP4081A	55/40	2.6/2.4	80	9.5...15	Два полумостовых драйвера, UVLO
IP4086	50/50	1.25/1.25	95	7...15	Три полумостовых драйвера, программируемое «мёртвое» время

Продолжение таблицы 6.10

Модель	$t_{ON/OFF}$ [нс] (f_{MAX} [кГц])	$I_{втек/вытек}$ [А]	$V_{си.макс}$ [В]	V_S [В]	Особенности
Драйверы ключей синхронного выпрямителя					
ICL6207	28/26	4/2	30	5	Защита от сквозных токов
IXS839	65/55	4/2	24	5	Защита от сквозных токов
ADP3419	15/10	4/2	25	5	Защита от сквозных токов, UVLO
TPS28225	10/10	4/2	$32 - V_S$	4.5...8	Защита от сквозных токов

6.11.7. Драйверы IGBT-модулей

IGBT-модули являются одними из наиболее мощных полностью управляемых полупроводниковых ключей, допускающих в закрытом состоянии напряжение до 4500 В и коммутирующих токи до нескольких килоампер. Стоимость таких приборов весьма высока, поэтому требования к драйверам IGBT-модулей также высоки. Как следствие, драйверы IGBT-модулей представляют собой сложные, законченные устройства, изготавливаемые в виде гибридных микросборок, модулей или даже плат.

Общие черты большинства драйверов IGBT-модулей суть:

- в качестве сигнала о коротком замыкании или перегрузке по току используется напряжение коллектор—эмиттер (V_{CE}) IGBT-модуля;
- трансформаторная или оптическая развязки цепей управления и выхода;
- встроенный источник питания цепей выхода.

Характерными представителями рассматриваемого класса драйверов является семейство одноканальных МД115/50/80 и двухканальных МД215/50/80 модулей фирмы «Электрум АВ» с выходными токами 1.5/5/8 А соответственно.

Блок-схема семейства одноканальных драйверов МД1хх представлена на Рис. 6.96. Включение и выключение IGBT-модуля осуществляется по отдельным цепям через выходы OUTon и OUToff. Развязка цепей управления — оптическая. Питание выходных каскадов — от встроенного DC/DC-преобразователя. Контроль напряжения коллектор—эмиттер — через вывод MC; пороговое напряжение — 7 В. К выводу MCR подключается конденсатор, ёмкость которого определяет время задержки срабатывания защиты. Входы управления — дифференциальные, TTL/КМОП-совместимые.

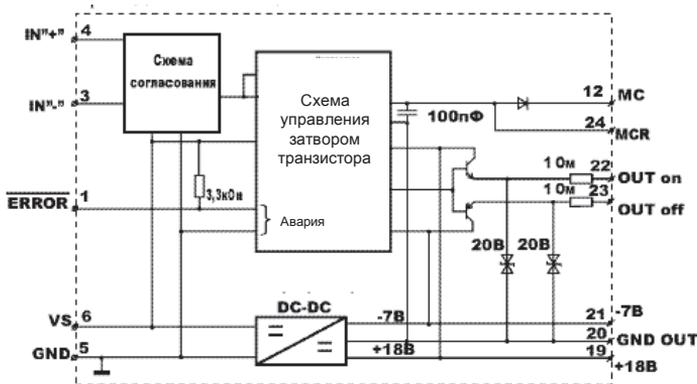


Рис. 6.96. Блок-схема модуля драйвера МД180.

Фирма ST-Concept Technology производит несколько моделей драйверов IGBT-модулей, выполняемых на печатных платах. Это, в частности, двухканальные 2SD106AN и 2SD315AI-33, а также шестиканальный 6SD106EN. Все эти устройства имеют трансформаторную развязку и встроенный источник, а также защиту от КЗ путём контроля напряжения коллектор—эмиттер. Драйверы 2SD106AN и 6SD106EN допускают импульсный выходной ток до 6/6 А, а 2SD315AI-33 — до 15/15 А. Максимальная частота переключения выходов — 100 кГц. Вывод выходных каскадов — объединённый.

Подобные драйверы, одноканальный SKH 10/12 и двухканальные SKIPER 32R, выпускает фирма Semikron. Обе модели имеют отдельные выводы на отпирание и запираание модулей.

Фирма Powerex выпускает драйверы M5716AL-01 в виде гибридных микросборок для IGBT-модулей F-серии фирмы Mitsubishi Electric, со встроенной цепью контроля тока RTC (см выше подраздел 6.11.5). Драйвер оснащён оптической развязкой. Допустимый импульсный выходной ток — 5/5 А.

Самый малогабаритный драйвер с трансформаторной развязкой 1ED02I12-S предлагает фирма Infineon. Он смонтирован в 16-выводном корпусе DSO размером 7.5 × 10 × 2.6 мм. Для его применения требуется дополнительный изолированный источник. Трансформаторы прямой и обратной связи бессердечниковые. Для активного подавления эффекта Миллера при коротком замыкании драйвер оснащён ключом на ток до 0.5 А, включаемым непосредственно между затвором и эмиттером IGBT-модуля. Недостаток этой модели — сравнительно малый выходной ток (2/2 А). Фирма Infineon выпускает также устроенный аналогично двухканальный драйвер 2ED020I12-F для управления полумостовой схемой.

В Табл. 6.11 приведены основные параметры некоторых моделей драйверов для IGBT-модулей.

Таблица 6.11. Основные параметры драйверов для IGBT-модулей

Модель	$t_{ON/OFF}$ [нс] (f_{MAX} [кГц])	$I_{втек/вытек}$ [А]	$V_{кз.(MAX)}$ [кВ]	V_S [В]	Особенности
МД180П-Б	(100)	8/8	2	5	Раздельные выходы, встроенный источник, защита цепи затвора
2SD315AI-33	(> 100)	15/15	1.2	15	Двухканальный, встроенный источник, трансформаторная развязка
6SD106EN	(> 100)	6/6	0.8	15	Шестиканальный, встроенный источник, трансформаторная развязка
1ED02I12-S	400/600	2/2	1.2	+5, +15, -8	16-выводной корпус DSO, трансформаторная развязка, активное подавление эффекта Миллера
SKH1 10/12	(100)	8/8	1.2	15	Раздельные выходы, встроенный источник, выбор входных уровней
SKIPER 32R	(50)	15/15	1.7	15	Двухканальный, встроенный источник, трансформаторная развязка, раздельные выходы
M57160AL-01	(20)	5/5	1.2	+15, -8	Оптическая развязка, защита по току (RTC). Гибридная ИМС
M57958L	(30)	5/5	1.4	+15, -10	Оптическая развязка. Гибридная ИМС

6.12. Устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения

6.12.1. Общие сведения

Так же, как и линейные стабилизаторы, импульсные стабилизаторы напряжения (ИСН) имеют отрицательные обратные связи по напряжению с высоким контурным коэффициентом усиления. Поэтому необходимо принимать меры для обеспечения их устойчивости. Проблема устойчивости импульсных стабилизаторов является даже более острой, чем линейных, по крайней мере, по трём причинам:

1. Дискретный во времени характер управления ИСН, вносящий определённую специфику (в частности, дополнительное фазовое запаздывание) в процессы управления.
2. Наличие в составе ИСН многосвязных LC-фильтров, выходных и входных, необходимых для подавления помех, обусловленных импульсным характером регулирования.
3. Существенно нелинейный характер широтно- и частотно-импульсной модуляции, затрудняющий исследование динамики ИСН, в особенности в режимах глубоких возмущений. У повышающего и инвертирующего ИСН нелинейны даже статические характеристики (см. **Рис. 6.13** и **Рис. 6.16**).

По этим причинам исследование устойчивости импульсных стабилизаторов представляет собой сложную задачу [3.7], которая в этой книге, рассчитанной на широкий круг читателей, будет решаться аналитически только в линейном приближении, или, как говорят специалисты по теории автоматического управления, «в малом».

6.12.2. Устойчивость импульсных стабилизаторов с обратной связью по напряжению

Анализ устойчивости импульсных стабилизаторов напряжения может быть существенно упрощён, если воспользоваться методом средних значений. Этот метод базируется на гипотезе, что частота единичного усиления контура регулирования напряжения ИСН (частота среза) существенно (по крайней мере в десятки раз) меньше частоты коммутации силовых ключей. В этом случае быстро меняющиеся мгновенные значения напряжений и токов заменяются их средними значениями за период коммутации T . Например, среднее напряжение

$$\bar{u}(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} u(t) dt. \quad (6.42)$$

Ниже приведены результаты, опубликованные в работе [6.17], которая в настоящее время считается классической, судя по количеству ссылок на неё.

Для понижающего (**Рис. 6.2**), повышающего (**Рис. 6.11**) и инвертирующего (**Рис. 6.15**) преобразователей разомкнутый контур регулирования напряжения в *режиме непрерывного тока* индуктивной катушки может быть представлен в виде упрощённой структурной схемы, приведённой на **Рис. 6.97**. На этой схеме обозначено:

$W_R(s)$ — передаточная функция регулятора;

$K_C(s) = K_{C0} \cdot \left(1 - \frac{s}{\omega_a}\right)$ — эквивалентная передаточная функция силовой схемы ИСН;

$W_F(s) = K \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{1}{Q} \cdot \frac{s}{\omega_c} + \left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2}$ — передаточная функция функционально необходимой

части (ФНЧ) ИСН.

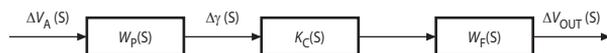


Рис. 6.97. Упрощённая структурная схем разомкнутого контура регулирования ИСН.

В Табл. 6.12 представлены формулы для вычисления параметров передаточных функций $K_C(s)$ и $W_F(s)$ основных схем простейших однотактных ИСН. Здесь, помимо уже пояснённых параметров, обозначены: R_C — эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора; R_L — активное сопротивление обмотки катушки; R — сопротивление нагрузки.

Таблица 6.12. Формулы для вычисления параметров однотактных ИСН

Параметр	Тип ИСН		
	Понижающий	Повышающий	Инвертирующий
K_{Co}	V_{IN}	$\frac{V_{IN}}{(1-\gamma)^2} \cdot \frac{(1-\gamma)^2 R - R_L}{(1-\gamma)^2 R + R_L}$	$\frac{V_{IN}}{(1-\gamma)^2} \cdot \frac{(1-\gamma)^2 R + (1-2\gamma)R_L}{(1-\gamma)^2 R + R_L}$
K	$\frac{R}{R + R_L}$	$\frac{R}{R + \frac{R_L}{(1-\gamma)^2}}$	$\frac{R}{R + \frac{R_L}{(1-\gamma)^2}}$
ω_c	$\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{R + R_L}{R + R_C}}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{R(1-\gamma)^2 + R_L}{R + R_C}}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{R(1-\gamma)^2 + R_L}{R + R_C}}$
Q	$\frac{1}{\omega_c} \left[CR_C + \frac{CRR_L + L}{R + R_L} \right]^{-1}$	$\frac{1}{\omega_c} \left[CR_C + \frac{CRR_L + L}{(1-\gamma)^2 R + R_L} \right]^{-1}$	$\frac{1}{\omega_c} \left[CR_C + \frac{CRR_L + L}{(1-\gamma)^2 R + R_L} \right]^{-1}$
ω_z	$1/CR_C$	$1/CR_C$	$1/CR_C$
ω_a	∞	$\frac{R(1-\gamma)^2 - R_L}{L}$	$\frac{R(1-\gamma)^2 + (1-2\gamma)R_L}{\gamma L}$

Как видно из Табл. 6.11, математические модели ИСН получаются непростыми. Особенно неприятно то, что характерный для повышающего и инвертирующего ИСН ноль $1/\omega_a$ находится в правой комплексной полуплоскости. Это обстоятельство серьёзно усложняет задачу обеспечения устойчивости. Система оказывается неминимально-фазовой, т. е. для её устойчивости недостаточно, чтобы ЛАЧХ пересекала ось частот с наклоном по абсолютной величине менее 40 дБ/дек. Кроме того, этот ноль зависит от γ , т. е. от регулирующего параметра стабилизатора. Для примера, на Рис. 6.98 приведены теоретические логарифмические частотные характеристики (ЛЧХ) разомкнутого контура регулирования повышающего ИСН, выполненного по схеме на Рис. 6.11 [6.17], для различных значений коэффициента заполнения импульсов γ . Этот ИСН имеет следующие параметры: $T = 0.1$ мс; $R = 60$ Ом; $L = 6$ мГн; $C = 41.7$ мкФ; $R_L = 3$ Ом; $R_C = 1$ Ом; $V_{IN} = 60$ В. Из ЛЧХ видно, что при $\gamma > 0.5$, даже при единичном усилении контура обратной связи на нулевой частоте, запасы устойчивости по фазе совершенно недостаточны, а при дальнейшем увеличении коэффициента заполнения замкнутая система вообще становится неустойчивой.

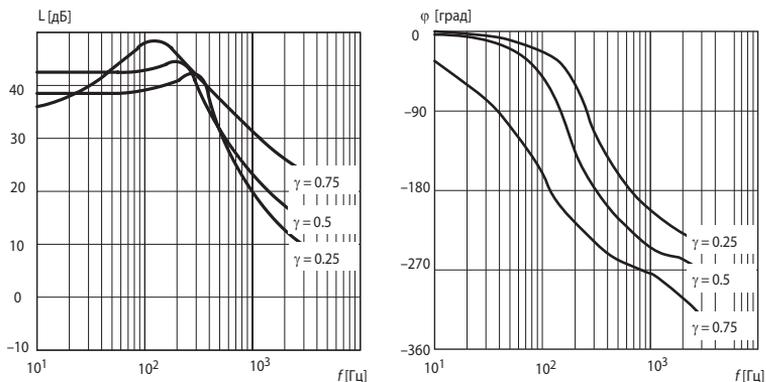


Рис. 6.98. Теоретические ЛАХ повышающего преобразователя.

Из анализа Табл. 6.11 можно сделать следующие выводы:

1. Устойчивость понижающего ИСН с обратной связью по напряжению может быть обеспечена с помощью традиционных последовательных корректирующих устройств. Целесообразно для повышения точности стабилизации использовать пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор. В области высоких частот (в окрестности частоты среза) для повышения запасов устойчивости можно ввести фазоопережение. На Рис. 6.99 приведена схема усилителя с обратными связями, реализующая упомянутые улучшения. Цепочка $R_F C_F$ обеспечивает фазоопережение, а $R_{PI} C_{PI}$ — пропорционально-интегральное регулирование. Методику расчёта подобных последовательных корректирующих цепей можно найти в любом учебнике по теории автоматического управления, например, в [6.18]. Подобное корректирующее устройство может быть реализовано на усилителе сигнала ошибки, входящего в состав большинства ИМС контроллеров с регулированием по напряжению, таких как TL494, LT1576, 1114EY1 и др. В частности, аналогичные цепи используются в типовой схеме включения контроллера для управления понижающим ИСН TL5001.

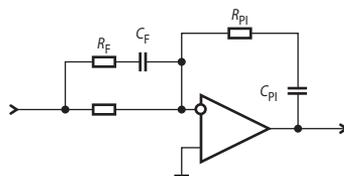


Рис. 6.99. Схема усилителя с корректирующими связями.

2. Повышать устойчивость повышающего и инвертирующего ИСН путём последовательной коррекции вряд ли целесообразно, т. к. фазовое запаздывание контура регулирования этих преобразователей очень велико. К тому же вид как амплитудно-частотных, так и фазо-частотных характеристик этих преобразователей сильно зависит от величины регулирующего параметра γ . Тем не менее, в некоторых простейших моделях ИСН, например MC33466, используются форсирующие цепи для компенсации фазового запаздывания. Другой путь обеспечения приемлемых характеристик ИСН повышающего типа — использование релейного способа регулирования. В этом случае вместо усилителя сигнала ошибки применяется компаратор. Известно (см., например, [6.18]), что релейные системы, имеющие переходную характеристику без зоны нечувствительности, всегда работают в режиме автоколебаний. При этом среднее значение выходного напряжения будет стабилизироваться, но частота колебаний может быть относительно низкой (особенно в условиях, когда входное напряжение или нагрузка ИСН меняется), а пульсации соответственно большими. Чтобы повысить частоту переключения силового транзистора в автоколебательном режиме, используют внутренний синхрогенератор. Так построен регулятор, например, в ИМС повышающего ИСН MC33463. Это обеспечивает стабиль-

ность выходного напряжения в пределах 2.5% от номинального значения. Значительно лучшие характеристики обеспечивает применение наряду с обратной связью по напряжению ещё и дополнительной обратной связи по току дросселя ДОСТД (см. подраздел 6.6.4).

6.12.3. Устойчивость импульсных стабилизаторов с дополнительной обратной связью по току дросселя

По сути дела любой ИСН с индуктивными элементами можно представить в виде сочетания импульсного источника тока, состоящего из силового ключа и дросселя, и питаемого этим источником выходного конденсатора большой ёмкости, включаемого параллельно нагрузке. В импульсных источниках, снабжённых только обратной связью по выходному напряжению, эти дроссель и конденсатор образуют колебательный контур с неплохой добротностью, в результате чего полюса передаточной функции ФНЧ оказываются комплексно-сопряжёнными, и запаздывание по фазе в контуре регулирования в области частот свободных колебаний этого контура нарастает с частотой очень быстро. Идея метода введения дополнительной обратной связи по току состоит в том, чтобы за счёт местной обратной связи разъединить конденсатор с дросселем по динамике и существенно повысить быстродействие источника тока, т. е. перенести один из полюсов передаточной функции ФНЧ в область высоких частот за частоту среза разомкнутого контура регулирования напряжения.

Подобный подход уже давно используется в электроприводе. Это так называемые «системы подчинённого регулирования». Система управления ИСН, построенная в соответствии с принципом подчинённого регулирования, включает два контура управления: внутренний — токовый и внешний — контур регулирования напряжения (в электроприводе — скорости). При этом контур регулирования напряжения выступает по отношению к токовому контуру как задатчик тока, отдаваемого в нагрузку. Для управления ИСН принцип подчинённого регулирования начали использовать значительно позже, в конце 70-х годов прошлого века, одновременно с бурным развитием интегральной схемотехники ИСН. На **Рис. 6.100** представлена функциональная схема подчинённого регулирования ИСН. Здесь Z_{LO} — нагрузка источника тока преобразователя, представляющая собой включённые параллельно выходной сглаживающий конденсатор и сопротивление собственно нагрузки. В зависимости от того, какое значение тока используется при определении момента формирования регулируемого фронта импульса ИСН (определении текущего значения γ), различают два типа регуляторов тока: регуляторы с управлением по пиковому значению тока и регуляторы с управлением по среднему току. Оба этих типа регуляторов применяются в системах с ШИМ, работающих на фиксированной частоте.

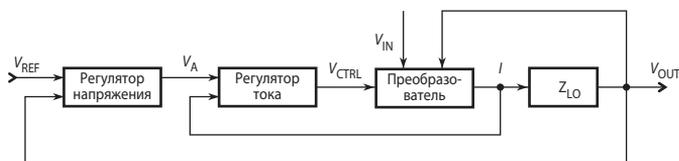


Рис. 6.100. Функциональная схема подчинённого регулирования ИСН.

Регуляторы с управлением по пиковому току

Регулирование по пиковому значению тока начали использовать раньше, и в настоящее время оно применяется в большинстве моделей контроллеров ИСН. Это LM2630, UCC3813, семейства UCx84x, LT107x и др. Пиковый метод управления током дросселя путём сравнения нарастающего тока дросселя (или силового ключа) с заданным уровнем,

устанавливаемым внешним контуром управления, иллюстрируется **Рис. 6.101** на примере понижающего ИСН. Компаратор напряжения КН выключает силовой ключ, когда напряжение V_C , пропорциональное мгновенному значению тока, достигает заданного уровня V_{AV} , устанавливаемого усилителем напряжения УН (**Рис. 6.102, а**). Включение силового ключа осуществляется подачей на S-вход RS-триггера импульса от генератора тактовых импульсов ГТИ.

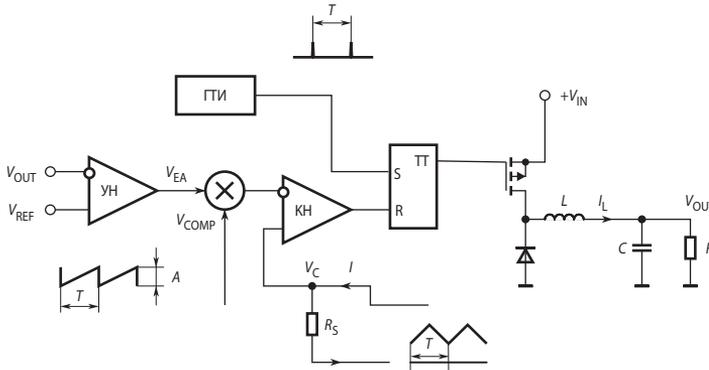


Рис. 6.101. Функциональная схема понижающего ИСН с дополнительной обратной связью по пиковому току дросселя.

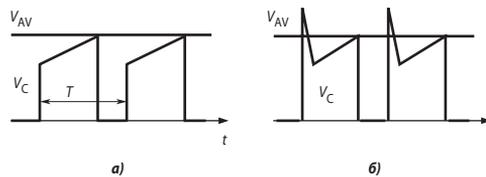


Рис. 6.102. Диаграммы, поясняющие пиковый метод управления током.

Пиковому методу управления током присущи следующие недостатки:

1. Амплитуда колебаний тока дросселя довольно мала, в результате чего этот метод чувствителен к помехам. Если, например, считывается ток не дросселя, а силового ключа, что очень удобно в повышающих, прямоходовых и обратных ИСН, то в момент включения ключа за счёт рассасывания зарядов в силовом диоде и заряда межвитковой ёмкости трансформатора формируется короткий импульс тока, передаваемый на вход компаратора (**Рис. 6.102, б**). Этот импульс нарушает работу регулятора — он заставит силовой ключ выключиться немедленно, поэтому в цепь измерения тока включают интегрирующую RC-цепочку с небольшой постоянной времени. В ИМС ШИМ-контроллера UCCx813 имеется встроенный узел маскирования переднего фронта токового импульса — ей такая цепочка не нужна. Важными мероприятиями для снижения чувствительности регулятора пикового тока к помехам являются правильная трассировка печатной платы и применение блокирующих конденсаторов по питанию.

2. Меньшая точность регулирования тока, чем при использовании метода среднего тока. Всё же выходным параметром источника тока является именно средний ток, но при больших пульсациях тока, пиковое его значение при изменении γ непропорционально среднему значению.

3. Для метода управления пиковым током характерны *субгармонические автоколебания* при $\gamma > 0.5$ [6.19]. Субгармонические колебания — это такие колебания, частота кото-

рых в целое число раз меньше тактовой частоты. В замкнутых системах, описываемых разностными уравнениями первого порядка, к которым относится контур регулирования тока дросселя в ИСН, возможны колебания только на основной субгармонике, т. е. на частоте $f_s/2$, где f_s — частота коммутации силового ключа.

Рассмотрим вопрос о субгармонической неустойчивости контура тока поподробнее, применительно к схеме на Рис. 6.101. На Рис. 6.103, а представлена форма тока дросселя I_L преобразователя с токовым управлением. Величина тока задаётся сигналом усилителя напряжения V_{EA} . При изменении тока на величину ΔI , можно видеть, что ΔI со временем уменьшится при $\gamma < 0.5$ и увеличится при $\gamma > 0.5$ (Рис. 6.103, б). Математически это может быть выражено так:

$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \frac{m_2}{m_1}. \quad (6.43)$$

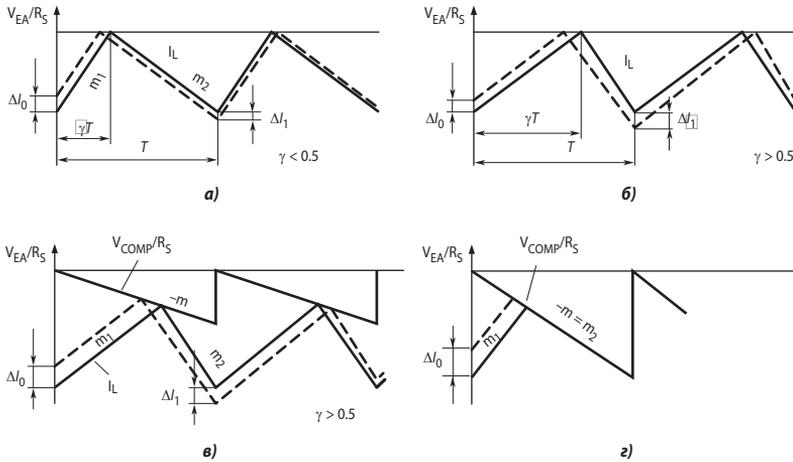


Рис. 6.103. Диаграммы, поясняющие возникновение субгармонических колебаний в токовом контуре ИСН.

Для сохранения устойчивости при $\gamma > 0.5$ можно вычесть из задающего сигнала пилообразное напряжение с наклоном m (см. Рис. 6.103, в). Это даёт

$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \frac{m_2 - m}{m_1 + m}. \quad (6.44)$$

При $\gamma \rightarrow 1$, $m_1 \rightarrow 0$, а $|\Delta I_1| \rightarrow |\Delta I_0|$. Тогда из (6.44) следует, что для того чтобы $|\Delta I_1| < |\Delta I_0|$ при любых значениях γ , необходимо выполнение условия

$$m > \frac{m_2}{2}, \quad (6.45)$$

поэтому, для того чтобы гарантировать устойчивость токового контура при всех значениях γ , наклон пилообразного корректирующего сигнала должен быть больше, чем половина наклона токового сигнала. Для понижающего ИСН

$$m_2 = \frac{V_{OUT}}{L}, \quad (6.46)$$

поэтому амплитуда напряжения пилообразного корректирующего сигнала A должна быть

$$A > \frac{V_{OUT} R_S}{2L f_s}.$$

Если выбрать $t = t_2$, то, как видно из **Рис. 6.103, з**, при отклонении тока дросселя от установившегося процесса, переходный процесс будет заканчиваться за один такт, т. е. будет обеспечено оптимальное быстродействие контура тока. К сожалению, при постоянной настройке параметров это возможно только для узкого интервала значений γ .

В ранних моделях ИМС преобразователей и контроллеров с управлением по пиковому значению тока введение корректирующего пилообразного напряжения осуществляется путём внешнего подключения входа токовой обратной связи к одному из выводов генератора тактовых сигналов либо через резистор, либо, как рекомендует изготовитель для UC3842, через эмиттерный повторитель (**Рис. 6.104**). Более современные ИМС, такие, как однокристалльный преобразователь LM2587 или контроллер LM2630, содержат на кристалле узел суммирования сигнала, пропорционального току дросселя, с корректирующим пилообразным сигналом, причём у LM2630 амплитуда пилы устанавливается внешним резистором. У LM2630 имеется также дифференциальный усилитель сигнала, снимаемого с датчика тока, что упрощает измерение тока дросселя понижающего ИСН.

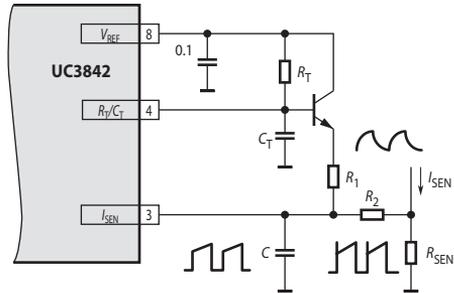


Рис. 6.104. Введение корректирующего пилообразного напряжения.

Регуляторы с управлением по среднему току

Регулирование среднего тока дросселя позволяет устранить основные недостатки регуляторов пикового тока за счёт введения в контур регулирования тока интегрирующего усилителя. Схема понижающего ИСН с регулятором среднего тока приведена на **Рис. 6.105**. Выходной сигнал усилителя напряжения УН (V_{EA}) задаёт требуемое значение тока. Напряжение на токочувствительном резисторе R_S представляет собой фактическое значение тока дросселя. Ошибка по току усиливается пропорционально-интегральным (ПИ) регулятором на усилителе тока УТ и сравнивается с пилообразным сигналом большой амплитуды на входах компаратора напряжения КН. Этот сигнал вырабатывается генератором пилообразного напряжения ГПН. Частота среза токового контура может быть установлена выбором параметров цепи обратной связи УТ. Эта частота может быть не меньше, чем аналогичная частота среза регулятора пикового тока, но на низких частотах усиление в рассматриваемом случае может быть намного выше.

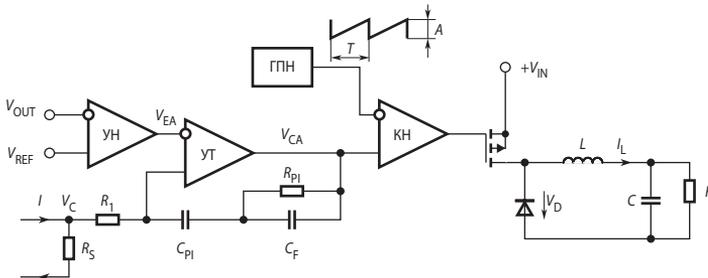


Рис. 6.105. Схема понижающего ИСН с регулятором среднего тока.

Преимущества управления по среднему току [6.20]:

1. Зависимости от времени среднего тока воспроизводятся с более высокой точностью. Это особенно важно в корректорах коэффициента мощности. Режим управления

средним током особенно предпочтителен, если при низких значениях входного тока ККМ имеет место переход в режим прерывистого тока. Внешний контур регулирования напряжения практически не ощущает этого перехода.

2. Коррекция наклона нарастания тока пилообразным сигналом не требуется, однако при чрезмерном усилении контура регулирования тока возможна потеря устойчивости.

3. Превосходная помехоустойчивость. Одновременно с открыванием силового ключа пилообразный опорный сигнал снижается до самого низкого уровня и первоначальный импульс тока через ключ не может нештатно переключить компаратор.

4. Метод управления по среднему току может использоваться для управления током в любой ветви силовой схемы импульсного преобразователя. Это может быть управление входным током в понижающем и инвертирующем преобразователях, а также управление выходным током повышающего и инвертирующего преобразователей.

Для организации управления по среднему току предназначены микросхемы контроллеров: UCx827, UCx880, UCx886 и др.

Пример 6.2

Рассмотрим выбор цепей обратной связи токового усилителя в токовом контуре понижающего ИСН на **Рис. 6.105** [6.20]. Параметры ИСН: частота коммутации ключа $f_s = 100$ кГц, $V_{IN} = 15...30$ В, $V_{OUT} = 12$ В, $I_{OUT} = 5$ А, $\Delta I_L = 1.2$ А (при $V_{IN} = 30$ В), $R_S = 0.1$ Ом. Ноль $R_{RI}C_{RI}$ значительно ниже частоты переключения. Полоса пропускания УТ много больше f_s . Токовый контур имеет один полюс (от дросселя). Сигнал датчика тока дросселя с пульсациями треугольной формы усилен, инвертирован в УТ и подан на вход компаратора. Напряжение V_{EA} убывает при замкнутом силовом ключе и нарастает при разомкнутом (**Рис. 6.106**).

Как следует из изложенного выше, чтобы не было субгармонических колебаний, крутизна наклона V_{EA} при разомкнутом ключе не должна быть больше крутизны наклона пилообразного опорного напряжения V_{RAMP} . Скорость спада тока при разомкнутом ключе

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{OUT}}{L}. \tag{6.47}$$

Крутизна наклона пилообразного опорного напряжения

$$\frac{A}{T} = Af_s. \tag{6.48}$$

где A — амплитуда пилообразного напряжения. Усиление УТ, максимально допустимое на частоте f_s , определяется из равенства

$$\frac{V_{OUT}}{L} R_S K_{CA} = Af_s, \tag{6.49}$$

и, следовательно,

$$K_{CA} = \frac{Af_s L}{V_{OUT} R_S}. \tag{6.50}$$

Для данных примера 6.2. максимально допустимое значение $K_{CA} = 25$. Этот коэффициент устанавливается отношением R_{RI}/R_1 . Малосигнальное усиление разомкнутого контура регулирования тока ИСН от выхода УТ до напряжения на токочувствительном резисторе R_S равно при $V_{IN} = 30$ В

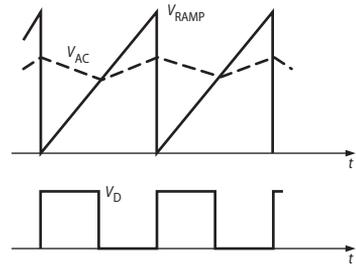


Рис. 6.106. Диаграммы, поясняющие работу регулятора в режиме среднего тока.

$$\frac{\Delta V_S}{\Delta V_{CA}} = \frac{R_S}{A} \cdot \frac{V_{IN}}{\omega L} = \frac{1590}{f}. \quad (6.51)$$

Полное усиление разомкнутого контура регулирования тока найдём, умножив (6.50) на (6.51). Приравняв результат единице, определим частоту среза контура тока f_{CO} , соответствующую максимально допустимому значению K_{CA} :

$$\frac{R_S}{A} \cdot \frac{V_{IN}}{2\pi f_{CO} L} \cdot \frac{A f_S L}{V_{OUT} R_S} = 1,$$

откуда

$$f_{CO} = \frac{V_{IN} f_S}{V_{OUT} 2\pi} = \frac{f_S}{2\pi \gamma}. \quad (6.52)$$

В данном примере частота среза $f_{CO} = 20$ кГц при $V_{IN} = 15$ В ($\gamma = 0.8$) и $f_{CO} = 40$ кГц при $V_{IN} = 30$ В ($\gamma = 0.4$).

Если вместо ПИ-регулятора на усилителе УТ использовать просто усилитель, то запас по фазе токового контура будет 90° — гораздо больше, чем необходимо, зато усиление на низких частотах будет не намного лучше, чем с регулятором пикового тока. Включение конденсатора C_{PI} , создающего ноль $R_{PI}C_{PI}$ на частоте 10 кГц, ниже минимально возможной частоты среза, уменьшает запас по фазе до 63° и значительно увеличивает низкочастотное усиление, повышая точность регулирования тока.

Полнос передаточной функции усилителя $R_{RI}(C_{RI}||C_F)$ целесообразно установить равным частоте переключения f_S , т. е. 100 кГц. Его назначение — сглаживание узких импульсов, возникающих в момент коммутации силового ключа. На Рис. 6.107 представлена асимптотическая ЛАЧХ контура регулирования тока, построенная без учёта дискретных свойств широтно-импульсного модулятора.

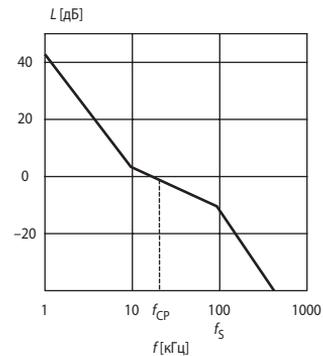


Рис. 6.107. Асимптотическая ЛАЧХ контура регулирования тока.

Режим прерывистого тока

Когда ток нагрузки становится малым, ток через дроссель в цикле коммутации может достигать нуля. Значение тока нагрузки, соответствующее границе между режимами непрерывного и прерывистого тока определяется формулой

$$I_{OUT} = I_L = \frac{V_{OUT}(1-\gamma)}{2f_S L}. \quad (6.53)$$

Наибольшее значение граничный ток имеет при максимальном входном напряжении и соответственно минимальной γ . В рассмотренном выше примере граница режима соответствует 0.2 А, когда $V_{IN} = 15$ В и 0.6 А, если $V_{IN} = 30$ В. В режиме прерывистого тока для такого же изменения выходного тока требуется большее изменение относительной длительности γ , чем в режиме непрерывного тока. Поэтому усиление контура тока падает. Кроме того, исчезает полюс с 90° -градусным запаздыванием по фазе, так что усиление контура становится независимым от частоты. Токковый контур становится более устойчивым, но значительно менее чувствительным.

При режиме управления пиковым током ошибка, обусловленная непропорциональностью пикового и среднего значения тока становится недопустимо большой, но при управлении средним током высокое усиление УТ легко обеспечивает большие значения Δu , поддерживая таким образом хорошее регулирование тока.

Регулятор тока с замкнутой обратной связью на частотах ниже частоты среза ведёт себя как преобразователь напряжение—ток с соответствующей передаточной проводимостью

$$g_C = \frac{1}{R_S}.$$

В таком случае внешний контур, гораздо более инерционный, имеет обычно только один полюс в области частот ниже частоты среза и может быть легко стабилизирован. На **Рис. 6.108** приведена структурная схема понижающего ИСН с обратной связью по току, построенная для малых отклонений средних значений переменных. Здесь обозначено: $Y_L(s) = R_L + sL$ — операторная проводимость цепи дросселя, $Z_{LO}(s)$ — операторное сопротивление нагрузки преобразователя, определяемое формулой

$$Z_{LO}(s) = \frac{R(1 + sCR_C)}{1 + sC(R + R_C)},$$

$W_{CV}(s)$ — передаточная функция регулятора напряжения, $W_{CC}(s)$ — передаточная функция регулятора тока, K_V и K_C — коэффициенты передачи датчиков обратной связи соответственно напряжения и тока. K_T — коэффициент передачи преобразователя, величина которого зависит от способа регулирования тока.

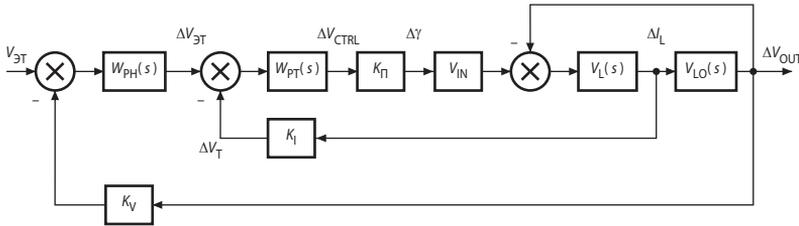


Рис. 6.108. Структурная схема понижающего ИСН с обратной связью по току.

6.12.4. Особенности анализа устойчивости ИСН с силовыми трансформаторами

Приведённый выше обзор методов анализа устойчивости касался импульсных стабилизаторов с гальваническими связями между первичным источником и нагрузкой. Анализ устойчивости преобразователей с силовыми трансформаторами имеет некоторые особенности, связанные с электромагнитным преобразованием энергии в трансформаторах. Как поступают обычно в таких случаях, заменим трансформатор его схемой замещения, причём будем полагать, что трансформатор идеален, т. е. сопротивления и индуктивности рассеяния обмоток равны нулю (с точки зрения анализа устойчивости это не имеет существенного значения, т. к. частоты свободных колебаний, обусловленных этими параметрами, многократно превосходят частоту среза контура регулирования). С учётом такой замены эквивалентная схема прямоходового стабилизатора (**Рис. 6.37**) и ста-

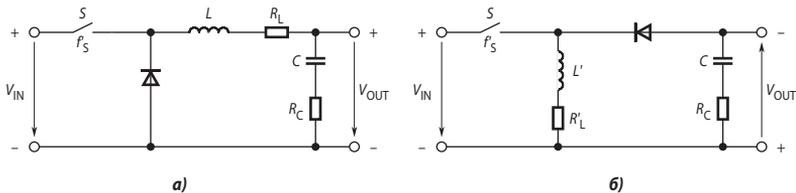


Рис. 6.109. Эквивалентные схемы трансформаторных преобразователей.

биллизаторов на основе инверторов (Рис. 6.26) будет иметь вид как у понижающего преобразователя (Рис. 6.109, а), а эквивалентная схема обратногоходового стабилизатора (Рис. 6.42) — как у инвертирующего преобразователя (Рис. 6.109, б). Параметры входных цепей в данном случае удобнее привести к выходным цепям. Значения приведённых параметров можно найти для инверторных схем из Табл. 6.12.

Таблица 6.12. Соотношения между исходными и приведёнными параметрами

Схема инвертора	V'_{IN}/V_{IN}	$f' s/f s$
Нулевая	$1/k$	2
Полумостовая	$2/k$	2
Мостовая	$1/k$	2
Прямоходовая	$1/k$	1

Здесь обозначено: $k = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации трансформатора. Для обратногоходового преобразователя $V'_{IN}/V_{IN} = 1/k$, а $L' = L_2 = L_1/k^2$ и $R'_L = R_{L2}$

6.13. Моделирование одноктактных импульсных преобразователей в пакете VisSim

6.13.1. Общие сведения

При разработке импульсных преобразователей со сложной динамикой для источников питания необходимо ещё на этапе проектирования иметь возможность прогнозировать их важнейшие свойства, такие как предельные и средние значения напряжений и токов на отдельных элементах и выходе схемы, качество переходных процессов при пуске, коммутации нагрузки, изменении уставки и питающего напряжения. Математические методы анализа, рассмотренные в разделе 6.12, могут оказаться либо слишком грубыми, неточными (линейное непрерывное приближение) при исследовании режимов преобразователей с большими колебаниями, либо слишком трудоёмкими для инженера-электроника. Макетирование отнимает очень много времени, особенно при проектировании мощных устройств. Значительно большей точностью, гибкостью, простотой и наглядностью результатов отличается моделирование динамических систем на компьютере с помощью специальных моделирующих программ.

Такие пакеты моделирования электронных устройств, как *PSpice*, *MicroCAP* и другие, детально описывающие процессы в транзисторах и диодах, полезны для выбора демпфирующих цепей и цепей управления силовыми ключами (хотя и они не отображают влияние топологии печатных плат и взаимного расположения элементов). Однако эта детализация становится излишней, занимая вычислительные ресурсы компьютера, при выборе и отладке систем управления преобразователями. Простая в применении программа *Electronic Workbench* удобна для использования преимущественно в учебных целях.

Моделирование процессов в сложных динамических системах на компьютерах в настоящее время используется очень широко. В настоящее время применяются пакеты программ моделирования *VisSim*, *Simulink*, *SistemView* и другие. Наибольшее применение у инженеров нашёл *VisSim* фирмы Visual Solutions Inc. благодаря доступности (версия 3.0 рассылается бесплатно), простоте применения и удобному интерфейсу. *VisSim* интегрируется с массовыми системами компьютерной математики Mathcad и MATLAB и превосходит другие системы моделирования по скорости.

6.13.2. Моделирование в VisSimе электрических цепей

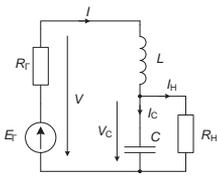


Рис. 6.110. Схема электрической цепи.

Описание пакета *VisSim* и основные правила работы в нём изложены в [6.25]. Основная особенность — построение структурных схем из блоков (однонаправленных графов), имеющих различное функциональное назначение. Рассмотрим пример моделирования в *VisSim* простейшей электрической цепи (см. Рис. 6.110). Процессы в этой цепи описываются следующей системой уравнений в операторной форме:

$$\begin{aligned}
 V &= E_T - IR_T, \\
 V_C &= V - IsL \text{ или } I = \frac{1}{sL}(V - V_C), \\
 I_H &= \frac{V_C}{R_H}, \\
 I_C &= I - I_H, \\
 V_C &= \frac{1}{sC} I_C.
 \end{aligned}
 \tag{6.54}$$

Используя блоки генерации постоянного сигнала, суммирования, интегрирования и усиления, построим на основании системы (6.54) схему моделирования в *VisSimе* (Рис. 6.111).

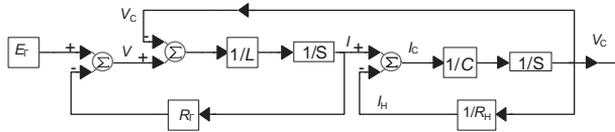


Рис. 6.111. Модель в *VisSimе* электрической цепи на Рис. 6.110.

В *VisSimе* можно легко создать пользовательские блоки моделей отдельных элементов. Рассмотрим, например реальную катушку индуктивности, обладающую помимо индуктивности L ещё и сопротивлением постоянному току R (см. Рис. 6.112, а). Напряжения и ток в катушке связаны операторным уравнением

$$V = IsL + IR \text{ или } I = (V - IR) \cdot \frac{1}{L} \cdot \frac{1}{s}.$$

Этому уравнению соответствует схема моделирования, представленная на Рис. 6.112, б. Часть схемы, расположенную между блоками переменных «variable» VL и IL, преобразуем в субблок, который назовём YL, т. к. его передаточная функция имеет размерность проводимости. Этот блок изображён на Рис. 6.112, в. Для него справедливо

$$I = YL \cdot V.$$

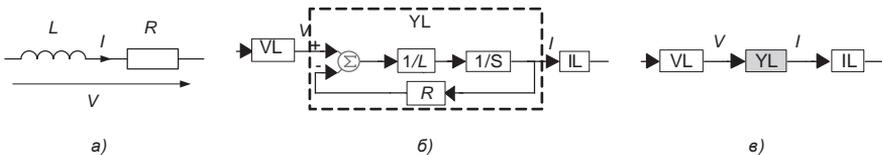


Рис. 6.112. Модель катушки индуктивности.

Конденсатору с учётом эквивалентного последовательного сопротивления $R_{ЭП}$ (см. Рис. 6.113, а) соответствует уравнение

$$V = IR_{ЭП} + I \cdot \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s}$$

Модель конденсатора в VisSime приведена на Рис. 6.113, б. Эту модель также можно преобразовать в субблок (см. Рис. 6.113, в), который обозначим ZC, т. к. его передаточная функция имеет размерность сопротивления.

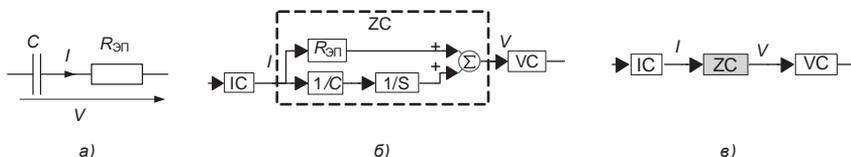


Рис. 6.113. Модель конденсатора.

6.13.3. Модели силовых ключей

Основными ключевыми элементами в импульсных преобразователях являются транзисторы и диоды. Рассмотрим моделирование диода. В VisSime возможно точное воспроизведение вольт-амперной характеристики (ВАХ) диода в соответствии с уравнением Эберса-Молла, поскольку здесь есть экспоненциальный блок. Однако достаточную точность для анализа динамических характеристик преобразователей даёт упрощённая модель, отображающая ВАХ, представленную на Рис. 6.114, а. В этом случае статическая характеристика диода описывается уравнением

$$V = \begin{cases} V_{ТН} + IR_{ПР}, & I > 0 \\ IR_{ОБР}, & I < 0 \end{cases}$$

Здесь $R_{ПР}$ — прямое сопротивление диода (обычно доли ома), $R_{ОБР}$ — обратное сопротивление диода (обычно мегаомы), $V_{ТН}$ — пороговое напряжение (примерно 0.7 В), которое в простейших случаях можно не учитывать. Схема моделирования этой зависимости представлена на Рис. 6.114, б.

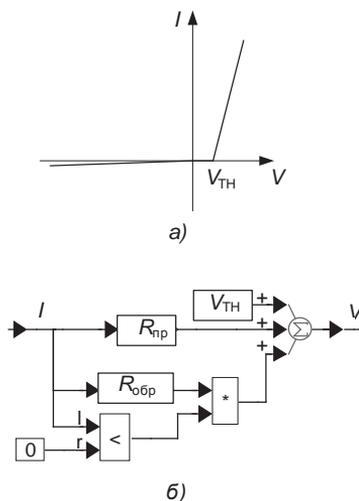


Рис. 6.114. Моделирование диода.

При моделировании силового ключа следует учитывать, что он коммутирует не только напряжение, но и ток. Во многих типах преобразователей силовой ключ S_1 и диод имеют соединение (см. Рис. 6.115, а), в котором вместо диода (или параллельно ему) может включаться противофазный ключ S_2 (синхронный выпрямитель). В этом случае струк-

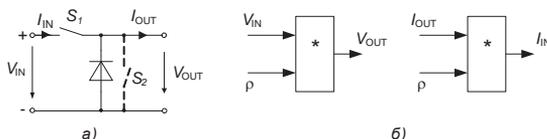


Рис. 6.115. Модель силового ключа.

турно ключ может быть представлен двумя блоками перемножения (Рис. 6.115, б). Буквой ρ обозначена булева функция, называемая коммутационной, такая что

$$\rho(t, \gamma) = \begin{cases} 1, & nT < t \leq (n + \gamma)T; \\ 0, & (n + \gamma)T < t < (n + 1)T; \quad n = 0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (6.55)$$

где γ — относительная длительность замкнутого состояния ключа, формируемого широтно-импульсным модулятором; T — период следования импульсов.

6.13.4. Моделирование в VisSime понижающих импульсных преобразователей

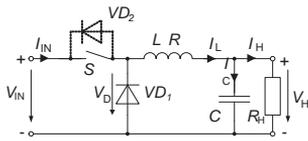


Рис. 6.116. Схема понижающего преобразователя.

Схема простейшего понижающего преобразователя приведена на Рис. 6.116. Процессы в схеме описываются системой уравнений

$$V_D = \begin{cases} V_{IN}\rho, & I_L > 0 \\ V_H, & I_L \leq 0 \end{cases} \quad (6.56)$$

$$V_D = I_L(sL + R) + V_H, \quad (6.57)$$

$$I_C = I_L - I_H, \quad (6.58)$$

$$I_H = V_H / R_H, \quad (6.59)$$

$$V_H = I_C / sC, \quad (6.60)$$

$$I_{IN} = \rho I_L. \quad (6.61)$$

Этой системе соответствует схема моделирования, представленная на Рис. 6.117, а. Здесь блоки с обозначением V_{IN} , I_{IN} , ρ и др. — это блоки переменных, с помощью которых может быть осуществлена связь с другими частями схемы, например, с входным фильтром и с системой управления. При использовании вместо диода в схеме на Рис. 6.116 синхронного выпрямителя модель диода (см. Рис. 6.114) не нужна, т. е. блоки умножения, сравнения, $R_{ПР}$, $R_{ОБР}$, а также сумматор следует исключить.

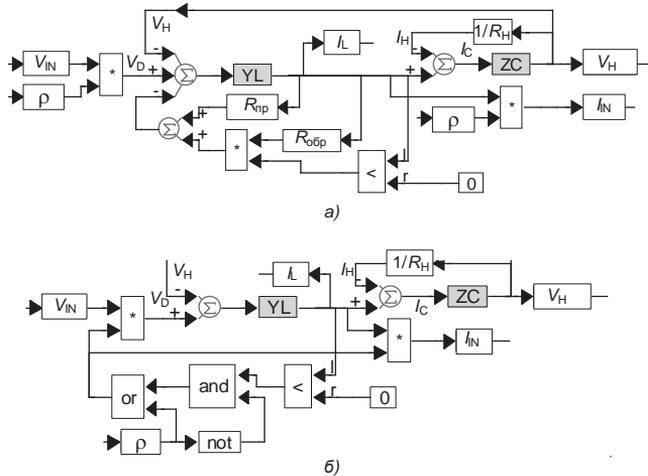


Рис. 6.117. Модель понижающего преобразователя.

В настоящее время в качестве ключа в составе импульсных преобразователей наиболее часто используются МОП-транзисторы с вертикальной структурой. Эти транзисторы имеют паразитный диод между подложкой и стоком, показанный на **Рис. 6.116** пунктиром (VD_2). Наличие этого диода заметно влияет на процессы в преобразователе, поскольку ключ S проводит ток в обратном направлении даже в закрытом состоянии. В этом случае напряжение на диоде VD_1 и ток через ключ (уравнения, соответственно, (6.56) и (6.61)) будут определяться другими выражениями:

$$V_D = V_{IN} \cdot [\bar{\rho} \cap (I_L < 0) \cup \rho],$$

$$I_{IN} = I_L \cdot [\bar{\rho} \cap (I_L < 0) \cup \rho].$$

где $\bar{\rho} = 1 - \rho$ — инверсия коммутационной функции (6.55). Вариант модели преобразователя с учётом диода VD_2 приведён на **Рис. 6.117, б**.

Наличие блока коммутации входного тока позволяет легко ввести в модель преобразователя входной фильтр. Схема силовой части понижающего преобразователя с входным фильтром представлена на **Рис. 6.118**.

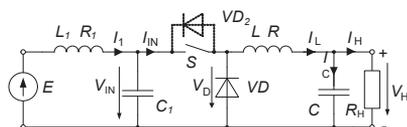


Рис. 6.118. Схема силовой части понижающего преобразователя с входным фильтром.

Используя блоки переменных «variable», можно дополнить модели преобразователя на **Рис. 6.117** подсистемой входного фильтра, схема моделирования которого приведена на **Рис. 6.119**.

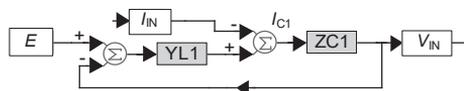


Рис. 6.119. Модель входного фильтра.

6.13.5. Моделирование системы управления преобразователем

Поскольку *VisSim* создан для моделирования в первую очередь систем автоматического управления, в нём легко реализуются практически любые линейные и нелинейные регуляторы. В настоящее время в импульсных преобразователях постоянного тока для источников питания и электропривода наиболее широко используются регуляторы с дополнительной обратной связью по току дросселя (см. подраздел 6.12.3). Блок-схема преобразователя с такой связью представлена на **Рис. 6.120**.

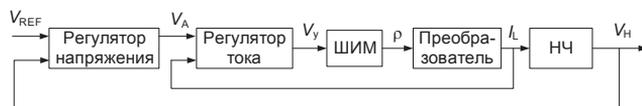


Рис. 6.120. Блок-схема преобразователя с дополнительной обратной связью по току. ШИМ — широтно-импульсный модулятор, НЧ — непрерывная часть, включающая выходной фильтр и нагрузку.

Регуляторы напряжения и тока легко могут моделироваться в *VisSime* блоками передаточных функций «transferFunction». При необходимости учёта насыщения усилителей этих регуляторов могут использоваться также блоки ограничения «limit». Широтно-импульсный модулятор (ШИМ) обычно включает генератор опорного напряжения (ГОН) и компаратор (см. **Рис. 6.121, а**).

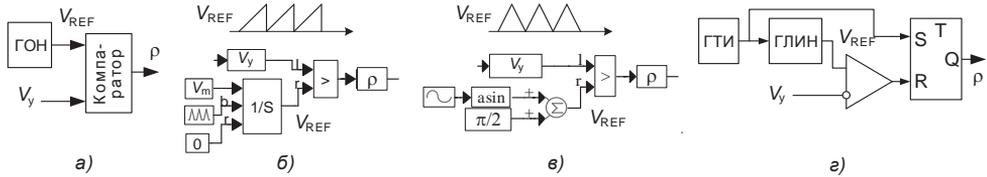


Рис. 6.121. Моделирование ШИМ.

Опорное напряжение чаще используется пилообразной формы (односторонняя ШИ-модуляция второго рода) или симметричной треугольной (двухсторонняя ШИ-модуляция второго рода). На **Рис. 6.121, б** представлена реализация в *VisSime* ШИМ с пилообразным опорным напряжением. Здесь помимо уже применявшихся блоков используется интегратор со сбросом и генератор импульсов. Частота импульсов ШИМ определяется частотой генератора импульсов, а амплитуда опорного напряжения вычисляется по формуле

$$V_{REF} = V_m / f$$

где f — частота импульсов ШИМ [Гц]. Модель ШИМ с симметричным треугольным опорным напряжением приведена на **Рис. 6.121, в**. Частота задаётся генератором синусоиды. Блок «asin» преобразует эту синусоиду в колебания треугольной формы с частотой синусоиды и амплитудой в $\pi/2$ больше амплитуды синусоиды.

Для того чтобы избежать многократного переключения выхода ШИМ на периоде тактового генератора (что может иметь место при неустойчивости системы), в состав большинства ИМС ШИМ-контроллеров включают RS-триггер (UCx843, UCx825, LTC1929 и др.).

Пример 6.3

На **Рис. 6.122** приведена схема моделирования понижающего импульсного преобразователя с входным фильтром, схема силовой части которого представлена на **Рис. 6.118**. Параметры преобразователя: $E = 12$ В, $V_H = 5$ В, $L = L_1 = 5$ мкГн, $R = 0.01$ Ом, $R_1 = 0.02$ Ом, $C = 2000$ мкФ, $C_1 = 1000$ мкФ, номинальный ток нагрузки — 40 А, частота коммутации ключа — 200 кГц. Шаг интегрирования выбран равным 50 нс. Метод интегрирования и другие параметры — те, что используются в *VisSim* по умолчанию. Верхний блок схемы представляет собой основную часть преобразователя с ключом, имеющим встречно-параллельный диод, средний блок — входной фильтр с первичным источником энергии, нижний блок — систему управления, включающую дополнительную связь по току дросселя L . Регулятор тока (РТ) представляет собой безынерционное звено с коэффициентом передачи 0.1 (коэффициент передачи датчика тока предполагается равным 1 В/А). Регулятор напряжения — пропорционально-интегральный (ПИ) с передаточной функцией

$$W_{PH}(s) = \frac{1 + s \cdot 5 \cdot 10^{-5}}{s \cdot 2 \cdot 10^{-7}}$$

На **Рис. 6.123** представлены временные диаграммы переходных процессов в модели, возникающие при скачкообразных увеличении нагрузки от 2 до 40 А в момент $t_1 = 0.3$ мс и уменьшении от 40 до 2 А в момент $t_2 = 1$ мс. Ясно виден временный переход в режим нулевого тока дросселя после сброса нагрузки.

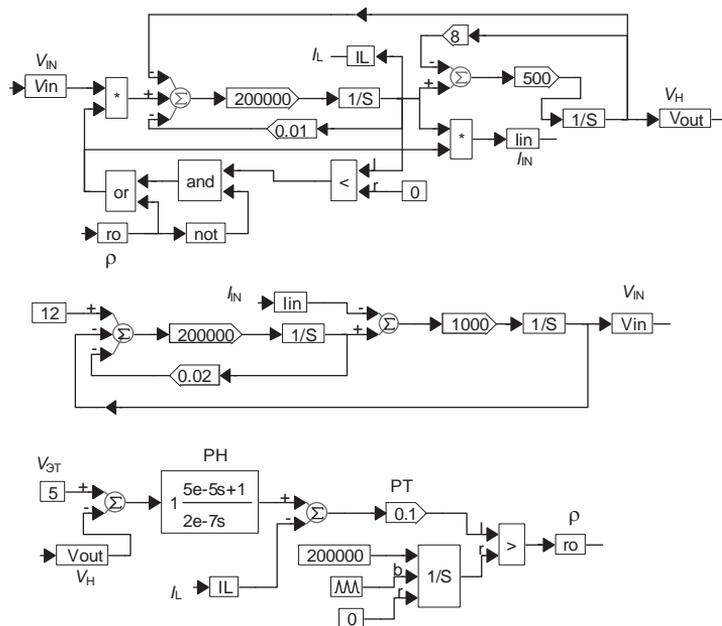


Рис. 6.122. Схема моделирования из примера.

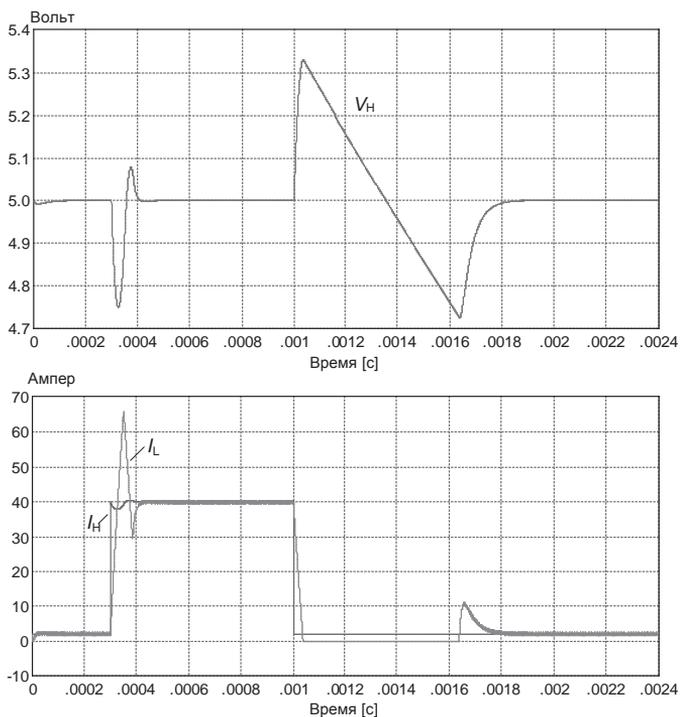


Рис. 6.123. Временные диаграммы переходных процессов в модели.

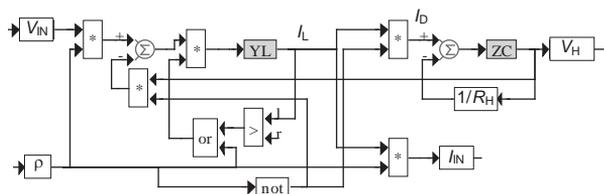


Рис. 6.127. Модель силовой части инвертирующего преобразователя.

6.13.8. Моделирование преобразователя Кука

Преобразователь Кука относится к однотактным составным DC/DC-преобразователям. Он имеет такую же регулировочную характеристику как и инвертирующий преобразователь, но при необходимости сглаживания входного тока и получения низких пульсаций выходного напряжения содержит меньше силовых LC-элементов. Поэтому в последнее время его популярность растёт, и уже выпускаются интегральные микросхемы таких преобразователей (например, LT1611). Схема силовой части преобразователя Кука приведена на Рис. 6.128.

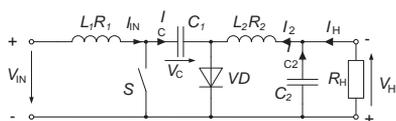


Рис. 6.128. Схема силовой части преобразователя Кука.

Процессы в схеме описываются следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned} V_{IN} &= I_{IN}(sL_1 + R_1) + \bar{\rho} \cdot V_C, \\ \rho \cdot V_C &= I_2(sL_2 + R_2) + V_H, \\ I_C &= \bar{\rho} \cdot I_{IN} + \rho \cdot I_2, \\ V_H &= I_{C2} / sC_2, \\ I_2 &= I_{C2} + I_H, \\ V_C &= I_C / sC_1, \\ I_H &= V_H / R_H. \end{aligned} \quad (6.64)$$

Модель силовой части преобразователя Кука представлена на Рис. 6.129. Напряжение на конденсаторе C_1 при замкнутом силовом ключе S может быть только положительным (иначе он разрядится через диод). В стационарных условиях это напряжение всегда положительно, но в переходных режимах (например, при снижении уставки выходного напряжения скачком) это напряжение при разомкнутом ключе может быть отрицательно. Для воспроизведения этой ситуации в схеме моделирования используется блок интегратора со сбросом. Логика управления сбросом этого блока следующая:

$$b = (V_C < 0) \cap \rho.$$

Эта модель также дополняется моделью системы управления.

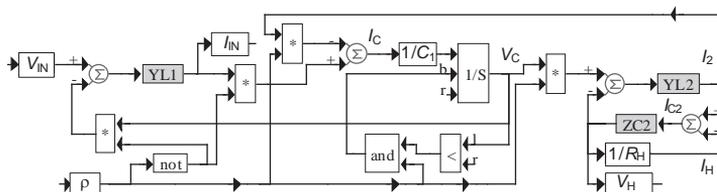


Рис. 6.129. Модель силовой части преобразователя Кука.

6.13.9. Моделирование SEPIC-преобразателя

SEPIC-преобразователь также как инвертирующий преобразователь и схема Кука может как увеличивать, так и уменьшать напряжение, получаемое от первичного источника, но в отличие от первых полярность его выходного напряжения относительно общего провода совпадает с полярностью первичного источника. SEPIC-преобразователь является наилучшим вариантом стабилизированного DC/DC-преобразователя в случае, если первичное (входное) напряжение может принимать значения как больше, так и меньше номинального выходного. Схема силовой части SEPIC-преобразователя приведена на Рис. 6.130. Для этой схемы имеют место уравнения

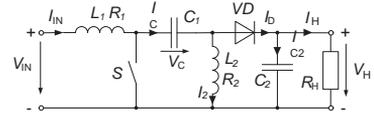


Рис. 6.130. Схема силовой части SEPIC-преобразователя.

$$V_{IN} = I_{IN}(sL_1 + R_1) + \bar{\rho}[V_C - I_2(sL_2 + R_2)], \quad (6.65)$$

$$\rho \cdot V_C - \bar{\rho} \cdot V_H = I_2(sL_2 + R_2), \quad (6.66)$$

$$I_C = \bar{\rho} \cdot I_{IN} + \rho \cdot I_2, \quad (6.67)$$

$$I_D = [\bar{\rho} \cap (I_C > I_2)] \cdot (I_C + I_2), \quad (6.68)$$

$$V_C = I_C / sC_1, \quad (6.69)$$

$$V_H = I_{C2} / sC_2, \quad (6.70)$$

$$I_H = V_H / R_H. \quad (6.71)$$

Уравнение (6.68) отражает тот факт, что диод проводит ток, если только при разомкнутом ключе выполняется условие

$$I_C > I_2.$$

Модель в VisSim, соответствующая системе уравнений (6.65) — (6.67), представлена на Рис. 6.131.

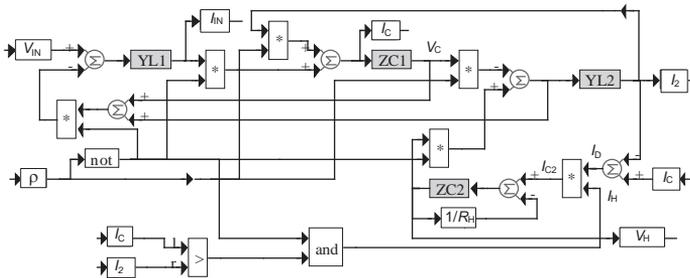


Рис. 6.131. Модель силовой части SEPIC-преобразователя.

В заключение этого параграфа несколько примечаний и рекомендаций:

1. Шаг интегрирования должен быть выбран не более 0.01 от периода тактового генератора ШИМ и кратен ему.
2. Необходимо после окончания процесса моделирования просматривать сигнал на выходе ШИМ. Если при моделировании системы с обратной связью (замкнутой) за период тактового генератора сигнал на выходе ШИМ $\rho(t)$ совершает более одного колебания — это один из признаков неустойчивости системы (обычно токового контура). Необходимо снизить усиление токового контура в области высоких частот.

3. Модели в *VisSim* не учитывают влияния на вход широтно-импульсного модулятора коротких импульсов (пичков), обусловленных переходными процессами в паразитных элементах и связях преобразователей.
4. Блоки задания нуля «const» на входах блоков сравнения, интегратора со сбросом и др. можно не подключать.

Вопросы и задачи

1. Перечислите преимущества импульсных стабилизаторов напряжения перед линейными.
2. Как влияет на амплитуду пульсаций выходного напряжения увеличение частоты коммутации ключа импульсного стабилизатора напряжения?
3. Для чего в схему понижающего импульсного стабилизатора (Рис. 6.2) напряжения включают диод VD?
4. Что даёт применение синхронного выпрямителя в схеме понижающего импульсного стабилизатора вместо диода?
5. Каковы преимущества и недостатки отсутствия режима прерывистых токов в схеме с синхронным выпрямителем?
6. Перечислите достоинства применения многофазных преобразователей по сравнению с однофазными той же мощности.
7. Чем определяется максимальное обратное напряжение на диоде VD повышающего импульсного стабилизатора напряжения (Рис. 6.11)?
8. К выходу повышающего импульсного стабилизатора напряжения (Рис. 6.11) подключена нагрузка $R_L = 1$ Ом. Входное напряжение стабилизатора $V_{IN} = 2.5$ В, $\gamma = 0.5$, $C = 200$ мкФ, частота коммутации ключа $f = 100$ кГц. Определите амплитуду пульсаций напряжения на нагрузке, полагая конденсатор идеальным.
9. Начертите диаграмму напряжений на дросселе инвертирующего импульсного стабилизатора напряжения (Рис. 6.15) при $\gamma = 0.25$.
10. Укажите преимущества схемы Кука (Рис. 6.19) перед инвертирующим преобразователем.
11. Определите максимальное напряжение на транзисторе SEPIC-преобразователя при известных входном и выходном напряжениях.
12. Почему в нулевой инверторной схеме (Рис. 6.26, а) трансформатор используется хуже, чем в мостовой? Ведь хотя в нулевой схеме при прочих равных условиях число витков первичной обмотки вдвое больше, чем в мостовой, сечение провода этой обмотки можно взять меньшим, так как ток через каждую полуобмотку течёт только половину периода.
13. Для чего в нерегулируемых инверторах вводится «мёртвое» время между запираем одних ключей и отпиранием других?
14. Для чего предназначены в прямоходовом преобразователе (Рис. 6.37, а) обмотка w_3 с диодом VD₃?
15. Почему в прямоходовом преобразователе с дополнительной обратной связью по току дросселя при изменении входного напряжения энергия, поступающая в нагрузку не меняется?
16. Что будет происходить в обратноходовом импульсном стабилизаторе напряжения с двухобмоточным дросселем (Рис. 6.42) при уменьшении коэффициента связи между обмотками?
17. В чём состоят достоинства и недостатки режимов непрерывного и прерывистого тока в обратноходовом преобразователе?

18. Как уменьшить максимальное напряжение на закрытом силовом транзисторе обратноходового преобразователя, изменяя соотношение числа витков обмоток его дросселя?
19. Нарисуйте примерный вид внешней характеристики обратноходового преобразователя, работающего с постоянными частотой и относительной длительностью импульсов γ .
20. В чём преимущество двухтранзисторных одноктактных преобразователей перед однотранзисторными?
21. Какому условию должно удовлетворять соотношение числа витков обмоток дросселя двухтранзисторного обратноходового преобразователя, чтобы на втором такте не было возврата энергии в сеть?
22. Как изменится максимальная энергия, которую может накопить дроссель обратноходового преобразователя в первом такте, если уменьшить число витков его первичной обмотки?
23. Как изменится максимальная энергия, которую может накопить дроссель обратноходового преобразователя в первом такте, если уменьшить магнитную проницаемость материала его магнитопровода при неизменных прочих параметрах?
24. Почему в прямоходовом преобразователе лучше используется силовой транзистор, чем в обратноходовом?
25. Нарисуйте траектории переключения силового транзистора в одноктактных резонансных ПНН и ПНТ-преобразователях в плоскости их выходных характеристик.
26. Считая все параметры элементов схемы резонансного преобразователя на **Рис. 6.47** известными и пренебрегая потерями энергии, определите в общем виде амплитуду напряжения сток—исток транзистора.
27. Почему эффект Миллера не проявляется при переключении силовых транзисторов в резонансных ПНН-преобразователях?
28. Повлияет ли паразитный диод подложки силового транзистора на работу резонансного прямоходового преобразователя, схема которого приведена на **Рис. 6.48, а**?
29. Почему у микросхемы контроллера для сетевых источников питания UCx861 (см. **Табл. 6.3**), разница между порогами срабатывания UVLO значительно больше, чем у идентичной UCx863, предназначенной для построения низковольтных преобразователей постоянного тока?
30. Укажите, хотя бы приблизительно, минимальное значение выходного напряжения в схеме на **Рис. 6.59**, при котором эта схема может нормально работать.
31. Постройте диаграммы напряжений на конденсаторах в функции времени схем инвертора и удвоителя напряжения на **Рис. 6.65** при номинальной нагрузке.
32. Определите выходное эквивалентное сопротивление $\partial V_{OUT}/\partial I_{OUT}$ удвоителя напряжения на коммутируемых конденсаторах при $C_1 = 0.1$ мкФ, $C_2 = 1$ мкФ, $V_{IN} = 10$ В, $f = 50$ кГц, $R_L = 500$ Ом. Ключи считайте идеальными.
33. Как изменится коэффициент мощности выпрямителя с ёмкостным фильтром (**Рис. 6.69**) при уменьшении ёмкости конденсатора фильтра?
34. В чём состоит преимущество повышающего преобразователя в качестве силового каскада ККМ перед понижающим?
35. Как связана длительность закрытого состояния ключа ККМ, работающего с постоянным временем открытого состояния ключа (**Рис. 6.71**), с величиной входного напряжения?
36. Можно ли обеспечить работу в режиме непрерывного тока ККМ, работающего с постоянным временем открытого состояния ключа?

37. Почему не стремятся расширить полосу пропускания контура стабилизации выходного напряжения ККМ?
38. Нарисуйте схему драйвера для управления МОП-транзисторами на комплементарной паре биполярных транзисторов.
39. Какие элементы в схеме драйвера IR2118 (**Рис. 6.90**) должны иметь высокое допустимое напряжение?
40. Какое максимально допустимое обратное напряжение должен иметь диод вольтодобавки VD_V драйвера IR2118, если напряжение стока силового транзистора составляет 600 В? Какое максимальное напряжение прикладывается к конденсатору вольтодобавки C_V в этом случае?
41. Нарисуйте примерный вид внешней характеристики понижающего ИСН с ДОСТД.

Литература к главе 6

1. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 376 с.
2. Э.М.Ромаш, Ю.И.Драбович, Н.И.Юрченко и др. Высокочастотные транзисторные преобразователи. — М.: Радио и связь, 1988. — 288 с.
3. Bindra A. New-Generation Power Controllers take Multiphase Route // Electronic Design. — 1999, vol. 47, № 22, pp. 77 — 84.
4. Злакоманов В.В., Яковлев Б.С. Взаимодействие динамических систем с источниками энергии. М.: Энергия, 1980. — 208 с.
5. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 294 с.
6. Suk S. General Topological Properties of Switching Structures // Power Electronics Specialists Conference Record, June 1979, pp. 109 — 130.
7. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. Издание 2-е. — М.: ДОДЭКА, 2000. — 608 с.
8. Гудинаф Ф. Интегральные микросхемы управления импульсными источниками питания // Электроника. — 1989, № 3. — С. 62 — 74.
9. Magdziak R. Effective MOS Transistors Drive Circuits for Bridge Converters // Electronic Design. — 2000, vol. 48, № 4, pp. 122 — 124.
10. Andreyzak W. Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion // Application Note V-138. — Unitrode Corp. — April 1999. — 28 pp.
11. Andreyzak W. Phase Shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller // Application Note V-136A. — Unitrode Corp. — April 2000. — 15 pp.
12. Перспективные изделия. Выпуск 3. М.: Додэка. — 1997. — 96 с.
13. Kormann B. TPS6010x/TPS6011x Charge Pump // Application Report SLUA070. — Texas Instruments Incorporated. — August 1999. — 53 pp.
14. Andreyzak W. Power Factor Correction using the UC3852 Controlled On-Time Zero Current Switching Technique // Application Note V-132. — Texas Instruments Incorporated. — 1999, 17 pp.
15. Todd P.C. UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design // Application Note V-134. — Texas Instruments Incorporated. — 1999, 21 pp.
16. Electronic Ballasts using the Cost-Saving IR215X Drivers // Application Note AN-995A. — Control Integrated Circuit Designers' Manual. — International Rectifier. — 1998. — PP 59 — 68.
17. Wester G. W., Middlebrook R. D. Low-Frequency Characterization of Switched DC-DC Converters // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-9, May 1973. — PP. 376 — 385.

18. Солодовников В.В., Плотников В.Н., Яковлев А.В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования. Учебное пособие для вузов. — М.: Машиностроение, 1985. — 556 с.
19. Modelling, Analysis and Compensation of the Current-Mode Converter // Application Note V-97. — Texas Instruments Incorporated. — 1999, 7 pp.
20. Dixon L. Average Current Mode Control of Switching Power Supplies // Application Note V-140. — Texas Instruments Incorporated. — 1999, 15 pp.
21. Браун М. Источники питания. Расчёт и конструирование. — К.: МК-пресс, 2005. — 288 с.
22. Бирюков Е., Сафаргалеев Д. Элементная база и способы её применения для решения задач управления питанием светодиодов // Компоненты и технологии. — 2006, № 11. — С. 134 — 140.
23. Никитин А. Применение импульсных повышающих преобразователей фирмы National Semiconductor для управления светодиодами // Компоненты и технологии. — 2007, № 8. — С. 44 — 48.
24. О Г. Подавление эффекта Миллера в схемах управления MOSFET/IGBT // Силовая электроника. — 2007, № 4. — С. 28 — 29.
25. Дьяконов В.П. VisSim+Mathcad+MATLAB. Визуальное математическое моделирование. — М.: СОЛОН-Пресс., 2004. — 384 с.
26. Dixon L. High Power Factor SEPIC Preregulator. Using the SEPIC Converter // Application Note SLUP-103. — Texas Instruments Incorporated. — 2001, 12 pp.

АНАЛОГОВЫЕ КОММУТАТОРЫ

7.1. Общие сведения

Аналоговый коммутатор служит для переключения непрерывно изменяющихся электрических сигналов. Если коммутатор находится в состоянии «включено», его выходное напряжение должно по возможности точно равняться входному; если же коммутатор находится в состоянии «выключено», выходное напряжение должно быть как можно ближе к нулю.

Существуют различные схемные решения коммутаторов, удовлетворяющие указанным условиям. Их принцип действия показан на **Рис. 7.1** на примере механических (контактных) переключателей.

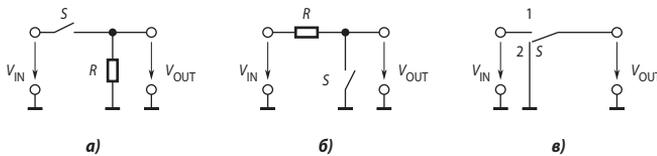


Рис. 7.1. Схемы механических коммутаторов:

а) последовательный, б) параллельный, в) последовательно-параллельный.

На **Рис. 7.1, а** представлен последовательный коммутатор. Пока контакт замкнут, $V_{OUT} = V_{IN}$. Когда контакт размыкается, выходное напряжение становится равным нулю. Всё это справедливо, если источник сигнала имеет нулевое выходное сопротивление, и ёмкость нагрузки равна нулю. При значительном выходном сопротивлении источника сигнала напряжение V_{OUT} делится между этим сопротивлением и резистором R . Поэтому эту схему не следует применять в случае, если источником сигнала является источник тока, например, фотодиод. При существенной ёмкости нагрузки, во время разряда этой ёмкости при размыкании ключа S выходное напряжение коммутатора падает до нуля не мгновенно.

В схеме параллельного коммутатора (**Рис. 7.1, б**) $V_{OUT} = V_{IN}$ при разомкнутом ключе, если входное сопротивление нагрузки коммутатора бесконечно велико. Если же оно соизмеримо с сопротивлением резистора R , то на резисторе будет падать часть выходного напряжения источника сигнала. При наличии ёмкостной нагрузки будет относительно медленно устанавливаться выходное напряжение после замыкания ключа.

Последовательно-параллельный коммутатор, показанный на **Рис. 7.1, в**, не имеет недостатков двух предыдущих схем. В положении 1 он имеет выходное сопротивление, равное выходному сопротивлению источника сигнала, а в положении 2 его выходное сопротивление равно нулю.

7.2. Электронные коммутаторы

Разновидности аналоговых коммутаторов, показанные на **Рис. 7.1**, могут быть реализованы на электронных элементах с управляемым сопротивлением, имеющим малое минимальное и высокое максимальное значения. Для этих целей могут использоваться диодные мосты, биполярные и полевые транзисторы. Вследствие неидеальности, они вносят погрешности в обрабатываемые сигналы. Источниками погрешностей электронных аналоговых коммутаторов являются:

- ненулевое проходное сопротивление электронного ключа во включённом состоянии и конечная его величина в выключенном;
- остаточное падение напряжения на замкнутом ключе, т. е. наличие напряжения на ключе в отсутствие через него тока от источника сигнала;
- нелинейная зависимость сопротивления ключа от напряжения (тока) на информационном и управляющем входах;
- взаимодействие управляющего и коммутируемого сигналов;
- паразитные ёмкости, ослабляющие высокочастотный сигнал при его прохождении через коммутатор и обуславливающие дополнительные связи между каналами, а также между управляющими и информационными цепями;
- ограниченный динамический диапазон (по амплитуде и по знаку) коммутируемых токов и напряжений.

Ключи на биполярных транзисторах и, в особенности, на диодных мостах потребляют значительную мощность по цепям управления и имеют сравнительно большое остаточное напряжение, составляющее единицы милливольт, что вносит заметную погрешность при коммутации слабых сигналов (менее 100 мВ). Такие ключи имеют высокое быстродействие (время переключения диодных ключей, выполненных на диодах Шоттки, достигает 1 нс) и применяются для построения сверхскоростных коммутаторов. В менее скоростных коммутаторах гораздо шире применяются ключи на полевых транзисторах.

7.3. Коммутаторы на полевых транзисторах

Как известно, полевой транзистор в области малых напряжений сток—исток ведёт себя как резистор, сопротивление которого может изменяться во много раз при изменении управляющего напряжения затвор—исток (V_{GS}). На **Рис. 7.2, а** изображена упрощённая схема последовательного коммутатора на полевом транзисторе с управляющим *pn*-переходом.

Если в этой схеме управляющее напряжение (V_{CTRL}) установить меньшим, чем минимально возможное входное напряжение, по крайней мере, на величину порогового напряжения транзистора, транзистор закроется и выходное напряжение станет равным нулю. Для того чтобы транзистор был открыт, напряжение затвор—исток (V_{GS}) следует поддерживать равным нулю, что обеспечивает минимальное сопротивление канала. Если же это напряжение станет больше нуля, управляющий *pn*-переход откроется, и выход коммутатора окажется соединённым с цепью управления. Равенство нулю V_{GS} не просто реализовать, так как потенциал истока изменяется согласно изменению входного потенциала. Наиболее простой путь преодоления этой трудности показан на **Рис. 7.2, б**.

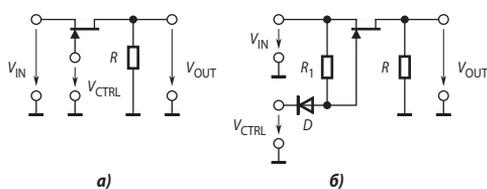


Рис. 7.2. Последовательный коммутатор на полевом транзисторе с управляющим *pn*-переходом: а) упрощённая схема, б) с ограничением максимального управляющего напряжения цепью $VD-R_1$.

Равенство нулю V_{GS} не просто реализовать, так как потенциал истока изменяется согласно изменению входного потенциала. Наиболее простой путь преодоления этой трудности показан на **Рис. 7.2, б**.

Если напряжение V_{CTRL} установить большим, чем максимально возможное входное напряжение коммутатора, диод VD закроется и напряжение V_{GS} будет, как это и требуется, равно нулю. При достаточно большом отрицательном управляющем напряжении диод будет открыт, а полевой транзистор закрыт. В таком режиме работы через резистор R_1 течёт ток от источника входного сигнала в цепь управляющего сигнала. Это не мешает нормальной работе схемы, так как выходное напряжение коммутатора в этом режиме равно нулю. Нарушение нормального режима работы такой схемы может произойти лишь в случае, если цепь входного сигнала содержит разделительный конденсатор, который при закрытом транзисторе коммутатора зарядится до отрицательного уровня управляющего напряжения.

Проблемы подобного рода не возникают, если в качестве ключа использовать полевой транзистор с изолированным затвором (МОП-транзистор). Его можно переводить в открытое состояние, подавая управляющее напряжение большее, чем максимальное входное положительное напряжение, причём и в таком режиме работы ток затвора будет равен нулю. Таким образом, в этой схеме коммутатора отпадает необходимость в диоде и резисторе R_1 . Схема ключа на МОП-транзисторе приведена на **Рис. 7.3, а**. Здесь ключом является

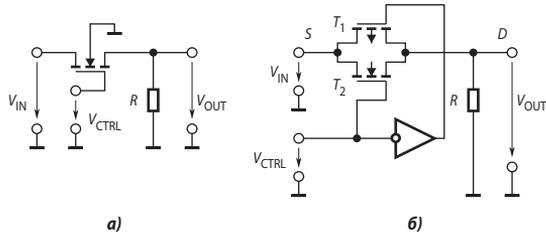


Рис. 7.3. Последовательные коммутаторы на МОП-транзисторах: а) на n -канальном МОП-транзисторе, б) на КМОП-транзисторах.

n -канальный МОП-транзистор обогащённого типа, не проводящий ток при $V_{GS} \leq 0$. В этом состоянии сопротивление канала, как правило, достигает единиц или даже десятков ГОм, и сигнал не проходит через ключ. Подача на затвор относительно истока значительного положительного напряжения приводит канал в проводящее состояние с типичным сопротивлением от 1 до 300 Ом для транзисторов, используемых в качестве аналоговых ключей.

Приведённая на **Рис. 7.3, а** схема будет работать при положительных входных сигналах, которые, по крайней мере, на 5 В меньше, чем V_{CTRL} ; при более высоком уровне сигнала напряжение затвор—исток будет недостаточно, чтобы удерживать транзистор в открытом состоянии (сопротивление канала в открытом состоянии R_{ON} начнёт расти); отрицательные входные сигналы вызовут включение транзистора при заземлённом затворе. Поэтому, если надо переключать сигналы обеих полярностей (например, в диапазоне от -10 до $+10$ В), то можно использовать такую же схему, соединив подложку с источником -15 В и подавая на затвор напряжения $+15$ В (включено) и -15 В (выключено).

Лучшими характеристиками обладают ключи на комплементарных МОП-транзисторах (КМОП-ключи), **Рис. 7.3, б**. Здесь на подложку транзистора VT_1 подаётся положительное питающее напряжение ($+V_{DD}$), а на подложку транзистора VT_2 — отрицательное питающее напряжение ($-V_{SS}$). При высоком уровне управляющего сигнала напряжение на затво-

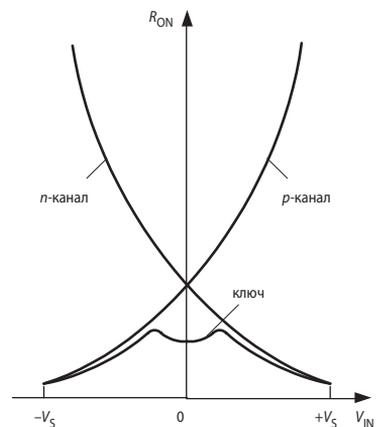


Рис. 7.4. Зависимость сопротивления каналов ключей на КМОП-транзисторах от входного напряжения.

ре n -канального транзистора VT_2 практически равно $+V_{DD}$. В таком случае транзистор VT_2 проводит сигналы с уровнями от $-V_{SS}$ до $+V_{DD}$ без нескольких вольт (при более высоких уровнях сигнала R_{ON} начинает катастрофически расти). В это время напряжение на затворе VT_1 практически равно $-V_{SS}$. Транзистор VT_1 пропускает сигналы с уровнями от $+V_{DD}$ до значения на несколько вольт выше $-V_{SS}$. Таким образом, все сигналы в диапазоне от $+V_{DD}$ до $-V_{SS}$ проходят через двухполюсник с малым сопротивлением (Рис. 7.4). При переключении управляющего сигнала на НИЗКИЙ уровень, напряжение на затворе n -канального транзистора VT_2 устанавливается близким к $-V_{SS}$, а напряжение на затворе p -канального транзистора VT_1 — близким к $+V_{DD}$. Тогда при $-V_{SS} < V_{IN} < +V_{DD}$ оба транзистора заперты и цепь коммутатора разомкнута. В результате получается аналоговый переключатель для сигналов в диапазоне от низкого до высокого напряжения питания ключа. Эта схема работает в двух направлениях — любой её зажим, как S (source — исток), так и D (drain — сток) может служить входным. Она является основой практически для всех ИМС аналоговых коммутаторов, выпускаемых в настоящее время.

Управление КМОП-ключами осуществляется с помощью логических схем, причём наилучшие результаты обеспечивает КМОП-логика. Логические входы аналоговых коммутаторов обычно проектируют таким образом, чтобы сделать возможным управление ими как от КМОП-, так и ТТЛ-логики. В ранних моделях для питания входных логических элементов требовалось специальное питание $+5$ В. В новых моделях обходятся без него. Применение КМОП-логики для управления транзисторами ключей даёт ещё один важный положительный эффект — в покое эти микросхемы практически не потребляют энергии.

7.4. Промышленные аналоговые коммутаторы

7.4.1. Простейшие коммутаторы

Промышленность в настоящее время выпускает большое количество моделей микросхем, содержащих отдельные, не связанные сигнальными цепями коммутаторы. Основные производители сейчас — это фирмы Analog Devices, Maxim и Texas Instruments (в России — НПО «Светлана»). Для низкочастотных ключей обычный состав микросхемы — четыре ключа, каждый из которых соединяет или разъединяет две линии (single pole/single throw — SPST). Из этих ключей все либо нормально (т. е. при нулевом уровне на управляющем входе) замкнуты, либо нормально разомкнуты, либо пополам тех и этих. Пример — серия MAX391/2/3: MAX391 — 4 нормально замкнутых ключа, MAX392 — 4 нормально разомкнутых ключа, в составе MAX393 два нормально замкнутых и два нормально разомкнутых ключа.

Другой вариант — в одном корпусе несколько переключателей, каждый из которых в зависимости от уровня управляющего сигнала соединяет одну линию с одной из двух других линий (single pole/dual throw — SPDT). Например, ADG749 содержит на кристалле один переключатель $R_{ON} = 4$ Ом (тип.), а MAX394 — четыре переключателя с $R_{ON} = 17$ Ом (тип.).

Сравнительно недавно появились переключатели на три направления (SP3T). Например, TS5A3359 — однополюсный переключатель с $R_{ON} = 0.9$ Ом. Управление по двум линиям с разрывом цепи до включения.

Применение аналоговых коммутаторов в составе микропроцессорной системы делает желательным управление ими от шины. В этом случае в состав микросхемы коммутатора должен входить регистр для хранения информации о состоянии ключей. При этом возможна как параллельная, так и последовательная загрузка данных в регистр. Примером коммутаторов с параллельной загрузкой могут служить 4-канальные ADG222 или 590KH12. Эти коммутаторы содержат четыре нормально разомкнутых ключа и 4-битный

регистр хранения. По активному уровню сигнала записи W слово, управляющее ключами, загружается в регистр.

Увеличение числа ключей в одном корпусе требует применения корпусов с большим числом выводов для управляющих входов, усложняет трассировку платы. В связи с этим оказывается удобно применять коммутаторы, ключи которых управляются от последовательного регистра. Это позволяет существенно упростить подключение коммутаторов к управляющему микроконтроллеру. Типичные примеры таких устройств — 6-канальные MAX4562/3 и 8-канальные ADG714/5. Коммутаторы MAX4562 и ADG715 из этих семейств имеют двухпроводной цифровой интерфейс (I²C-совместимый), а MAX4563 и ADG714 — трёхпроводной. На Рис. 7.5 представлена схема коммутатора ADG715. Он содержит восемь двунаправленных ключей с $R_{ON} = 2.5$ Ом (тип.) и токами утечки в закрытом состоянии 0.01 нА, управляющую логику, в состав которой входит сдвиговый регистр.

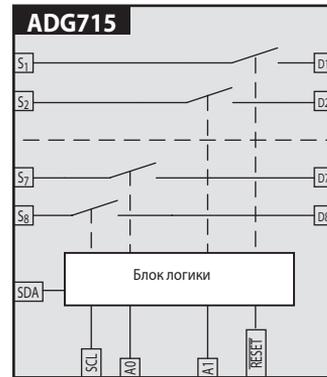


Рис. 7.5. Схема 8-канального коммутатора ADG715 с последовательным управлением по шине I²C.

Микросхема ADG715 управляется от двухпроводной последовательной шины как ведомое устройство. ADG715 имеет 7-битный адрес. Пять старших битов — 10010, а два младших определены состоянием выводов микросхемы A₁ и A₀. Для установления адреса (номера) микросхемы один из этих выводов подключается к шине питания (тогда A_j = 1) или к земле (тогда A_j = 0). Таким образом по двум линиям можно адресоваться к четырём микросхемам, управляя состояниями 32 ключей.

Двухпроводной последовательный протокол шины работает следующим образом:

1. Ведущее устройство (мастер) инициализирует передачу данных, генерируя стартовый бит путём перевода линии SDA из 1 в 0 при ВЫСОКОМ уровне на тактовой линии SCL (Рис. 7.6). Далее передаётся адресный байт, который состоит из 7-битного адреса ведомого устройства (помощника) и бита R/W (этот бит определяет, будут ли данные читаться из ведомого устройства или будут записаны в него). Помощник, чей адрес соответствует переданному адресу, отвечает, устанавливая на выводе SDA НИЗКИЙ уровень в течение девятого синхронизирующего импульса (подтверждающий бит). На этой стадии все другие устройства на шине остаются незанятыми, в то время как выбранное устройство ждёт данные, которые будут записаны в или прочитаны из последовательного регистра. Если бит R/W = 0, мастер произведёт запись в ведомое устройство (именно этот режим иллюстрируется Рис. 7.6), в противном случае мастер будет читать из регистра.

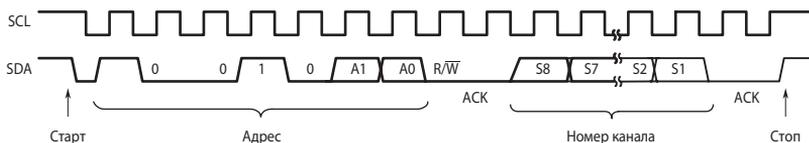


Рис. 7.6. Диаграммы управления коммутатором ADG715 по двухпроводной последовательной шине I²C.

2. Данные передаются по линии SDA в виде 9-битной последовательности (8 информационных битов и бит подтверждения). Изменения на линии SDA могут происходить только в течение НИЗКОГО полупериода сигнала SCL и оставаться неизменными во время ВЫСОКОГО полупериода.

3. После передачи или чтения данных мастер останавливает процесс путём перевода линии SDA из НИЗКОГО в ВЫСОКОЕ состояние, в то время как сигнал SCL имеет ВЫСОКИЙ уровень (команда «Стоп»).

Микросхема 8-канального коммутатора ADG715 имеет функцию повторной записи, которая создаёт дополнительное удобство пользователю. Пусть на некотором отрезке времени требуется изменение состояния ключей только одной микросхемы. Тогда, если не было команды «Стоп», при повторных обращениях к ней следует передавать только байт данных, который снова изменит состояние ключей, и так далее.

7.4.2. Аналоговые мультиплексоры

Хорошим применением ключей на полевых транзисторах являются мультиплексоры — схемы, которые позволяют выбрать один из нескольких входов по указанию управляющего цифрового сигнала. Такие устройства входят в состав систем сбора данных микропроцессорных регуляторов промышленных и транспортных объектов. Аналоговый сигнал с выбранного входа будет прямо проходить на выход мультиплексора. На **Рис. 7.7, а** в качестве примера показана функциональная схема аналогового мультиплексора из четырёх направлений в одно (4×1) с параллельным управлением.

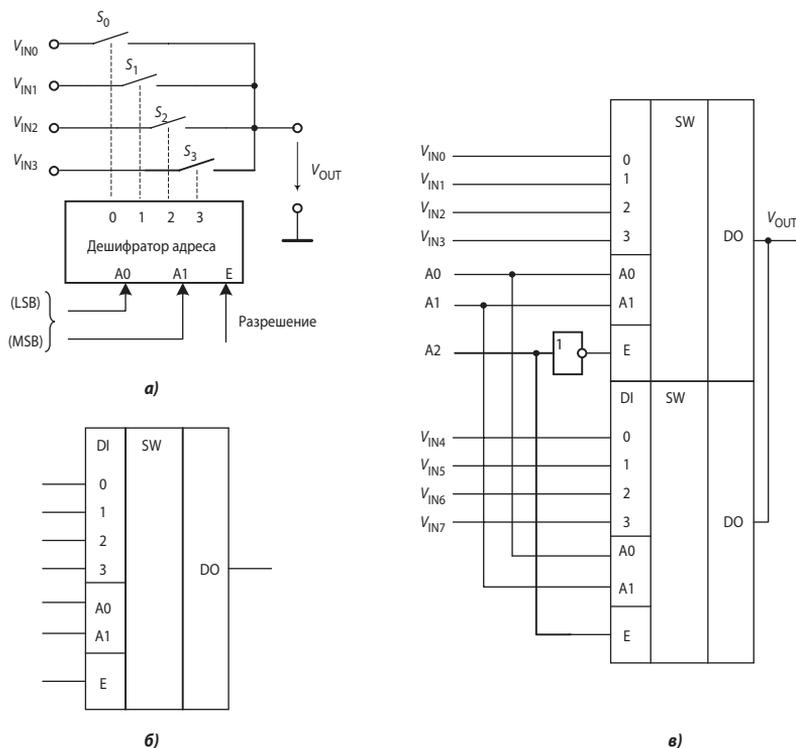


Рис. 7.7. Аналоговый мультиплексор 4×1 : а) функциональная схема, б) условное обозначение, в) схема включения двух мультиплексоров в режиме 8×1 .

Каждый из ключей от S_0 до S_3 представляет собой аналоговый КМОП-ключ. Дешифратор декодирует адрес, представленный в двоичном коде и включает только адресованный ключ, блокируя остальные. Вход разрешения (E) необходим для наращивания числа коммутируемых источников сигналов; если на этот вход поступает сигнал НИЗКОГО

уровня, то, независимо от состояния адресных входов, все ключи мультиплексора разомкнуты. Так как аналоговые КМОП-ключи являются двунаправленными устройствами, аналоговый мультиплексор является одновременно и «демультиплексором», т. е. сигнал может быть подан на вход мультиплексора и снят с избранного выхода. На **Рис. 7.7, б** приведено условное обозначение мультиплексора с параллельным управлением, а на **Рис. 7.7, в** — схема включения двух мультиплексоров 4×1 , обеспечивающая коммутацию восьми каналов в один.

Если требуется управление несколькими мультиплексорами по небольшому количеству линий, то можно применить мультиплексоры с последовательным интерфейсом. Примером могут служить ИМС MAX349/50, первая из которых содержит один мультиплексор 8×1 , а вторая — два мультиплексора 4×1 . Эта последняя позволяет организовать дифференциальный мультиплексор 4×1 . Управление ИМС MAX349/50 осуществляется по трёхпроводному интерфейсу SPI/QSPI (совместимому с MICROWIRE).

На **Рис. 7.8** приведена функциональная схема мультиплексора MAX349. Блок логики содержит 8-битный регистр сдвига, информационный вход которого соединён с выводом DIN микросхемы, а выход последнего бита — с DOUT. Синхронизация сдвига осуществляется последовательностью импульсов, подаваемых на вывод SCL. Для активизации входов на вывод CS (chip select — выбор кристалла) необходимо подать сигнал НИЗКОГО уровня.

Интерфейс MAX349 можно рассматривать как 8-битный регистр сдвига, управляемый сигналом CS. Когда уровень CS НИЗКИЙ, регистр принимает данные, находящиеся на входе DIN в момент формирования переднего фронта импульса SCL (**Рис. 7.9**). Входное слово имеет размер 8 бит, причём каждый бит управляет одним из восьми ключей. Таким образом, в отличие от мультиплексора с дешифратором (**Рис. 7.7**), в данной схеме ключи управляются независимо друг от друга, что удобно при использовании MAX349 в качестве демультиплексора, поскольку в этом случае мы можем подключить к одному источнику сигнала несколько приёмников.

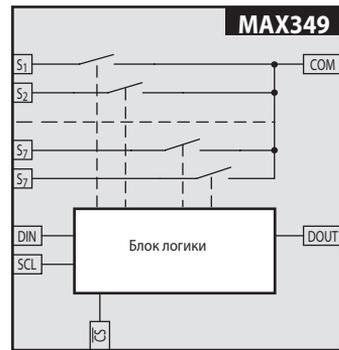


Рис. 7.8. Схема мультиплексора 8×1 MAX349 с последовательным управлением.

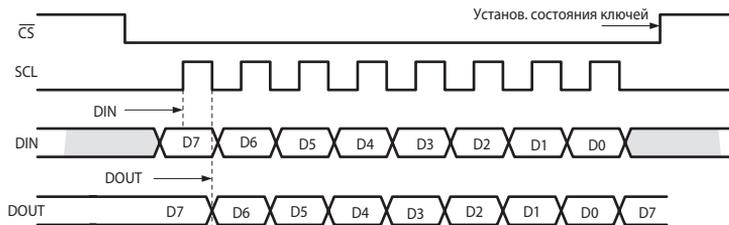


Рис. 7.9. Диаграммы, поясняющие управление мультиплексором MAX349 по трёхпроводному интерфейсу SPI/QSPI, совместимому с MICROWIRE.

Данные на выводе DOUT представляют собой входные данные, задержанные на восемь тактов сигнала SCL. При записи (сдвиге) данных в регистр состояние ключей не меняется. Когда 8 бит данных записано в регистр, CS переводится в единицу. В этот момент ключи устанавливаются в состояние, соответствующее новому управляющему слову. Приём сигналов со входа прекращается. В отличие от интерфейса ADG715 здесь можно

ввести через вход DIN во время НИЗКОГО состояния CS любое количество информации. В этом случае регистр сдвига содержит только последние 8 последовательных битов.

Для наращивания числа мультиплексоров, управляемых от одних и тех же трёх линий (DIN, SCL и CS), их можно включить гирляндой «с последовательной загрузкой» как показано на Рис. 7.10. Выводы CS всех устройств связаны и при НИЗКОМ уровне CS поток данных перемещается через микросхемы последовательно. Когда CS переводится в ВЫСОКИЙ уровень все ключи, входящие в состав мультиплексоров, устанавливаются в новое состояние одновременно. В отличие от интерфейса I²C здесь число управляемых устройств не ограничено.

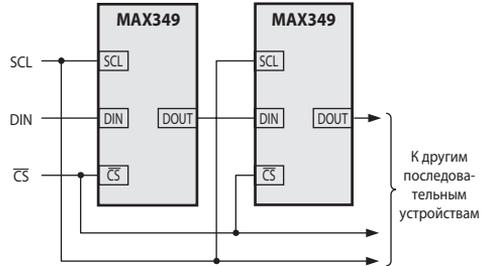


Рис. 7.10. Схема управления несколькими мультиплексорами с последовательной загрузкой.

Другой вариант управления несколькими мультиплексорами — адресуемый последовательный интерфейс (Рис. 7.11). В этом случае мультиплексоры адресуются процессором индивидуально. Для выбора конкретного адресуемого устройства его адрес устанавливается на дешифраторе. При этом соответствующий выход дешифратора устанавливается в НИЗКИЙ уровень, делая доступным вход данных DIN только одного мультиплексора, связанного с этим выходом. После загрузки данных адрес должен быть изменён для того, чтобы ключи адресуемого мультиплексора были установлены в новое состояние. Выходы данных DOUT в этой схеме не используются.

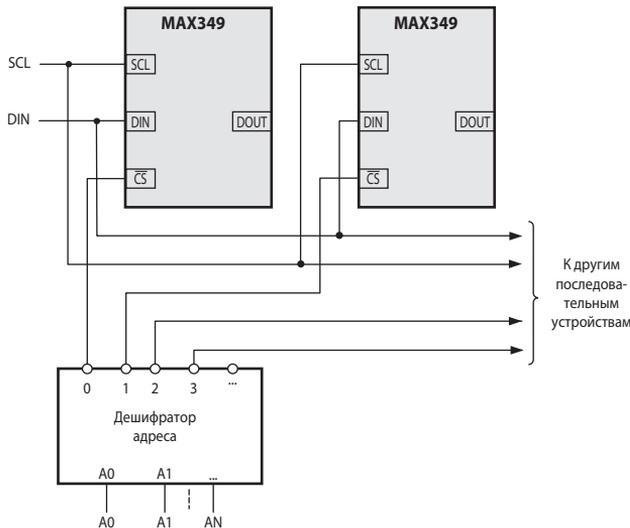


Рис. 7.11. Схема управления несколькими мультиплексорами по последовательному интерфейсу с последовательной адресацией.

7.4.3. Видеокоммутаторы и видеомultipлексоры

Обычные аналоговые КМОП ключи и мультиплексоры как коммутаторы сигналов видеочастот обладают несколькими недостатками. Большинство из них имеет значитель-

тельным временем переключения (типично, десятки наносекунд и более), ограниченной полосой пропускания в открытом состоянии, они требуют внешний буфер при работе на типичную видеонагрузку. Наконец, модуляция сопротивления в открытом состоянии при изменении коммутируемого сигнала вносит значительные искажения.

Лучшие результаты даёт применение схем, использующих отключаемые логическим сигналом усилители, соединённые выходами (см. **Рис. 3.6**). В частности, так устроены коммутаторы семейства AD8180/2. Функциональная схема ИМС AD8180 приведена на **Рис. 7.12**.

Полоса пропускания по подключённому входу составляет 750 МГц. Изоляция отключённого входа на частоте 30 МГц равна -75 дБ. При лог. 1 на входе «ENABLE» выходное сопротивление равно 10 МОм (тип.). Время переключения — 10 нс. Для сравнения, SPDT быстродействующий КМОП-переключатель TS5A63157, имеющий время включения/отключения 5.7/3.8 нс, в открытом состоянии при работе на 50-омную нагрузку имеет полосу пропускания 250 МГц и изоляцию закрытого ключа -46 дБ на частоте 30 МГц. Сопротивление открытого ключа 12 Ом, поэтому при нагрузке 50 Ом он вносит потери 1.9 дБ даже на низких частотах. Коммутаторы с низким R_{ON} (например, ADG801/2 с $R_{ON} = 0.25$ Ом) имеют значительно худшие частотные параметры из-за большой ёмкости между затвором и каналом: полоса пропускания ADG801 равна 12 МГц, изоляция на частоте 10 МГц составляет -25 дБ.

Другой вариант видеоконмутатора включает буферный повторитель, аналоговый мультиплексор и выходной широкополосный усилитель. Примером может служить ИМС AD8174 (**Рис. 7.13**).

Коэффициент усиления (K) выходного усилителя может быть установлен внешними резисторами. При $K = 2$ полоса пропускания коммутатора равна 250 МГц, изоляция на частоте 30 МГц составляет -72 дБ, перекрёстное проникновение на этой же частоте -63 дБ. Коэффициент нелинейных искажений THD = -60 дБ на частоте 10 МГц.

7.4.4. Матричные коммутаторы

Для сложных коммутаций аналоговых аудио- и видеосигналов предназначены так называемые матричные коммутаторы (*crosspoint switch*). Их применяют в тех случаях, когда требуется соединить в заданной конфигурации несколько источников сигнала с несколькими приёмниками, включая соединения, при которых к одному источнику сигнала подключаются несколько приёмников. Это необходимо для видеосерверов, систем передачи видеосигналов, устройств видеонаблюдения, видеоконференций, аудиоприложений и др.

Рис. 7.14 иллюстрирует идею, лежащую в основе построения матричных коммутаторов, на примере коммутатора 6×6 . Входные шины IN и выходные OUT могут соединяться в любом их пересечении, однако соединение одного приёмника с несколькими источниками сигналов должно быть исключено. На **Рис. 7.14** приведён пример, когда к перво-

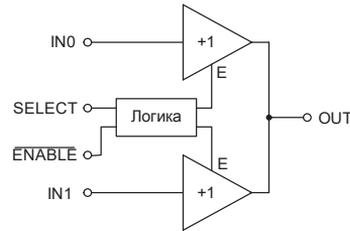


Рис. 7.12. Схема коммутатора 2×1 AD8180.

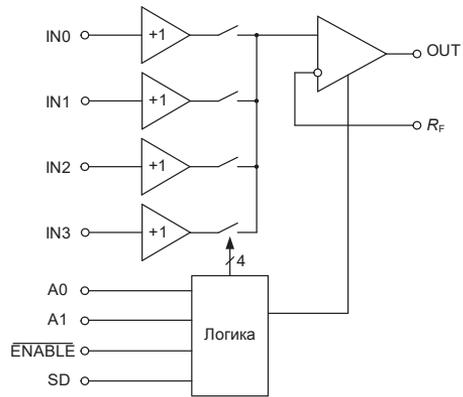


Рис. 7.13. Функциональная схема видеоконмутатора 4×1 AD8174.

му входу подключены одновременно первый и второй выходы. В данном случае матрица должна содержать $6 \times 6 = 36$ ключей. Эти ключи организуются в 6 мультиплексоров формата 6×1 , входы каждого из которых соединяются со входами матричного коммутатора, а выход — с соответствующим выходом коммутатора. Управляется каждый мультиплексор дешифратором двоичного кода в унитарный позиционный, т. е. только один ключ мультиплексора может быть замкнут, так что возможность подключения одного приёмника сигнала к нескольким источникам отсутствует.

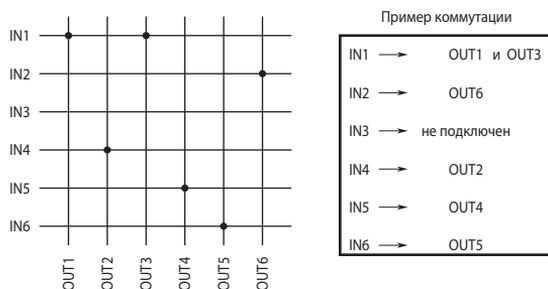


Рис. 7.14. Принцип соединения источников и приёмников сигналов в матричном коммутаторе.

Такую организацию имеет ИМС матричного коммутатора AD75019. Массив из 256 ключей обеспечивает подключение 16 входов к 16 выходам. Сопротивление R_{ON} ключей при питании от источников ± 12 В составляет 150 Ом, полоса пропускания при работе на нагрузку 10 кОм равна 20 МГц, а изоляция между каналами на частоте 1 МГц всего лишь -38 дБ. Поэтому AD75019 целесообразно использовать в аудиоприложениях.

Лучшими характеристиками обладает более современная модель ADG2128 — аналоговый матричный коммутатор размерности 8×12 (Рис. 7.15). 12 строк — это X-строки входа/выхода, а восемь столбцов — образуют Y-строки входа/выхода. В данной ИМС возможно подключение любой строки или нескольких строк X к любой строке Y, и наоборот. Сопротивление открытых ключей 34 Ом (тип.) при питании ± 5 В. Полоса пропускания при работе на 50-омную нагрузку в случае подключения одного выхода к одному входу — 300 МГц, а если один вход подключается к 8 выходам, то только 18 МГц. Изоляция между каналами на частоте 5 МГц составляет -66 дБ.

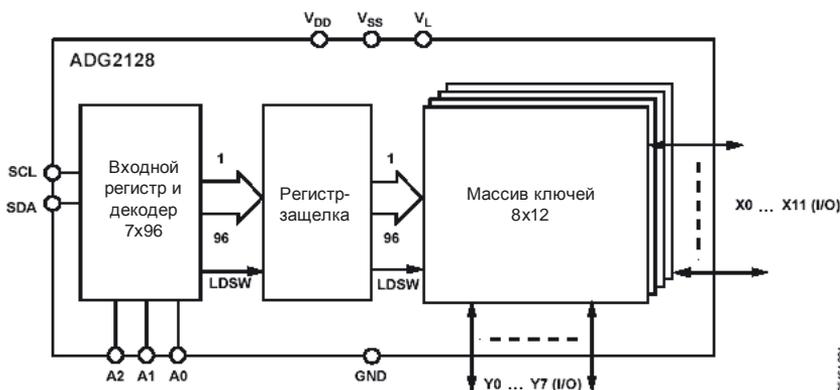


Рис. 7.15. Внутренняя структура матричного коммутатора ADG2128.

ИМС матричных коммутаторов для более высокочастотных приложений организуются иначе. На **Рис. 7.16** представлена блочно-функциональная схема матричных коммутаторов 8×8 AD8108/09. Поскольку здесь возможно подключение к источнику сигнала до восьми приёмников, а при соединении нескольких коммутаторов ещё больше, для уменьшения нагрузки на входы используются буферные усилители. Эти усилители в AD8108 имеют единичное усиление по напряжению, а в AD8109 коэффициент усиления буферных усилителей равен двум.

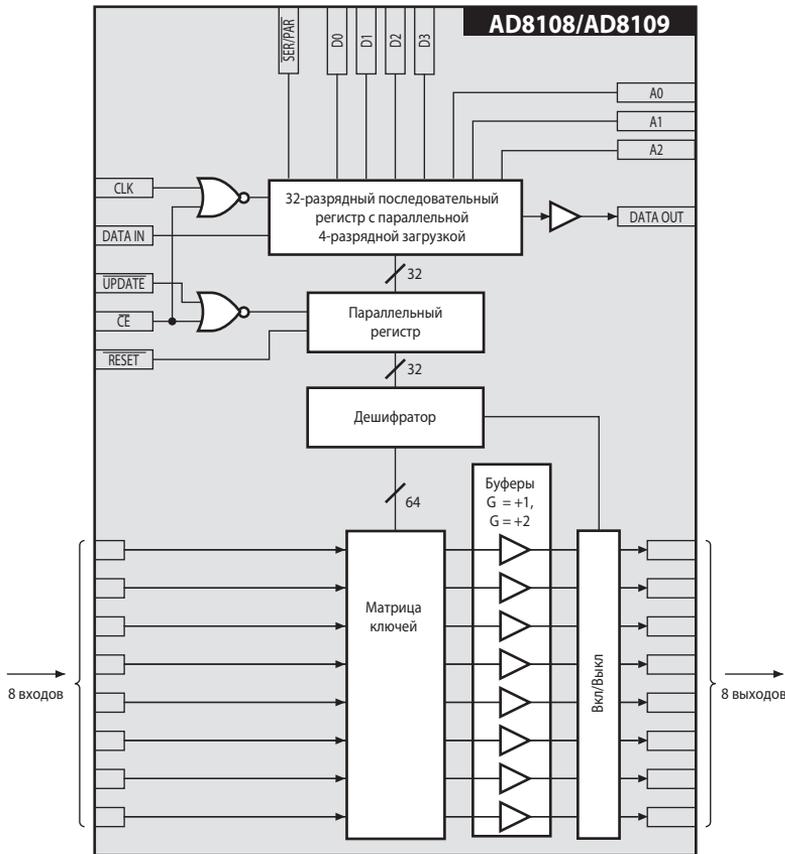


Рис. 7.16. Блочно-функциональная схема микросхем AD8108/09.

Микросхемы AD8108/09 используют не совсем обычную для аналоговых коммутаторов архитектуру, состоящую из матрицы с 64 входными каскадами, организованными как восемь мультиплексоров 8×1 . Каждый мультиплексор представляет собой усилитель с высоким входным сопротивлением, обратной связью по напряжению и восьмью входными каскадами. В ИМС AD8108 выход каждого мультиплексора соединён с инвертирующим входом каждого из восьми входных каскадов, а в AD8109 — через делитель напряжения 1:2. В результате получают матричные коммутаторы с малым потреблением, которые способны непосредственно работать на стандартную 150-омную видеонагрузку при весьма низком уровне искажений сигналов (дифференциальные амплитудная и фазовая погрешности не превышают 0.02% и 0.02° соответственно). Входы обладают высо-

ким сопротивлением (10 МОм) и малой ёмкостью (2.5 пФ). Выходы имеют низкое сопротивление (0.2 Ом на постоянном токе), но могут быть переведены в высокоимпеданное состояние (до 10 МОм у AD8108). Полоса пропускания подключённого канала AD8108 — 325 МГц, а изоляция отключённого выхода, нагруженного на 150 Ом, на частоте 10 МГц — 93 дБ.

Коммутаторы AD8108/AD8109 управляются двумя способами: последовательным и параллельным. В первом случае через последовательный вход данных DATA IN вводится 32-битное управляющее слово, которое полностью изменяет конфигурацию коммутатора. Для изменения состояния одного единственного ключа нужно снова полностью перепрограммировать матрицу 32-битным словом. При параллельном способе можно переключить один ключ, подав на входы данных (4 линии) и адреса (3 линии) микросхемы 7-битное слово в параллельном коде.

Фирма Analog Devices выпускает также матричные коммутаторы размерностью 16×8 (AD8110/11) и 16×16 (AD8116). Микросхема AD8116 допускает только последовательную загрузку конфигурации и изготавливается в 256-выводном корпусе TQFP размером 14×14 мм. При необходимости эти микросхемы можно объединять для расширения числа входов или выходов.

В Табл. 7.1 приведены основные характеристики некоторых типов матричных коммутаторов.

Таблица 7.1. Основные характеристики матричных коммутаторов

Наименование	Конфигурация	Напряжение питания [В]	Ток потребления [мА]	Изоляция [дБ] (f [МГц])	R_{ON} [Ом] (K_V)	Перекрестная изоляция [дБ] (f [МГц])	Полоса (-3 дБ) [МГц]
AD75019	16×16	$\pm 5 \dots \pm 12$	0.4	-38 (1)	150	—	20
ADG2128	12×8	$\pm 5 \dots 12$	1 мкА	-65 (5)	34	-70 (5)	300
AD8108	8×8	± 5	33	-98 (5)	(1)	-83 (5)	325
AD8118	32×32	5	500	-90 (10)	(2)	-70 (5)	600
MAX4358	32×16	$5 \dots \pm 5$	110	-110 (5)	(1/2)	-62 (5)	110
LMH6582	16×8	± 5	110	-65 (100)	(1/2)	-50 (100)	500

7.4.5. Оптореле

К разновидности аналоговых коммутаторов можно отнести также оптореле (их ещё называют твердотельными реле). Оптореле отличаются от коммутаторов, рассмотренных выше, прежде всего, отсутствием электрической связи между цепью управления и коммутируемыми цепями, причём максимально допустимое напряжение электрической изоляции может достигать нескольких киловольт. Это большое преимущество, за которое приходится платить низким быстродействием. Оптореле различаются, прежде всего, типами ключевых элементов, в качестве которых применяются тиристоры, биполярные транзисторы и МОП-транзисторы. Первые два вида ключей обладают плохими точностными характеристиками, поэтому соответствующие типы оптореле применяются исключительно для коммутации слаботочных силовых цепей. Оптореле с МОП-транзисторами имеют неплохие точностные характеристики, по крайней мере, на низких частотах, поэтому они могут применяться в качестве коммутаторов аналоговых сигналов. На Рис. 7.17 приведена схема оптореле с МОП-транзисторами. Силовым ключом составляют два МОП-транзистора с каналом

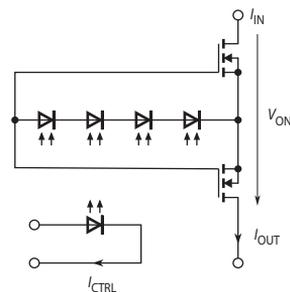


Рис. 7.17. Схема оптореле на МОП-транзисторах.

n -типа, включённые встречно-последовательно. Это хотя и увеличивает сопротивление открытого ключа, но позволяет получить высокое максимально допустимое напряжение в закрытом состоянии. Управление состоянием обоих транзисторов осуществляется несколькими фотодиодами, включёнными последовательно. Фотодиоды работают в данном случае в режиме холостого хода. При этом напряжение в прямом направлении у освещённого фотодиода составляет около одного вольта, поэтому при пропускании тока I_{IN} через светодиод, транзисторы открываются. Динамическое сопротивление фотодиодов даже в режиме холостого хода сравнительно велико, поэтому процессы отпирания и запираения ключа, связанные с зарядом входной ёмкости МОП-транзисторов, протекают довольно вяло.

Типичным представителем этого класса приборов является двухканальное оптореле TLV422 производства фирмы International Rectifier. Это реле может обеспечить коммутацию разнополярных сигналов с напряжением до 400 В, чего не допускает ни один КМОП-коммутатор. Максимально допустимое напряжение изоляции составляет 4 кВ. Сопротивление открытого канала не более 20 Ом, при входном токе 5 мА. Типичное время отпирания ключа при коммутируемом токе 20 мА — 800 мкс, а выключения — 400 мкс. Ток утечки закрытого ключа достигает 1 мкА (у аналоговых коммутаторов он меньше 1 нА). На **Рис. 7.18** представлена вольт-амперная характеристика оптореле TLV422 в открытом состоянии.

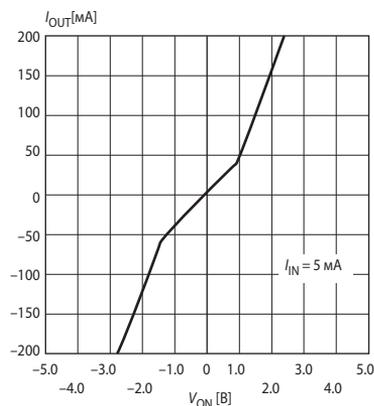


Рис. 7.18. Вольт-амперная характеристика оптореле TLV422 в открытом состоянии.

7.5. Характеристики аналоговых коммутаторов

7.5.1. Статические характеристики

Сопротивление в открытом (включённом) состоянии (R_{ON}). КМОП-ключи, работающие от относительно высокого напряжения питания (например, ± 15 В), будут иметь малые значения R_{ON} во всём диапазоне значений входного сигнала, так как всегда тот или другой проводящий транзистор имеет достаточное прямое смещение затвора, равное, по крайней мере, половине напряжения питания. Но при меньшем напряжении питания сопротивление ключа R_{ON} будет расти, и при малых питающих напряжениях максимум R_{ON} имеет место при среднем уровне сигнала между высоким и низким напряжениями питания.

На **Рис. 7.19** приведены зависимости R_{ON} ключа микросхемы коммутатора MAX312 от напряжения входного сигнала при однополярном питании. При уменьшении V_{DD} сопротивление полевого транзистора во включённом состоянии значительно увеличивается (особенно вблизи точки $V_{IN} = V_{DD}/2$). Это объясняется тем, что для полевого транзистора с индуцированным каналом, работающего в режиме обогащения, пороговое напряжение составляет несколько вольт, и для достижения малых значений R_{ON} требуется напряжение затвор—исток не меньше, чем 5...10 В. Как видно из **Рис. 7.19**, сопротивление открытого ключа, близкое к 10 Ом при номинальном напряжении питания, при $V_{DD} = 2.7$ В достигает 700 Ом.

Имеются различные приёмы, которые разработчики ИМС аналоговых коммутаторов применяют, чтобы сохранить значение R_{ON} малым и примерно постоянным во всём диапазоне изменения входных сигналов. Последнее нужно для уменьшения нелинейных искажений входного сигнала. Для этого схему управления ключом выполняют таким образом, чтобы напряжение n -подложки «следило» за напряжением входного сигнала.

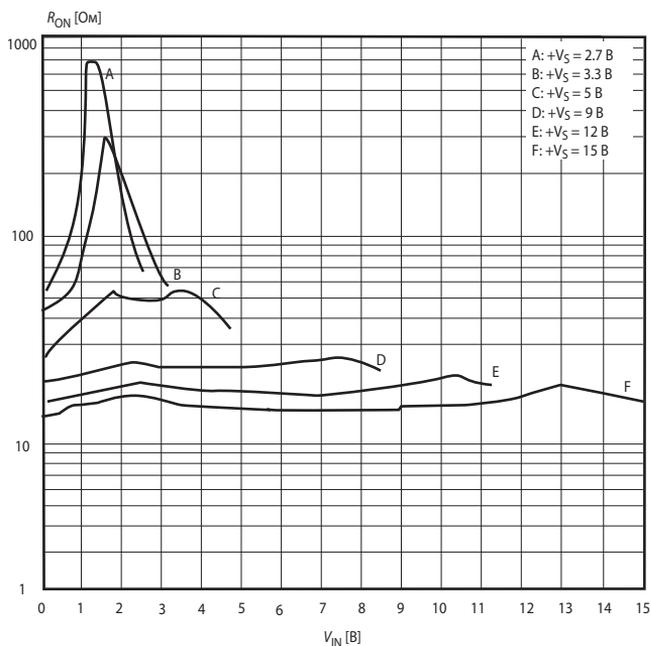


Рис. 7.19. Зависимости R_{ON} КМОП-ключа от входного напряжения при однополярном включении для различных значений питающего напряжения.

Применение транзисторов с малым напряжением отсечки и повышенной крутизной позволяет построить коммутаторы с весьма малым R_{ON} при низком питающем напряжении. Так, например, одноканальный ключ ADG701 при однополярном питании +5 В имеет сопротивление R_{ON} не более 2.5 Ом. На **Рис. 7.20** приведены зависимости сопротивления открытого ключа низковольтной микросхемы MAX391 от напряжения входного сигнала для различных питающих напряжений при однополярном (**а**) и двухполярном (**б**) питании.

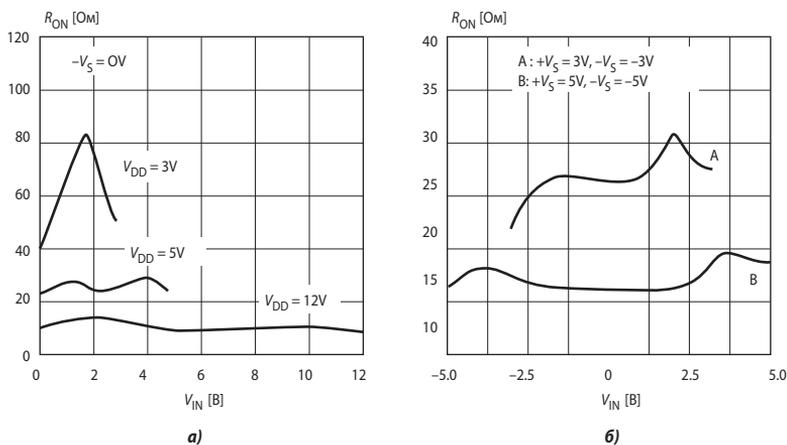


Рис. 7.20. Графики зависимостей R_{ON} ключа ИМС MAX391 от входного напряжения при однополярном (**а**) и двухполярном (**б**) включении для различных значений питающего напряжения.

Сопротивление канала открытого транзистора существенно зависит от температуры — при переходе от нижней к верхней границы диапазона температур сопротивление увеличивается приблизительно в 2 раза.

Помимо собственно сопротивления канала открытого ключа изготовители приводят в описаниях на коммутаторы значения максимальной разности R_{ON} ключей многоканальных коммутаторов и мультиплексоров (ΔR_{ON}) и значения неравномерности сопротивления открытого канала ($R_{FLAT(ON)}$), которая определяется как разность между максимальным и минимальным значениями R_{ON} , измеренными в указанном диапазоне коммутируемого аналогового сигнала.

Ток утечки канала (I_Q). В закрытом состоянии канал МОП-ключа обладает очень высоким динамическим сопротивлением (до сотен ГОм) при напряжении сток—исток более 0.1 В. Поэтому его принимают источником тока с током I_Q . Направление протекания тока утечки через закрытый КМОП-ключ определяется полярностью приложенного напряжения. Типичное значение I_Q для широкой номенклатуры аналоговых ключей и мультиплексоров составляет величину порядка 1 нА. Однако выпускаются и ключи с пониженным током утечки. Например, у одноканального ADG715 типичный ток утечки при комнатной температуре — 0.01 нА. При очень низких напряжениях на закрытом ключе сопротивление канала уменьшается, но остаётся всё-таки весьма высоким. Ток утечки очень сильно зависит от температуры кристалла. Зависимость эта имеет сложный характер, но, как правило, с ростом температуры ток утечки возрастает. Например, для ADG511 изготовитель гарантирует при температуре +25°C значение тока утечки в пределах 0.1 нА, а при изменении температуры в пределах -40...+85°C — в пределах 2.5 нА.

7.5.2. Динамические характеристики

Междуэлектродные ёмкости. МОП-ключи имеют следующие ёмкости (Рис. 7.21): между входом и выходом (C_{DS}), между каналом и общим выводом (C_D , C_S), между затвором и каналом (C_G) и между ключами в пределах одного кристалла. Как правило, наличие этих ёмкостей ухудшает характеристики ключей.

C_{DS} (ёмкость вход—выход). Наличие этой ёмкости приводит к прохождению сигнала через разомкнутый ключ, которое на высоких частотах возрастает. На Рис. 7.22 показан этот эффект для микросхемы 4-канального аналогового коммутатора MAX312. Здесь кривая 1 представляет собой амплитудно-частотную характеристику последовательного ключа, нагруженного на резистор 50 Ом в замкнутом состоянии. Кривая 2 — фазочастотная характеристика для этого же случая. Кривая 3 представляет амплитудно-частотную характеристику ключа в разомкнутом состоянии при той же нагрузке. Как видно, даже при нагрузке 50 Ом сквозное прохождение сигнала на высоких частотах становится значительным. При нагрузке 10 кОм ситуация со сквозной передачей сигнала, конечно же намного хуже. Для сравнения представлена штриховой линией 4 АЧХ идеального конденсатора ёмкостью 2.5 пФ.

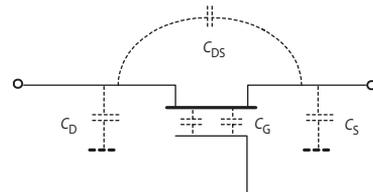


Рис. 7.21. Ёмкости МОП-ключа.

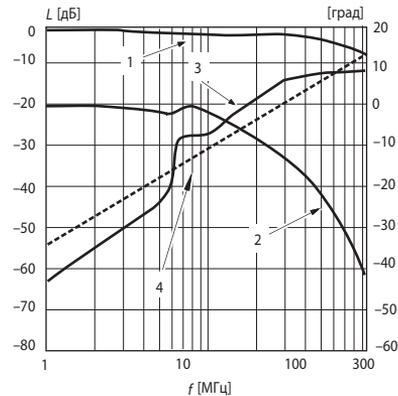


Рис. 7.22. Частотные характеристики последовательного коммутатора на ИМС MAX312.

В большинстве НЧ применений ёмкостное сквозное прохождение сигнала через разомкнутый ключ не создаёт проблем. Если они возникают, хорошим решением является использование пары каскадно-включённых ключей (Рис. 7.23, а) или, что ещё лучше, использование последовательно-параллельного коммутатора (Г-образной схемы) (Рис. 7.23, б).

Последовательный каскад удваивает ослабление (в децибелах) ценой дополнительно делителя напряжения, в то время как последовательно-параллельная схема уменьшает прямое прохождение, снижая эффективное сопротивление нагрузки до R_{ON} , когда последовательный ключ разомкнут. Многие фирмы выпускают ИМС аналоговых коммутаторов, содержащие по два нормально замкнутых (т. е. замкнутых при НИЗКОМ уровне управляющего сигнала) и два нормально разомкнутых ключа. Это, например, MAX314, DG413, 590КН4 и др. Эти микросхемы позволяют довольно просто построить последовательно-параллельные коммутаторы. Ещё удобнее использовать микросхемы с аналоговым переключателем, такие как, например, ADG749. И, наконец, наименьшее прохождение сигнала через закрытый коммутатор обеспечивает применение так называемых Т-образных переключателей (Рис. 7.23, в). ИМС такого переключателя ADG751 обеспечивает сквозную изоляцию -75 дБ на частоте 100 МГц, в то время как MAX312 пропускает сигнал на той же частоте с ослаблением всего -12 дБ, т. е. в 1400 раз сильнее!

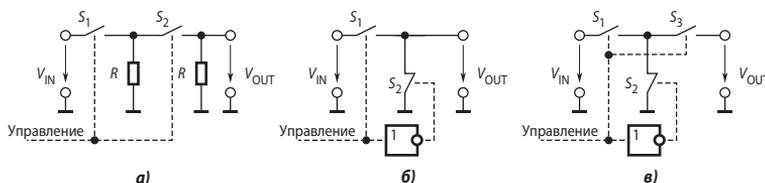


Рис. 7.23. Схемы, обеспечивающие улучшенные характеристики коммутаторов в разомкнутом состоянии.

C_D , C_S (ёмкость относительно общего вывода). Шунтирующая на землю ёмкость приводит к упомянутому ранее спаду частотной характеристики (кривые 1 и 2 на Рис. 7.22). Совместно с сопротивлением источника сигнала и сопротивлением открытого ключа R_{ON} эти ёмкости образуют фильтр нижних частот. Ситуация усугубляется при высокоомном источнике сигнала.

Ёмкость между ключами. Поскольку обычно на кристалле размещается несколько ключей, то не следует удивляться при появлении наводок между каналами, которые зависят от *перекрёстной изоляции*. Виновницей может быть ёмкость между каналами, составляющая порядка 0.5 пФ. Эффект усиливается по мере роста частоты и увеличения импеданса источника сигнала. Например, перекрёстная изоляция между каналами 4-канальной микросхемы MAX391 на частоте 1 МГц составляет всего -85 дБ. Поэтому если перекрёстные связи нежелательны следует применять одноканальные ключи, такие как ADG741/2.

Динамические помехи. Во время перехода от включённого состояния к выключенному и обратно в аналоговых ключах на полевых транзисторах могут возникать неприятные эффекты. Скачок управляющего напряжения, поданный на затвор, вызывает изменение заряда в цепи канала. Это наиболее существенно при уровнях управляющих сигналов, соответствующих разомкнутому ключу. Подобные эффекты возникают и в мультиплексах во время изменения адреса канала.

Ввиду важности этой проблемы, рассмотрим её более подробно. На Рис. 7.24 изображена форма вы-

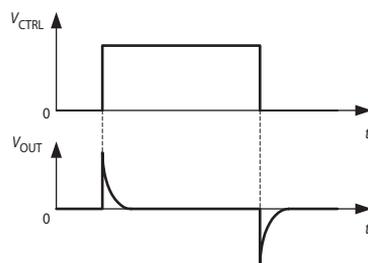


Рис. 7.24. Выбросы выходного напряжения при коммутации ключа.

ходного сигнала, которую можно увидеть на выходе n -канального МОП-ключа, схема которого показана на **Рис. 7.3, а**, при нулевом уровне входного сигнала и нагрузке, состоящей из резистора сопротивлением 10 кОм и параллельного ему конденсатора ёмкостью 20 пФ. Эти всплески и провалы вызваны переносом заряда в канал через ёмкость C_G , имеющую величину порядка 5 пФ, (**Рис. 7.21**) при изменении напряжения затвора. Это напряжение делает резкий скачек от одного уровня питания к другому, перенося заряд $q = \pm C_G(V_{GS(\max)} - V_{GS(\min)})$.

Заметим, что величина переносимого заряда, называемого *зарядом переключения*, зависит только от полного изменения напряжения затвора и не зависит от времени, за которое это изменение происходит. Замедление изменения сигнала на затворе вызывает меньшую по амплитуде, но более долгую динамическую помеху с той же площадью под графиком. Фильтрация выходного сигнала ключа фильтром нижних частот даёт тот же эффект. Такие меры могут помочь в тех случаях, когда важно добиться малого пика амплитуды динамической помехи, однако в смысле исключения пропускания управляющего напряжения с затвора на выход они неэффективны. Можно попробовать частично скомпенсировать заряд переключения путём добавки инвертированного сигнала затвора через компенсирующий подстроечный конденсатор малой ёмкости C_C (**Рис. 7.25**).

Ёмкость затвор—канал распределена по всей длине канала, а это значит, что часть заряда переключения (помехи) попадает на вход ключа, вызывая переходные процессы на выходе источника сигнала. Эти процессы будут минимальны, если источник сигнала обладает нулевым выходным сопротивлением, т. е. является источником ЭДС. Уменьшение полного сопротивления нагрузки также приводит к снижению динамической помехи, но при этом нагружается источник коммутируемого сигнала и вносятся дополнительные статическая погрешность и нелинейность за счёт конечного и нелинейного R_{ON} . Уменьшение ёмкости затвор—канал за счёт сокращения размеров интегрального МОП-транзистора уменьшает переходные помехи при переключении коммутатора, но за это приходится платить увеличением R_{ON} .

На **Рис. 7.26** приведены кривые переноса заряда для ключа с управляющим pn -переходом (см. **Рис. 7.2**). Как видно, для такого типа ключа существует сильная зависимость величины динамической помехи от сигнала, поскольку диапазон изменения напряжения затвора пропорционален разности между уровнем входного сигнала и уровнем отрицательного напряжения питания. Хорошо сбалансированные КМОП-ключи имеют относительно малую динамическую помеху, поскольку попадающие в канал заряды у компонен-

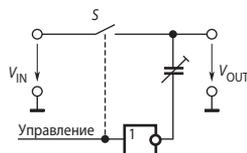


Рис. 7.25. Компенсация заряда переключения.

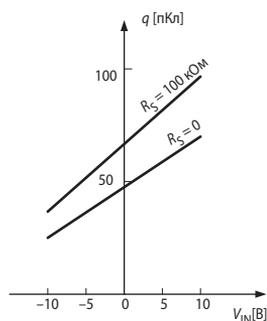


Рис. 7.26. Зависимость заряда переключения коммутатора на полевом транзисторе с управляющим pn -переходом от входного напряжения.

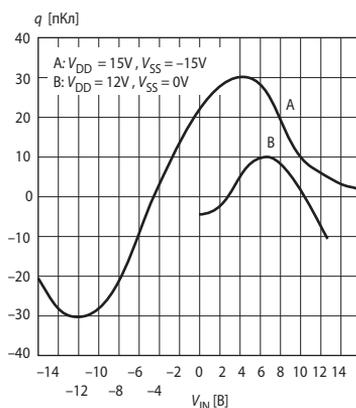


Рис. 7.27. Зависимость заряда переключения КМОП-ключа MAX312 от входного напряжения.

тарных МОП-транзисторов стремятся скомпенсировать друг друга (когда на одном затворе напряжение растёт, на другом — падает). На **Рис. 7.27** приведены зависимости заряда переключения от входного напряжения для интегрального КМОП-коммутатора МАХ312 при двухполярном питании ± 15 В (кривая А) и однополярном +12 В (кривая В). Чтобы дать представление о масштабе этих эффектов, скажем, что заряд 30 пКл создаёт скачок напряжения 30 мВ на конденсаторе ёмкостью 1 нФ. Для многих применений это очень существенная величина.

Полоса пропускания. Ключи на полевых транзисторах имеют сопротивление в открытом состоянии R_{ON} от 10 Ом до нескольких сотен Ом. В комбинации с ёмкостью подложки и паразитными ёмкостями это сопротивление образует фильтр нижних частот, ограничивающий область частот пропускаемых сигналов значениями порядка 10 МГц и даже ниже. Полевые транзисторы с меньшим R_{ON} имеют обычно большую ёмкость, так что выигрывает в скорости нарастания выходного сигнала они не дают. Значительная доля ограничения частотной характеристики вызвана элементами защиты — последовательными токоограничивающими резисторами и шунтирующими диодами, применяемыми почти во всех КМОП-схемах. Специальные широкополосные коммутаторы, например, ADG902 фирмы Analog Devices, построенные по Г-образной схеме (**Рис. 7.23, б**), имеют типичную полосу пропускания до 4.5 ГГц, сквозную изоляцию -43 дБ на частоте 1 ГГц и предназначены для передачи радиочастотных сигналов амплитудой ± 0.5 В от низкоомных источников (обычно 50 Ом) на согласованную нагрузку.

Время переключения. Длительность переходного процесса включения и выключения (t_{ON} и t_{OFF}) коммутатора на МОП-транзисторах определяется временем перезаряда ёмкости затвор—канал. Уменьшение этой ёмкости связано с возрастанием R_{ON} , поэтому обычно повышения скорости переключения добиваются снижением выходного сопротивления цепей, осуществляющих управление напряжением на затворе коммутирующего МОП-транзистора. При этом возрастает ток, потребляемый схемой от источника питания. Характерная величина времени переключения для низкочастотных КМОП-коммутаторов составляет около 0.2 мкс, а для скоростных, таких как уже упоминавшиеся ADG901, типичные время включения $t_{ON} = 3.6$ нс и время выключения $t_{OFF} = 5.8$ нс при токе потребления в статическом состоянии менее 1 мкА.

7.5.3. Эксплуатационные параметры

К эксплуатационным параметрам относятся:

- номинальные значения питающих напряжений;
- токи потребления;
- максимально допустимое значение тока через коммутатор;
- диапазон допустимых значений входного (выходного) напряжения;
- диапазон допустимых значений температуры окружающего воздуха;
- уровни (ВЫСОКИЙ и НИЗКИЙ) напряжения управления (обычно согласованы с уровнями 0 и 1 ТТЛ и КМОП цифровых микросхем, для чего ИМС аналоговых коммутаторов содержат порой довольно сложные схемы управления собственно ключами).

В **Табл. 7.2** приведены основные характеристики некоторых типов аналоговых коммутаторов и мультиплексоров.

Таблица 7.2. Основные характеристики аналоговых коммутаторов и мультиплексоров

Наименование коммутатора	Напряжение питания [В]	Ток потребления [мкА]	Ток утечки [нА]	R_{ON} [Ом] (тип.)	Время включения [нс]	Время выключения [нс]	Заряд переклю-чения [пКл]	Максимальный выходной ток [мА]	Особенности
Коммутаторы									
TS3A4751	1.65...3.6	0.075	1	0.7	14	9	3	100	4 SPST
TS5A3359	1.65...5.5	0.1	5	0.9	13	8	40	400	SP3T
MAX391	$\pm 2.7... \pm 8$ 3...15	<1	0.1	35	130	75	5	30	То же
MAX326	$\pm 4.5... \pm 18$ 10...30	100	0.01	2500	1000	1000	1	20	Минимальный заряд переклю-чения
590KH13	± 15	4000	50	50	50	50	—	20	4 SPST
ADG451	$\pm 5... \pm 22, 12$	0.001	0.02	4	70	60	20	100	4 SPST. Высоковольтный
ADG701	1.8...5.5	0.5	2	1	20	10	10	30	Полоса пропускания 250 МГц
ADG774	3.3...5	1	100	6	10	5	—	100	4 SPDT
ADG715	2.7...5.5	10	0.01	2.5	95	85	3	30	8 SPST, I ² C-интерфейс
ADG801	1.8...5.5	0.001	0.01	0.25	35	9	50	400	SPST
ADG 733	1.8...5.5	0.001	0.01	2.5	19	7	3	30	3 SPDT
ADG902	1.65...2.7	0.1	100	—	3.6	5.8	—	30	Г-образный. Полоса (-3 дБ) 4.5 ГГц
LMS4684	1.8...5.5	0.005	0.014	0.3	38	22	200	400	2 SPDT
MAX4910	1.8...5.5	0.15	10	0.37	150	1000	300	—	4 SPDT
Мультиплексоры									
590KH6	± 15	—	70	300	300	300	—	20	8 × 1
591KH3	± 15	1000	70	270	300	300	—	20	16 × 1
DG528	$\pm 4.5... \pm 20$ 5...30	2500	1	450	1000	1000	4	20	8 × 1; Регистр-защёлка
MAX350	$\pm 2.7... \pm 8$ 3...15	7	0.1	100	275	150	10	30	2 4 × 1. Последовательный интерфейс
ADG527A	$\pm 10.8... \pm 16.5$	600	0.02	280	200	200	4	20	2 8 × 1. Регистр-защёлка
ADG509F	± 15	50	0.02	300	200	200	4	20	2 4 × 1. Защита от перенапряжения до ± 35 В
ADG608	3, 5, ± 5	0.05	0.05	30	50	30	6	20	8 × 1
ADG1204	$\pm 5... \pm 15$	0.001	0.01	120	40	20	1	30	4 × 1
ADG731	1.8...5.5	10	0.05	4	42	42	5	30	32 × 1. Последовательный интерфейс
MAX4617	2...5.5	1	2 пА	8	7	5	3	75	8 × 1. THD = 0.015% при $R_L = 600$ Ом, $V_{CC} = 5$ В, $V_{IN} = 1$ В (p-p)
MAX4781	1.8...3.6	1	2 пА	0.7	11	4	110	150	8 × 1
LTC1380	2.7... ± 5	20	0.05	35	850	640	1	65	8 × 1. Последовательный интерфейс

7.6. Применение аналоговых коммутаторов

7.6.1. Влияние нелинейности аналоговых коммутаторов на искажения передаваемых сигналов

Как уже отмечалось выше, сопротивление КМОП-ключа в открытом состоянии (R_{ON}) изменяется с изменением величины и полярности коммутируемого напряжения. Графики этого изменения имеют характерный двухгорбый вид, называемый иногда «короной». На **Рис. 7.28** приведены зависимости R_{ON} от напряжения на стоке (V_D) и на истоке (V_S) для распространённых мультиплексоров семейства ADG5xx для трёх различных значений напряжений двухполярного питания: положительного (V_{DD}) и отрицательного (V_{SS}), а на **Рис. 7.29** — изменения этих сопротивлений (ΔR_{ON}) относительно минимальных значений. Эти изменения в зависимости от величины входного сигнала известны как модуляция R_{ON} и указываются в фирменной документации на коммутаторы как неравномерность сопротивления открытого канала ($R_{FLAT(on)}$). Очевидно, что чем больше неравномерность сопротивления открытого канала коммутатора в диапазоне изменения входного сигнала, тем больше искажения сигнала на его выходе. Поэтому для уменьшения искажений целесообразно увеличивать напряжения питания коммутатора и снижать диапазон входного сигнала, коммутируемого ключом. Например, для мультиплексора из семейства ADG5xx, работающего при питании ± 15 В, ΔR_{ON} не превышает 4 Ом в диапазоне входного сигнала ± 3 В, увеличиваясь до 12 Ом в диапазоне ± 5 В и до 30 Ом в диапазоне ± 7 В [7.1]. Можно, конечно, соединить ключ с виртуальной землёй ОУ. Это обеспечит низкое напряжение на открытом ключе, что в свою очередь устранил проблемы модуляции R_{ON} , однако во многих технических задачах требуется коммутировать сигналы относительно высоких напряжений.

Рис. 7.30 иллюстрирует типичный случай применения мультиплексора, при котором он нагружен на резистор R_L . Сопротивление R_{S_k} , показанное в каждом канале мультиплексора, — это выходное сопротивление k -го источника сигнала. В диапазоне возможного изменения сигналов степень их искажения, обусловленная модуляцией, может быть оценена по формуле [7.1]

$$D = \frac{\Delta R_{ON}}{R_L + R_S + R_{ON(min)}} \quad (7.1)$$

Как следует из формулы (7.1), выбирая внешние сопротивления R_L и R_S большими, можно снизить искажение, вносимое каналом коммутатора, однако высокие значения сопротивлений резисторов увеличивают шум в канале, требуют применения дополнительных усилителей.

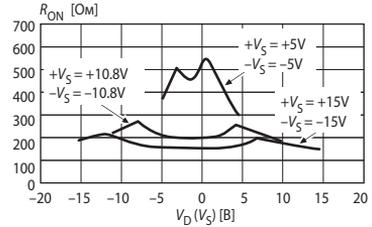


Рис. 7.28. Графики зависимости R_{ON} от напряжения на стоке мультиплексора семейства ADG5xx.

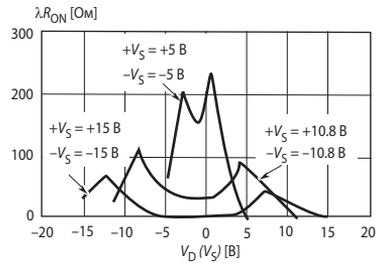


Рис. 7.29. Графики зависимости изменения R_{ON} от напряжения на стоке.

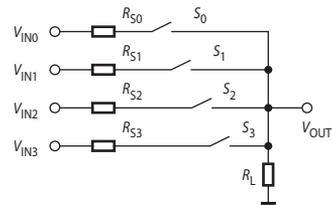


Рис. 7.30. Мультиплексор, нагруженный на резистор.

В документации на некоторые модели коммутаторов и мультиплексоров приводятся графики зависимости суммарного коэффициента гармоник (THD) при $R_L = R_S = 600 \text{ Ом}$ от частоты. Интересно, что обычно они приводятся для режима максимально высоких напряжений питания и диапазона входных напряжений 1 В (p-p). При этом получается очень красиво — THD не более 0.02% и не зависит от частоты. На практике при увеличении диапазона входных напряжений до оговорённых техническими условиями $V_{SS} < V_{IN} < V_{DD}$ THD резко возрастает.

На **Рис. 7.31** приведена номограмма [7.1], которая позволяет быстро оценить в первом приближении искажение, вносимое неравномерностью R_{ON} мультиплексора, включённого по схеме на **Рис. 7.30**. Левая шкала номограммы представляет полное сопротивление канала, включая R_{ON} ключа при $V_D(V_S) = 0 \text{ В}$, средняя шкала представляет THD, а правая — ΔR_{ON} в выбранном диапазоне изменения сигналов. Для использования номограммы следует провести прямую линию между соответствующими точками внешних шкал. Точка пересечения этой прямой со средней шкалой определяет оценку THD.

Пример 7.1

Мультиплексор семейства ADG5xx, характеристики R_{ON} которого приведены на **Рис. 7.28**, включён по схеме на **Рис. 7.30**. Питание $\pm 15 \text{ В}$. При $V_D(V_S) = 0 \text{ В}$ $R_{ON} = 150 \text{ Ом}$. В диапазоне $V_{IN} \pm 12 \text{ В}$ $\Delta R_{ON} = 60 \text{ Ом}$. Если $R_S = 0$ и $R_L = 4 \text{ кОм}$, то, как следует из номограммы, THD = 0.3% (-50 дБ) (прямая 1 на **Рис. 7.31**). В случае $R_L = 20 \text{ кОм}$, характеристики улучшаются до THD = 0.083% (-62 дБ) (прямая 2).

7.6.2. Защита коммутаторов от перенапряжений

Многие производители аналоговых коммутаторов снабжают свои изделия диодными цепями на входе и выходе, призванными защитить их от перенапряжений (**Рис. 7.32**). Если напряжение на входе или выходе ключа становится выше напряжения $+V_{DD}$ или ниже $-V_{SS}$, соответствующий диод открывается, и источник входного сигнала замыкается на источник питания. При этом важно, чтобы ток через этот диод не превысил предельно допустимое значение, которое обычно невелико. Некоторые модели коммутаторов требуют определённой последовательности включения источников питания. Например, для MAX391 изготовитель рекомендует подавать сначала $+V_{DD}$, затем $-V_{SS}$ и толь-

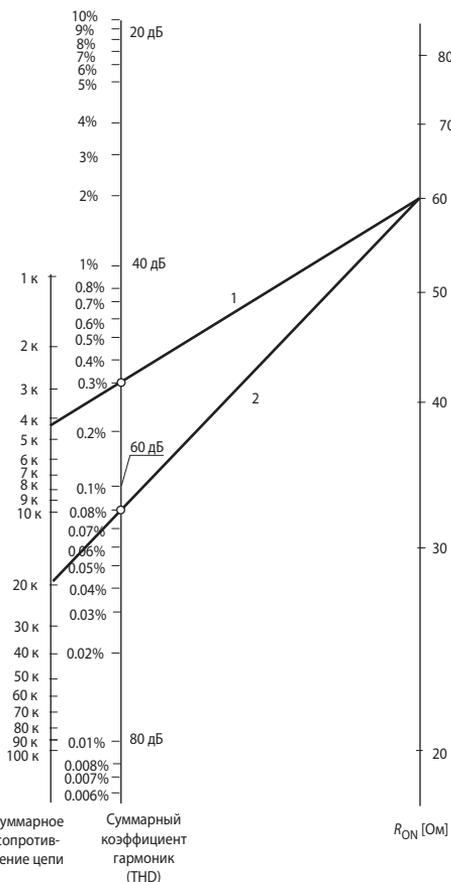


Рис. 7.31. Номограмма для оценки искажения, вносимого неравномерностью R_{ON} .

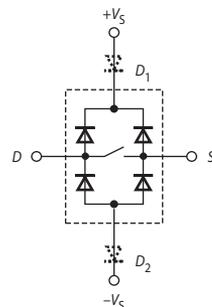


Рис. 7.32. Включение защитных диодов в микросхемах аналоговых коммутаторов.

ко после этого — логические сигналы на управляющие входы. Если это по какой либо причине невозможно, то следует включить последовательно с источниками питания диоды VD_1 и VD_2 (Рис. 7.32). При этом, однако, защитная функция внутренних диодов будет утрачена, если не принять никаких дополнительных мер.

7.7. Устройства выборки-хранения

7.7.1. Схемы устройств выборки-хранения

Одним из важнейших приложений высококачественных аналоговых коммутаторов являются устройства выборки-хранения (УВХ). Это обусловлено тем, что при сборе информации и её последующем преобразовании часто бывает необходимо зафиксировать значение аналогового сигнала в некоторый момент времени. Некоторые типы аналогово-цифровых преобразователей, например, последовательного приближения, могут давать совершенно непредсказуемые ошибки, если их входной сигнал не зафиксирован во время преобразования. При смене входного кода цифро-аналоговых преобразователей из-за одновременности установления битов наблюдаются выбросы выходного напряжения. Для устранения этого явления на время установления также следует зафиксировать выходной сигнал ЦАП. Устройства выборки-хранения (слежения-хранения), выполняющие эту функцию, должны на интервале времени выборки (слежения) повторять на выходе входной аналоговый сигнал, а при переключении режима на хранение сохранять последнее значение выходного напряжения до поступления сигнала выборки, т. е. по сути они являются аналоговыми запоминающими устройствами. Схема простейшего УВХ приведена на Рис. 7.33, а. Когда ключ S замкнут, выходное напряжение схемы повторяет входное, т. е. $V_{OUT} = V_{IN}$ (Рис. 7.33, б). При размыкании ключа V_{OUT} сохраняет своё значение — последнее перед размыканием. Выходной повторитель на ОУ препятствует разряду конденсатора хранения C_H на нагрузку схемы. Входное сопротивление повторителя должно быть как можно больше, поэтому обычно применяют ОУ с полевыми транзисторами на входе. По такой простой схеме построены многоканальные УВХ SMP04/08 фирмы Analog Devices.

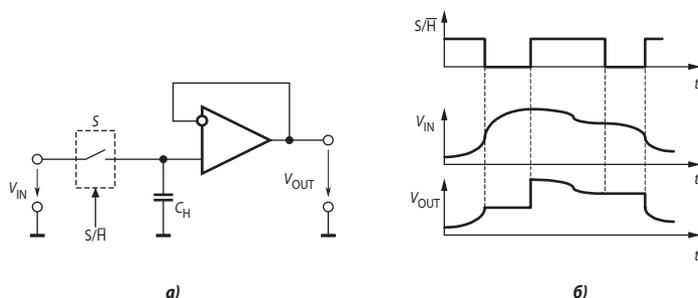


Рис. 7.33. Устройство выборки-хранения.

Простейшая схема УВХ имеет ряд недостатков [7.2]:

- При замкнутом ключе источник входного сигнала имеет значительную ёмкостную нагрузку. Если источником является ОУ, это обычно приводит к его самовозбуждению.
- Большое сопротивление источника сигнала увеличивает постоянную времени заряда конденсатора хранения, и тем самым — время выборки.
- ОУ с полевыми транзисторами на входе, применяемые в качестве буферных повторителей, обычно имеют значительное смещение нуля.

Первые два недостатка устраняются применением наряду с выходным буферным усилителем ещё и входного буферного усилителя, причём этот усилитель должен устойчиво работать на ёмкостную нагрузку. Можно использовать две архитектуры УВХ с двумя буферными усилителями: разомкнутую и замкнутую, различающиеся способами охвата их обратными связями. В разомкнутой схеме (Рис. 7.34) входной и выходной буферные усилители включены как повторители напряжения. Преимущество этой схемы — быстроедействие — время выборки и время установления малы, поскольку нет общей обратной связи между буферными усилителями. Недостаток — худшая точность, поскольку ошибки по постоянному току (в частности, смещения нулей усилителей) складываются. По разомкнутой схеме построены сверхскоростные УВХ AD9100/1.

В моделях УВХ с более высокой статической точностью можно использовать замкнутую схему с повторителем (Рис. 7.35) или интегратором (Рис. 7.36). Общая обратная связь повышает статическую точность УВХ, хотя несколько снижает быстроедействие.

Типичным представителем замкнутых схем УВХ с повторителем является ИМС LF398 разработки National Semiconductor (отечественный аналог — 1100СК2), которая в течение долгих лет была по существу промышленным стандартом и выпускалась многими фирмами. Функциональная схема этой ИМС приведена на Рис. 7.37. Здесь схема имеет общую отрицательную обратную связь, охватывающую всю схему, — с выхода усилителя Y_2 на вход усилителя Y_1 .

Когда коммутатор находится в замкнутом состоянии, потенциал выхода ОУ Y_1 вследствие действия общей отрицательной обратной связи устанавливается таким, что V_{OUT} отличается от V_{IN} на величину напряжения смещения U_1 . При этом смещение, возникающее из-за наличия коммутатора и Y_2 , сводится к нулю. Диоды в этом состоянии схемы заперты, так как падение напряжения на них, равное указанному смещению, достаточно мало (≤ 20 мВ). При размыкании коммутатора управляющим сигналом выходное напряжение остаётся неизменным. Резистор R_1 и диоды предотвращают насыщение U_1 , которое могло бы возникнуть из-за размыкания общей отрицательной обратной связи в этом режиме. Это снижает время переходного процесса при замыкании коммутатора. Усилитель Y_1 обеспечивает высокое входное сопротивление УВХ. Он выполнен по схеме с биполярными транзисторами на входе, что легко позволяет получить смещение нуля схемы в пределах 5 мВ. Резистор R_2 ограничивает ток заряда конденсатора хранения.

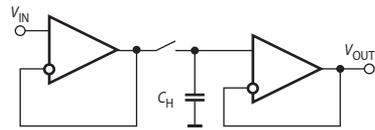


Рис. 7.34. УВХ без общей обратной связи.

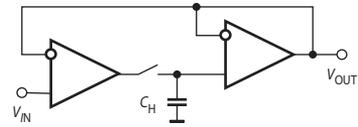


Рис. 7.35. Замкнутая схема УВХ с повторителем.

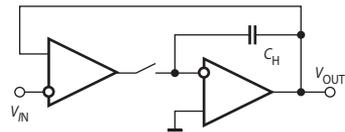


Рис. 7.36. Замкнутая схема УВХ с интегратором.

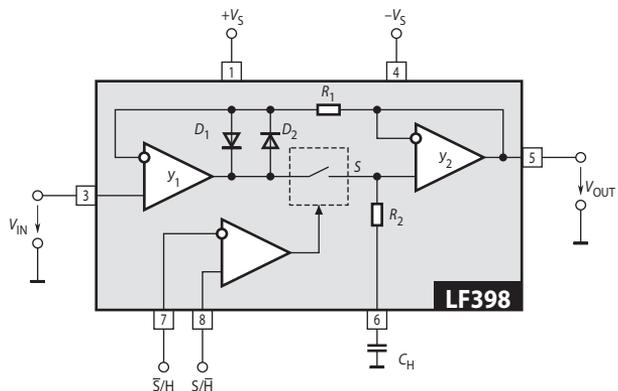


Рис. 7.37. Функциональная схема УВХ LF398.

И в разомкнутой схеме, и в замкнутой схеме с повторителем при переходе УВХ в режим хранения за счёт инжекции заряда переключения из цепи управления ключом образуется ступенька выходного напряжения, называемая шагом хранения (*hold step*), причём высота этой ступеньки зависит от входного напряжения УВХ, поскольку заряд переключения зависит от входного напряжения ключа (см. **Рис. 7.27**). Эта зависимость обусловлена тем, что в упомянутых схемах ключ связан с входным сигналом через входной буферный усилитель. В схеме с интегратором один из выводов ключа соединён с виртуальной землёй, имеющей постоянно нулевой потенциал. В режиме выборки оба коммутируемых вывода ключа имеют практически нулевой потенциал. Поэтому шаг хранения не зависит от входного сигнала.

Примером УВХ с интегратором может служить микросхема SHC5320 фирмы Burr-Brown (ныне входящей в состав Texas Instruments). Схема включения её в режиме неинвертирующего повторителя приведена на **Рис. 7.38**. SHC5320 содержит внутренний конденсатор хранения ёмкостью 100 пФ, выполненный по МОП-технологии. Если требуется меньший дрейф фиксируемого напряжения, то параллельно основному может быть включён дополнительный конденсатор хранения C_H между выводами 7 и 11.

В таком случае полоса пропускания УВХ также снизится, и для уменьшения шума в выходном сигнале целесообразно включить конденсатор ёмкостью $0.1C_H$ между выводом 8 и общей точкой схемы.

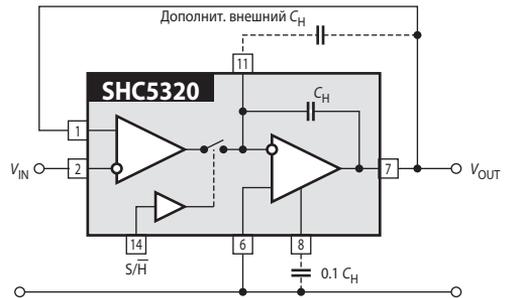


Рис. 7.38. Типовая схема включения УВХ SHC5320.

7.7.2. Основные характеристики УВХ

Так как УВХ имеет два основных режима (режим выборки, или слежения, и режим хранения) и два типа перехода между режимами (от выборки к хранению и от хранения к выборке), обычно рассматривают технические требования в этих четырёх группах.

Характеристики режима выборки (слежения)

Напряжение смещения нуля (V_{OS}) — отклонение выходного напряжения от нуля, когда входное напряжение равно нулю и УВХ находится в режиме хранения. Чтобы обеспечить необходимую точность преобразования аналого-цифрового преобразователя (АЦП), у включённого на его входе УВХ напряжение смещения нуля должно быть меньше чем $\frac{1}{2}$ единицы младшего бита (LSB) или

$$V_{OS} < \frac{FS}{2^{N+1}}, \quad (7.2)$$

где FS — напряжение полной шкалы АЦП (p-p), а N — его разрядность. Например, микросхема LF398 считается 12-битным УВХ. Диапазон её полной шкалы составляет 23 В (p-p). Тогда по формуле (7.2) найдём: $V_{OS} < 2.8$ мВ. В то же время изготовитель гарантирует для неё $V_{OS} < 7$ мВ. LF398 имеет специальный вывод для подстройки смещения нуля, однако в настоящее время ручная подстройка нуля считается крайне нежелательной. У SHC5320 смещение нуля составляет 0.5 мВ (тип.).

2. *Погрешность коэффициента усиления* — относительная разность потенциалов между входом и выходом УВХ (исключая напряжение смещения), когда УВХ находится в режиме выборки. Здесь мы предполагаем, что идеальное усиление — единица. При использовании совместно с АЦП погрешность усиления должна быть меньше, чем $\frac{1}{2}LSB$, или

$$\Delta A_V = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{IN}} < \frac{1}{2^{N+1}}.$$

Для LF398 при $N = 12$ она составляет не более 0.0122%. По паспортным данным погрешность коэффициента усиления микросхемы не превышает 0.01%, т. е. находится в допустимых пределах.

3. *Погрешность линейности* — максимальное отклонение статической переходной характеристики УВХ от идеальной прямой, проведённой так, что это отклонение минимально. Гармонические искажения — следствие погрешности линейности УВХ.

4. *Мощностная полоса* (BW_{fp}) обычно определяется двумя способами. Некоторые изготовители определяют её как частоту, при которой усиление по напряжению гармонического сигнала, имеющего амплитуду, равную полной шкале входа УВХ, снижается на 3 дБ относительно усиления на постоянном токе. Другие находят мощностную полосу по результатам измерения скорости нарастания напряжения на выходе УВХ. Согласно этому определению мощностная полоса равна частоте гармонического сигнала, имеющего амплитуду в полную шкалу УВХ, максимальная скорость изменения которого равна максимальной скорости нарастания напряжения УВХ. Этому соответствует формула

$$BW_{fp} = \frac{SR}{\pi FS},$$

где SR — скорость нарастания напряжения УВХ.

5. *Малосигнальная полоса* — частота, на которой усиление по напряжению УВХ снижается на 3 дБ относительно усиления на постоянном токе для амплитуды входного сигнала, намного меньшей полной шкалы (по крайней мере, в 10 раз). Малосигнальная полоса в общем случае больше, чем мощностная полоса. Этот параметр важен в тех случаях, когда не требуется преобразование сигналов высокой частоты большой амплитуды.

6. *Скорость нарастания* — максимальная скорость изменения выходного напряжения, когда УВХ находится в режиме выборки. Поскольку скорость нарастания зависит от ёмкости конденсатора хранения, эта ёмкость должна быть определена в технических условиях в том случае, если конденсатор внешний. Скорость нарастания является важным динамическим параметром, потому что это определяет мощностную полосу и время выборки.

Характеристики перехода из выборки в режим хранения

1. *Апертурное время* (t_A), известное также как *апертурная задержка*, определяется по-разному различными изготовителями. Строго говоря, апертурное время — это интервал, в течение которого входной сигнал отключается от конденсатора хранения после получения команды хранения (Рис. 7.39). Более широко распространённое определение — это интервал между поступлением команды хранения и моментом полного отключения конденсатора хранения. Второе определение включает цифровую задержку между поступлением управляющей команды и началом процесса запирающего ключа. В отличие от *апертурного дрожания*, апертурное время не является фактором, ограничивающим максимальную частоту синусоидального сигнала, поскольку для синусоидального сигнала ошибка, вызванная апертурной задержкой, проявляется как изменение фазы, а не амплитуды.

2. *Эффективное апертурное время задержки* — время между подачей команды хранения и моментом равенства входного напряжения значению выходного в начальном периоде хранения (см. Рис. 7.39). Если требуется точная синхронизация, то команду хранения нужно подать на «эффективное апертурное время задержки» раньше наступления необходимого момента фиксации.

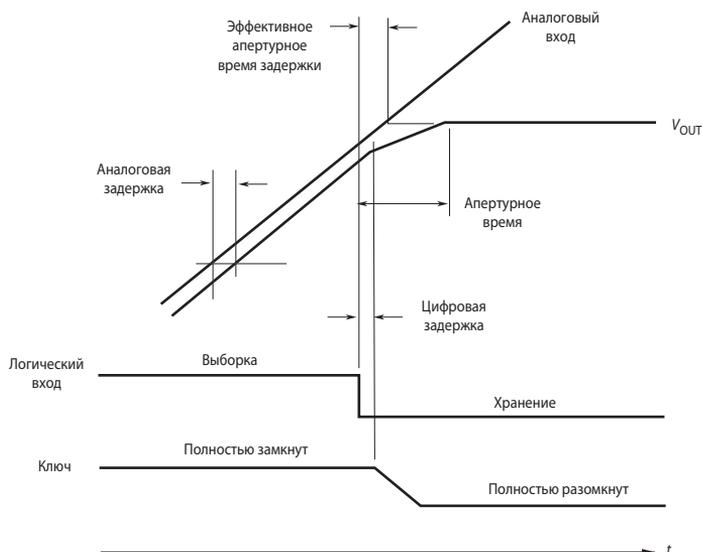


Рис. 7.39. Апертурное время и эффективное апертурное время задержки.

3. *Апертурное дрожание* (t_{AJ}), известное также как апертурная неопределённость, является неопределённостью апертурного времени. Апертурное дрожание обусловлено шумом, который накладывается на управляющий сигнал. Апертурное дрожание часто определяют как среднеквадратичное отклонение апертурного времени.

Апертурное дрожание устанавливает верхний предел частоты гармонического сигнала, который может преобразован в последовательность выборок без потери точности. Чтобы не терять точность, следует придерживаться эмпирического правила: входной сигнал не должен изменяться больше чем $\pm \frac{1}{2} \text{LSB}$ в течение апертурного дрожания. Для синусоидального сигнала, когда $V = A \sin(2\pi ft)$, это даёт

$$\frac{dV}{dt} = 2\pi f A \cos(2\pi ft) < \frac{0.5 \text{LSB}}{t_{AJ}}.$$

где A — половина максимального диапазона входного сигнала данного УВХ. Учитывая, что $\frac{1}{2} \text{LSB} = A/2^N$, находим

$$f < \frac{1}{2\pi \cdot 2^N \cdot t_{AJ}}. \quad (7.3)$$

В качестве примера использования этого критерия рассмотрим 12-битный АЦП, УВХ которого имеет апертурное дрожание 100 пс. В этом случае он мог бы преобразовывать сигналы частотой вплоть до 388 кГц. Естественно, что согласно теореме Котельникова частота преобразования это АЦП должна быть более 766 кГц.

4. *Инжекция заряда* — количество электричества, перемещённого на обкладки конденсатора хранения при размыкании ключа. Инжекция заряда обусловлена ёмкостной связью между конденсатором хранения и затвором ключевого транзистора. Из-за инжекции заряда имеет место *шаг хранения* на выходе УВХ. Для схем, у которых конденсатор хранения C_H связан с входным сигналом через входной буферный усилитель (Рис. 7.34, 7.35), инжекция заряда — функция входного напряжения, причём нелинейная функция, что ведёт к нелинейным искажениям.

5. Шаг хранения (V_{SH}), называемый также «пьедесталом», является приращением выходного напряжения при переходе выборка—хранение (Рис. 7.40). Он вызван инжекцией заряда конденсатору хранения. Шаг хранения может быть определён по формуле

$$V_{HS} = \frac{q}{C_H},$$

где q — величина инжекции заряда. Следовательно шаг хранения может быть уменьшен путём увеличения ёмкости конденсатора хранения. Это, однако, приведёт к увеличению времени выборки. Для аналого-цифрового преобразования желательно, чтобы шаг хранения был независим от входного напряжения и меньше $\frac{1}{2}LSB$.

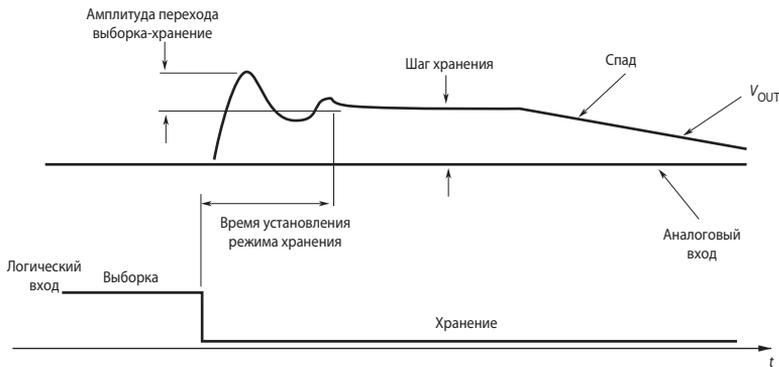


Рис. 7.40. Источники погрешности в режиме хранения и переходе «выборка—хранение».

6. *Время установления режима хранения* (t_{HS}) — минимальное время, по прошествии которого с момента подачи команды хранения выходное напряжение не выходит за границы определённой области. Эта область обычно определяется как 1%, 0.1% или 0.01% полной шкалы входного сигнала. Для АЦП требуется, чтобы отклонения выходного напряжения от установившегося значения не превышали $\frac{1}{2}LSB$ до начала преобразования. Время установления режима хранения является важным параметром при аналого-цифровом преобразовании, поскольку сумма времени выборки (t_{AQ}), времени установления режима хранения (t_{HS}) и времени преобразования АЦП (t_C) определяет максимальную частоту дискретизации системы УВХ—АЦП.

$$f_s(\max) = \frac{1}{t_{AQ} + t_{HS} + t_C}.$$

7. *Амплитуда переходного процесса выборка—хранение* характеризует максимальный выброс выходного напряжения при этом процессе. Если УВХ используется для устранения выбросов выходного напряжения цифро-аналогового преобразователя, эта амплитуда должна быть минимальна.

Характеристики режима хранения

1. *Скорость спада в режиме хранения* (dV_{CH}/dt) — скорость, с которой изменяется выходное напряжение из-за разряда конденсатора. Если УВХ имеет внутренний конденсатор хранения, то эта величина указывается в паспортных данных, однако, если добавляется внешний конденсатор, то скорость спада зависит от ёмкости конденсатора и определяется уравнением

$$\frac{dV_{CH}}{dt} = \frac{I_Q}{C_H},$$

где I_Q — ток разряда конденсатора. Он складывается из токов утечки конденсатора и коммутатора, а также из входного тока выходного буферного усилителя УВХ.

Низкая скорость спада особенно важна для приложений, где выбранное напряжение должно удерживаться в заданных границах в течение продолжительного времени. При АЦ-преобразовании недопустимо, чтобы выходное напряжение изменилось за время преобразования на $\frac{1}{2}\text{LSB}$. В таком случае

$$\frac{dV_{\text{CH}}}{dt} < \frac{0.5\text{LSB}}{t_c} = \frac{FS}{2^{N+1}t_c}.$$

При заданном токе утечки скорость спада можно уменьшить путём увеличения ёмкости конденсатора C_H . Однако это увеличит время выборки.

2. Коэффициент проходного ослабления (A_F) определяет часть входного сигнала, которая появляется на выходе, в то время как УВХ находится в режиме хранения. Коэффициент проходного ослабления приводится в паспортных данных для сигналов постоянного тока и как значение для определённой частоты сигнала. Для АЦ-приложений эта часть должна быть, по крайней мере, меньше, чем $\frac{1}{2}\text{LSB}$ для входного сигнала, соответствующего полной шкале. Следовательно, коэффициент проходного ослабления должен быть, по крайней мере,

$$A_F > 20\log(2^{N+1}) = 6.02(N+1) \text{ дБ},$$

где N — разрядность АЦП.

Характеристики перехода из режима хранения к выборке

Время выборки (t_{AQ}) определяет, как долго при самых неблагоприятных условиях длится процесс заряда конденсатора хранения до величины входного напряжения с заданным уровнем допуска. Перевод УВХ в режим хранения до окончания интервала выборки чреват значительными ошибками. В паспортных данных УВХ указывается время выборки при определённой ёмкости конденсатора хранения. Можно уменьшить время выборки, выбрав конденсатор хранения меньшей ёмкости, но это приведёт к увеличению шага хранения и скорости спада.

В Табл. 7.3 приведены основные характеристики некоторых типов УВХ, выпускаемых промышленностью.

Таблица 7.3. Основные характеристики УВХ

Тип УВХ	V_{OS} [мВ]	Скорость спада [В/с]	Время выборки [мкс]	Апертурная задержка [нс]	V_S [В]	I_S [мА]	Примечания
1100СК2	5	0.2 ¹⁾	0.4 ^{1), 2)}	100	±15	4.5	Промышленный стандарт
SHC5320	0.2	0.08 ⁴⁾	1 ^{4), 3)}	25	±15	13	Интегратор
AD9101	10	18000 ⁴⁾	7 нс	0.25	+5; -5.2	70	Сверхскоростное УВХ
AD781	3	0.01 ⁴⁾	0.6 ³⁾	35	±12	4	—
AD684	4	1 ⁴⁾	1 ³⁾	35	±12	25	Счетверённое
1103СК3	100	1000 ⁵⁾	0.04 ²⁾	2	±9	75	Скоростное: $t_{HS} = 40$ нс

¹⁾ $C_H = 1000$ пФ.

²⁾ До точности 0.1%.

³⁾ До точности 0.01%.

⁴⁾ Встроенный конденсатор хранения;

⁵⁾ $C_H = 200$ пФ.

7.7.3. Применение УВХ

Основная область применения УВХ — дискретизация непрерывных процессов с целью последующего аналого-цифрового их преобразования. При таком применении УВХ включаются по типовой схеме, указанной их изготовителями. Однако этим применение УВХ не исчерпываются. Ниже представлено несколько схем, в которых УВХ используются в не совсем обычной роли. Эти схемы взяты из технического описания ИМС LF398 [7.3].

Генератор пилообразного напряжения с управляемым начальным уровнем

Схема генератора приведена на Рис. 7.41. В режиме хранения, т. е. при разомкнутом ключе напряжение на конденсаторе хранения C_H и, следовательно, на выходе схемы, для любого $t \in [nT, (n+1)T]$ пропорционально интегралу тока I_{R_2} , протекающего через резистор R_2 :

$$V_{OUT}(t) = V_{OUT}(nT) + \frac{1}{C_H} \int_{nT}^{nT+t} I_{R_2}(t) dt, \quad (7.4)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$, причём $I_{R_2} = V_{REF}/R_2$. При поступлении импульса на управляющий вход ключ УВХ кратковременно замыкается, в результате чего напряжение на конденсаторе хранения C_H становится равным входному (см. Рис. 7.42). Отсюда следует

$$V_{OUT}(t) = V_{IN}(nT) + \frac{V_{REF}}{C_H} (t - nT).$$

Устройство выборки с большим временем хранения

В некоторых случаях требуется запомнить амплитуду короткого (10 мкс) входного сигнала, а затем длительное время (1 с) хранить его практически без изменения исходного значения. Уменьшить скорость спада в режиме хранения можно простым увеличением ёмкости конденсатора хранения. Однако при этом пропорционально увеличится и время выборки. Чтобы убить двух этих зайцев можно воспользоваться схемой, состоящей из двух последовательно включённых УВХ (Рис. 7.43). В первом УВХ благодаря небольшой ёмкости C_{H1} обеспечивается быстрая выборка входного напряжения V_{IN} . Логический сигнал выборки V_S длительно — 10 мкс поступает одновременно на первое УВХ и таймер, включённый по схеме одновибратора. На выходе таймера формируется импульс выборки длительно — 12 мс, который переводит в режим выборки второе УВХ. Такая длительность импульса выборки необходима, чтобы обеспечить заряд конденсатора C_{H2} с большей ёмкостью. Таким образом осу-

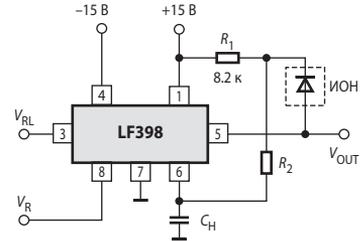


Рис. 7.41. Генератор пилообразного напряжения на УВХ.

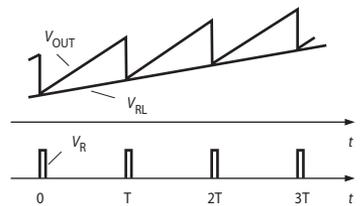


Рис. 7.42. Заряд конденсатора хранения.

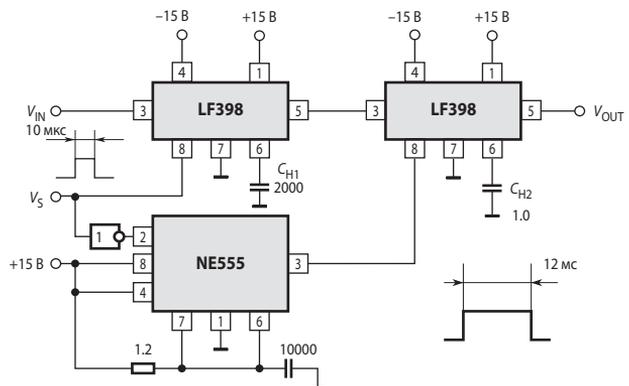


Рис. 7.43. Устройство выборки с большим временем хранения.

ществуется искусственное увеличение длительности входного сигнала, необходимое для его запоминания вторым УВХ.

Уменьшение статических погрешностей

На Рис. 7.44 показана схема УВХ, снабжённая дополнительными цепями подстройки смещения нуля выборки и шага хранения. Резистором R_H подстраивается величина и знак компенсирующего заряда, сообщаемого конденсатору хранения при переводе УВХ в режим хранения. Это даёт возможность скомпенсировать заряд переключения коммутатора УВХ. Резистор R_0 позволяет подстроить ноль в режиме выборки.

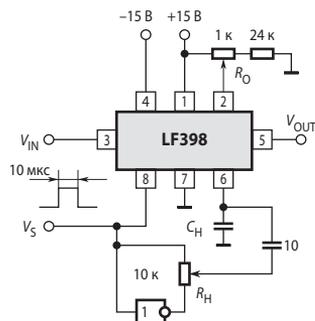


Рис. 7.44. Схема подключения цепей для снижения погрешностей УВХ.

7.8. Устройства на переключаемых конденсаторах

В последнее время наблюдается исключительно быстрый рост производства и применения МОП-структур, имеющих много преимуществ перед биполярными схемами. У МОП-структур большой входной импеданс, и они управляются напряжением (в отличие от биполярных схем, управляемых током). Комплементарные МОП-структуры практически не потребляют мощность в статическом режиме. Технология МОП-структур обеспечивает большую плотность упаковки, чем биполярных. Наконец, эта технология позволяет простым способом реализовать в ИМС конденсаторы относительно большой ёмкости. Такие МОП-конденсаторы в сочетании с МОП-ключами позволяют заменить резисторы в некоторых типах ИМС и построить аналоговые вычислительные схемы со значительно лучшими точностными и эксплуатационными характеристиками. Замена резисторов конденсаторами, в частности, позволяет повысить точность аналоговых и аналого-цифровых устройств и уменьшить количество внешних элементов, подключаемых к микросхеме. В Табл. 7.4 представлены сравнительные характеристики интегральных резисторов и МОП-конденсаторов [7.4].

Таблица 7.4. Сравнение интегральных резисторов и МОП-конденсаторов

Элемент	Технология изготовления	Точность изготовления [%]	Температурный коэффициент [10^{-6}K^{-1}]	Коэффициент влияния напряжения [10^{-6}B^{-1}]
Резистор	Ионная имплантация с шириной 40 мкм	± 0.12	400	800
Конденсатор	МОП с толщиной диэлектрика 0.1 мкм	± 0.06	26	10

Высокая точность изготовления интегральных МОП-конденсаторов и их стабильность способствовали тому, что в последние годы получили развитие способы обработки сигналов, использующие явление дискретного переноса зарядов. Один из путей реализации этих способов состоит в применении схем с переключаемыми конденсаторами.

Рассмотрим реализацию аналогового интегратора с применением переключаемого конденсатора. На Рис. 7.45, а приведена схема обычного аналогового интегратора. Передаточная функция этой схемы имеет вид

$$K(s) = -\frac{1}{sR_1C_2}, \quad (7.5)$$

а частотная характеристика

$$K(j\omega) = -\frac{1}{j\omega R_1 C_2}. \quad (7.6)$$

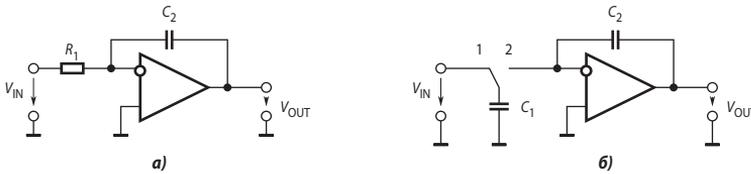


Рис. 7.45. Схемы интеграторов: а) на RC-цепи, б) с коммутируемым конденсатором.

На Рис. 7.45, б показан интегратор, в котором резистор R_1 имитируется с помощью схемы с переключаемым конденсатором. Этот интегратор работает следующим образом. Коммутатор периодически переключается из положения 1 в положение 2 и обратно с периодом T . В момент nT конденсатор C_1 заряжается до напряжения $V_{IN}(nT)$, поэтому накопленный на нём заряд составляет $C_1 V_{IN}(nT)$. После переключения коммутатора из положения 1 в положение 2 в момент $nT + T/2$ конденсатор C_1 разряжается на вход ОУ с конденсатором C_2 в обратной связи. Поскольку входное дифференциальное напряжение и входные токи идеального ОУ равны нулю, конденсатор C_1 разрядится полностью и его заряд суммируется с зарядом, накопленным на конденсаторе C_2 . В результате в момент $(n + 1)T$ справедливо следующее уравнение зарядов:

$$C_2 V_{OUT}[(n + 1)T] = C_2 V_{OUT}(nT) - C_1 V_{IN}(nT). \quad (7.7)$$

Здесь знак « \rightarrow » обусловлен отрицательной обратной связью. Применив к обеим частям уравнения (7.7) z -преобразование, получим уравнение

$$z C_2 V_{OUT}(z) = C_2 V_{OUT}(z) - C_1 V_{IN}(z). \quad (7.8)$$

Определённая из этого уравнения передаточная функция имеет вид

$$W(z) = \frac{V_{OUT}(z)}{V_{IN}(z)} = -\frac{C_1}{C_2(z - 1)}. \quad (7.9)$$

Представляет интерес сравнение свойств интеграторов, показанных на Рис. 7.45. Подставляя в (7.9) $z = \exp(j\omega T)$, получаем

$$W(j\omega) = -\frac{C_1}{C_2(e^{j\omega T} - 1)}. \quad (7.10)$$

При $\omega T \rightarrow 0$ выражение в скобках в знаменателе правой части уравнения (7.10) стремится к $j\omega T$. Таким образом, для частот входного сигнала низких относительно частоты переключения коммутатора $f = 1/T$ можно приближённо записать

$$W(j\omega) \approx -\frac{C_1}{C_2 j\omega T}. \quad (7.11)$$

Сравнивая выражения (7.6) и (7.11), находим, что в схеме на Рис. 7.45, б коммутируемый конденсатор имитирует входной резистор схемы на Рис. 7.45, а с сопротивлением, равным T/C_1 . Поэтому, увеличивая частоту переключения коммутатора, мы уменьшаем эквивалентную постоянную времени интегрирования интегратора.

Применение интеграторов с переключаемыми конденсаторами в ИМС фильтров вместо обычных интеграторов даёт два существенных преимущества.

Во-первых, коэффициент передачи интегратора зависит только от отношения двух конденсаторов, а не от их абсолютных величин. Вообще говоря, можно достаточно про-

сто создать на кремниевой подложке ИМС пару любых однотипных согласованных элементов, в то время как получение разнотипных элементов (резистора и конденсатора) с точными значениями и высокой стабильностью весьма затруднительно (различия температурных коэффициентов сопротивления (ТКС) и ёмкости (ТКЕ) могут быть значительными!). Поэтому ИМС фильтров с переключаемыми конденсаторами (ФПК) значительно дешевле. Например, фильтр нижних частот 8-го порядка на ИМС MAX291 (переключаемые конденсаторы) стоит почти в 5 раз дешевле аналогичного фильтра на двух ИМС MAX270 (RC-интеграторы).

Второе преимущество фильтров с переключаемыми конденсаторами состоит в возможности настройки их *характеристической* частоты (т. е. центральной частоты полосового фильтра или точки -3 дБ фильтра нижних частот) изменением только тактовой частоты. Это объясняется тем, что характеристическая частота фильтра, построенного на основе метода переменных состояния, пропорциональна коэффициенту передачи интегратора (или, что то же, обратно пропорциональна постоянной времени интегрирования). Это позволяет выпускать фильтры 8-го порядка в корпусе с восемью выводами без внешних времязадающих элементов (например, MAX291), в то время как ИМС фильтров с RC-интеграторами имеют значительно больше выводов и требуют подключения значительного количества точных резисторов (например, микросхема MAX274 имеет 24 вывода; её типовая схема включения содержит 15 внешних резисторов).

Теперь о *недостатках* фильтров с переключаемыми конденсаторами. Такие фильтры имеют два неприятных свойства, которые обусловлены присутствием периодического тактового сигнала. Первое — это *сквозное прохождение сигнала тактовой частоты*, а именно наличие некоторого выходного сигнала (с напряжением от 10 до 25 мВ) с частотой тактового колебания, напряжение которого не зависит от прикладываемого входного сигнала. Чаще всего это не имеет существенного значения, поскольку этот сигнал значительно удалён от полосы, занимаемой обрабатываемым сигналом (обычно разработчики ИМС задают частоту коммутации f_S в 100 раз (реже в 50 раз) больше характеристической частоты фильтров f_C). Если же такое сквозное прохождение тактового сигнала нежелательно, то для его подавления обычно используют простой непрерывный ФНЧ первого или второго порядка. В состав ИМС фильтров с переключаемыми конденсаторами обычно включают неинвертирующий повторитель, на котором может быть построен такой фильтр, например по схеме Саллена-Ки.

Вторая проблема, более тонкого свойства, связана с наложением спектров. Любые компоненты входного сигнала, которые отстают по частоте от частоты тактового сигнала на величину, соответствующую частотам полосы пропускания, не будут подавлены. Например, при использовании ИМС MAX291 в качестве ФНЧ с частотой среза 1 кГц (при тактовой частоте 100 кГц) все спектральные компоненты входного сигнала в диапазоне от 99 до 101 кГц будут преобразованы в полосу частот от постоянного тока до частоты 1 кГц. Поэтому в случае, если в спектре входного сигнала есть заметные компоненты частот, близких к тактовой частоте, перед входом фильтра следует включить простой предварительный фильтр нижних частот.

Характеристическая частота ФПК обычно задаётся частотой внешнего тактового сигнала либо внешним времязадающим резистором внутреннего тактового генератора. Некоторые модели, например MAX260 и LTC1564, программируются цифровым кодом, а у двухканального MAX266 второго порядка характеристическая частота программируется переключками.

В **Табл. 7.5** приведены основные характеристики некоторых моделей ИМС фильтров на коммутируемых конденсаторах

Таблица 7.5. Основные характеристики фильтров на коммутируемых конденсаторах

Наименование	Порядок	f_c , мин/макс [кГц]	f_s/f_c	Напряжение питания [В]	Ток потребления [мА]	Тип фильтра	Особенности
MAX291	8	0.0001...25	100	5...±5	15	НЧ; Б-т	Внутренний генератор, дополнительный ОУ
MAX296	8	0.0001...50	50	5...±5	15	НЧ; Б-ль	Внутренний генератор, дополнительный ОУ
MAX260	2	0.00001...10	100	±2.4...±6.3	15	Универсальный	Двухканальный с цифровым управлением
MAX266	2	0.0004...140	40	±2.4...±6.3	24	Универсальный	Двухканальный. Программирование перемычками
MAX7405	8	0.001...5	100	3	2	НЧ; Б-ль	Внутренний генератор
LTC1164-6	8	0.0001...15	100	±2.5...±8	4	НЧ; Б-ль, эллипт.	—
LTC1564	8	10...150	—	2.7...10	22	НЧ	Цифровое управление. Программируемое усиление
LTC1569-7	10	0.01...300	32	3...±5	27	НЧ	Внутренний генератор, дифференциальный вход

Примечание. Б-т — фильтр Баттерворта, Б-ль — фильтр Бесселя, эллипт. — эллиптический фильтр.

Вопросы и задачи

1. Укажите преимущества МОП-ключей перед диодными и биполярными ключами.
2. Почему нецелесообразно использовать схему последовательного коммутатора (Рис. 7.1, а) в случае, если источником сигнала является фотодиод?
3. Укажите преимущества КМОП-ключей перед МОП-ключами с одним типом проводимости.
4. Предложите схему замещения КМОП-ключа в статическом режиме.
5. Каковы должны быть уровни управляющих напряжений КМОП-ключа, чтобы допустимые значения входного и выходного напряжений могли достигать пределов питающих напряжений?
6. Объясните низкое быстродействие оптореле.
7. КМОП-ключ с $C_D = C_S = 0.5$ пФ, $R_{ON} = 70$ Ом подключён к источнику сигнала с выходным сопротивлением 10 кОм. Сопротивление нагрузки составляет 100 кОм. Определите входную частоту среза на уровне -3 дБ.
8. Рассчитайте сквозное прохождение сигнала в нагрузку 10 кОм через закрытый ключ на частоте 1 МГц, приняв $C_{DS} = 1$ пФ.
9. Выполнить то же самое, что в п. 7 для схемы на Рис. 7.23, б при разомкнутом ключе S_1 и замкнутом ключе S_2 , приняв $C_{DS} = 1$ пФ, $R_{ON} = 50$ Ом.
10. Можно ли полностью скомпенсировать выбросы выходного напряжения, связанные с переносом в нагрузку заряда переключения ключа, используя схему на Рис. 7.25.
11. Рассчитайте изменение напряжения на конденсаторе УВХ (Рис. 7.33), вызванное зарядом переключения ключа $q = 10$ пКл при запирации ключа, если $C_H = 1000$ пФ.
12. Поясните, почему смещение нуля УВХ в схеме Рис. 7.37 не зависит от смещения нуля ОУ₂.
13. Обоснуйте уравнение (7.4).

Литература к главе 7

1. *Wynne J.* R_{ON} Modulation in CMOS Switches and Multiplexers; What It Is and How to Predict Its Effect on Signal Distortion // Application Note AN-251. — Analog Devices. — 1997. — 2 pp.
2. Specifications and Architectures of Sample-and-Hold Amplifiers // Application Note 775 National Semiconductor. — July 1992. — 6 pp.
3. LF198/LF298/LF398, LF198A/LF398A Monolithic Sample-and-Hold Circuits // Datasheet National Semiconductor. — May 1998. — 14 pp.
4. *Мулявка Я.* Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами. М.: Мир. — 1992. — 416 с.

ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

8.1. Общие сведения

Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) предназначен для преобразования числа, представленного, как правило, в виде двоичного кода, в напряжение или ток, пропорциональные значению цифрового кода. Цифро-аналоговое преобразование является важной операцией в системах обработки данных и управления. ЦАП осуществляют связь цифровых выходов микроконтроллеров и цифровых процессоров сигналов с внешним аналоговым миром.

Выходной аналоговый сигнал (V_{OUT}) цифро-аналогового преобразователя пропорционален входному цифровому коду (D):

$$V_{OUT} = KD,$$

где K — коэффициент пропорциональности. Обычно D нормализуют относительно его полной шкалы 2^N , где N — разрядность ЦАП. Например, выходное напряжение ЦАП может быть записано в виде:

$$V_{OUT} = V_{REF} \frac{D}{2^N}.$$

где V_{REF} — опорное напряжение.

Из последнего выражения видно, что в ЦАП каждая единица младшего бита входного кода порождает соответствующую долю опорного напряжения в выходном сигнале.

Другими словами, ЦА-преобразование может рассматриваться как умножение на нормированный цифровой код опорной (эталонной) величины, причём в качестве эталона может выступать одна из трёх электрических величин — напряжение, ток или заряд. Точность выполнения этой операции определяет линейность преобразования, а время, в течение которого каждая доля (квант) опорного сигнала может быть установлена на выходе, определяет быстродействие ЦАП. На **Рис. 8.1** графически представлена зависимость между входным кодом и выходным напряжением идеального 3-битного ЦАП. Аналоговые уровни, создаваемые на выходе, лежат на прямой, проходящей через начало координат и точку, соответствующую полной шкале ЦАП.

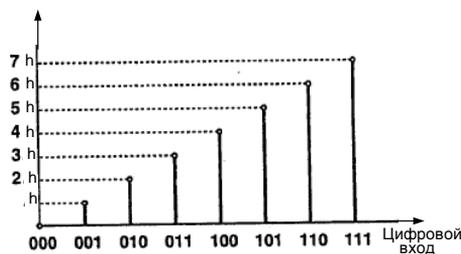


Рис. 8.1. График зависимости между входным кодом и выходным напряжением ЦАП.

Входной цифровой код ЦАП должен легко преобразовываться в аналоговый сигнал. В **Табл. 8.1** представлены три разновидности кодов, наиболее часто используемые в ЦАП-ах: двоичный, термометрический и унитарный позиционный.

Таблица 8.1. Коды, используемые в ЦАП

Десятичный	Двоичный	Термометрический	Унитарный позиционный
0	00	0000	0000
1	01	0001	0001
2	10	0011	0010
3	11	0111	0100

Выходной сигнал ЦАП при постоянной частоте преобразования представляет собой последовательность смежных прямоугольных импульсов равной ширины (Рис. 8.2, а). Если подвергнуть аналоговый сигнал аналого-цифровому преобразованию с частотой выборок f_c , а затем полученный цифровой код вновь преобразовать в аналоговый сигнал, то спектр выходного сигнала ЦАП будет отличаться от спектра исходного сигнала наличием компонент отражения (зеркальных составляющих), Рис. 8.2, б. Огибающая спектра описывается формулой

$$A = \frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\frac{\pi f}{f_c}}.$$

Для устранения компонент отражения следует фильтровать выходной сигнал ЦАП.

Схематехника цифро-аналоговых преобразователей весьма разнообразна. На Рис. 8.3 представлена классификационная схема ЦАП по схематехническим признакам. Кроме этого, ИМС цифро-аналоговых преобразователей классифицируются по следующим признакам:

- По виду выходного сигнала: с токовым выходом и выходом в виде напряжения

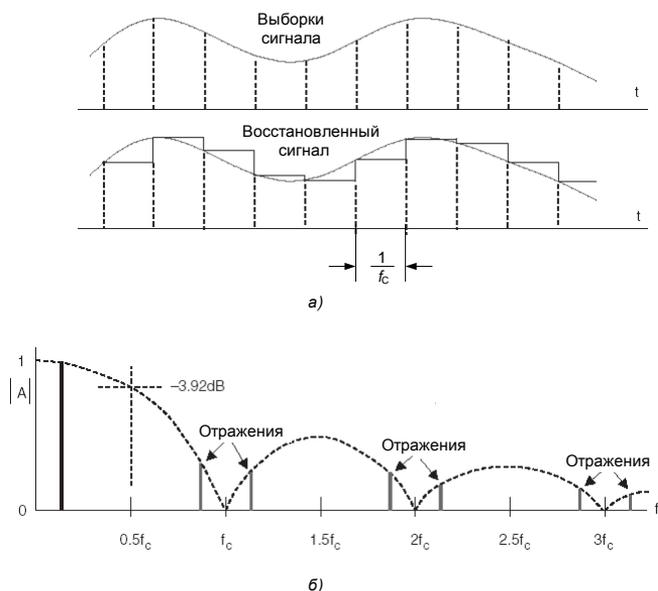


Рис. 8.2. Выходной сигнал ЦАП при постоянной частоте преобразования (а) и его спектр (б).

- По типу цифрового интерфейса: с последовательным вводом и с параллельным вводом
- По числу ЦАП на кристалле: одноканальные и многоканальные
- По быстродействию: низкого, умеренного и высокого быстродействия
- По разрядности

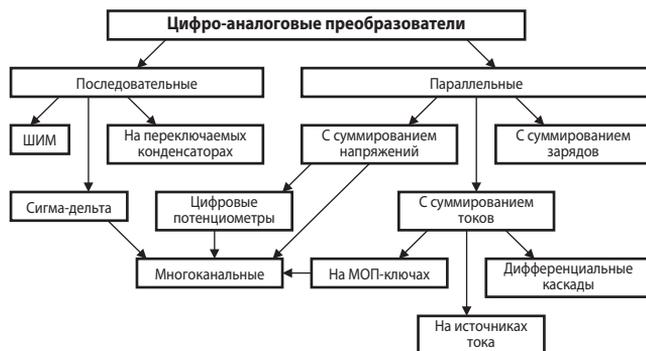


Рис. 8.3. Классификация ЦАП.

8.2. Параллельные ЦАП

8.2.1. ЦАП с суммированием весовых токов

ЦАП с формированием весовых токов резистивными цепями

Большинство схем параллельных ЦАП основано на суммировании токов, сила каждого из которых пропорциональна весу цифрового двоичного бита, причём должны суммироваться только токи тех битов, значения которых равны 1. Пусть, например, требуется преобразовать двоичный четырёхбитный код в аналоговый сигнал тока. У четвертого, старшего значащего бита (MSB) вес будет равен $2^3 = 8$, у третьего бита — $2^2 = 4$, у второго — $2^1 = 2$ и у младшего бита (LSB) — $2^0 = 1$. Если вес LSB $I_{LSB} = 1$ мА, то $I_{MSB} = 8$ мА, а максимальный выходной ток преобразователя $I_{OUT(max)} = 15$ мА и соответствует коду 1111_2 . Понятно, что коду 1001_2 , например, будет соответствовать $I_{OUT} = 9$ мА и т. д. Следовательно требуется построить схему, обеспечивающую генерацию и коммутацию по заданным законам точных весовых токов. Простейшая схема, реализующая указанный принцип, приведена на Рис. 8.4.

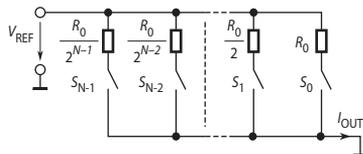


Рис. 8.4. Простейшая схема ЦАП с суммированием весовых токов.

Здесь весовые токи формируются с помощью резисторов в полном соответствии с законом Ома. Сопротивления резисторов выбирают так, чтобы при замкнутых ключах через них протекал ток, соответствующий весу бита. Ключ должен быть замкнут тогда, когда соответствующий ему бит входного слова равен единице. Выходной ток определяется выражением

$$I_{OUT} = \frac{V_{REF}}{R_0} \sum_{k=0}^{N-1} d_k 2^k = \frac{V_{REF}}{R_0} D.$$

При высокой разрядности ЦАП токозадающие резисторы должны быть согласованы с высокой точностью. Наиболее жёсткие требования по точности предъявляются к рези-

сторам старших битов, поскольку разброс токов в них не должен превышать тока младшего (нулевого) бита. Поэтому погрешность сопротивления в k -м бите должна удовлетворять условию

$$\Delta R/R < 2^{-k}. \quad (8.1)$$

Из этого условия следует, что погрешность сопротивления резистора, например, в четвёртом бите не должна превышать 6%, а в 10-м бите — 0.1%. Это требование делает фактически нереализуемым по указанному принципу ЦАП с разрядностью выше 12, особенно высокоскоростных. Поэтому в ЦАП высокой разрядности обычно применяют сегментацию цепей задания весовых токов старших битов, которая будет рассмотрена немного позже.

Рассмотренная схема при всей её простоте обладает целым букетом недостатков. Во-первых, при различных входных кодах ток, потребляемый от источника опорного напряжения (ИОН), будет различным, а это повлияет на величину выходного напряжения ИОН. Во-вторых, значения сопротивлений весовых резисторов могут различаться в тысячи раз, а это делает весьма затруднительной реализацию этих резисторов в полупроводниковых ИМС. Кроме того, сопротивление резисторов старших битов в многобитных ЦАП может быть соизмеримым с сопротивлением замкнутого ключа, а это приведёт к погрешности преобразования. В-третьих, в этой схеме к разомкнутым ключам прикладывается значительное напряжение, что усложняет их построение.

Эти недостатки во многом устранены в схеме ЦАП AD7520 (отечественный аналог 572ПА1), разработанном инженерами фирмы Analog Devices в 1973 г., которая в настоящее время является по существу промышленным стандартом (по ней выполнены многие серийные модели ЦАП). Указанная схема представлена на Рис. 8.5. В качестве ключей здесь используются МОП-транзисторы.

В этой схеме задание весовых коэффициентов ступеней преобразователя осуществляют посредством последовательного деления опорного напряжения с помощью резистивной матрицы постоянного импеданса типа R - $2R$. ЦАП с такой резистивной матрицей в переводной литературе называют лестничными (ladder). Основным элементом такой матрицы представляет собой делитель напряжения (Рис. 8.6), который должен удовлетворять следующему условию: если он нагружен на сопротивление R_L , то его входное сопротивление (R_{IN})

также должно принимать значение R_L . Коэффициент ослабления цепи ($\alpha = V_2/V_1$) при этой нагрузке должен иметь заданное значение. При выполнении этих условий получаем следующие выражения для сопротивлений:

$$R_p = \frac{\alpha}{1-\alpha} R_L, \quad R_s = (1-\alpha)R_L. \quad (8.2)$$

При двоичном кодировании $\alpha = 0.5$. Если положить $R_L = 2R$, то

$$R_s = R \text{ и } R_p = 2R \quad (8.3)$$

в соответствии с Рис. 8.5.

Поскольку в любом положении переключателей S_k они соединяют нижние выводы резисторов с общей шиной схемы, источник опорного напряжения нагружен на постоян-

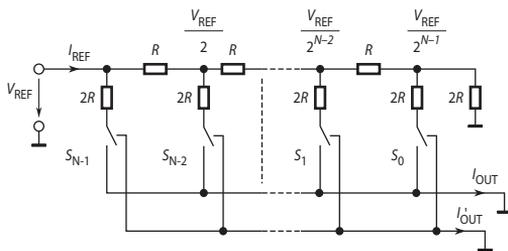


Рис. 8.5. Схема ЦАП с переключателями и матрицей постоянного импеданса.

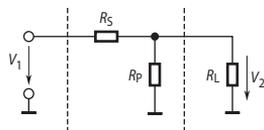


Рис. 8.6. Построение ступени резистивной матрицы постоянного импеданса.

ное входное сопротивление $R_{IN} = R$. Это гарантирует неизменность опорного напряжения при любом входном коде ЦАП.

Согласно **Рис. 8.5**, выходные токи схемы определяются соотношениями

$$I_{OUT} = \frac{V_{REF}}{R \cdot 2^N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k 2^k = \frac{V_{REF}}{R \cdot 2^N} D, \quad (8.4)$$

$$I'_{OUT} = \frac{V_{REF}}{R \cdot 2^N} \sum_{k=0}^{N-1} \bar{d}_k 2^k = \frac{V_{REF}}{R \cdot 2^N} \bar{D}, \quad (8.5)$$

а входной ток

$$I_{IN} = I_{OUT} + I'_{OUT} + \frac{V_{REF}}{R \cdot 2^N} = \frac{V_{REF}}{R}. \quad (8.6)$$

Поскольку нижние выводы резисторов $2R$ -матрицы при любом состоянии переключателей S_k соединены с общей шиной схемы через низкое сопротивление замкнутых ключей, напряжения на ключах всегда небольшие, в пределах нескольких милливольт. Это упрощает построение ключей и схем управления ими и позволяет использовать опорное напряжение из широкого диапазона, в том числе и различной полярности. Поскольку выходной ток ЦАП зависит от V_{REF} линейно (см. (8.4)), преобразователи такого типа можно использовать для умножения аналогового сигнала (подавая его на вход опорного напряжения) на цифровой код. Такие ЦАП называют *перемножающими*.

Точность этой схемы снижается от обстоятельство, что для ЦАП, имеющих высокую разрядность, необходимо согласовывать сопротивление ключей в открытом состоянии (R_{ON}) с разрядными токами. Особенно это важно для ключей старших битов. Например, в ЦАП AD7520 ключевые МОП-транзисторы шести старших битов сделаны разными по площади и их сопротивление R_{ON} нарастает согласно двоичному коду (20, 40, 80, ..., 640 Ом). Таким способом уравниваются (до 10 мВ) падения напряжения на ключах первых шести битов, что обеспечивает монотонность и линейность переходной характеристики ЦАП.

ЦАП на источниках тока

ЦАП на источниках тока обладают более высокой точностью. В отличие от предыдущего варианта, в котором весовые токи формируются резисторами сравнительно небольшого сопротивления и, как следствие, зависят от сопротивления ключей и нагрузки, в данном случае весовые токи обеспечиваются транзисторными источниками тока, имеющими высокое динамическое сопротивление. Упрощенная схема ЦАП на источниках тока приведена на **Рис. 8.7**.

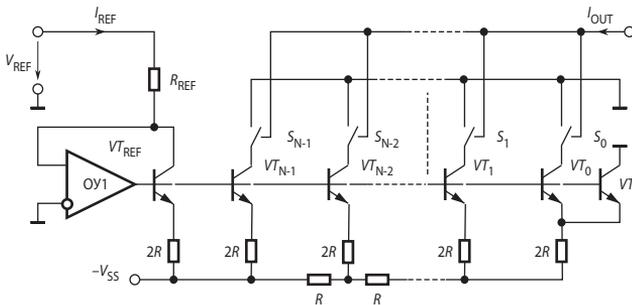


Рис. 8.7. Схема ЦАП на источниках тока.

Весовые токи формируются источниками тока с помощью резистивной матрицы. Потенциалы баз транзисторов одинаковы, а чтобы были равны и потенциалы эмиттеров всех транзисторов, площади их эмиттеров делают различными в соответствии с весовыми коэффициентами. Правый резистор матрицы подключён не к общей шине, как на схеме **Рис. 8.5**, а к двум включённым параллельно одинаковым транзисторам VT_0 и VT_L , в результате чего ток через VT_0 равен половине тока через VT_L . Входное напряжение для резистивной матрицы создаётся с помощью опорного транзистора VT_{REF} и операционного усилителя OU_1 , выходное напряжение которого устанавливается таким, что коллекторный ток транзистора VT_{REF} принимает значение I_{REF} . Выходной ток для N -битного ЦАП

$$I_{OUT} = \frac{I_{REF}}{2^N} D. \quad (8.7)$$

Типичными примерами ЦАП на источниках тока являются AD565, 594ПА1, 1108ПА1.

В качестве переключателей тока S_k часто используются биполярные *дифференциальные каскады*, в которых транзисторы работают в активном режиме. Это позволяет сократить время установления до единиц наносекунд. Схема переключателя тока на дифференциальных усилителях приведена на **Рис. 8.8**.

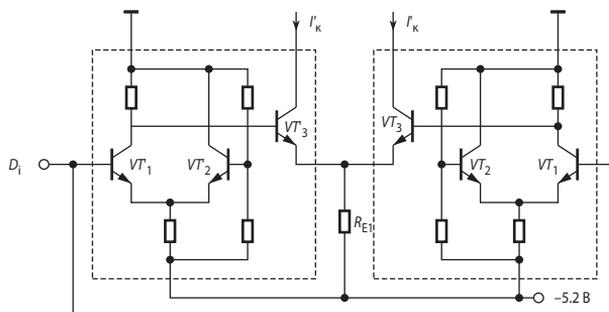


Рис. 8.8. Переключатель тока на дифференциальных усилителях.

Дифференциальные каскады $VT_1—VT_3$ и $VT'_1—VT'_3$ образованы из стандартных ЭСЛ-вентилей. Ток I_k , протекающий через вывод коллектора выходного эмиттерного повторителя, является выходным током ячейки.

Если на цифровой вход D_k подаётся напряжение ВЫСОКОГО уровня, то транзистор VT_3 открывается, а транзистор VT'_3 закрывается. Выходной ток определяется выражением

$$I_k \approx \frac{(5.2 - 0.9)V}{R_E}.$$

Точность значительно повышается, если резистор R_E заменить источником постоянного тока, как в схеме на **Рис. 8.7**. Благодаря симметрии схемы существует возможность формирования двух выходных токов — прямого и инверсного. Наиболее быстродействующие модели подобных ЦАП имеют входные ЭСЛ-уровни. Примером может служить 12-битный MAX555, имеющий время установления 4 нс до уровня 0.1%. Другие примеры: 10-битный 1118ПА6 с временем установления 10 нс и 8-битный арсенид-галлиевый 6100ПА1А с временем установления 1 нс. Поскольку выходные сигналы таких ЦАП захватывают радиочастотный диапазон, они обычно имеют выходное сопротивление 50 или 75 Ом, которое должно быть согласовано с волновым сопротивлением кабеля, подключаемого к выходу преобразователя.

Высокоточные скоростные ЦАП

Современные системы связи требуют применения высокоскоростных ЦАП большой разрядности, которые могли бы преобразовывать сигналы с низкими искажениями. Фактически все современные высокоточные скоростные ЦАП используют режим переключения источников тока с помощью ненасыщенных ключей. Рассмотренные выше схемы ЦАП, у которых каждому биту соответствует единственный переключаемый источник тока, обладают двумя важными недостатками:

Во-первых, как уже было указано выше, в соответствии с формулой (8.1) технологически очень сложно обеспечить необходимую точность изготовления весовых источников тока высших битов.

Во-вторых, при переходе от одной кодовой комбинации на входе ЦАП к другой на выходе преобразователя наблюдаются выбросы, амплитуда которых зависит от номера переключаемого бита. Эти выбросы обусловлены неодновременностью переключения источников тока. Например, если на входе 6-битного ЦАП было число $31_{10} = 01111_2$, которое затем сменилось на $32_{10} = 10000_2$, то в случае, когда источник тока старшего бита подключился раньше, чем отключились источники младших битов, на выходе ЦАП будет наблюдаться кратковременный выброс напряжения, амплитуда которого составит половину напряжения полной шкалы ЦАП.

Эти недостатки можно в значительной степени уменьшить, если применить сегментирование или декодирование старших битов ЦАП. Принцип сегментирования поясняет **Рис. 8.9** [8.1]. Здесь представлен 10-битный ЦАП с сегментированием. Пять старших битов декодируются из двоичного в термометрический код, причём двоичному числу на входе дешифратора соответствует численно равное количество единиц на выходе. Максимальное число, которое может быть отображено 5-битным двоичным числом, равно 31, поэтому дешифратор имеет 5 входов и 31 выход. Второй 36-битный регистр-защёлка необходим из-за задержки прохождения сигналов через дешифратор. Дешифратор через регистр управляет 31 токовым ключом, которые имеют одинаковый вес, соответствующий пятому биту (напомним, что младший бит считается нулевым). Поэтому, согласно формуле (8.1) погрешность тока таких источников не должна превышать 3%, что может быть сравнительно легко обеспечено (следует, однако иметь в виду, что эти источники должны быть согласованы друг с другом с гораздо более высокой точностью, но интегральная технология это позволяет). Кроме того, при любом изменении входного кода, выброс выходного сигнала, вызванный неодновременной коммутацией ключей, не превысит 3.1% от полной шкалы. Этот выброс не зависит от входного кода и может быть легко сглажен фильтром. Эти качества с лихвой окупают издержки, связанные с увеличением числа источников тока и токовых ключей.

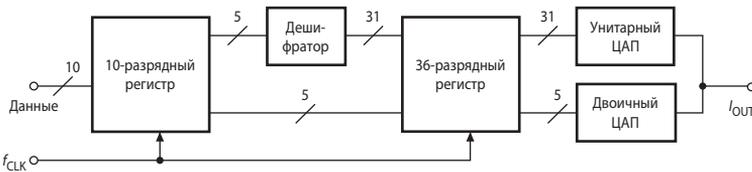


Рис. 8.9. Блок-схема сегментированного ЦАП.

С точки зрения сокращения количества элементов без потери точности целесообразно выполнение ЦАП младших битов на источниках тока, вес которых задавался бы с помощью резистивной матрицы $R-2R$, как в схеме на **Рис. 8.7**, однако такая схема требует применения тонкоплёночных резисторов, которые не могут быть созданы на основе дешёвой КМОП-технологии. Поэтому младшие биты также могут быть сегментированы.

На **Рис. 8.10** приведена блок-схема 10-битного ЦАП AD9750 из нового семейства ИМС фирмы Analog Devices, включающего также 12-битную (AD9752) и 14-битную (AD9754) версии. Это семейство предназначено в основном для построения каналов передачи базовых станций широкополосных систем связи, таких как CDMA, VDSL и др.

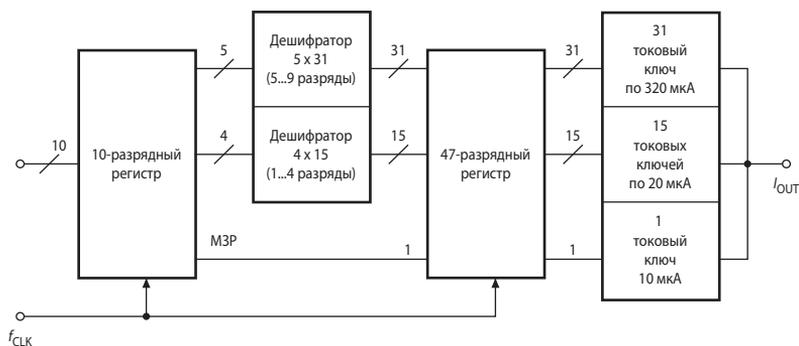


Рис. 8.10. Блок-схема 10-битного ЦАП AD9750.

ЦАП включает две основных секции сегментации. Старшие 5 битов полностью декодированы и управляют 31 одинаковым источником тока по 320 мкА каждый. Следующие 4 бита декодированы в 15 линий, которые управляют 15 источниками тока по 20 мкА. Наконец, младший бит управляет одиночным источником тока, который даёт 10 мкА. Всего ЦАП насчитывает 47 источников тока и 47 триггеров в составе промежуточного регистра-защёлки.

Базовая ячейка переключателя тока показана на **Рис. 8.11**. Она построена на дифференциальной паре рМОП-транзисторов. Дифференциальные пары управляются низкоуровневой логикой, чтобы минимизировать переходный процесс при переключении. Выходные сигналы ЦАП представляют собой дополнительные по отношению друг к другу дифференциальные токи, что помогает уменьшить чётные гармоники и облегчает построение дифференциальных линий передачи сигналов, улучшающих помехозащищённость.

Развитие систем связи подвигло сразу несколько фирм на создание и выпуск скоростных 14-битных ЦАП, аналогичных по характеристикам микросхеме AD9754. Это THS5671A (Texas Instruments), DAC14135 (National Semiconductor), DAC904 (Burr-Brown) и др. Все эти ЦАП имеют время установления с 0.1%-ной точностью порядка 30 нс и максимальную частоту обновления от 125 МГц (THS5671A) до 200 МГц (DAC904). Максимальная площадь выброса у них составляет 5 пВ·с. Насколько велик прогресс в этой области говорит тот факт, что 15 лет назад самым скоростным из 12-битных ЦАП (о 14-битных скоростных ЦАП тогда не было и речи) был ЭСЛ-совместимый AD9712, дополнивший максимальную частоту обновления 100 МГц. Интегральная и дифференциальная нелинейности этого прибора составляли 4 бита при отсутствии гарантии монотонности, т. е., по сути дела, он представлял собой 10-битный ЦАП. Максимальная площадь выброса составляла 100 пВ·с. Оптовая цена — \$30. Сейчас 14-битный AD9744 с временем установления 11 нс и с интегральной и дифференциальной нелинейностью не более 0.8 бита стоит менее \$10.

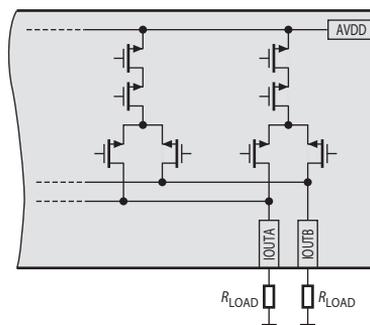


Рис. 8.11. Базовая ячейка переключателя тока.

Высокоскоростные ЦАП с интерполяционными фильтрами

Рассмотрим систему связи, которая работает на частоте синхронизации 100 МГц и генерирует на выходе гармонический сигнал частотой 30 МГц (см. **Рис. 8.12, а**). Первая отражённая (зеркальная) частота составляет $100 - 30 = 70$ МГц. Предположим, что мы хотим уменьшить с помощью ФНЧ эту составляющую зеркальной частоты на 60 дБ, т. е. в 1000 раз. АЧХ фильтра должна уменьшиться на 60 дБ от граничной частоты полосы пропускания в 30 МГц до 70 МГц, т. е. всего почти за октаву. С учётом того, что полиномиальные ФНЧ типа фильтра Баттерворта в полосе задержки дают ослабление 6 дБ на октаву на каждый полюс передаточной функции, для решения этой задачи потребуется фильтр как минимум 10-го порядка.

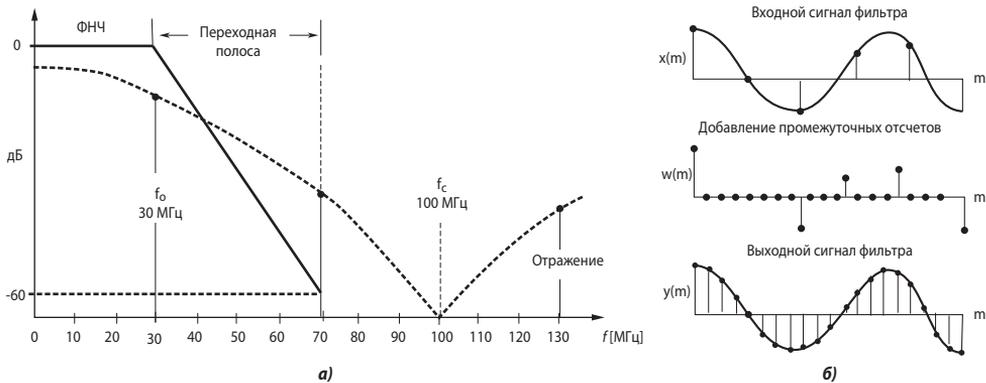


Рис. 8.12. Обоснование необходимости передискретизации входного цифрового сигнала (а) и пример 8-кратной интерполяции (б).

Увеличение частоты отсчётов за счёт определения промежуточных значений входного слова путём интерполяции позволяет увеличить эффективную частоту отсчётов и, как следствие, повысить первую зеркальную частоту и снизить требования к ФНЧ. Такое искусственное увеличение частоты отсчётов называют *передискретизацией* (см. **Рис. 8.12, б**).

Передискретизация сигнала в ЦАП — это введение между входными выборками сигнала равноотстоящих по времени промежуточных выборок, значение которых рассчитывается путём интерполяции входных выборок тригонометрическим полиномом.

Примером скоростного ЦАП с интерполяционными цифровыми фильтрами может служить 14-битный ЦАП AD9774, упрощённая блок-схема которого приведена на **Рис. 8.13**. В этом преобразователе возможна 2- и 4-кратная передискретизация. Микросхема содержит умножитель тактовой частоты на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Максимальная входная тактовая частота равна 32 МГц, максимальная частота выходных отсчётов — 128 МГц. Ещё более высоким быстродействием обладает двухканальный 16-битный AD9779. Его эффективная частота обновления выхода при 8-кратной интерполяции достигает 1 ГГц.

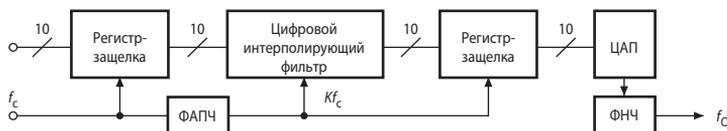


Рис. 8.13. Блок-схема ЦАП с интерполяционным фильтром.

Формирование выходного сигнала ЦАП в виде напряжения

Существует несколько способов формирования выходного напряжения для ЦАП с суммированием весовых токов. Два из них показаны на **Рис. 8.14**.

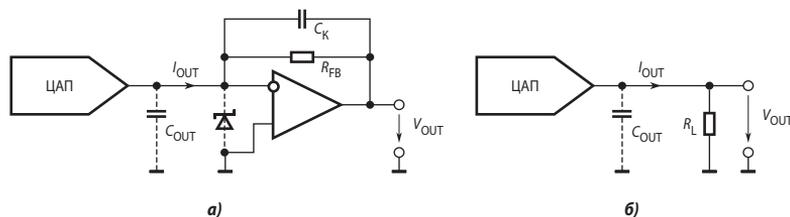


Рис. 8.14. Формирование напряжения по токовому выходу ЦАП: а) с помощью ОУ, б) с помощью резистора.

На **Рис. 8.14, а** приведена схема с преобразователем тока в напряжение на ОУ. Эта схема пригодна для всех ЦАП с токовым выходом. Поскольку плёночные резисторы, определяющие весовые токи ЦАП, имеют значительный ТКС, резистор обратной связи R_{FB} следует изготавливать на кристалле ЦАП и в том же технологическом процессе, что обычно и делается. Это позволяет снизить температурную нестабильность преобразователя в 300...400 раз.

Для ЦАП с формированием весовых токов резистивными цепями с учётом (9) выходное напряжение схемы на **Рис. 8.14, а**

$$V_{OUT} = -R_{FB}I_{OUT} = -\frac{R_{FB}}{R \cdot 2^N} V_{REF} D.$$

Обычно сопротивление резистора обратной связи $R_{FB} = R$. В таком случае

$$V_{OUT} = -\frac{1}{2^N} V_{REF} D. \quad (8.8)$$

Большинство моделей ЦАП имеет значительную выходную ёмкость. Например, у AD7520 с формированием весовых токов резистивными цепями в зависимости от входного кода C_{OUT} составляет величину 30...120 пФ, у AD565A с источниками тока $C_{OUT} = 25$ пФ. Эта ёмкость совместно с выходным сопротивлением ЦАП и резистором R_{FB} создаёт дополнительный полюс частотной характеристики петли обратной связи ОУ, который может вызвать неустойчивость в виде самовозбуждения. Особенно это опасно для рассматриваемого ЦАП при нулевом входном коде. При $R_{FB} = 10$ кОм частота второго полюса составит около 100 кГц при 100%-ной глубине обратной связи. В таком случае усилитель, частота единичного усиления которого f_T превышает 500 кГц, будет иметь явно недостаточный запас устойчивости. Для сохранения устойчивости можно включить параллельно резистору R_{FB} конденсатор C_K , ёмкость которого в первом приближении можно взять равной C_{OUT} . Для более точного выбора C_K необходимо провести полный анализ устойчивости схемы с учётом свойств конкретного ОУ. Эти мероприятия настолько серьёзно ухудшают быстродействие схемы, что возникает парадоксальная ситуация: для поддержания высокого быстродействия даже недорогого ЦАП может потребоваться относительно дорогой быстродействующий (с малым временем установления) ОУ.

Ранние модели ЦАП с формированием весовых токов резистивными цепями (AD7520, 572ПА1 и др.) допускают отрицательное напряжение на ключах не более 0.7 В, поэтому для защиты ключей между выходами ЦАП следует включать диод Шоттки, как это показано на **Рис. 8.14, а**.

Для цифро-аналогового преобразователя на источниках тока преобразование выходного тока в напряжение может быть произведено с помощью резистора (Рис. 8.14, б). В этой схеме невозможно самовозбуждение и сохранено быстродействие, однако амплитуда выходного напряжения должна быть небольшой (например, для AD565A в биполярном режиме в пределах ± 1 В). В противном случае транзисторы источников тока могут выйти из линейного режима. Такой режим обеспечивается при низких значениях сопротивления нагрузки: $R_L \leq 1$ кОм. Для увеличения амплитуды выходного сигнала ЦАП в этой схеме к её выходу можно подключить неинвертирующий усилитель на ОУ.

Высокоскоростные ЦАП с дифференциальными токовыми выходами допускают несколько конфигураций выхода в виде напряжения:

- с помощью внешних нагрузочных резисторов (Рис. 8.15, а)
- с использованием трансформатора (Рис. 8.15, б)
- подключение преобразователя ток—напряжение на ОУ (Рис. 8.15, в)
- с использованием полностью дифференциального ОУ (Рис. 8.15, д)

Если желателен несимметричный режим, то используется только один из выходов, предпочтительно выход А (Рис. 8.15, з).

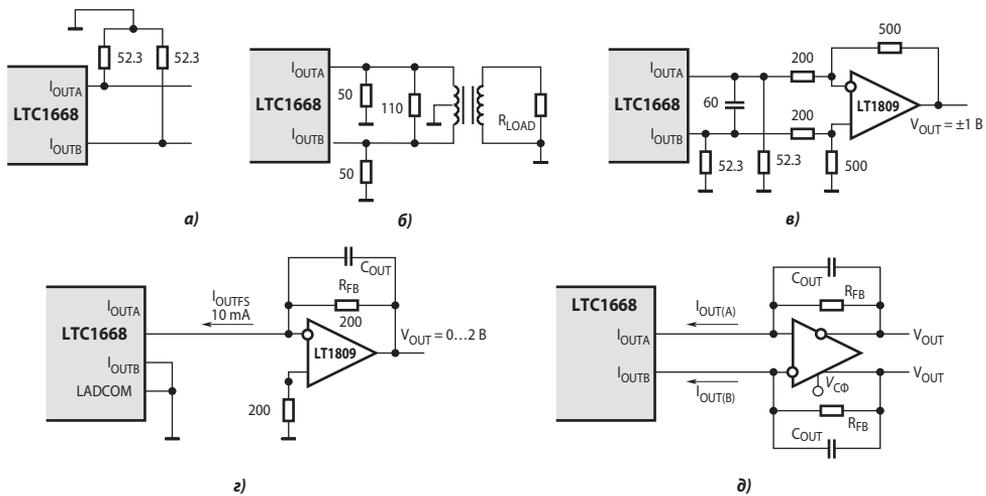


Рис. 8.15. Схемы преобразования выходных токов высокоскоростного ЦАП в напряжение: а, б, в, д — симметричные, з — несимметричный.

Чтобы получить в виде напряжения выходной сигнал ЦАП с формированием весовых токов резистивными цепями, можно использовать *инверсное* включение резистивной матрицы (Рис. 8.16). Для расчёта выходного напряжения этой схемы найдём связь между напряжением V_i на ключе S_i и узловым напряжением V_i' . Воспользуемся принципом суперпозиции. Будем считать равными нулю все напряжения на ключах, кроме рассматриваемого напряжения V_i . При $R_L = 2R$ к каждому узлу подключены справа и слева нагрузки сопротивлением $2R$. Воспользовавшись методом двух узлов, получим

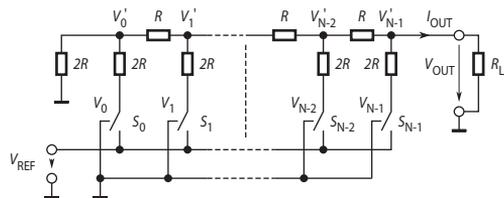


Рис. 8.16. Инверсное включение ЦАП с формированием весовых токов резистивными цепями.

$$V'_i = \frac{\frac{V_i}{2R}}{\frac{1}{2R} + \frac{1}{2R} + \frac{1}{2R}} = \frac{V_i}{3}.$$

Выходное напряжение ЦАП найдём как общее напряжение на крайнем правом узле, вызванное суммарным действием всех V_i . При этом напряжения узлов суммируются с весами, соответствующими коэффициентам деления резистивной матрицы R - $2R$. Получим

$$V_{\text{OUT}} = \frac{1}{3 \cdot 2^{N-1}} \sum_{k=0}^{N-1} V_k 2^k = \frac{V_{\text{REF}}}{3 \cdot 2^{N-1}} D. \quad (8.9)$$

Для определения выходного напряжения при произвольной нагрузке воспользуемся теоремой об эквивалентном генераторе. Из эквивалентной схемы ЦАП на **Рис. 8.17** видно, что

$$V_{\text{OUT}} = \frac{E_E \cdot R_L}{R_E + R_L}. \quad (8.10)$$

Откуда ЭДС эквивалентного генератора

$$E_E = V_{\text{OUT}} \left(1 + \frac{R_E}{R_L} \right). \quad (8.11)$$

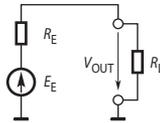


Рис. 8.17. ЦАП с инверсным включением как эквивалентный генератор.

Эквивалентное сопротивление генератора R_E совпадает с входным сопротивлением матрицы R - $2R$, т. е. $R_E = R$. При $R_L = 2R$ из (8.9) и (8.11) получим

$$E_E = \frac{V_{\text{REF}}}{2^N} D. \quad (8.12)$$

Подставив (8.12) в (8.10), для произвольной нагрузки найдём

$$V_{\text{OUT}} = \frac{R_L}{R + R_L} \cdot \frac{V_{\text{REF}}}{2^N} D.$$

В частности, при $R_L = \infty$

$$V_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{REF}}}{2^N} D. \quad (8.13)$$

Недостатками этой схемы являются: большое падение напряжения на ключах, изменяющаяся нагрузка источника опорного напряжения и значительное выходное сопротивление. Вследствие первого недостатка по этой схеме нельзя включать ЦАП типа 572ПА1 или 572ПА2, но можно 572ПА6 и 572ПА7. Из-за второго недостатка источник опорного напряжения должен обладать низким выходным сопротивлением, в противном случае возможна немонотонная характеристики преобразования. Тем не менее, инверсное включение резистивной матрицы довольно широко применяется в ИМС ЦАП с выходом в виде напряжения, например, в 12-битном МАХ531, включающем также встроенный ОУ в неинвертирующем включении в качестве буфера, или в 16-битном МАХ542 без встроенного буфера.

8.2.2. Параллельный ЦАП на переключаемых конденсаторах (ЦАП с суммированием зарядов)

Основой ЦАП этого типа является матрица конденсаторов, ёмкости которых соотносятся как целые степени двух. Схема простого варианта такого преобразователя приведена на **Рис. 8.18, а**. Ёмкость k -го конденсатора матрицы определяется соотношением

$$C_k = 2^k C_0. \quad (8.14)$$

Цикл преобразования состоит из двух фаз. В первой фазе ключи $S_0 \dots S_{N-1}$ находятся в левой позиции. Ключ сброса S_R замкнут. При этом все конденсаторы разряжены. Во второй фазе ключ сброса S_R размыкается. Если k -й бит входного N -битного слова $d_k = 1$, то соответствующий ключ S_k переключается в правую позицию, подключая нижнюю обкладку конденсатора к источнику опорного напряжения, или остаётся в левой позиции, если $d_k = 0$. В этом случае образуется ёмкостной делитель напряжения V_{REF} (**Рис. 8.18, б**). Здесь

$$C_S = \sum_{k=0}^{N-1} C_k d_k = C_0 \sum_{k=0}^{N-1} 2^k d_k = C_0 D, \quad (8.15)$$

а

$$C_P = C_0 + \sum_{k=0}^{N-1} C_k \bar{d}_k = C_0 \left(1 + \sum_{k=0}^{N-1} 2^k \bar{d}_k \right) = C_0 (1 + \bar{D}), \quad (8.16)$$

причём

$$d_k + \bar{d}_k = 1, \text{ а } D + \bar{D} = 2^N - 1. \quad (8.17)$$

Выходное напряжение ёмкостного делителя с учётом (8.15), (8.16) и (8.17)

$$V_{OUT} = V_{REF} \frac{C_S}{C_S + C_P} = V_{REF} \frac{D}{2^N}.$$

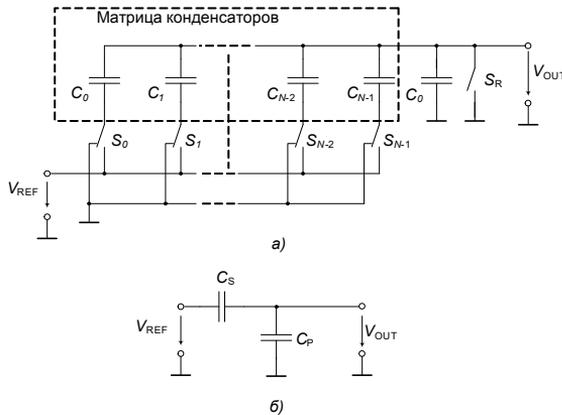


Рис. 8.18. Параллельный ЦАП на коммутируемых конденсаторах (а) и его эквивалентная схема (б).

Для хранения результата преобразования (постоянного напряжения) в течении сколь-нибудь продолжительного времени к выходу ЦАП этого типа следует подключить устройство выборки-хранения. Хранить выходное напряжение неограниченное время, как это могут делать ЦАП с суммированием весовых токов, снабжённые входным регистром-защёлкой, преобразователи на коммутируемых конденсаторах не могут из-за утечки заряда. Поэтому они применяются, в основном, в составе аналого-цифровых преобразователей. Другим недостатком является большая площадь кристалла ИМС, занимаемая подобной схемой. В виде отдельных микросхем такие ЦАП не выпускаются.

8.2.3. ЦАП с суммированием напряжений

Схема 8-битного ЦА-преобразователя с суммированием напряжений, изготавливаемого в виде ИМС, приведена на **Рис. 8.19**. ЦАП такого типа называют цепочечными (string). Основу преобразователя составляет цепь из 256 резисторов равного сопротивления, соединённых последовательно. Вывод W через ключи $S_0 \dots S_{255}$ может подключаться к любой точке этой цепи в зависимости от входного числа. Входной двоичный код (D) преобразуется дешифратором 8×256 в унитарный позиционный код, непосредственно управляющий ключами. Если приложить напряжение V_{AB} между выводами A и B , то напряжение между выводами W и B составит

$$V_{WB} = V_{AB} D / 2^N.$$

Достоинством данной схемы является высокая линейность и гарантированная монотонность переходной характеристики. Её можно использовать в качестве резистора, подстраиваемого цифровым кодом. Выпускается несколько моделей таких ЦАП. Например, микросхема AD8403 содержит четыре 8-битных ЦАП, выполненных по схеме на **Рис. 8.19**, с сопротивлением 1, 10, 50 либо 100 кОм между выводами A и B в зависимости от модификации. При подаче активного уровня на вход «Экономичный режим» происходит размыкание ключа S_{OFF} и замыкание ключа S_0 . ИМС имеет вход сброса, которым ЦАП можно установить на середину шкалы. Недостаток схемы — необходимость изготавливать большое количество согласованных резисторов. То обстоятельство, что в рассмотренной схеме по существу программируется сопротивление между выводами, позволяет назвать этот тип ИМС программируемым или *цифровым потенциометром* (ЦП).

Кстати, эта структура имеет довольно давнее происхождение. Ещё в середине XIX века её предложил английский физик Кельвин. Тогда в качестве ключей использовались электромагнитные реле.

Фирмы Analog Devices, Dallas Semiconductor, Xicor и некоторые другие выпускают цифровые потенциометры, у которых схема управления включает энергонезависимое запоминающее устройство, что особенно удобно для построения схем с автоматической подстройкой (калибровкой). Например, 10-битный цифровой потенциометр AD5231 содержит развитую цифровую часть, включающую входные регистры и три электрически перепрограммируемых ПЗУ, допускающих 100 тысяч циклов перепрограммирования. Одно из них может быть использовано для хранения 28 байт любых констант, необходимых пользователю. Последовательный интерфейс может быть сконфигурирован для кнопочного управления типа инкремент/декремент.

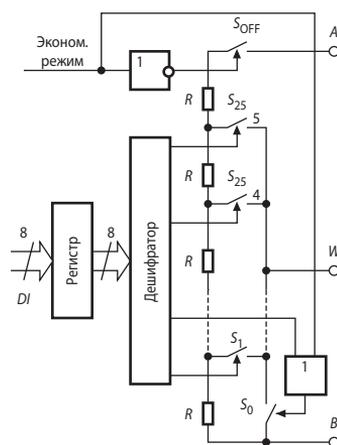


Рис. 8.19. Блок-схема ЦАП с суммированием напряжений.

Более простая модель цифрового потенциометра типа инкремент/декремент AD5220 имеет только последовательный цифровой интерфейс для кнопочного управления. Блок-схема этой ИМС представлена на **Рис. 8.20, а**, а типовая схема включения — на **Рис. 8.20, б**. При каждом нажатии на кнопку «Изменить» содержимое счётчика увеличивается или уменьшается на единицу в зависимости от положения переключателя «+/-». Соответственно, «движок» потенциометра перемещается вверх или вниз на один шаг.

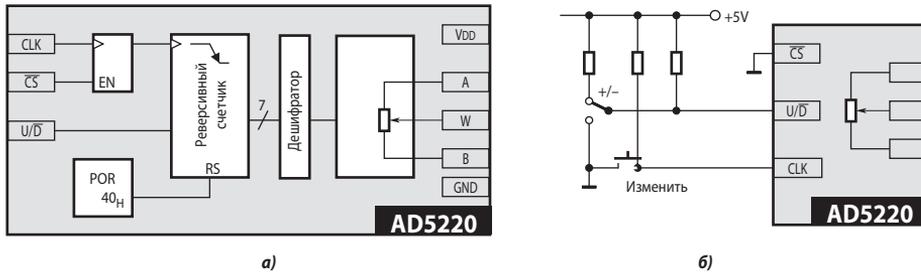


Рис. 8.20. Цифровой потенциометр типа инкремент/декремент AD5220: а) блок-схема, б) типовая схема включения.

Характерным примером новых моделей ЦП может служить семейство MAX5403/4/5. Каждая из этих ИМС содержит 256-ступенчатый цифровой потенциометр и цифровой резистор. Температурный коэффициент сопротивления резистора $35 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$, и коэффициента передачи при потенциометрическом включении — всего $5 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$. Интегральная нелинейность — не более 0.5 LSB. Типичный ток потребления при питании от источника 2.7 В — 0.1 мкА.

Ряд новых моделей ЦП имеет энергонезависимую память. Это 256-ступенчатые AD5259, MAX5487/8/9 и DS1845, а также 1024-ступенчатые MAX5481...84. В частности, AD5259 представляет собой одноканальный ЦП с двухпроводным I²C-интерфейсом. Наличие двух адресных входов позволяет подключать к двум сигнальным линиям до четырёх ЦП. Общее сопротивление цепочки резисторов, в зависимости от суффикса в наименовании ИМС, составляет 5, 10, 50 или 100 кОм. Полоса пропускания по уровню -3 дБ сигнала, прикладываемого к крайним выводам цепочки, в зависимости от её сопротивления — 2000, 800, 160 или 80 кГц. Типичное значение потребляемого тока — 3 мкА, но во время записи информации в энергонезависимую память ток возрастает до 35 мА. Семейство MAX5487/8/9 имеет близкие характеристики, но в каждой ИМС содержится два ЦП. Интерфейс — трёхпроводной SPI.

Микросхема DS1845 также содержит два ЦП, но один насчитывает 256 ступеней, а другой только 100. На кристалле имеется полноценная EEPROM на 256 байт, из которых только два байта используются для хранения входных слов ЦП, а оставшиеся ячейки могут использоваться для любых других целей.

1024-ступенчатое семейство MAX5481...84 включает два ЦП (MAX5481 и MAX5482) и два цифровых резистора (MAX5483 и MAX5484). Все приборы содержат два регистра — энергонезависимый и обычный, который через дешифратор управляет ключами ЦП, причём загрузка последнего регистра может осуществляться как от энергонезависимого регистра, так и непосредственно со входа ЦП. Интерфейс — последовательный трёхпроводной SPI, а также типа инкремент/декремент.

ЦАП с суммированием напряжений являются также основой для построения многобитных ЦА-преобразователей. Типичным примером может служить 16-битный переменный ЦАП с выходом в виде напряжения AD569, схема аналоговой части которого приведена на **Рис. 8.21**.

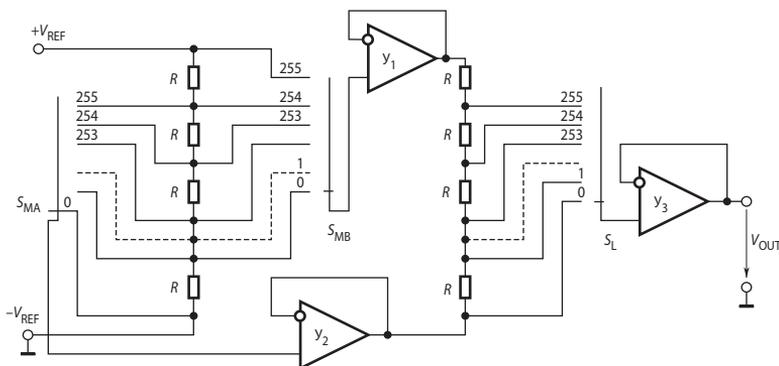


Рис. 8.21. Схема аналоговой части ЦАП AD569.

Основой ЦАП являются две цепочки по 256 согласованных резисторов. Восемь старших битов входного слова выбирают один из резисторов (сегмент) на левой цепочке. Через буферные усилители Y_1 и Y_2 напряжение на выбранном сегменте прикладываются к правой цепочке. Напряжение на входе выходного буферного усилителя Y_3 равно сумме напряжения на выходе делителя, образованного правой цепочкой резисторов и переключателем S_L , и напряжения между общей точкой и нижним выводом выбранного сегмента левой цепочки

$$V_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{REF}}}{256} \cdot \frac{D_L}{256} + V_{\text{REF}} \cdot \frac{D_M}{256} = V_{\text{REF}} \frac{D}{2^{16}}, \quad (8.18)$$

где D_L и D_M — соответственно младший и старший байты входного слова (D) ЦАП-преобразователя.

Такое построение позволяет добиться очень высокой дифференциальной линейности. Дифференциальная нелинейность этого ЦАП не превышает $\frac{1}{4}\text{LSB}$ или 38 мкВ при $V_{\text{REF}} = 5 \text{ В}$, что, в свою очередь, гарантирует 16-битную монотонность.

Примером комбинированной схемы, в которой четыре старших бита преобразуются с помощью последовательной резистивной цепи, а младшие — ЦАП-преобразователем на основе матрицы R - $2R$, может служить 16-битный AD7849В. Он имеет более высокую точность и при этом стоит вдвое дешевле, чем AD589.

В последние годы в результате сокращения размеров элементов ИМС и повышения степени интеграции стало целесообразно выполнять ЦАП высокой разрядности по однородной цепочечной схеме. Схема такого ЦАП, например, одного из четырёх каналов ИМС AD5664R, представлена на Рис. 8.22. Основой ЦАП является последовательная цепочка из 65 536 резисторов одинакового номинала. Отпайки между резисторами коммутируются со входом буферного усилителя 65 536 аналоговыми ключами, которые управляются де-

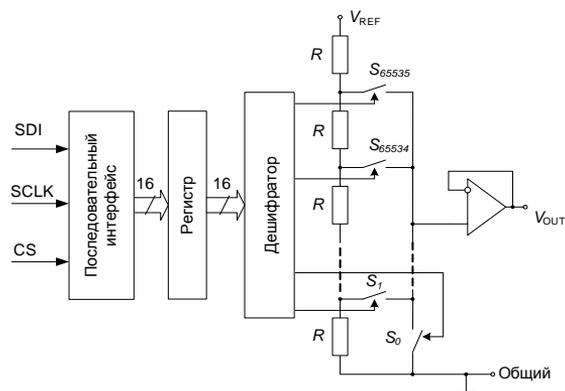


Рис. 8.22. Схема ЦАП на основе однородной цепочечной схемы.

шифратором двоичного кода в унитарный позиционный $16 \times 65\,536$. Интерфейс с источником цифрового сигнала, как правило, последовательный. ЦАП такого типа принципиально монотонны, но интегральная нелинейность может быть значительной. В частности, типичное значение интегральной нелинейности AD5664RA равно 32 LSB.

8.3. Последовательные ЦАП

8.3.1. ЦАП с время-импульсной модуляцией

Очень часто ЦАП входит в состав микропроцессорных систем. В этом случае, если не требуется высокое быстродействие, цифро-аналоговое преобразование может быть очень просто осуществлено с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Схема ЦАП с ШИМ приведена на **Рис. 8.23, а**.

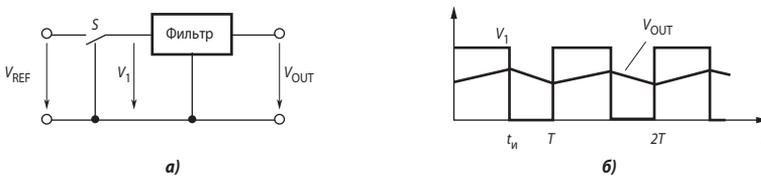


Рис. 8.23. ЦАП с широтно-импульсной модуляцией: а) структурная схема, б) этюры напряжений.

Наиболее просто организуется цифро-аналоговое преобразование в том случае, если микроконтроллер имеет встроенную функцию широтно-импульсного преобразования (например, Atmega325P фирмы Atmel или PIC24HJ256GP фирмы Microchip). Выход ШИМ управляет ключом S . В зависимости от заданной разрядности преобразования (для контроллера Atmega325P возможны режимы 8, 9 и 10 бит) контроллер с помощью своего таймера/счётчика формирует последовательность импульсов, относительная длительность которых $\gamma = t_n/T$ (**Рис. 8.23, б**) определяется соотношением

$$\gamma = \frac{D}{2^N}, \quad (8.19)$$

где N — разрядность преобразования, а D — преобразуемый код. Фильтр нижних частот сглаживает импульсы, выделяя среднее значение напряжения. В результате среднее значение выходного напряжения преобразователя

$$V_{\text{OUT}} = \gamma V_{\text{REF}} = \frac{DV_{\text{REF}}}{2^N}. \quad (8.20)$$

Рассмотренная схема обеспечивает почти идеальную линейность преобразования, не содержит прецизионных элементов (за исключением источника опорного напряжения). Основной её недостаток — низкое быстродействие. Действительно, встроенный в микроконтроллер ШИМ управляется цифровым таймером-счётчиком, тактовая частота которого не превышает тактовой частоты микроконтроллера. Для Atmega325P это максимум 20 МГц. Тогда при 10-битном режиме максимальная частота следования ШИМ

$$f_C = \frac{20000}{1024} = 19.5 \text{ кГц}.$$

Микроконтроллер PIC24HJ256GP оснащён 16-ю 16-битными ШИМ. При максимальной тактовой частоте 40 МГц, частота следования ШИМ составляет 610 Гц. С учётом необходимости сглаживания выходных импульсов ШИМ полоса пропускания таких ЦАП получается ещё меньше.

Помимо ШИМ для управления ключом в схеме на **Рис. 8.23, а** может быть использована сигма-дельта-модуляция (см. подраздел 3.5.2). Некоторые микроконтроллеры имеют встроенные сигма-дельта-модуляторы. Так, например, ADuC836 фирмы Analog Devices содержит два 16-битных сигма-дельта-модулятора. Более детально сигма-дельта-ЦАП рассмотрены ниже в разделе 9.6.

8.3.2. Последовательный ЦАП на переключаемых конденсаторах

Рассмотренная выше схема ЦАП с ШИМ вначале преобразует цифровой код во временной интервал, который формируется с помощью двоичного счётчика квант за квантом, поэтому для получения N -битного преобразования необходимы 2^N временных квантов (тактов). Схема последовательного ЦАП, приведённая на **Рис. 8.24**, позволяет выполнить цифро-аналоговое преобразование за значительно меньшее число тактов [8.1].

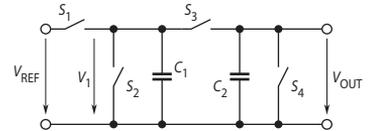


Рис. 8.24. Схема последовательного ЦАП на переключаемых конденсаторах.

В этой схеме ёмкости конденсаторов C_1 и C_2 равны. Перед началом цикла преобразования конденсатор C_2 разряжается ключом S_4 . Входное двоичное слово задаётся в виде последовательно-го кода. Его преобразование осуществляется последовательно, начиная с младшего бита d_0 . Каждый такт преобразования состоит из двух полутактов. В первом полутакте конденсатор C_1 заряжается до опорного напряжения V_{REF} при $d_0 = 1$ посредством замыкания ключа S_1 или разряжается до нуля при $d_0 = 0$ путём замыкания ключа S_2 . Во втором полутакте при разомкнутых ключах S_1, S_2 и S_4 замыкается ключ S_3 , что вызывает деление заряда пополам между C_1 и C_2 . В результате получаем

$$V_1(0) = V_{OUT}(0) = (d_0/2)V_{REF}. \tag{8.21}$$

Пока на конденсаторе C_2 сохраняется заряд, процедура заряда конденсатора C_1 должна быть повторена для следующего бита d_1 входного слова. После нового цикла перезарядки напряжение на конденсаторах будет

$$V_{OUT}(1) = V_1(1) = \frac{(d_1 + d_0 / 2)V_{REF}}{2} = \frac{(2d_1 + d_0)V_{REF}}{4}. \tag{8.22}$$

Точно также выполняется преобразование для остальных битов слова. В результате для N -битного ЦАП выходное напряжение будет равно

$$V_{OUT}(N - 1) = V_1(N - 1) = \frac{V_{REF}}{2^N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k 2^k = \frac{V_{REF}}{2^N} D. \tag{8.23}$$

Если требуется сохранять результат преобразования сколь-нибудь продолжительное время, к выходу схемы следует подключить УВХ. После окончания цикла преобразования следует провести цикл выборки, перевести УВХ в режим хранения и вновь начать преобразование.

Таким образом, представленная схема выполняет преобразование входного кода за $2N$ квантов, что значительно меньше, чем у ЦАП с ШИМ. Здесь требуется только два согласованных конденсатора небольшой ёмкости. Конфигурация аналоговой части схемы не зависит от разрядности преобразуемого кода. Однако по быстродействию последовательный ЦАП значительно уступает параллельным цифро-аналоговым преобразователям, что ограничивает область его применения.

8.4. Интерфейсы цифро-аналоговых преобразователей

Важную часть цифро-аналогового преобразователя составляет цифровой интерфейс, т. е. схемы, обеспечивающие связь управляющих входов ключей с источниками цифро-

вых сигналов. Структура цифрового интерфейса определяет способ подключения ЦАП к источнику входного кода, например, микропроцессору или микроконтроллеру. Свойства цифрового интерфейса непосредственно влияют и на форму кривой сигнала на выходе ЦАП. Так, неодновременность поступления битов входного слова на управляющие входы ключей преобразователя приводит к появлению узких выбросов, «иглок», в выходном сигнале при смене кода.

При управлении ЦАП от цифровых устройств с жёсткой логикой управляющие входы ключей ЦАП могут быть непосредственно подключены к выходам цифровых устройств, поэтому во многих моделях ИМС ЦАП, особенно ранних (572ПА1, 594ПА1, 1108ПА1, AD565 и др.), сколь-нибудь существенная цифровая часть отсутствует. Если же ЦАП входит в состав микропроцессорной системы и получает входной код от шины данных, то он должен быть снабжён цепями, позволяющими адресовать ЦАП, принимать входное слово от шины данных, коммутировать в соответствии с этим словом ключи ЦАП и хранить его до получения другого слова. Для управления процессом загрузки входного слова ЦАП должен иметь соответствующие управляющие входы и схему управления. В зависимости от способа загрузки входного слова в ЦАП различают преобразователи с последовательным и параллельным интерфейсами входных данных.

8.4.1. ЦАП с последовательным интерфейсом входных данных

Такой преобразователь содержит на кристалле помимо собственно ЦАП дополнительно также последовательный регистр загрузки, параллельный регистр хранения и управляющую логику (Рис. 8.25, а). При активном уровне сигнала CS (в данном случае — нулевом) входное слово длины N (равной разрядности ЦАП) загружается по линии DI в регистр сдвига под управлением тактовой последовательности CLK. После окончания загрузки, выставив активный уровень на линию LD, входное слово записывают в регистр хранения, выходы которого непосредственно управляют ключами ЦАП. Для того чтобы иметь возможность передавать по одной линии данных входные коды в несколько ЦАП, последний бит регистра сдвига соединяется с выводом DO ИМС. Этот вывод подключается ко входу DI следующего ЦАП и т. д. Коды входных слов передаются, начиная с кода самого последнего преобразователя в этой цепочке.

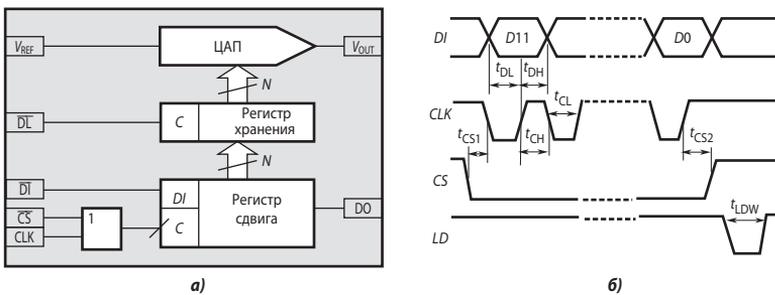


Рис. 8.25. ЦАП с последовательным интерфейсом: а) функциональная схема, б) временная диаграмма.

В качестве примера на Рис. 8.25, б представлена временная диаграмма, отражающая процесс загрузки входного слова в ЦАП AD7233. Минимально допустимые значения интервалов времени (порядка 50 нс), обозначенных на эпюрах, указываются в технической документации на ИМС.

На **Рис. 8.26** приведён вариант схемы подключения преобразователя с последовательным интерфейсом к микроконтроллеру (МК). На время загрузки входного слова в ЦАП через последовательный порт микроконтроллера, к которому могут быть также подключены и другие приёмники, на вход CS (выбор кристалла) подаётся активный уровень с одной из линий ввода/вывода МК. После окончания загрузки МК меняет уровень на входе CS, как это показано на **Рис. 8.25, б**, и, выставив активный уровень на входе LD ЦАП, обеспечивает пересылку входного кода из регистра сдвига ЦАП в регистр хранения. Время загрузки зависит от тактовой частоты МК и обычно составляет единицы микросекунд. В случае, если колебания выходного сигнала ЦАП во время загрузки допускаются, вход LD можно соединить с общей точкой схемы.

В зависимости от состава схемы управления ЦАП возможна организация двухпроводного последовательного интерфейса (совместимого с интерфейсом I²C) с последовательной передачей данных при каскадно соединённых линиях данных ЦАП, а также трёхпроводного SPI/QSPI, MICROWIRE-совместимого интерфейса с адресацией кристалла, так как это показано на **Рис. 7.10, 7.11**.

8.4.2. ЦАП с параллельным интерфейсом входных данных

Чаще используются два варианта. В первом варианте на N входов данных N -битного ЦАП подаётся всё входное слово целиком. Интерфейс такого ЦАП включает два регистра хранения и схему управления (**Рис. 8.27, а**). Два регистра хранения нужны, если пересылка входного кода в ЦАП и установка выходного аналогового сигнала, соответствующего этому коду, должны быть разделены во времени. Подача на вход асинхронного сброса (CLR) сигнала НИЗКОГО уровня приводит к обнулению первого регистра и соответственно выходного напряжения ЦАП.

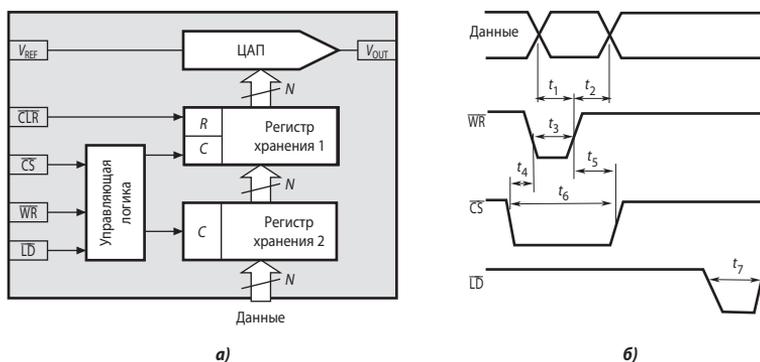


Рис. 8.27. ЦАП с параллельным интерфейсом: а) функциональная схема, б) временная диаграмма.

Пример блок-схемы подключения 12-битного ЦАП MAX507 к 16-битному микропроцессору (МП) приведён на **Рис. 8.28**. Процессор посылает входной код в ЦАП, как в ячейку памяти данных. Вначале с шины *адрес/данные* поступает адрес ЦАП, который фиксируется регистром по команде с выхода ALE микропроцессора и после дешифрации активизирует вход CS ЦАП. Вслед за этим МП подаёт на шину *адрес/данные* входной код ЦАП и затем сигнал записи на вход WR (см. **Рис. 8.27, б**).

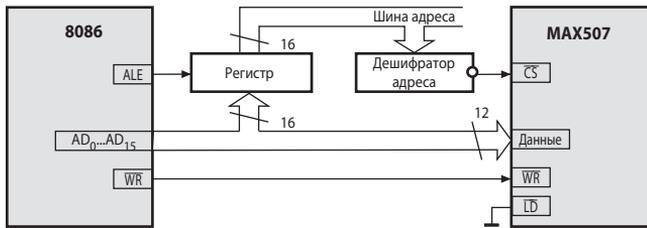


Рис. 8.28. Подключение ЦАП с параллельным интерфейсом к микропроцессору Intel 8086.

Для подключения многобитных ЦАП к 8-битным микропроцессорам и микроконтроллерам используется второй вариант параллельного интерфейса. Он предусматривает наличие двух параллельных загрузочных регистров для приёма младшего байта входного слова МБ и старшего байта — СБ (Рис. 8.29). Пересылка байтов входного слова в загрузочные регистры может происходить в любой последовательности.

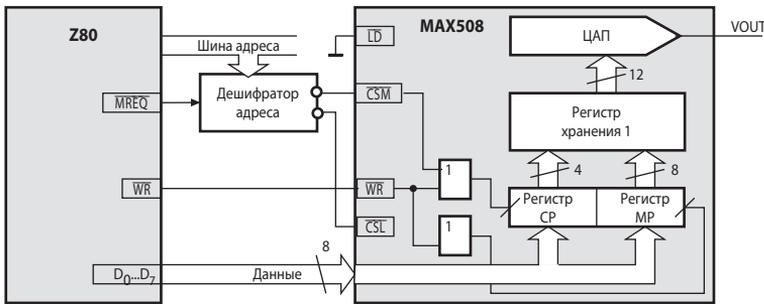


Рис. 8.29. Подключение ЦАП с параллельным интерфейсом второго типа к 8-битному микропроцессору.

8.5. Параметры ЦАП

При последовательном возрастании значений входного цифрового сигнала $D(t)$ от 0 до $2^N - 1$ через единицу младшего бита (LSB) выходной сигнал $V_{OUT}(t)$ образует ступенчатую кривую. Такую зависимость называют обычно характеристикой преобразования ЦАП. В отсутствие аппаратных погрешностей средние точки ступенек расположены на идеальной прямой 1 (Рис. 8.30), которой соответствует идеальная характеристика преобразования. Реальная характеристика преобразования может существенно отличаться от идеальной размерами и формой ступенек, а также расположением на плоскости координат. Для количественного описания этих различий существует целый ряд параметров.

8.5.1. Статические параметры

Разрешающая способность — приращение V_{OUT} при преобразовании смежных значений D_j , т. е. отличающихся на один LSB. Это приращение является шагом квантования.

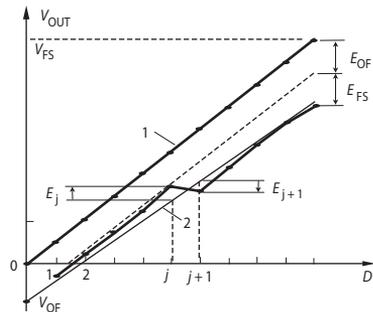


Рис. 8.30. Характеристика преобразования ЦАП.

Для двоичных кодов преобразования номинальное значение шага квантования $h = V_{FS}/(2^N - 1)$, где V_{FS} — максимальное выходное напряжение ЦАП (напряжение полной шкалы), N — разрядность ЦАП. Чем больше разрядность преобразователя, тем выше его разрешающая способность.

Погрешность полной шкалы — относительная разность между реальным и идеальным значениями предела шкалы преобразования при отсутствии смещения нуля.

$$\delta_{FS} = \frac{\varepsilon_{FS}}{V_{FS}} \cdot 100\%.$$

Эта погрешность является мультипликативной составляющей полной погрешности. Иногда указывается соответствующим числом единиц LSB.

Погрешность смещения нуля — значение V_{OUT} , когда входной код ЦАП равен нулю. Является аддитивной составляющей полной погрешности. Обычно указывается в милливольтгах или в процентах от полной шкалы:

$$\delta_{OF} = \frac{\varepsilon_{OF}}{V_{FS}} \cdot 100\%.$$

Нелинейность (интегральная нелинейность) — максимальное отклонение реальной характеристики преобразования $V_{OUT}(D)$ от оптимальной (линия 2 на Рис. 8.30). Оптимальная характеристика находится эмпирически так, чтобы минимизировать значение погрешности линейности. Нелинейность обычно определяется в относительных единицах, но в справочных данных приводится также и в LSB. Для характеристики, приведённой на Рис. 8.30,

$$\delta_L = \frac{\varepsilon_j}{V_{FS}} \cdot 100\%.$$

Для ЦАП с матрицей $R-2R$, построенных без сегментации старших битов, характерен большой скачок на половине полной шкалы в графике зависимости интегральной нелинейности от входного кода.

Дифференциальная нелинейность — максимальное изменение (с учётом знака) отклонения реальной характеристики преобразования $V_{OUT}(D)$ от оптимальной при переходе от одного значения входного кода к другому смежному значению. Обычно определяется в относительных единицах или в единицах LSB. Для характеристики, приведённой на Рис. 8.30,

$$\delta_{DL} = \frac{\varepsilon_j + \varepsilon_{j+1}}{V_{FS}} \cdot 100\%.$$

Монотонность характеристики преобразования — возрастание (уменьшение) выходного напряжения ЦАП (V_{OUT}) при возрастании или уменьшении входного кода D . Цифро-аналоговый преобразователь монотонен, если выходной сигнал или увеличивается, или остаётся постоянным при увеличении цифрового кода. Если дифференциальная нелинейность больше относительного шага квантования (h/V_{FS}), то характеристика преобразователя немонотонна (см. Рис. 8.30).

Температурная нестабильность ЦА-преобразователя характеризуется температурными коэффициентами погрешности полной шкалы и погрешности смещения нуля. Температурный коэффициент погрешности полной шкалы и смещения нуля обычно указывается в миллионных долях (ppm) полной шкалы на °C. Температурный коэффициент опорного напряжения указывается в миллионных долях (ppm) номинальной величины на °C.

Температурный коэффициент сопротивления резисторов, на основе которых построены цифровые потенциометры (ЦП), достаточно велик. Это обычно поликристаллические кремниевые резисторы, имеющие положительный ТКС. Абсолютное значение ТКС имеет

величину порядка 300...800 ppm/°C. Поэтому, если применять ЦП в качестве переменного резистора, например, для перестройки частоты активного фильтра, то такой же будет и зависимость частоты от температуры. Поэтому в условиях широкого изменения температуры окружающего воздуха лучше использовать ЦП в потенциометрическом включении (делитель напряжения). Коэффициент передачи делителя имеет значительно меньший температурный коэффициент (обычно не более 20 ppm/°C). Однако вблизи крайнего положения он значительно больше (Рис. 8.31 [8.4]), так как здесь большое влияние оказывает сопротивление канала МОП-ключа, имеющее значительный ТКС. Некоторые ЦП имеют пониженный ТКС (например, у MAX5413/14/15 он около 35 ppm/°C, а температурный дрейф коэффициента передачи при потенциометрическом включении для этих микросхем менее 5 ppm/°C).

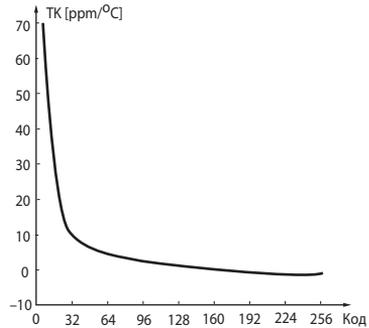


Рис. 8.31. Температурная зависимость коэффициента передачи цифрового потенциометра от входного кода.

8.5.2. Точность воспроизведения сигналов переменного тока

Скоростные ЦАП, часто применяемые для генерации радиочастотных сигналов, а также аудиоЦАП, используемые в системах цифрового звукопроизведения должны удовлетворять требованиям к точности воспроизведения быстро меняющихся сигналов.

Динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (SFDR) — это выраженное в дБ соотношение между среднеквадратическими значениями основной составляющей входного сигнала и максимальной паразитной составляющей (максимальной гармоникой или шумовой компонентой).

Суммарный коэффициент гармоник (THD) — это отношение среднеквадратичного значения суммы гармоник к среднеквадратичному значению основной гармоники, выраженное в децибелах. Определяется по формуле

$$\text{THD} = 10 \log[(V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_i^2)/V_1^2],$$

где V_1 — среднеквадратичное значение основной гармоники, а $V_2 \dots V_i$ — среднеквадратичные значения гармоник от второй до i . Обычно $i = 6$ или 9.

Отношение сигнал/шум (SNR) — это отношение среднеквадратичного значения входного сигнала к среднеквадратичному значению шума, который определяется как сумма остальных спектральных компонент, включая гармоники, но исключая постоянную составляющую, для входного сигнала (–1 дБ) от полной шкалы.

8.5.3. Динамические параметры

Динамические параметры ЦАП определяются по изменению выходного сигнала при скачкообразном изменении входного кода, обычно от величины «все нули» до «все единицы» (Рис. 8.32).

Время установления — интервал времени от момента изменения входного кода (на Рис. 8.32 — $t = 0$) до момента, когда в последний раз выполняется равенство

$$|V_{\text{OUT}} - V_{\text{FS}}| = d,$$

причём d обычно соответствует 1 LSB.

Частота обновления — максимальная частота, с которой может происходить смена содержимого входных регистров ЦАП.

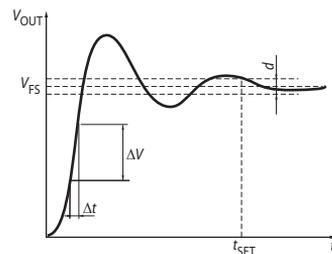


Рис. 8.32. Переходный процесс при скачкообразном изменении входного кода ЦАП.

Скорость нарастания — максимальная скорость изменения $V_{\text{OUT}}(t)$ во время переходного процесса. Определяется как отношение приращения ΔV_{OUT} ко времени Δt , за которое произошло это приращение (см. **Рис. 8.32**). Обычно указывается в технических характеристиках ЦАП с выходным сигналом в виде напряжения. У ЦАП с токовым выходом этот параметр в большой степени зависит от типа выходного ОУ.

Для перемножающих ЦАП с выходом в виде напряжения часто указываются частота единичного усиления и мощностная полоса пропускания, которые в основном определяются свойствами выходного усилителя.

Групповое время задержки — число входных тактов синхронизации между цифровым импульсом, приложенным ко входу устройства, и токовым импульсом на выходе ЦАП.

Полоса пропускания — диапазон частот, в котором любой сигнал, приложенный ко входу, проходит к выходу ЦАП без ослабления.

8.5.4. Шумы ЦАП

Шум на выходе ЦАП может появляться по различным причинам, вызываемым физическими процессами, происходящими в полупроводниковых устройствах. Для оценки качества ЦАП с высокой разрешающей способностью принято использовать понятие среднеквадратичного значения шума. Измеряются обычно в $\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ в заданной полосе частот.

Выбросы (импульсные помехи) — крутые короткие всплески или провалы в выходном напряжении, возникающие во время смены значений выходного кода за счёт несинхронности размыкания и замыкания аналоговых ключей в разных битах ЦАП. Например, если при переходе от значения кода 011...111 к значению 100...000 ключ самого старшего бита ЦА-преобразователя с суммированием весовых токов откроется позже, чем закроются ключи младших битов, то на выходе ЦАП некоторое время будет существовать сигнал, соответствующий коду 000...000.

Выбросы характерны для быстродействующих ЦАП, где сведены к минимуму ёмкости, которые могли бы их сгладить. Радикальным способом подавления выбросов является использование устройств выборки-хранения. Выбросы оцениваются по их площади (в пВ·с).

8.6. Современные модели промышленных ЦАП

По *быстродействию* современные ЦАП промышленного назначения можно разделить на три группы:

- ЦАП низкого быстродействия ($t_{\text{УСТ}} > 100$ мкс);
- ЦАП среднего быстродействия ($0.05 < t_{\text{УСТ}} < 100$ мкс);
- скоростные ЦАП ($t_{\text{УСТ}} < 0.05$ мкс, частота обновления более 25 МГц).

ЦАП низкого быстродействия

Это преимущественно сигма-дельта-ЦАП, такие как DAC1220 фирмы Texas Instruments или TX5309 фирмы Texas Components. Пока большого распространения они не получили, несмотря на то, что при наиболее простой аналоговой части для них характерна монотонность при высокой разрядности (20 бит у DAC1220) и низкий уровень искажений (–110 дБ у TX5309). Из новых моделей — 16-битные сигма-дельта-ЦАП входят в состав семейства микроконверторов ADuC845/7/8 фирмы Analog Devices. Область применения этих приборов — прецизионные калибраторы и генераторы сигналов. Детально сигма-дельта-ЦАП рассмотрены в главе 9.

ЦАП среднего быстродействия

ЦАП этой группы предназначены для решения широкого круга задач, не требующих чрезвычайного быстродействия: управление технологическими процессами, регулиров-

ка уставок в измерительных приборах и системах автоматизации, цифровые аудиосистемы, программируемые источники напряжения и тока, управление варикапами в гетеродинах и др.

Аналоговая часть этих ЦАП содержит в основном резисторы и низкоскоростные КМОП-ключи, причём используются две архитектуры: цепочечная (string), при которой N -битный ЦАП содержит 2^N одинаковых резисторов, и лестничная (ladder), при которой ЦАП содержит $2N$ резисторов сопротивлением R и $2R$. ЦАП первого типа доминируют среди новых моделей, поскольку здесь требуется умеренное согласование резисторов, в отличие от второго, где резисторы в старших битах должны быть согласованы с точностью не хуже $1/2^N$.

ЦАП среднего быстродействия, как правило, оснащены последовательным интерфейсом с источниками входных цифровых сигналов. Для большинства моделей характерен аналоговый выход по напряжению.

Типичным примером современного ЦАП невысокой точности является 8-битный MAX5820. Это недорогой (оптовая цена \$0.9) 2-канальный ЦАП с цепочечной архитектурой аналоговой части. Цифровая часть, помимо последовательного интерфейса, содержит по два регистра хранения на канал, причём можно загружать входной код как непосредственно в регистр, управляющий ключами ЦАП, так и в дополнительный регистр хранения.

Передача входных слов и управляющих команд осуществляется по двум линиям: данных и тактовой. На двух этих линиях могут работать до четырёх MAX5820. Для этого, в зависимости от суффикса в наименовании модели — MAX5820L или MAX5820M, микросхема адресуется кодом 0111 00х или 1011 00х. Последний бит в адресе зависит от подключения вывода ADD микросхемы к шине питания или земле.

Буфер аналогового выхода представляет собой повторитель с выходом от шины до шины. Этот ЦАП отличается низким энергопотреблением (400 мкВт), особенно в режиме «power-down» (менее 1 мкВт). Выпускаются и 10/12-битные полные аналоги — MAX5821/2.

Одноканальными аналогами указанного выше семейства являются 8/10/12-битные AD5602/12/22, выпускаемые фирмой Analog Devices в миниатюрных 6-выводных корпусах SC70. Эти ЦАП в качестве опорного используют напряжение питания. Они допускают в несколько раз большую скорость передачи цифровых данных (3.4 МГц против 400 кГц у семейства MAX5820/1/2).

Фирма Maxim производит также близкий по характеристикам 8-битный двухканальный ЦАП MAX5109. Его основная особенность — наличие энергонезависимых регистров хранения, благодаря которым микросхему удобно применять в качестве программно-управляемого аттенюатора.

Большинство новых моделей ЦАП имеет высокую разрядность. Из 12-битных моделей следует отметить сравнительно высоковольтный двухканальный MAX5322 с диапазоном выходного напряжения ± 10 В. Аналоговая часть выполнена на инверсной матрице R - $2R$. Программно могут быть установлены униполярный/биполярный режимы работы выхода. Раздельные входы опорного напряжения позволяют использовать ЦАП в качестве четырёхквadrантных перемножителей с полосой по входу опорного сигнала до 150 кГц.

12-битный одноканальный DAC7551 фирмы Texas Instruments, построенный по цепочечной схеме, имеет очень низкий уровень выбросов при изменении входного кода (не более 0.1 нВ·с). Это по крайней мере в 20 раз меньше, чем у аналогичных ЦАП других фирм. DAC7551 обладает очень низкой нелинейностью для цепочечной архитектуры (типично 0.35 LSB) и низким потреблением (0.23 мВт). Этот ЦАП имеет быстрый SPI-интерфейс с тактовой частотой до 50 МГц. Он выпускается в миниатюрном 12-выводном корпусе SON размером 3×2 мм.

Столь же низким уровнем выбросов обладает 16-битный DAC8551 той же фирмы. Типичная нелинейность этого ЦАП — 3 LSB, максимальная — 8 LSB. Выпускается также 4-канальный вариант — DAC8554.

Один из немногих ЦАП рассматриваемого класса с параллельным интерфейсом — 12-битный DAC7821 — имеет время установления 0,2 мкс. Быстрый интерфейс допускает частоту обновления до 20,4 МГц, что приближает его по области применения к скоростным ЦАП. Прибор построен по традиционной лестничной схеме *R-2R* и имеет выход по току.

Параллельный интерфейс имеет также 16-битный DAC8820 с временем установления 0,5 мкс. За счёт сегментации трёх старших битов прибор имеет интегральную нелинейность не более 1 LSB. Отсутствие выходного усилителя (выход по току) обеспечивает малое потребление энергии в рабочем режиме (7,5 мкВт).

16-битный ЦАП DAC8580 оптимизирован для генерации сигналов. Для этого в его состав введён входной цифровой интерполирующий фильтр, обеспечивающий 2-, 4-, 8- или 16-кратную передискретизацию. При времени установления выходного напряжения 0,65 мкс частота обновления может достигать 16 МГц. Этот прибор имеет довольно большую нелинейность — 20 LSB (тип.).

Одноканальный 16-битный ЦАП AD5060 выполнен на основе инверсной матрицы *R-2R*, но четыре старших бита сегментированы в 15 резисторов номинала $2R$ с переключателями. Благодаря этому достигнута малая нелинейность (не более 1 LSB). При переводе ЦАП в режим отключения питания «power-down» программно может быть установлено сопротивление аналогового выхода 1 кОм, 100 кОм или ∞ . Выпускается также 14-битный вариант AD5040.

Двухканальный 16-битный DAC8812 фирмы Texas Instruments с токовым выходом выполнен по лестничной архитектуре *R-2R* и обладает прекрасными точностными параметрами. В частности, нелинейность не превышает 1 LSB. Интересно, что графики зависимости дифференциальной нелинейности, приведённые в фирменном описании, имеют вид, характерный для цепочечной архитектуры ($DNL < 0,25$ LSB). ЦАП имеет отдельные входы опорного напряжения для каждого канала и может использоваться в качестве перемножающего с полосой пропускания до 10 МГц и амплитудным диапазоном ± 10 В.

Для применения в автоматизированном испытательном оборудовании несколько фирм выпускают многоканальные ЦАП высокой разрядности. Из новых изделий — это 14-битные 32-канальные AD5378, AD5535, MAX5753 и MAX5773/4/5.

AD5378 выполнен по цепочечной схеме и имеет развитую цифровую часть. Возможен параллельный или последовательный интерфейс с источником цифровых данных, а также управление типа инкремент/декремент. При параллельном интерфейсе по 14-битной шине данных входные слова загружаются во входной регистр ЦАП или группу регистров, адрес которых посылается на 8-битную шину адреса. Программно может быть установлен коэффициент преобразования и смещение каждого канала. Прибор имеет умеренную нелинейность (не более 3 LSB). Диапазон выходных напряжений — до $\pm 8,75$ В.

Другая модель той же фирмы, AD5535, оптимизирована для управления фотонными коммутаторами на основе оптических микроэлектромеханических систем (MEMS). Этот прибор оснащён высоковольтными выходными усилителями, развивающими напряжение в диапазоне 0...200 В при токе нагрузки до 0,7 мА. Связь с источником цифрового сигнала осуществляется через простой трехпроводной последовательный интерфейс.

16-битный 32-канальный MAX5732 имеет общую цепь задания смещения выхода для всех каналов. Смещение может осуществляться программно и аппаратно.

Фирма Analog Devices выпускает семейство многоканальных ЦАП высокой разрядности AD5360/1/2/3, AD5370/1/2/3, некоторые параметры которых приведены в Табл. 8.2.

Таблица 8.2. ЦАП семейств AD5360/1/2/3 и AD5370/1/2/3

Модель	Разрядность [бит]	Число каналов	Размах выходного напряжения [В]	Нелинейность [LSB]
AD5360	16	16	20	±4
AD5361	14	16	20	±1
AD5362	16	8	20	±4
AD5363	14	8	20	±1
AD5370	16	40	12	±4
AD5371	14	40	12	±1
AD5372	16	32	12	±4
AD5373	14	32	12	±1

В модели AD5370 все 40 каналов объединены в пять групп по 8 ЦАП. Каждая группа имеет свой вход опорного напряжения и свой ЦАП смещения. Прибор имеет последовательный интерфейс, совместимый с микроконтроллерами и цифровыми сигнальными процессорами. Программно может быть установлен коэффициент преобразования и смещение каждого канала. Текущее слово данных может быть записано в любой из двух регистров каждого канала.

Скоростные ЦАП

Поскольку основная область применения скоростных ЦАП — проводные и беспроводные коммуникации, а также генерация сигналов сложной формы, новые модели преимущественно имеют разрядность 12...16 бит. Общими чертами новых моделей скоростных ЦАП являются параллельный интерфейс данных, дифференциальные токовые выходы с максимальным током 20 мА и встроенный ИОН. Архитектура этих ЦАП базируется на управляемых источниках тока с сегментированием старших битов. За счёт этого площадь выбросов выходного напряжения при работе на стандартную нагрузку 50 Ом не превышает 1 пВ·с. Напряжение питания — не более 3.3 В. Цифровая часть обычно питается от источника напряжением 1.8 В.

Один из таких ЦАП, 12-битный ISL5857 фирмы Intersil, допускает частоту обновления до 260 МГц. Для уменьшения выбросов старшие 5 битов сегментированы в 31 источник тока. Этот ЦАП имеет сравнительно низкое потребление для приборов такого класса — 103 мВт (тип.). Интерфейс данных — параллельный, КМОП-совместимый.

Фирма Maxim начала выпуск семейства скоростных двухканальных ЦАП MAX587х, оптимизированных для использования в системах с квадратурной модуляцией, некоторые параметры которых приведены в Табл. 8.3.

Таблица 8.3. ЦАП семейства MAX587х

Модель	Разрядность [бит]	Частота обновления [МГц]	Интерфейс
MAX5873	12	200	КМОП
MAX5874	14	200	КМОП
MAX5875	16	200	КМОП
MAX5876	12	250	LVDS
MAX5877	14	250	LVDS
MAX5878	16	250	LVDS

Блок-схема одного из представителей этого семейства, MAX5874, представлена на Рис. 8.33. Цифровая часть содержит несколько регистров, демультимплексор для передачи данных с одного входа на два ЦАП, переключатель «исключающее ИЛИ» для инверсии входного слова и парафазный приёмник тактового сигнала с частотой в два раза выше частоты обновления. Входные данные для обоих ЦАП поступают на один и тот же параллельный порт. В зависимости от режима (параллельный/чередующийся), который уста-

навливается уровнем вывода DORI, входные данные могут поступать либо на оба ЦАП одновременно (параллельный режим), либо поочерёдно, причём адресуемый ЦАП определяется уровнем сигнала SELIQ. Следствием большого числа регистров является значительная задержка прохождения данных: при параллельном режиме она составляет 5.5 периодов синхросигнала, а при чередующемся — 8...9 периодов.

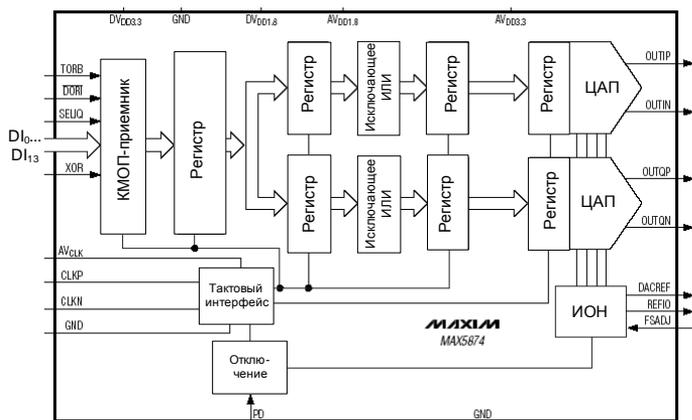


Рис. 8.33. Блок-схема ЦАП MAX5874.

Более скоростной 2-канальный 16-битный MAX5895 для повышения частоты выходных отсчётов снабжён цифровым интерполяционным фильтром, обеспечивающим 2-, 4- или 8-кратную передискретизацию входных данных. С 4-кратной передискретизацией этот ЦАП обеспечивает частоту обновления на выходе до 500 МГц при частоте обновления данных на входе 125 МГц. Прибор имеет два параллельных 16-битных КМОП-порта и последовательный SPI-интерфейс для управления режимами. Программно могут быть установлены режимы одно- или двухпортовой загрузки входных слов. MAX5895 содержит встроенный гетеродин и цифровой модулятор, который обеспечивает простую или комплексную амплитудную модуляцию входными данными. Этот прибор создаёт ещё большую задержку прохождения данных — до 311 тактов при 8-кратной передискретизации. Фирма Maxim выпускает также MAX5898 — полный аналог MAX5895, но с LVDS-интерфейсом данных.

Ещё более скоростной одноканальный 16-битный ЦАП MAX5891 допускает обновление входных данных с частотой до 600 МГц без передискретизации. Загрузка входных данных осуществляется по параллельному LVDS-интерфейсу.

Другой 16-битный ЦАП — AD9726 с частотой обновления до 400 МГц — для снижения нелинейности, выходящей за пределы 1 LSB, оснащён 132 калибровочными ЦАП разрядностью 6 бит, из которых 128 компенсируют нелинейность характеристики преобразования, а 4 — калибровку полной шкалы. Калибровочные коэффициенты хранятся в энергонезависимой памяти. Прибор имеет два интерфейса: параллельный LVDS для загрузки входных данных и последовательный КМОП для приёма команд.

Наиболее скоростное из новых моделей семейство 10/12/14-битных ЦАП AD9734/5/6 допускает частоту обновления до 1.2 ГГц. Приборы оснащены 2-кратным интерполятором, подключив который, можно менять выходной ток с частотой до 1200 МГц при частоте обновления входа до 600 МГц. Цифровой интерфейс аналогичен AD9726. Интересной особенностью этих ЦАП является ИОН с настраиваемым температурным коэффициентом напряжения.

В Табл. 8.4, 8.5 и 8.6 приведены важнейшие характеристики некоторых моделей цифро-аналоговых преобразователей.

Таблица 8.4. ЦАП среднего быстродействия

Модель	Разрядность [бит]	Число каналов	Тип выхода	Время установления [мкс]	INL [LSB]	Выброс [нВ·с]	Напряжение питания [В]	Выходной ток [мА]	Мощность потребления [мВт]	Примечание
AD5060	16	1	V	4	1	2	2.7...5.5	40	3	Инверсная матрица R-2R
AD5370	16	40	V	—	—	20	±8...16.5	5	350	Цепочечный
AD5378	14	32	V	20	3	20	±11.4...16.5	2	850	Цепочечный
AD5444/6	12/14	1	I	0.1	0.5/2	2	2.5...5.5	1	0.3 мкВт	—
AD5450/1/2/3	8/10/12/14	1	I	0,1	0.25/0.5/2	2	2.5...5.5	1	1.2 мкВт	—
AD5535	14	32	V	30	12	10	±5, 210	0.7	600	Высоковольтный
AD5602	12	1	V	10	1	5	2.7...5.5	10	0.25	Потребление в режиме PowerDown 400 нВт
AD5664R	16	4	V	10	12	10	3...5	20	0.42	Встроенный ИОН
AD5764R	16	4	V	10	1	8	±11.4...16.5	1	275	Сегментированный
LTC2605	16	8	V	10	64	12	2.7...5.5	15	9	Частота перемножения 180 кГц
LTC2606	16	1	V	10	64	12	2.7...5.5	15	1.2	Частота перемножения 180 кГц
MAX5109	8	2	V	8	2	—	2.7...5.25	5	1.2	Энергонезависимые регистры
MAX5322	12	2	V	10	1	—	±12...±15, 3...5	7.5	240	Инверсная матрица R-2R
MAX5570	10	2	I	30	2	40	2.7...5.5	30	9	Выход — открытый сток
MAX5732	16	32	V	20	8	120	5, 2.7...5.25	0,5	80	Программное групповое управление смещением
MAX5820	8	2	V	12	1	12	2.7...5.5	20	0.4	—
DAC081S101	8	1	V	3	0.75	12	2.7...5.5	40	0.63	—
DAC7551	12	1	V	5	1	0.1	2.7...5.5	15	0.23	Цепочечный
DAC7821	12	1	I	0,2	1	5	2.7...5.5	—	0.027	Параллельный интерфейс. Частота обновления до 20.4 МГц
DAC8551	16	1	V	10	8	0.1	2.7...5.5	15	0.43	Цепочечный
DAC8580	16	1	V	0.65	20	0.5	±5	25	200	Интерполирующий фильтр
DAC8812/4	16	2/4	I	0.5	1	5	2.7...5.5	2	0.027	Частота перемножения 10 МГц
DAC8820	16	1	I	0.5	1	2	2.7...5.5	1.66	7.5 мкВт	Параллельный интерфейс. Опорное напряжение до ±15 В

Таблица 8.5. Цифровые потенциометры и резисторы

Модель	Ступеней	Число каналов	Сопротивление [кОм]	Время установления [мкс]	INL [LSB]	Полоса [МГц]	Напряжение питания [В]	Мощность потребления [мВт]	Примечание
AD5259	256	1	5, 10, 50, 100	0.5	1	0.08...2	2.7...5.5	40	Энергонезависимая память
AD5290	256	1	10, 50, 100	4	1	0.47	±4...±15	765	—
MAX5403/4/5	256	2	10, 50, 100	0.1	1	—	2.7...5.5	0.27	—
MAX5460... MAX5468	32	1	10, 50, 100	1	1	—	2.7...5.5	0.2	Интерфейс Up/Down
MAX5481/2/3/4	1024	1	10, 50	5	2	0.25	2.7...5.5 или ±2.5	2.7	Энергонезависимая память
MAX5487/8/9	256	2	10, 50, 100	0.5	1	0.35	2.7...5.5	1.3	Энергонезависимая память
DS1845	256 + 100	2	10, 100	—	2	1	2.7...5.5	60	Энергонезависимая память на 256 Байт

Таблица 8.6. Скоростные ЦАП

Модель	Разрядность [бит]	Число каналов	Частота обновления [МГц]	SFDR [дБ] (f_{out} [МГц])	INL [LSB]	Напряжение питания [В]	Мощность потребления [мВт]	Примечание
AD9707	14	1	175	78 (20)	0.8	1.8...3.3	46	—
AD9726	16	1	400	78 (20)	2.5	2.5...3.3	575	LVDS-интерфейс данных
AD9736	14	1	1200	82 (30)	5.6	3.3; 1.8	380	Интерполяционный фильтр
ISL5857	12	1	260	73 (30)	1.25	3.3	103	—
MAX5874	14	2	200	78 (16)	1	3.3; 1.8	260	—
MAX5878	16	2	250	79 (30)	3	3.3; 1.8	298	LVDS-интерфейс данных
MAX5891	16	1	600	80 (30)	3.8	3.3; 1.8	298	LVDS-интерфейс данных
MAX5895	16	2	500	88 (30)	3	3.3; 1.8	511	Интерполяционные фильтры

8.7. Применение ЦАП

Схемы применения цифро-аналоговых преобразователей относятся не только к области преобразования код—аналог. Пользуясь их свойствами можно определять произведения двух или более сигналов, строить делители функций, аналоговые звенья, управля-

емые от микроконтроллеров, такие как аттенюаторы, интеграторы. Важной областью применения ЦАП являются также генераторы сигналов, в том числе произвольной формы и коммуникационные системы. Ниже рассмотрены некоторые схемы обработки сигналов, включающие ЦА-преобразователи.

8.7.1. Обработка чисел со знаком

До сих пор при описании цифро-аналоговых преобразователей входная цифровая информация представлялась в виде чисел натурального ряда (униполярных). Обработка целых чисел (биполярных) имеет определённые особенности. Обычно двоичные целые числа представляются с использованием дополнительного кода. Таким путём с помощью восьми двоичных разрядов можно представить числа в диапазоне от -128 до $+127$. При вводе чисел в ЦАП этот диапазон чисел сдвигают до $0 \dots 255$ путём прибавления 128. Числа, большие 128, при этом считаются положительными, а числа, меньшие 128, — отрицательными. Среднее число 128 соответствует нулю. Такое представление чисел со знаком, называется смещённым кодом. Прибавление числа, составляющего половину полной шкалы данной разрядности (в нашем примере это 128), можно легко выполнить путём инверсии старшего (знакового) бита. Соответствие рассмотренных кодов иллюстрируется Табл. 8.7.

Таблица 8.7. Соответствие кодов

Десятичный код	Дополнительный код	Смещённый код	Аналог I/I_{MAX}
127	01111111	11111111	127/255
1	00000001	10000001	1/255
0	00000000	10000000	0
-1	11111111	01111111	-1/255
-127	10000001	00000001	-127/255
-128	10000000	00000000	-128/255

Чтобы получить выходной сигнал с правильным знаком, необходимо осуществить обратный сдвиг путём вычитания тока или напряжения, составляющего половину шкалы преобразователя. Для различных типов ЦАП это можно сделать разными способами. Например, у ЦАП на источниках тока диапазон изменения опорного напряжения ограничен, причём выходное напряжение имеет полярность, обратную полярности опорного напряжения. В этом случае биполярный режим наиболее просто реализуется включением дополнительного резистора смещения между выходом ЦАП и входом опорного напряжения (Рис. 8.34, а). Резистор R_{OFF} изготавливается на кристалле ИМС. Его сопротивление выбрано таким, чтобы ток I_{OFF} составлял половину максимального значения выходного тока ЦАП.

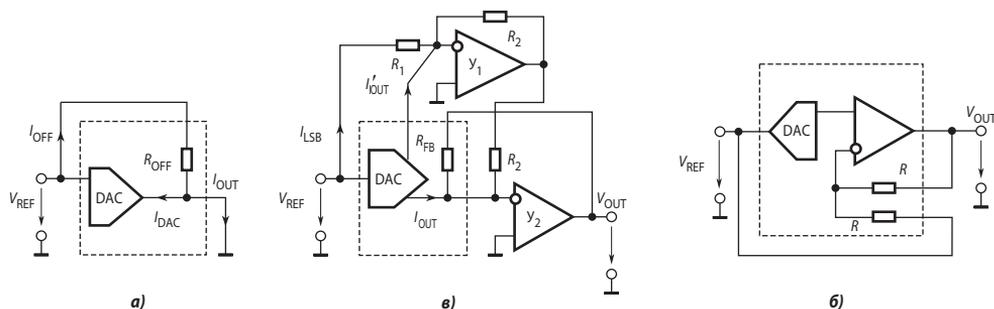


Рис. 8.34. Схемы биполярного включения ЦАП: а) с резистором смещения R_{OFF} б) с дополнительным внешним инвертирующим ОУ, в) с буферным (встроенным) ОУ.

В принципе, аналогично можно решить задачу смещения выходного тока и для ЦАП с формированием весовых токов резистивными цепями. Для этого нужно проинвертировать опорное напряжение, а затем сформировать из $-V_{REF}$ ток смещения, который следует вычитать из выходного тока ЦАП. Однако для сохранения температурной стабильности лучше обеспечить формирование тока смещения непосредственно в ЦАП. Для этого в схему на Рис. 8.34, а вводят второй ОУ, и второй выход ЦАП подключают ко входу этого ОУ (Рис. 8.34, б).

Второй выходной ток ЦАП, согласно (8.6),

$$I'_{OUT} = I_{IN} - I_{OUT} - \frac{V_{REF}}{R \cdot 2^N} = \frac{V_{REF}(2^N - 1)}{R \cdot 2^N} - I_{OUT}.$$

На входе Y_1 ток I'_{OUT} суммируется с током I_{LSB} , соответствующим единице младшего бита входного кода. Суммарный ток инвертируется. Ток, протекающий через резистор обратной связи R_{FB} Y_2 , составляет

$$I_{FB} = I_{OUT} - I'_{OUT} - \frac{V_{REF}}{R \cdot 2^N} = 2 \left(I_{REF} - \frac{V_{OUT}}{R \cdot 2} \right), \quad (8.24)$$

или с учётом (8.4)

$$I_{FB} = \frac{V_{REF}}{R \cdot 2^{N-1}} (D - 2^{N-1}). \quad (8.25)$$

При

$$D = 0, \quad I_{FB} = -\frac{V_{REF}}{R}, \quad (8.26)$$

а при

$$D = 2^N - 1, \quad I_{FB} = \frac{V_{REF}}{R} \frac{2^{N-1} - 1}{2^{N-1}}. \quad (8.27)$$

Это в случае $N = 8$ с точностью до множителя 2 совпадает с данными Табл. 8.7, с учётом того, что для преобразователя с формированием весовых токов резистивными цепями максимальный выходной ток

$$I_{MAX} = \frac{V_{REF}}{R} \frac{2^N - 1}{2^N}.$$

Если резисторы R_2 хорошо согласованы по сопротивлению, то абсолютное изменение их величины при колебаниях температуры не влияет на выходное напряжение схемы.

У цифро-аналоговых преобразователей с выходным сигналом в виде напряжения, построенных на инверсной резистивной матрице (см. Рис. 8.16), можно более просто реализовать биполярный режим (Рис. 8.34, в). Как правило, такие ЦАП содержат на кристалле выходной буферный усилитель. Для работы ЦАП в униполярном включении свободный вывод нижнего по схеме резистора R не подключают, либо подключают к общей точке схемы для удвоения выходного напряжения. Для работы в биполярном включении свободный вывод этого резистора соединяют со входом опорного напряжения ЦАП. ОУ в этом случае работает в дифференциальном включении, и его выходное напряжение с учётом (8.13)

$$V_{OUT} = 2V_{DAC} - V_{REF} = 2V_{REF} \left(\frac{D}{2^N} - \frac{1}{2} \right). \quad (8.28)$$

Аналогично может быть реализован биполярный режим у ЦАП с суммированием напряжений (цепочечная схема).

8.7.2. Перемножители и делители функций

Как уже указывалось выше, ЦА-преобразователи с формированием весовых токов резистивными цепями допускают изменение опорного напряжения в широких пределах, в том числе и смену полярности. Из формул (8.4) и (8.9) следует, что выходное напряже-

ние ЦАП пропорционально произведению опорного напряжения на входной цифровой код. Это обстоятельство позволяет непосредственно использовать такие ЦАП для перемножения аналогового сигнала на цифровой код.

При униполярном включении ЦАП выходной сигнал пропорционален произведению двухполярного аналогового сигнала на однополярный цифровой код. Такой перемножитель называют *двухквadrантным*. При биполярном включении ЦАП (Рис. 8.34, б и 8.34, в) выходной сигнал пропорционален произведению двухполярного аналогового сигнала на двухполярный цифровой код. Эта схема может работать как *четырёхквadrантный* перемножитель.

Деление входного напряжения на цифровой масштаб $M_D = D/2^N$ выполняется с помощью схемы двухквadrантного делителя (Рис. 8.35).

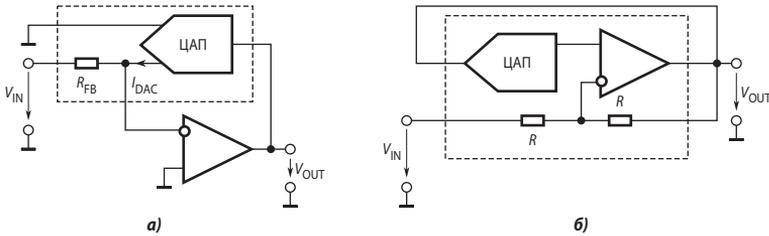


Рис. 8.35. Схемы двухквadrантных делителей:
а) ЦАП с токовым выходом, б) ЦАП с выходом по напряжению

В схеме на Рис. 8.35, а преобразователь с формированием весовых токов резистивными цепями с токовым выходом работает как преобразователь напряжение—ток, управляемый кодом D и включённый в цепь обратной связи ОУ. Входное напряжение подаётся на свободный вывод резистора обратной связи ЦАП, размещённого на кристалле ИМС. В этой схеме выходной ток ЦАП

$$I_{\text{DAC}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{R \cdot 2^N} D = -\frac{V_{\text{IN}}}{R_{\text{FB}}},$$

что при выполнении условия $R_{\text{FB}} = R$ даёт

$$V_{\text{OUT}} = -V_{\text{IN}} \frac{2^N}{D} = -\frac{V_{\text{IN}}}{M_D}.$$

Следует отметить, что при коде «все нули» обратная связь размыкается. Предотвратить этот режим можно, либо запретив такой код программно, либо включив между выходом и инвертирующим входом ОУ резистор с сопротивлением, равным $R \cdot 2^{N+1}$.

Схема делителя на основе ЦАП с выходом в виде напряжения, построенном на инверсной резистивной матрице и включающем буферный ОУ, приведена на Рис. 8.35, б. Выходное и входное напряжения этой схемы связаны уравнением

$$V_{\text{OUT}} = \frac{2V_{\text{OUT}}D}{2^N} - V_{\text{IN}}. \quad (8.29)$$

Отсюда следует

$$V_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{IN}} 2^{N-1}}{D - 2^{N-1}} = \frac{V_{\text{IN}}}{2M_D - 1}.$$

В данной схеме усилитель охвачен как положительной, так и отрицательной обратными связями. Для преобладания отрицательной обратной связи (иначе ОУ превратится

в компаратор) необходимо выполнение условия $D < 2^{N-1}$ или $M_D < 1/2$. Это ограничивает значение входного кода нижней половиной шкалы.

8.7.3. Атенюаторы и интеграторы на ЦАП

Атенюаторы, т. е. регуляторы уровня сигнала, с цифровым управлением гораздо более надёжны и долговечны, чем традиционные аттенюаторы на основе переменных резисторов. Их целесообразно использовать в измерительных приборах и других устройствах, требующих подстройки параметров, особенно автоматической. Такие аттенюаторы можно наиболее просто построить на основе перемножающего ЦАП с инверсной резистивной матрицей и буферным усилителем. В принципе, для этой цели подойдёт любой ЦАП указанного типа, но некоторыми фирмами выпускаются преобразователи, оптимизированные для выполнения указанной функции. На **Рис. 8.36, а** приведена схема аттенюатора на переменном резисторе, а на **Рис. 8.36, б** — аналогичная схема на перемножающем ЦАП.

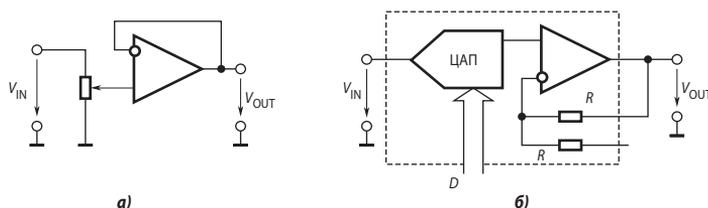


Рис. 8.36. Схемы аттенюаторов: а) на переменном резисторе, б) на перемножающем ЦАП.

Если входной сигнал — однополярный, целесообразно использовать ЦАП с однополярным питанием, но буферный ОУ должен иметь выход от шины до шины (rail-to-rail), т. е. его выходное напряжение должно достигать нуля и напряжения питания. Если ЦАП — многоканальный, то у каждого преобразователя микросхемы должен быть индивидуальный вход опорного напряжения. Этим требованиям в разной степени удовлетворяют такие ЦАП, как 2-канальный 12-битный MAX532, 4-канальный 8-битный MAX509, 8-канальный 8-битный AD8441, 16-канальный 8-битный AD8600 и др. Фирма Analog Devices выпускает 4- и 6-канальные микросхемы регуляторов громкости SSM2160/SSM2161, оптимизированные для аудиоприложений, представляющие собой многоканальные усилители с коэффициентом усиления, регулируемым посредством ЦАП.

Для построения *интегратора с цифровой установкой постоянной времени интегрирования* можно использовать базовую схему интегратора, а в качестве входного резистора включить цифровые потенциометры (**Рис. 8.17**). На базе такой схемы можно построить фильтры, в том числе фильтры на основе метода переменных состояния, перестраиваемые генераторы импульсов и т. д. При этом необходимо иметь в виду, что сопротивления резисторов цифрового потенциометра могут значительно отличаться от номинального значения (до 25%), но сопротивления резисторов многоканальных цифровых потенциометров хорошо согласованы.

8.7.4. Системы прямого цифрового синтеза сигналов

Важной областью применения ЦАП является синтез аналоговых сигналов необходимой формы. Обычные аналоговые генераторы сигналов на ОУ — синусоидальной, треугольной и прямоугольной форм — имеют низкую точность и стабильность, не могут управляться от ЭВМ.

Другая задача — синтез гармонических сигналов множественных частот с высокой точностью и стабильностью от одного или большего количества опорных частот. Для этого до недавнего времени использовалось переключение и смешивание выходных сигнала-

лов группы кварцевых генераторов, а также программируемые умножители частоты на основе систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Блок-схема умножителя частоты на ФАПЧ представлена на **Рис. 8.37**. Опорное напряжение с фиксированной частотой f_C поступает на один вход фазового детектора (ФД), в качестве которого может использоваться логический элемент «Исключающее ИЛИ». Другой вход ФД управляется от программируемого счётчика-делителя на M , на вход которого в свою очередь поступает сигнал от генератора, управляемого напряжением (ГУН). Среднее значение напряжения на выходе ФД определяется сдвигом фаз между сигналами на его входах. Частота выходного сигнала ГУН пропорциональна этому напряжению. Таким образом, в схеме имеет место отрицательная обратная связь, которая обеспечивает равенство

$$f_C = \frac{f_{OUT}}{M}, \quad (8.30)$$

откуда следует

$$f_{OUT} = f_C \cdot M.$$

Из-за наличия обратной связи при проектировании ФАПЧ приходится принимать компромиссные решения, связанные с фазовым шумом, быстродействием, разрешающей способностью по частоте и т. д.

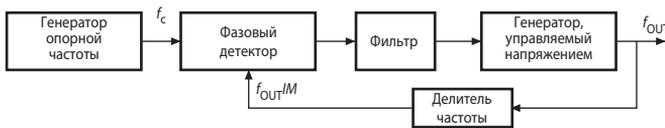


Рис. 8.37. Блок-схема умножителя частоты на основе ФАПЧ.

В связи с широким распространением цифровых методов в контрольно-измерительной аппаратуре и системах связи получил развитие так называемый прямой цифровой синтез (ПЦС) сигналов. Системы прямого цифрового синтеза обеспечивают высокую точность задания частоты и начальной фазы сигналов, а также высокую верность воспроизведения их формы. Более того, эти системы позволяют генерировать сигналы большого многообразия форм, в том числе и форм, задаваемых пользователем. В принципе, системы прямого цифрового синтеза просты. Теория и основные способы построения таких систем известны уже около 30 лет. Правда, только недавно появились ЦАП и специализированные аналого-цифровые ИМС, подходящие для синтеза сигналов в широкой полосе частот. Упрощённая блок-схема генератора прямого синтеза сигналов приведена на **Рис. 8.38**.

Схема прямого цифрового синтеза содержит три основных блока: генератор фазового угла, память и ЦАП. Генератор фазового угла в типичном случае представляет собой накапливающий сумматор с регистром. Работает он просто как регистр фазы, содержимое которого получает приращение на некоторый фазовый угол через заданные интервалы времени. Необходимое приращение фазы ($\Delta\phi$) в виде цифрового кода загружается последовательно или побайтно во входные регистры. Память играет роль таблицы функций.

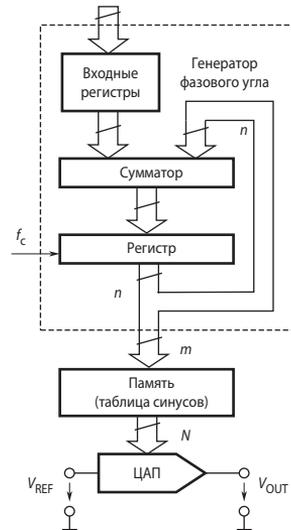


Рис. 8.38. Блок-схема генератора прямого цифрового синтеза сигналов.

Усечённый снизу до m бит (где m — разрядность адресной шины памяти) код текущей фазы поступает на её адресные входы, а с выхода данных на вход ЦА-преобразователя поступает N -битный код, соответствующий текущему значению заданной функции. ЦАП в свою очередь формирует аналоговый сигнал. Усечение выходного слова генератора фазового угла не влияет на разрешающую способность системы по частоте, а только сокращает число выборок (ступенек) в периоде воспроизводимой кривой.

Выходной регистр содержит текущую фазу выходного сигнала в виде доли периода. Увеличение разрядности регистра и сумматора повышает только разрешающую способность этой доли. Частота выходного сигнала равна произведению тактовой частоты f_C на приращение фазы в каждом периоде тактов. При использовании n -битного сумматора частота выходного сигнала будет равна [8.1]

$$f_{\text{OUT}} = \frac{\Delta\phi \cdot f_C}{2^n}. \quad (8.31)$$

Если, например, генератор фазового угла имеет разрядность 32, то при $\Delta\phi = 1$ LSB, потребуется 2^{32} , т. е. более 4 млрд тактов для возврата генератора в первоначальное состояние.

Дискретность установки частоты (разрешение по частоте) hf_{OUT} зависит от величины относительного приращения фазы при изменении этого приращения на 1 бит. Её можно вычислить по формуле

$$hf_{\text{OUT}} = \frac{f_{\text{OUT}}(\Delta\phi + 1) - f_{\text{OUT}}(\Delta\phi)}{f_{\text{OUT}}(\Delta\phi)} 100 = \frac{100}{\Delta\phi} \%. \quad (8.32)$$

На **Рис. 8.39** приведён график зависимости hf_{OUT} от частоты f_{OUT} для системы ПЦС с 40-битным генератором фазы при $f_C = 80$ МГц.

Спектральная чистота выходного аналогового сигнала, прежде всего, определяется свойствами ЦАП, а фазовый шум — фазовым шумом сигнала генератора опорной частоты f_C .

Система прямого цифрового синтеза имеет по сравнению с умножителем частоты на основе ФАПЧ ряд особенностей. Поскольку ПЦС-система — это в определённом смысле система выборки данных, необходимо рассмотреть все проблемы, связанные с дискретизацией: шум квантования, наложение спектров, фильтрация и т. д. Например, высшие гармоники выходного сигнала ЦАП попадают в полосу Найквиста ($0 \dots f_C/2$) и практически не могут быть отфильтрованы, в то время как высшие гармоники ФАПЧ-систем легко фильтруются. Зато ПЦС может обеспечить разрешение по частоте, недоступное системам с ФАПЧ. На **Рис. 8.40** показан выходной спектр системы ПЦС с 12-битным ЦАП и памятью на 2^{17} слов при воспроизведении синусоидального сигнала частотой 39.1 МГц при тактовой частоте 300 МГц.

Системы прямого цифрового синтеза чрезвычайно гибки. Частота выходного сигнала может быть изменена практически мгновенно без разрыва фазы простым изменением содержимого входных регистров. Для систем прямого цифрового синтеза разработаны ЦАП повышенной разрядности и быстродействия, некоторые модели которых описаны в подразделе 8.2.1 в разделе «Высокоточные скоростные ЦАП».

Существенное ограничение диапазона выходных частот, который может обеспечить система ЦПС, вытекающее из теоремы Котельникова, состоит в том, что тактовая частота должна, по крайней мере, в два раза превышать частоту выходного сигнала. Практические соображения ограничивают верхнюю выходную частоту значением $f_C/3$.

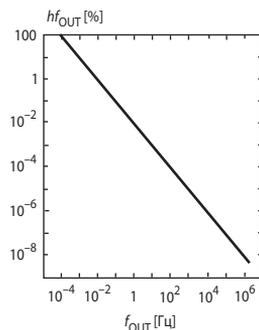


Рис. 8.39. График зависимости дискретности установки частоты от частоты выходного сигнала генератора с ПЦС.

Рис. 8.41 демонстрирует спектр выходного сигнала ПЦС-системы в случае, когда $f_{\text{OUT}} = 30$ МГц, а $f_c = 100$ МГц. После ЦАП должен быть включён сглаживающий ФНЧ для того, чтобы подавить в первую очередь самую низкую зеркальную частоту ($100 - 30 = 70$ МГц). Амплитудный спектр выходного напряжения ЦАП (до фильтрации) подчиняется закону

$$A(f_{\text{OUT}}) = \frac{\sin\left(\frac{\pi f_{\text{OUT}}}{f_c}\right)}{\frac{\pi f_{\text{OUT}}}{f_c}}$$

Такая зависимость обусловлена ступенчатым характером изменения напряжения на выходе ЦАП (см. **Рис. 8.2**). Сглаживающий фильтр должен иметь относительно плоскую АЧХ до максимальной выходной частоты ЦАП (обычно $f_c/3$).

Другое важное обстоятельство состоит в том, что в отличие от системы с ФАПЧ высшие гармоники выходного сигнала из-за наложения спектров попадают в полосу частот ниже f_{OUT} . Эти гармоники не могут быть удалены сглаживающим фильтром. Например, если тактовая частота $f_c = 100$ МГц, а выходная частота $f_{\text{OUT}} = 30$ МГц, то вторая гармоника составит 60 МГц. Одновременно появится составляющая $100 - 60 = 40$ МГц, обусловленная наложением спектров. Точно также третья гармоника (90 МГц) даёт из-за наложения спектров составляющую $100 - 90 = 10$ МГц, а четвёртая — $120 - 100 = 20$ МГц, в полосу пропускания фильтра. Расположение первых четырёх гармоник показано на **Рис. 8.41**.

Во многих применениях ПЦС-систем, таких, например, как генераторы сигналов, спектральная чистота выходного сигнала ЦАП имеет первостепенное значение. К несчастью, измерение, анализ и улучшение этой характеристики усложнены рядом факторов. Даже идеальный многобитный ЦАП создаёт высшие гармонические составляющие в ПЦС-системе. Амплитуда этих гармоник сильно зависит от соотношения выходной и тактовой частот. Это вызвано тем, что спектральный состав шума квантования меняется с изменением этого отношения. Среднеквадратичное значение шума практически не зависит от соотношения частот, однако если частота выхода ЦАП кратна тактовой, то шум квантования будет сосредоточен в частотах, кратных выходной частоте. Если же слегка сместить выходную частоту, шум квантования станет псевдослучайным, обеспечивая таким образом более высокое значение

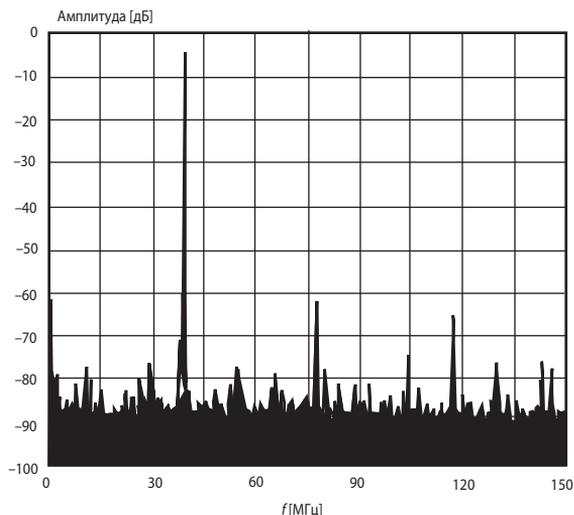


Рис. 8.40. Спектр выходного сигнала системы прямого цифрового синтеза.

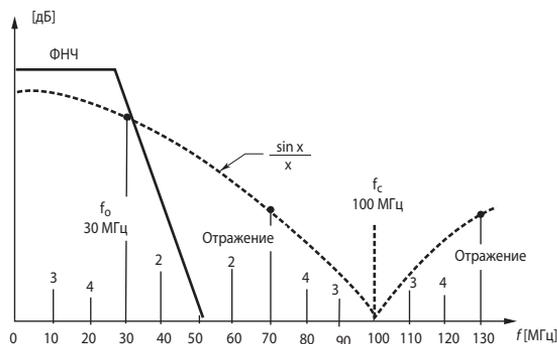


Рис. 8.41. Наложение спектров в ПЦС-системе.

SFDR. Для устранения этого эффекта можно включить в состав ПЦС-системы генератор псевдослучайных чисел, который будет добавлять к выходному слову генератора фазы цифровой шум с амплитудой, равной $\frac{1}{2}\text{LSB}$.

Генераторы прямого синтеза выпускаются в виде ИМС. В частности, микросхема AD9850, упрощённая структура которой представлена на **Рис. 8.38**, содержит 32-битный генератор фазового угла и 10-битный ЦАП. Загрузка приращения фазы осуществляется по 8-битной шине данных побайтово в четыре входных регистра. Память содержит таблицу синусов. Максимально допустимая тактовая частота составляет 125 МГц. При этом разрешение по частоте составляет 0.0291 Гц. Быстрый интерфейс позволяет менять частоту выходного сигнала до 23 миллионов раз в секунду. Недавно появились новые модели интегральных ПЦС-систем AD9852/4, содержащие 48-битный генератор фазового угла и по два 12-битных ЦАП. Тактовая частота этих микросхем может быть установлена вплоть до 300 МГц. Два выходных сигнала AD9854 сдвинуты друг относительно друга на 90° . Период выходных сигналов состоит из 2^{17} выборок, что обеспечивает высокое значение SFDR. Имеется возможность амплитудной, фазовой или частотной модуляции обоих сигналов. Это позволяет непосредственно использовать эти микросхемы в системах связи с различными видами модуляции, в частности, с квадратурной амплитудной модуляцией (QAM).

В **Табл. 8.8** представлены основные параметры некоторых моделей интегральных систем ПЦС.

Таблица 8.8. Основные параметры интегральных систем ПЦС

Модель	f_{MAX} [МГц]	Разрядность ПЦС [бит]	Разрядность ЦАП [бит]	SFDR [дБ] (f [МГц])	Напряжение питания [В]	Ток потребления [мА]	Особенности
AD5932	50	24	10	60 (1)	2.3...5.5	5.8	Генератор стандартных сигналов
AD9850	125	32	10	72 (1)	3.3...5	76	Встроенный компаратор
AD9852	300	48	12	83 (1)	3.3	815	Дополнительн. управляющий ЦАП
AD9858	1000	32	10	60 (40)	3.3	670	Встроенный перемножитель
AD9951	400	32	14	87 (1)	1.8	90	
AD9854	300	48	12	83 (1)	3.3	1050	Генерация квадратурных сигналов

Вопросы и задачи

1. Выходная частота импульсов ЦАП с широтно-импульсной модуляцией составляет 1 кГц. Какова должна быть полоса пропускания ФНЧ первого порядка на выходе ЦАП, если его разрешающая способность 0.1% от полной шкалы? Подсказка: амплитуда основной гармоники пульсаций выходного напряжения достигает максимума при относительной длительности импульсов $\gamma = 0.5$.
2. Для чего на входе аудиоЦАП, а также скоростных ЦАП, предназначенных для работы в системах связи, включают интерполирующие фильтры? Ведь, казалось бы, для разнесения верхней частоты спектра воспроизводимого сигнала и частоты выборки достаточно просто увеличить частоту подачи данных на вход ЦАП.
3. Как повлияет на характеристики последовательного ЦАП на коммутируемых конденсаторах (**Рис. 8.24**) различие сопротивлений ключей в открытом состоянии R_0 ?
4. Оцените влияние на линейность характеристики преобразования последовательного ЦАП на коммутируемых конденсаторах (**Рис. 8.24**) различие ёмкости конденсаторов C_1 и C_2 на 10%.

5. Определите зависимость R_{IN} ЦАП по схеме на **Рис. 8.4** по входу опорного напряжения в функции от входного кода.
6. В чём состоит преимущество ЦАП на резистивной матрице постоянного импеданса (**Рис. 8.5**) по сравнению с простейшей схемой (**Рис. 8.4**)?
7. В чём выигрывает схема на **Рис. 8.5** у инверсной схемы на **Рис. 8.16**, и в чём она проигрывает ей?
8. Определите зависимость R_{IN} ЦАП по схеме на **Рис. 8.16** по входу опорного напряжения в функции от входного кода.
9. Укажите преимущества ЦАП на источниках тока по сравнению со схемой ЦАП с формированием весовых токов резистивными цепями.
10. Почему ЦАП с суммированием напряжений (**Рис. 8.19**) имеют гарантированную монотонность характеристики преобразования?
11. Укажите недостатки ЦАП с суммированием напряжений по сравнению с ЦАП с суммированием весовых токов.
12. Спроектируйте на базе цифрового потенциометра и трёхвыводного параллельного ИОН (такого как, например, TL431) источник опорного напряжения с цифровым управлением, предназначенный для работы на нагрузку 10 кОм.
13. Почему для ЦАП с формированием весовых токов резистивными цепями нельзя использовать схему на **Рис. 8.14, б** для формирования напряжения по токовому выходу ЦАП?
14. Укажите причины возникновения выбросов выходного напряжения ЦАП, возникающих при смене входного кода.
15. Для чего ЦАП с параллельным интерфейсом включает два регистра хранения?
16. Нарисуйте эпюры загрузки входного слова в ЦАП с параллельным интерфейсом второго типа (**Рис. 8.29**).
17. Укажите назначение резистора R_1 в схеме ЦАП с биполярным выходом на **Рис. 8.34, б** и выведите формулу для его расчёта.
18. Почему ЦАП с формированием весовых токов резистивными цепями нельзя так же просто переключить в биполярный режим, как ЦАП на источниках тока (см. **Рис. 8.34, а**)?
19. Обоснуйте уравнение (8.29) для делителя на ЦА-преобразователе с инверсной резистивной матрицей.
20. Какими причинами может быть обусловлена немонотонность характеристики преобразования ЦАП с суммированием весовых токов?
21. При каком значении дифференциальной нелинейности возможна немонотонность характеристики преобразования ЦАП?
22. Чем может быть обусловлено смещение нуля ЦАП на источниках тока в униполярном режиме (**Рис. 8.14, б**) и в биполярном режиме (**Рис. 8.34, а**)?

Литература к главе 8

1. Kester W. High Speed DACs and DDS Systems // The Analog Devices Guide for Designing with DACs and DDS. Section 6. Analog Devices. — 2000. — 20 pp.
2. Beliczinski B., Jaworski J., Orzilowski M., Swiderski T. Przetworniki cyfrowe signalow elektrycznych. — Warszawa: WNT. — 1978.
3. Ридико Л. Цифровые потенциометры // Компоненты и технология. — 2001. — № 5. — С. 50 — 55.

АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

9.1. Общие сведения

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) являются устройствами, которые принимают входные аналоговые сигналы и генерируют соответствующие им цифровые сигналы, пригодные для обработки микропроцессорами и другими цифровыми устройствами.

Принципиально не исключена возможность непосредственного преобразования различных физических величин в цифровую форму, однако эту задачу удаётся решить лишь в редких случаях из-за сложности таких преобразователей. Поэтому в настоящее время наиболее рациональным признаётся способ преобразования различных по физической природе величин сначала в электрические, а затем уже с помощью преобразователей напряжение—код в цифровые. Именно эти преобразователи обычно имеют в виду, когда говорят об АЦП.

На сегодняшний день рынок применения АЦП можно разделить на четыре сегмента:

- сбор данных;
- высокоточные измерения в промышленности;
- передача голоса и звука;
- высокоскоростные преобразования в технике связи, радиолокации и измерительной технике.

9.1.1. Процедура аналого-цифрового преобразования

Процедура аналого-цифрового преобразования непрерывных сигналов, которую реализуют с помощью АЦП, представляет собой преобразование непрерывной функции времени $V(t)$, описывающей исходный сигнал, в последовательность чисел $\{V^*(t_j)\}$, $j = 0, 1, 2, \dots$, отнесённых к некоторым фиксированным моментам времени. Эту процедуру можно разделить на две самостоятельные операции [9.1, 9.2]. Первая из них называется дискретизацией во времени и состоит в преобразовании непрерывной функции времени $V(t)$ в последовательность выборок $\{V(t_j)\}$, которые могут принимать любые значения из заданного диапазона. Вторая называется квантованием по уровню и состоит в преобразовании непрерывной последовательности в дискретную $\{V^*(t_j)\}$, амплитуды которой могут принимать ограниченное количество значений.

В основе дискретизации непрерывных сигналов лежит принципиальная возможность представления их в виде взвешенных сумм

$$V(t) = \sum_j a_j F_j(t), \quad (9.1)$$

где a_j — некоторые коэффициенты или отсчёты, характеризующие исходный сигнал в дискретные моменты времени; $F_j(t)$ — набор элементарных функций, используемых при восстановлении сигнала по его отсчётам (выборкам).

Наиболее распространённой формой дискретизации является равномерная, при которой выборки сигнала осуществляются через равные промежутки времени. При равно-

мерной дискретизации условие однозначности последующего воспроизведения преобразуемого сигнала сформулировано в 20-х годах прошлого века В. А. Котельниковым.

Теорема Котельникова:

1. Дискретизируемый сигнал, спектральная плотность которого отличается от нуля в диапазоне частот $0 < f \leq f_a$, может быть впоследствии воспроизведён без искажений, если частота дискретизации $f_s > 2f_a$.
2. Дискретизируемый сигнал, спектральная плотность которого отличается от нуля в диапазоне частот $f_a \leq f \leq f_b$, может быть впоследствии воспроизведён без искажений, если частота дискретизации $f_s > 2(f_b - f_a)$.

Впоследствии выводы теоремы Котельникова были обобщены К. Шенноном в теореме отсчётов. Согласно этой теореме, в качестве коэффициентов a_j следует использовать мгновенные значения сигнала $V(t_j)$ в дискретные моменты времени $t_j = jT$, а период дискретизации $T = 1/f_s$ выбрать из условия

$$T = 1/2f_a, \quad (9.2)$$

где f_a — максимальная частота спектра преобразуемого сигнала. При этом выражение (9.1) переходит в известное выражение, впервые опубликованное В. А. Котельниковым в 1933 г.

$$V(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} V(jT) \frac{\sin[2\pi f_a(t - jT)]}{2\pi f_a(t - jT)}.$$

Для сигналов со строго ограниченным спектром это выражение является тождеством. Однако спектры реальных сигналов стремятся к нулю лишь асимптотически. Применение равномерной дискретизации к таким сигналам приводит к возникновению в системах обработки информации специфических высокочастотных искажений, связанных с наложением спектра (алайзинг), обусловленным выбором. Для уменьшения этих искажений необходимо либо увеличивать частоту дискретизации, либо использовать перед АЦП дополнительный фильтр нижних частот (антиалайзинговый фильтр), ограничивающий спектр исходного сигнала перед его аналого-цифровым преобразованием.

В общем случае выбор частоты дискретизации будет зависеть также от используемого в (9.1) вида функции $F_j(t)$ и допустимого уровня погрешностей, возникающих при восстановлении исходного сигнала по его отсчётам. Всё это следует принимать во внимание при выборе частоты дискретизации, которая определяет требуемое быстродействие АЦП.

Неоднозначность дискретизации сигнала при наложении спектров иллюстрирует **Рис. 9.1** [9.10]. Здесь дискретизации подвергается синусоидальный сигнал частотой f_a лишь несколько меньшей частоты дискретизации f_s . Видно, что эти же выборки могут принадлежать синусоиде частотой $f_s - f_a$.

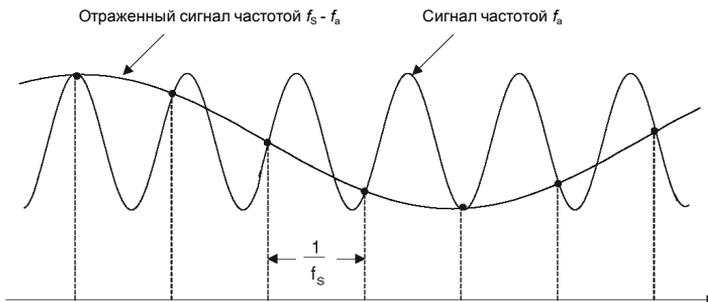


Рис. 9.1. Наложение спектров во временной области.

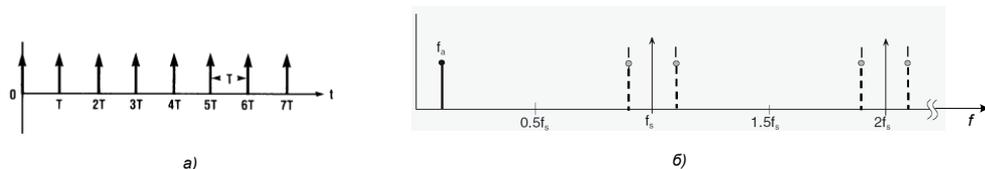


Рис. 9.2. Образование отражённых компонент сигнала, дискретизированного во времени:
 а) дискретизирующая последовательность дельта-функций,
 б) спектр дискретизированного гармонического сигнала.

Идеальный дискретизатор осуществляет умножение исходного сигнала на периодическую последовательность дельта-функций (**Рис. 9.2, а**), так что

$$V^*(t) = V(t) \sum_{j=-\infty}^{\infty} \delta(t - jT).$$

Представив последовательность дельта-функций рядом Фурье, найдём

$$V^*(t) = V(t) \sum_{k=0}^{\infty} \cos 2\pi k f_s t.$$

Если исходный сигнал — синусоида $V(t) = \sin 2\pi f_a t$, то сигнал на выходе дискретизатора можно представить в виде

$$V^*(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} [\sin 2\pi(f_a - k f_s)t + \sin 2\pi(f_a + k f_s)t].$$

Как видно, спектр дискретизированного сигнала включает наряду с исходной составляющей отражённые компоненты с частотами $f_a \pm k f_s$ ($k = \pm 1, \pm 2, \dots$) (**Рис. 9.2, б**). Если $f_a > f_s/2$, то отражённые компоненты попадают в полосу частот исходного сигнала, искажая его.

Полосу частот $0 < f < f_s/2$ называют полосой Найквиста, а частоту $f_s/2$ — частотой Найквиста.

Таким образом, необходимо, чтобы в исходном сигнале отсутствовали компоненты с частотой выше $f_s/2$, что обеспечивается предварительной фильтрацией сигнала аналоговым фильтром.

Без фильтрации на входе АЦП любая компонента входного сигнала (или шума), находящаяся вне полосы Найквиста, при дискретизации будет отражена в полосу Найквиста.

Необходимо правильно выбрать антиалиазинговый фильтр. Первый шаг состоит в определении характеристик дискретизируемого сигнала. Определим самую высокую частоту f_a , представляющую интерес. Например, для высококачественных аудиоприложений это 20 кГц, для телефонии — 3,5 кГц и т. д. Фильтр должен иметь полосу пропускания до f_a и полосу заграждения выше f_a .

Предположим, что частота среза фильтра f_c выбрана равной f_a . Влияние крутизны спада АЧХ фильтра в переходной зоне за полосой пропускания иллюстрирует **Рис. 9.3, а** [9.10]. Пусть входной сигнал имеет интенсивные составляющие в полосе частот, много больших f_a . График на **Рис. 9.3, а** показывает, как компоненты частотой выше $f_s - f_a$ отражаются назад в полосу $0 < f < f_a$. Эти отражённые компоненты неотличимы от полезных сигналов и поэтому ограничивают диапазон изменения полезного сигнала значением DR (dynamic range). Динамический диапазон DR для разных задач может быть различным. Например, для высококачественной звукозаписи он составляет 96 дБ.

Чем больше динамический диапазон полезного сигнала (DR), и чем ближе частота f_a к $f_s/2$, тем выше требования к антиалинговому фильтру. ФНЧ на каждый полюс передаточной функции (на каждую единицу порядка) обеспечивает снижение АЧХ за полосой пропускания 6 дБ на октаву. То есть, чтобы при переходе от частоты 20 кГц к частоте 40 кГц АЧХ снижалась на 60 дБ (в 1000 раз) необходим ФНЧ 10-го порядка, совсем не простой и не дешёвый.

Наиболее крутой спад АЧХ за полосой пропускания имеют эллиптические фильтры. Например, эллиптический фильтр 11-го порядка LE1182 фирмы TTE обеспечивает подавление сигнала на 85 дБ на частоте $1.2f_c$.

Таким образом, увеличивая крутизну спада АЧХ фильтра мы можем снизить частоту выборки АЦП. Напротив, увеличивая частоту выборки, мы снижаем требования к качеству фильтра. Это показано на **Рис. 9.3, б**. Увеличение частоты выборки (передискретизация) в K раз при тех самых f_a и DR позволяет уменьшить необходимую крутизну фильтра. Более широкая переходная полоса $f_a < f < (Kf_s - f_a)$ позволяет выбрать более простой антиалинговую фильтр, чем для случая на **Рис. 9.3, а**.

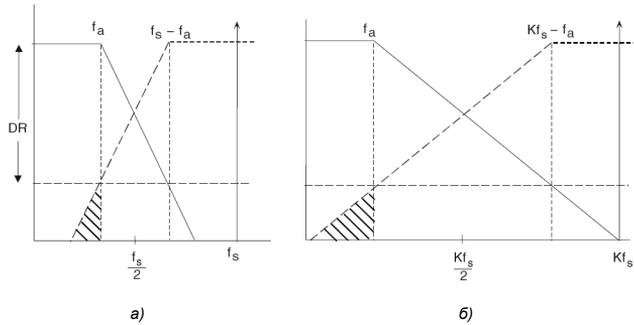


Рис. 9.3. Влияние частоты дискретизации на необходимую крутизну спада АЧХ антиалингового фильтра: а) АЧХ фильтра без передискретизации, б) АЧХ фильтра с передискретизацией.

Субдискретизация (дискретизация радиосигналов)

До сих пор мы рассматривали случай дискретизации сигнала, спектр которого лежит в полосе Найквиста (называемой также первой зоной Найквиста [9.10]). На **Рис. 9.4, а** показан как раз такой случай, когда полоса преобразуемого сигнала находится в первой зоне Найквиста, а его отражения — в других зонах.

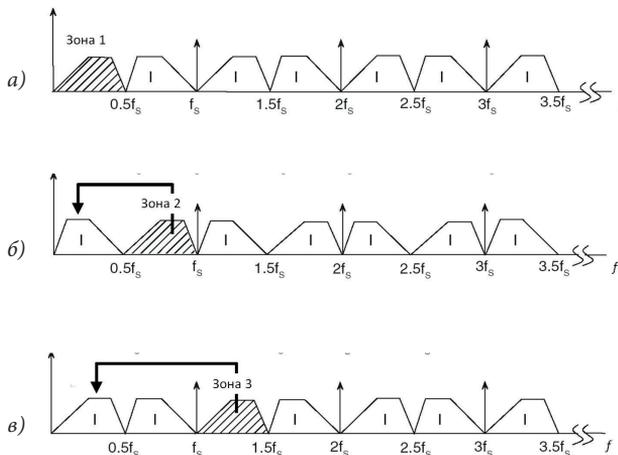


Рис. 9.4. Субдискретизация и распределение частот между зонами Найквиста: а) полоса преобразуемого сигнала находится в первой зоне, б) полоса сигнала находится во второй зоне, в) полоса сигнала находится в третьей зоне.

Рассмотрим случай, когда полоса дискретизируемого сигнала находится полностью во второй зоне Найквиста (Рис. 9.4, б). Процесс дискретизации сигнала, спектр которого находится вне первой зоны Найквиста, часто называется субдискретизацией или гармонической дискретизацией. Примечательно, что отражение, спектр которого располагается в первой зоне Найквиста, содержит всю информацию о входном сигнале, за исключением первоначального расположения и порядка расположения частотных компонент. А вот отражение в первую зону сигнала, спектр которого находится в третьей зоне Найквиста (Рис. 9.4, в) имеет тот же порядок частотных компонент, что и исходный сигнал.

Существенно, что нет никакого влияния на результат преобразования абсолютного расположения полосы дискретизируемого сигнала относительно частоты дискретизации. Единственное ограничение состоит в том, что полоса дискретизируемого сигнала должна находиться в *одной* зоне Найквиста (см. п. 2 теоремы Котельникова). Дискретизация сигналов, спектр которых располагается выше первой зоны Найквиста, стала популярной в связи с тем, что этот процесс аналогичен аналоговой демодуляции. В радиосвязи становится обычной прямая дискретизация сигналов промежуточных частот с последующей цифровой обработкой. Тем самым устраняется необходимость в аналоговых демодуляторах и фильтрах. Ясно, однако, что поскольку промежуточная частота значительно выше, чем полоса модулирующего сигнала (оггибающей), полоса пропускания входного сигнала АЦП, применяемого в таких системах, должна быть существенно выше максимальной частоты выборок. Ранние скоростные АЦП не обладали таким свойством, но в настоящее время разработчикам доступно много АЦП, пригодных для прямой дискретизации сигналов радиочастот. Например, 16-битный АЦП MAX19586 допускает максимально частоту выборки до 80 МГц. При этом его полоса полной мощности аналогового входного сигнала составляет 600 МГц.

Рассмотрим требования к антиалайзинговому фильтру для систем с субдискретизацией. На Рис. 9.5 представлен спектр сигнала во второй зоне Найквиста, центрированный относительно несущей частоты f_0 , нижняя и верхняя границы спектра которого суть f_1 и f_2 . Антиалайзинговый фильтр в данном случае — полосовой. Желательный динамический диапазон (DR) определяет ослабление в полосе задержания фильтра. Высшая переходная полоса — $f_2 < f < (2f_s - f_2)$, а низшая — $(f_s - f_1) < f < f_1$. Как и в случае дискретизации видеосигналов, требования к антиалайзинговому полосовому фильтру могут быть ослаблены за счёт выбора более высокой частоты дискретизации, но частота несущей модулированного сигнала f_0 должна также увеличиваться с тем, чтобы спектр преобразуемого сигнала находился во второй зоне Найквиста.

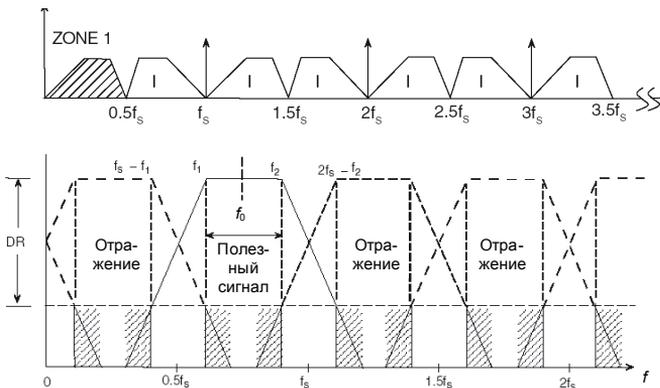


Рис. 9.5. Спектр сигнала при субдискретизации.

9.1.2. Апертурная погрешность

Рассмотрим более подробно место АЦП при выполнении операции дискретизации. Для медленно изменяющихся сигналов операцию дискретизации можно выполнять с помощью самих АЦП и совмещать таким образом с операцией квантования. Основной закономерностью такой дискретизации является то, что за счёт конечного времени одного преобразования и неопределённости момента его окончания, зависящего в общем случае от параметров входного сигнала, не удаётся получить однозначного соответствия между значениями отсчётов и моментами времени, к которым их следует отнести. В результате при работе с изменяющимися во времени сигналами возникают специфические погрешности, динамические по своей природе, для оценки которых вводят понятие *апертурной неопределённости*, характеризующейся обычно *апертурным временем*.

Апертурным временем (t_A) называют время, в течение которого сохраняется неопределённость между значением выборки и временем, к которому она относится. Эффект апертурной неопределённости проявляется либо как погрешность мгновенного значения сигнала при заданных моментах измерения, либо как погрешность момента времени, в который производится измерение при заданном мгновенном значении сигнала. При равномерной дискретизации следствием апертурной неопределённости является возникновение амплитудных погрешностей, которые называются апертурными и численно равны приращению сигнала в течение апертурного времени [9.3].

Если использовать другую интерпретацию эффекта апертурной неопределённости, то её наличие приводит к «дрожанию» истинных моментов времени, в которые берутся отсчёты сигнала, по отношению к равноотстоящим на оси времени моментам. В результате вместо равномерной дискретизации со строго постоянным периодом осуществляется дискретизация с флюктуирующим периодом повторения, что приводит к нарушению условий теоремы Котельникова и появлению уже рассмотренных апертурных погрешностей в системах цифровой обработки информации.

Такое значение апертурной погрешности можно определить, разложив выражение для исходного сигнала в ряд Тейлора в окрестностях точек отсчёта, которое для j -й точки имеет вид

$$V(t) = V(t_j) + t_A V'(t_j) + \frac{t_A^2}{2} V''(t_a) + \dots \quad (9.3)$$

и даёт в первом приближении апертурную погрешность

$$\Delta V_A(t_j) \approx t_A V'(t_j), \quad (9.4)$$

где t_A — апертурное время, которое для рассматриваемого случая является в первом приближении временем преобразования АЦП.

Обычно для оценки апертурных погрешностей используют синусоидальный испытательный сигнал $V(t) = V_m \sin \omega t$, для которого максимальное относительное значение апертурной погрешности

$$\Delta V_A / V_m = \omega t_A.$$

Если принять, что для N -битного АЦП с разрешением 2^{-N} апертурная погрешность не должна превышать шага квантования (Рис. 9.6), то между частотой сигнала (ω), апертурным временем (t_A) и относительной апертурной погрешностью имеет место соотношение

$$1/2^N = \omega t_A.$$

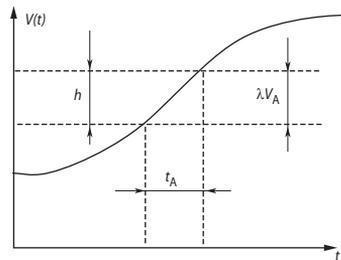


Рис. 9.6. Образование апертурной погрешности для случая, когда она равна шагу квантования.

Для обеспечения дискретизации синусоидального сигнала частотой 100 кГц с погрешностью 1% время преобразования АЦП должно быть равно 25 нс. В то же время с помощью такого быстродействующего АЦП принципиально можно дискретизировать сигналы, имеющие ширину спектра порядка 20 МГц. Таким образом, дискретизация с помощью самого АЦП приводит к существенному расхождению требований между быстродействием АЦП и периодом дискретизации. Это расхождение достигает 2...3 порядков и сильно усложняет и удорожает процесс дискретизации, так как даже для сравнительно узкополосных сигналов требует весьма быстродействующие АЦП. Для достаточно широкого класса быстро изменяющихся сигналов эту проблему решают с помощью устройств выборки-хранения, имеющих малое апертурное время.

9.1.3. Шум квантования

Реальные процессы в окружающем нас мире характеризуются непрерывно изменяющимися величинами с бесконечным числом возможных состояний. Цифровое же представление этих величин всегда дискретно, и число его возможных состояний определяется разрешающей способностью устройства. В результате различные значения входного аналогового сигнала представляются одним и тем же цифровым кодом на выходе АЦП. При этом часть информации теряется. Эта потеря представляет собой ошибку (шум) квантования. Если считать входной сигнал случайной величиной, то при идеальной характеристике преобразования АЦП разность между непрерывно изменяющимся входным сигналом и его цифровым представлением имеет равномерное распределение. Она может принимать значения в диапазоне $\pm 1/2$ LSB или $\pm q/2$, где q — ширина одного кванта [9.4].

Ошибка на j -м шаге (см. Рис. 9.7)

$$\epsilon_j = V_j - V_{IN}$$

Среднеквадратичная ошибка на j -м шаге

$$\overline{\epsilon_j^2} = \frac{1}{q} \int_{-q/2}^{q/2} \epsilon_j^2 d\epsilon = \frac{q^2}{12}$$

При равномерной дискретизации по уровню дисперсия шума квантования

$$D_N = \frac{q^2}{12} \tag{9.5}$$

Мощность синусоидального входного сигнала $V(t) = V_m \sin \omega t$, рассеиваемая на резисторе сопротивлением 1 Ом,

$$\overline{V^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t = \frac{V_m^2}{2} \tag{9.6}$$

Поскольку при двойной амплитуде входного сигнала, соответствующей полной шкале АЦП,

$$q = \frac{2V_m}{2^N} = \frac{V_m}{2^{N-1}}, \tag{9.7}$$

где N -разрядность АЦП, то отношение сигнал/шум в децибелах

$$\text{SNR} = 10 \log \frac{\frac{V_m^2}{2}}{\frac{q^2}{12}}, \tag{9.8}$$

или с учётом (9.7)

$$\text{SNR} = 6.02N + 1.76 \text{ (дБ)} \quad (9.9)$$

Формула (9.9) даёт идеальное теоретическое значение для N -битного АЦП. Она показывает, что увеличение разрядности АЦП на каждый бит увеличивает соотношение сигнал/шум примерно на 6 дБ. Практически же погрешности линейности характеристики преобразования и шумы элементов схемы понижают эту величину.

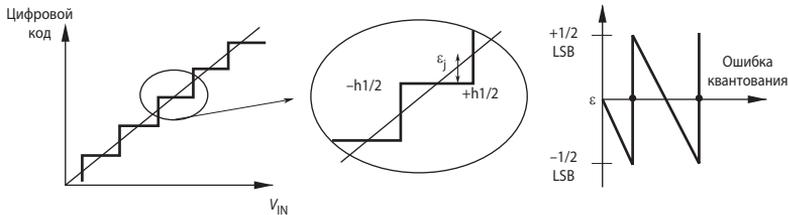


Рис. 9.7. Возникновение шума квантования.

9.1.4. Классификация АЦП

В настоящее время известно большое число методов преобразования напряжение—код. Эти методы существенно отличаются друг от друга потенциальной точностью, скоростью преобразования и сложностью аппаратной реализации. На Рис. 9.8 представлена классификация АЦП по методам преобразования.



Рис. 9.8. Классификация АЦП.

В основу классификации АЦП положен признак, указывающий на то, как во времени разворачивается процесс преобразования аналоговой величины в цифровую. В основе преобразования выборочных значений сигнала в цифровые эквиваленты лежат операции квантования и кодирования. Они могут осуществляться с помощью последовательной, параллельной либо последовательно-параллельной процедур приближения цифрового эквивалента к преобразуемой величине.

9.2. Параллельные АЦП

Параллельный АЦП был запатентован в 1946 г. Робертом Сирсом. Первый монолитный 8-битный параллельный TDC-1007J был выпущен фирмой TRW в 1979 г. АЦП этого типа осуществляют квантование сигнала одновременно с помощью набора компараторов, включённых параллельно источнику входного сигнала. На **Рис. 9.9** показана реализация параллельного метода АЦ-преобразования для 3-битного числа. С помощью трёх двоичных разрядов можно представить восемь различных чисел, включая ноль. Необходимо, следовательно, семь соответствующих эквидистантных опорных напряжений образуются с помощью резистивного делителя.

Если приложенное входное напряжение не выходит за пределы диапазона от $5/2h$, до $7/2h$, где $h = V_{REF}/7$ — квант входного напряжения, соответствующий единице младшего бита АЦП, то компараторы с 1-го по 3-й устанавливаются в состояние **1**, компараторы с 4-го по 7-й — в состояние **0** (термометрический код). Преобразование этого кода в трёхзначное двоичное число выполняет логическое устройство, называемое приоритетным шифратором, диаграмма состояний которого приведена в **Табл. 9.1**.

Таблица 9.1. Диаграмма состояний приоритетного шифратора

Входное напряжение	Состояние компараторов	Выходы		
		Q_2	Q_1	Q_0
V_{IN}/h	$K_7 K_6 K_5 K_4 K_3 K_2 K_1$			
0	0 0 0 0 0 0 0	0	0	0
1	0 0 0 0 0 0 1	0	0	1
2	0 0 0 0 0 1 1	0	1	0
3	0 0 0 0 1 1 1	0	1	1
4	0 0 0 1 1 1 1	1	0	0
5	0 0 1 1 1 1 1	1	0	1
6	0 1 1 1 1 1 1	1	1	0
7	1 1 1 1 1 1 1	1	1	1

Как видно из этой таблицы, приоритетный шифратор преобразует термометрический код в двоичный. Подключение приоритетного шифратора непосредственно к выходу АЦП может привести к ошибочному результату при считывании выходного кода. Рассмотрим, например, переход от трёх к четырём, или в двоичном коде от 011_2 к 100_2 . Если старший бит вследствие меньшего времени задержки изменит своё состояние раньше других битов, то временно на выходе возникнет число 111_2 , т. е. семь. Величина ошибки в этом случае составит половину измеряемого диапазона. Так как результаты АЦ-преобразования записываются, как правило, в запоминающее устройство, существует вероятность получить полностью неверную величину. Решить эту проблему можно,

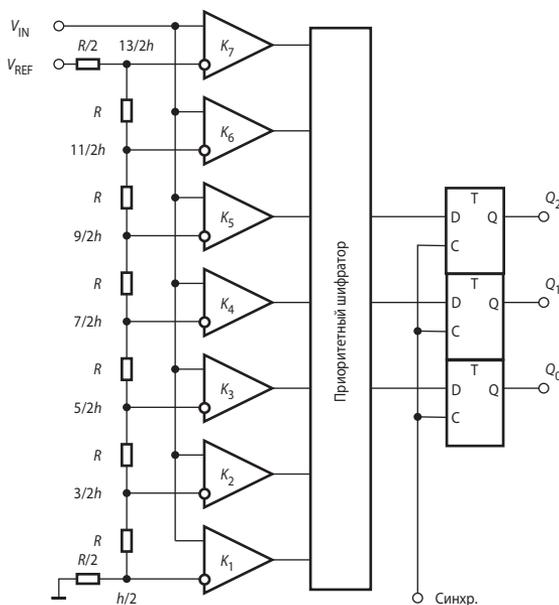


Рис. 9.9. Схема параллельного АЦП.

например, с помощью устройства выборки-хранения. Некоторые параллельные АЦП, например МАХ100, снабжаются сверхскоростными УВХ, имеющими время выборки порядка 0.1 нс. Другой путь состоит в использовании кода Грея, характерной особенностью которого является изменение только одной кодовой позиции при переходе от одного кодового значения к другому. Наконец, в некоторых АЦП (например, МАХ1151) для снижения вероятности сбоев при параллельном АЦ-преобразовании используется двухтактный цикл, когда сначала состояния выходов компараторов фиксируются, а затем, после установления состояния приоритетного шифратора, подачей активного фронта на синхровход выходного регистра в него записывают выходное слово АЦП.

Как видно из Табл. 9.1, при увеличении входного сигнала компараторы устанавливаются в состояние 1 по очереди — снизу вверх. Такая очерёдность не гарантируется при быстром нарастании входного сигнала, так как из-за различия во времена задержки компараторы могут переключаться в другом порядке. Приоритетное кодирование позволяет избежать ошибки, возможной из-за этого обстоятельства, поскольку единицы в младших битах не принимаются во внимание шифратором.

Благодаря одновременной работе компараторов параллельный АЦП ещё совсем недавно являлся самым быстрым. Например, восьмибитный преобразователь МАХ108 позволяет получить 1.5 млрд отсчётов в секунду при времени задержки прохождения сигнала не более 2.2 нс. Недостатком этой схемы является высокая сложность. Действительно, N -битный параллельный АЦП содержит $2^N - 1$ компараторов и 2^N согласованных резисторов. Следствием этого является высокая стоимость (сотни долларов США) и значительная потребляемая мощность. Тот же МАХ108 потребляет свыше 5 Вт.

Интересная разновидность параллельного АЦП — 10-битный AD9060, он содержит 512 компараторов, выполняющих преобразование для 9 старших битов. Значение младшего значащего бита определяется специальной схемой интерполяции между смежными компараторами. В настоящее время в приложениях требующих высокого быстродействия параллельные АЦП практически полностью вытеснены конвейерными.

9.3. Последовательно-параллельные АЦП

Последовательно-параллельные АЦП являются компромиссом между стремлением получить высокое быстродействие и желанием сделать это по возможности меньшей ценой. Последовательно-параллельные АЦП занимают промежуточное положение по разрешающей способности и быстродействию между параллельными АЦП и АЦП последовательного приближения. Последовательно-параллельные АЦП подразделяют на многоступенчатые, конвейерные и многотактные.

9.3.1. Многоступенчатые АЦП

В многоступенчатом АЦП процесс преобразования входного сигнала разделён в пространстве. В качестве примера на Рис. 9.10 представлена схема двухступенчатого 8-битного АЦП. Верхний по схеме АЦП осуществляет грубое преобразование сигнала в четыре старших бита выходного кода. Цифровые сигналы с выхода АЦП поступают на выходной регистр и одновременно на вход 4-битного быстродействующего ЦАП. Во

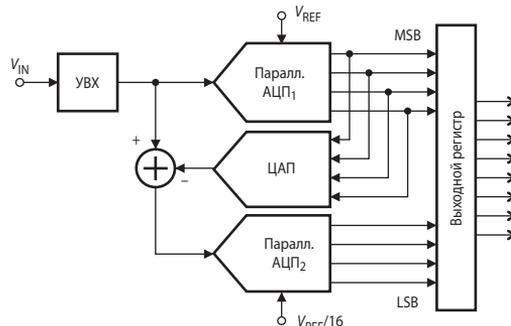


Рис. 9.10. Структурная схема двухступенчатого АЦП.

многих многоступенчатых АЦП (AD9042, AD9070 и др.) этот ЦАП выполнен по схеме суммирования токов на дифференциальных переключателях, но некоторые (AD775, AD9040A и др.) содержат ЦАП с суммированием напряжений. Остаток от вычитания выходного напряжения ЦАП из входного напряжения схемы поступает на вход АЦП₂, опорное напряжение которого в 16 раз меньше, чем у АЦП₁. Как следствие, квант АЦП₂ в 16 раз меньше кванта АЦП₁. Этот остаток, преобразованный АЦП₂ в цифровую форму представляет собой четыре младших бита выходного кода. Различие между АЦП₁ и АЦП₂ заключается, прежде всего, в требовании к точности: у АЦП₁ и у ЦАП точность должна быть такой же, как у 8-битного преобразователя, в то время как АЦП₂ может иметь точность 4-битного.

Грубо приближённая и точная величины должны, естественно, соответствовать одному и тому же входному напряжению $V_{IN}(t)$. Из-за наличия задержки сигнала в первой ступени возникает, однако, временное запаздывание. Поэтому при использовании этого способа входное напряжение необходимо поддерживать постоянным с помощью устройства выборки-хранения до тех пор, пока не будет получено всё число.

Проблема обеспечения необходимой точности преобразования может решаться двумя способами. Первый способ заключается в индивидуальной подгонке параметров на открытом кристалле с помощью лазера, что обходится довольно дорого. Другой способ состоит в использовании АЦП и ЦАП избыточной разрядности. Преобразователь оснащается однократно программируемым ПЗУ, которое, по существу, представляет собой преобразователь двоичного кода. При тестировании изготовленной микросхемы фиксируются значения исходного выходного кода, соответствующие определённым уровням аналогового входного сигнала, задаваемым внешним прецизионным ЦАП. Этим кодам, имеющим избыточную разрядность, сопоставляются значения конечного выходного кода, зашиваемого в ПЗУ по адресам, совпадающим с исходным выходным кодом. Несмотря на усложнение АЦП за счёт введения дополнительных аналоговых и цифровых узлов, этот способ применяется очень широко. Например, 12-битный 4-ступенчатый AD9224 содержит 4 АЦП общей разрядностью 15 бит: один 5-битный, один 4-битный и два 3-битных.

9.3.2. Конвейерные АЦП

Быстродействие многоступенчатого АЦП можно повысить, применив конвейерный принцип многоступенчатой обработки входного сигнала. В обыкновенном многоступенчатом АЦП (Рис. 9.10) вначале происходит формирование старших битов выходного слова преобразователем АЦП₁, а затем идёт период установления выходного сигнала ЦАП. На этом интервале АЦП₂ простаивает. На втором этапе во время преобразования остатка преобразователем АЦП₂ простаивает АЦП₁. Введя элементы задержки аналогового и цифрового сигналов между ступенями преобразователя, получим конвейерный АЦП, схема 8-битного варианта которого приведена на Рис. 9.11.

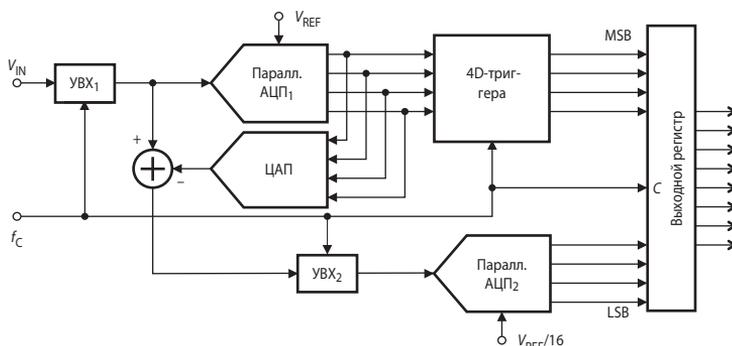


Рис. 9.11. Структурная схема конвейерного АЦП.

Роль аналогового элемента задержки выполняет устройство выборки-хранения УВХ₂, а цифрового — четыре D -триггера. Триггеры задерживают передачу старшего полубайта в выходной регистр на один период тактового сигнала CLK .

Сигналы выборки, формируемые из тактового сигнала, поступают на УВХ₁ и УВХ₂ в разные моменты времени (Рис. 9.12). УВХ₂ переводится в режим хранения позже, чем УВХ₁, на время, равное суммарной задержке распространения сигнала через АЦП₁ и ЦАП. Задний фронт тактового сигнала управляет записью кодов в D -триггеры и выходной регистр. Полная обработка входного сигнала занимает около двух периодов CLK , но частота появления новых значений выходного кода равна частоте тактового сигнала.

Таким образом, конвейерная архитектура позволяет существенно (в несколько раз) повысить максимальную частоту выборок многоступенчатого АЦП. То, что при этом сохраняется суммарная задержка прохождения сигнала, соответствующая обычному многоступенчатому АЦП с равным числом ступеней, не имеет существенного значения, так как время последующей цифровой обработки этих сигналов всё равно многократно превосходит эту задержку. За счёт этого можно без проигрыша в быстродействии увеличить число ступеней АЦП, понизив разрядность каждой ступени. В свою очередь, увеличение числа ступеней преобразования уменьшает сложность АЦП. Действительно, например, для построения 12-битного АЦП из четырёх 3-битных необходимо 28 компараторов, тогда как его реализация из двух 6-битных требует 126 компараторов.

Поскольку производительность конвейерного АЦП практически не зависит от числа ступеней, логично с целью упрощения и удешевления использовать в его схеме одноканальные АЦП и ЦАП. Примером такого АЦП может служить 12-битный ADC12181 фирмы National Semiconductor. Преобразовательное ядро этого АЦП имеет 15 каскадно-соединённых одноканальных ступеней, каждая из которых включает компаратор КН в качестве одноканального АЦП, аналоговый ключ S в качестве одноканального ЦАП, дифференциальный усилитель с коэффициентом усиления 2 и УВХ (Рис. 9.13). На вход усилителя поступает входное напряжение ступени $V_{IN}(k)$, если это напряжение меньше опорного (V_{REF}), и разность $V_{IN}(k) - V_{REF}$, если больше. Выходной уровень компаратора представляет собой значение k -го бита. Выходное напряжение ступени $V_{OUT}(k)$ является входным напряжением $(k + 1)$ -й ступени. Биты поступают в цифровую часть преобразователя, где производится коррекция ошибок и формируется 12-битный выходной код.

Преобразователь содержит автокалибровочный модуль, который активизируется при включении питания. В процессе калибровки преобразовательное ядро переводится в специальный режим работы, чтобы выявить неустраняемые погрешности и определить поправочные коэффициенты. Эти коэффициенты помещаются в ОЗУ.

Конвейерную архитектуру имеет большое количество выпускаемых в настоящее время многоступенчатых АЦП. В частности, 2-ступенчатый 10-битный ADC10030, выполняющий до 30 млн преобразований в секунду (Мвыб./с), 4-ступенчатый 12-битный CLC5958 (70 Мвыб./с), 3-ступенчатый 14-битный AD6644 (80 Мвыб./с) и др. При выборе конвейер-

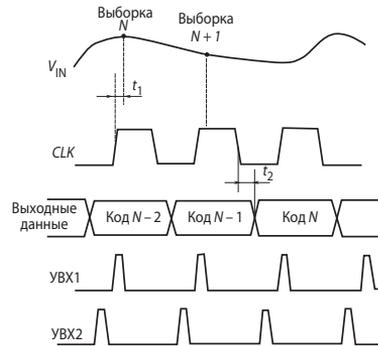


Рис. 9.12. Диаграммы работы конвейерного АЦП.

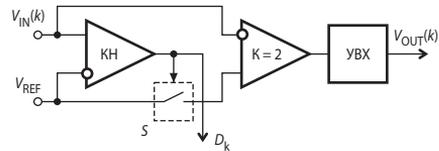


Рис. 9.13. Схема ступени конвейерного АЦП.

ного АЦП следует иметь в виду, что многие из них не допускают работу с низкой частотой выборок. Например, изготовитель не рекомендует работу AD9040A с частотой преобразований менее 10 Мвыб./с, 3-ступенчатого 12-битного AD9022 — с частотой менее 2 Мвыб./с и т. д. Это вызвано тем, что внутренние УВХ имеют довольно высокую скорость разряда конденсаторов хранения, поэтому работа с большим тактовым периодом приводит к значительному изменению преобразуемого сигнала в ходе преобразования и, как следствие, к ошибкам преобразования. Если управление процессом преобразования организовано таким образом, что по приходе тактового импульса формируется серия синхроимпульсов, управляющих последовательностью полного конвейерного преобразования отдельной выборки, то в таком случае частота выборок конвейерного АЦП может быть сколь угодно низкой. Таков, например, 12-битный AD9034.

9.3.3. Многотактные последовательно-параллельные АЦП

Рассмотрим пример 8-битного последовательно-параллельного АЦП, относящегося к типу многотактных (Рис. 9.14). Здесь процесс преобразования разделён во времени. Преобразователь состоит из 4-битного параллельного АЦП, квант h которого определяется величиной опорного напряжения, 4-битного ЦАП и устройства управления. Если максимальный входной сигнал равен 2.56 В, то в первом такте преобразователь работает с шагом квантования $h_1 = 0.16$ В. В это время входной код ЦАП равен нулю. Устройство управления пересылает слово, полученное от АЦП в первом такте, в четыре старших бита выходного регистра, подаёт это слово на вход ЦАП и уменьшает в 16 раз опорное напряжение АЦП. Таким образом, во втором такте шаг квантования $h_2 = 0.01$ В, и остаток, образовавшийся при вычитании из входного напряжения схемы выходного напряжения ЦАП, будет преобразован в младший полубайт выходного слова.

Очевидно, что используемые в этой схеме 4-битные АЦП и ЦАП должны обладать 8-битной точностью, в противном случае возможен пропуск кодов, т. е. при монотонном нарастании входного напряжения выходной код АЦП не будет принимать некоторые значения из своей шкалы. Так же, как и в предыдущем преобразователе, входное напряжение многотактного АЦП во время преобразования должно быть неизменным, для чего между его входом и источником входного сигнала следует включить устройство выборки-хранения.

Быстродействие рассмотренного многотактного АЦП определяется полным временем преобразования 4-битного АЦП, временем срабатывания цифровых схем управления, временем установления ЦАП с погрешностью, не превышающей 0.2...0.3 кванта 8-битного АЦП, причём время преобразования АЦП входит в общее время преобразования дважды. В результате при прочих равных условиях преобразователь такого типа оказывается медленнее двухступенчатого преобразователя, рассмотренного выше. Однако он проще и дешевле. По быстродействию многотактные АЦП занимают промежуточное положение между многоступенчатыми АЦП и АЦП последовательного приближения. Примерами многотактных АЦП являются трёхтактный 12-битный AD7886 с временем преобразования 1 мкс, или трёхтактный 16-битный AD1382 с временем преобразования 2 мкс. В настоящее время многотактная архитектура не считается перспективной, и в новых моделях ИМС АЦП не используется.

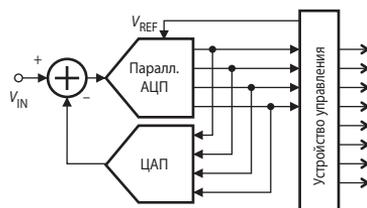


Рис. 9.14. Структурная схема двухтактного АЦП.

9.4. Последовательные АЦП

9.4.1. АЦП последовательного счёта

АЦП последовательного счёта для телефонии (по сути дела, первый электронный АЦП) был запатентован в 1939 г. Алексом Ривзом. Этот преобразователь является типичным примером последовательных АЦП с единичными приближениями и состоит из компаратора, счётчика и цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) (Рис. 9.15, а). На один вход компаратора поступает входной сигнал, а на другой — сигнал обратной связи. Работа преобразователя начинается с прихода импульса запуска, который включает счётчик, суммирующий число импульсов, поступающих от генератора тактовых импульсов ГТИ. Выходной код счётчика подаётся на ЦАП, осуществляющий его преобразование в напряжение обратной связи (V_{FB}). Процесс преобразования продолжается до тех пор, пока напряжение обратной связи не сравняется с входным напряжением, после чего переключится компаратор, который своим выходным сигналом прекратит поступление тактовых импульсов на счётчик (Рис. 9.15, б). Переход выхода компаратора из 1 в 0 означает завершение процесса преобразования. Выходной код, пропорциональный входному напряжению в момент окончания преобразования, считывается с выхода счётчика.

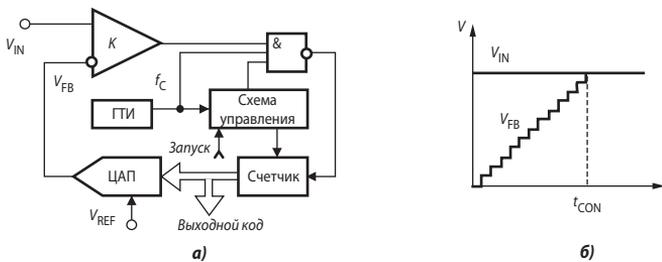


Рис. 9.15. АЦП последовательного счёта: а) структурная схема, б) временная диаграмма процесса преобразования.

Время преобразования АЦП этого типа является переменным и определяется входным напряжением. Его максимальное значение соответствует максимальному входному напряжению и при разрядности двоичного счётчика N и частоте тактовых импульсов f_C равно

$$t_{\text{CON(max)}} = (2^N - 1)/f_C. \quad (9.10)$$

Например, при $N = 10$ и $f_C = 1$ МГц $t_{\text{CON(max)}} = 1023$ мкс, что обеспечивает максимальную частоту выборок порядка 1 кГц.

Статическая погрешность преобразования определяется суммарной статической погрешностью используемых ЦАП и компаратора. Частоту счётных импульсов необходимо выбирать с учётом завершения переходных процессов в них.

При работе без устройства выборки-хранения апертурное время совпадает с временем преобразования. Как следствие, результат преобразования сильно зависит от пульсаций входного напряжения. При наличии высокочастотных пульсаций среднее значение выходного кода нелинейно зависит от среднего значения входного напряжения. Это означает, что АЦП данного типа без устройства выборки-хранения пригодны для работы с постоянными или медленно изменяющимися напряжениями, которые за время преобразования изменяются не более, чем на значение кванта преобразования.

Таким образом, особенностью АЦП последовательного счёта является небольшая частота дискретизации, достигающая нескольких кГц. Достоинством АЦП данного

класса является сравнительная простота построения, определяемая последовательным характером выполнения процесса преобразования. В настоящее время такие АЦП не изготавливаются в виде отдельных микросхем, однако входят в состав микросхем для управления электродвигателями, например, ADMC330.

9.4.2. АЦП последовательного приближения

Преобразователь последовательного приближения, называемый в литературе также *АЦП с побитным уравниванием*, в настоящее время является одним из наиболее распространённых вариантов последовательных АЦП. Он был изобретён Бернардом Гордоном (США) более 50 лет назад. Первый коммерческий АЦП этого типа, разработанный Б. Гордоном в 1954 г., 11-битный «Datrac», выполненный на электронных лампах, обеспечивал частоту преобразования 50 кГц, весил 67,5 кг, потреблял 500 Вт и стоил \$8500. Среди знаменательных приборов этого типа следует также отметить 12-битный двухкристалльный AD574 (отечественный аналог — 1108ПВ2), разработанный в 1978 г. Питером Холлоуэем. С 1985 г. AD574 выпускается уже в виде однокристалльной ИМС. Этот АЦП, имеющий время преобразования 35 мкс и бывший долгое время, по существу, промышленным стандартом, и сегодня фигурирует в каталоге фирмы Analog Devices.

В основе работы этого класса преобразователей лежит принцип *дихотомии*, т. е. последовательного сравнения измеряемой величины с $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{8}$ и т. д. от её возможного максимального значения. Это позволяет для N -битного АЦП последовательного приближения выполнить весь процесс преобразования за N последовательных шагов (итераций) вместо $2^N - 1$ при использовании последовательного счёта и получить существенный выигрыш в быстродействии. Так, уже при $N = 10$ этот выигрыш достигает 100 раз и позволяет получить с помощью таких АЦП до $10^5 \dots 10^7$ преобразований в секунду. В то же время статическая погрешность этого типа преобразователей, определяемая в основном используемым в нём ЦАП, может быть очень малой, что позволяет реализовать разрешающую способность до 18 бит при частоте выборок до 200 кГц (например, DSP101 фирмы Burr-Brown).

Рассмотрим принципы построения и работы АЦП последовательного приближения на примере классической структуры (Рис. 9.16, а) 4-битного преобразователя, состоящего из трёх основных узлов: компаратора, регистра последовательного приближения (РПП) и ЦАП.

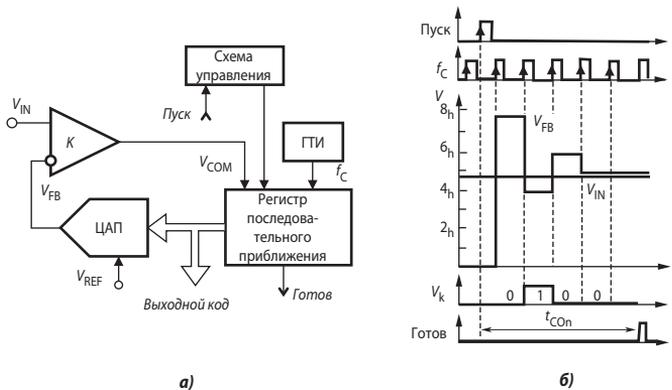


Рис. 9.16. АЦП последовательного приближения: а) структурная схема; б) временные диаграммы.

После подачи команды «Пуск» с приходом первого тактового импульса РПП принудительно задаёт на входе ЦАП код, равный половине его шкалы (для 4-битного ЦАП это $1000_2 = 8_{10}$). Благодаря этому напряжение V_{FB} на выходе ЦАП (Рис. 9.16, б)

$$V_{FB} = 2^3 h,$$

где h — квант выходного напряжения ЦАП, соответствующий единице младшего бита (LSB). Эта величина составляет половину возможного диапазона преобразуемых сигналов. Если входное напряжение больше, чем эта величина, то на выходе компаратора устанавливается **1**, если меньше, то **0**. В этом последнем случае схема управления должна переключить старший бит d_3 обратно в нулевое состояние. Непосредственно вслед за этим остаток

$$V_{IN} - d_3 \cdot 2^3 \cdot h$$

таким же образом сравнивается с ближайшим младшим битом и т. д. После четырёх подобных выравнивающих шагов в регистре последовательного приближения оказывается двоичное число, из которого после цифро-аналогового преобразования получается напряжение, соответствующее V_{IN} с точностью до 1 LSB. Выходное число может быть считано с РПП в виде параллельного-двоичного кода по N линиям. Кроме того, в процессе преобразования на выходе компаратора, как это видно из Рис. 9.16, б, формируется выходное число в виде последовательного кода старшими битами вперёд.

Точность АЦП последовательного приближения определяется точностью источника опорного напряжения, компаратора и, главным образом, точностью ЦАП. В современных АЦП используются параллельные ЦАП на переключаемых конденсаторах (с суммированием заряда). Обеспечить монотонность их характеристик преобразования очень непросто. Как следствие, АЦП высокого разрешения могут иметь пропуски кодов. Например, двухканальный 18-битный аудиоАЦП PCM1750 не обеспечивает даже 16-битного разрешения без пропуска кодов.

Быстродействие АЦП данного типа определяется суммой времени установления (t_{AS}) ЦАП до стационарного значения с погрешностью, не превышающей 0.5 LSB, времени переключения компаратора (t_{COM}) и задержки распространения сигнала в регистре последовательного приближения (t_D). Сумма $t_{COM} + t_D$ является величиной постоянной, а t_{AS} уменьшается с уменьшением веса бита. Следовательно, для определения младших битов может быть использована более высокая тактовая частота. При побитной вариации f_C возможно уменьшение времени преобразования t_{CON} на 40%. Для этого в состав АЦП может быть включён контроллер.

При работе без устройства выборки-хранения апертурное время равно времени между началом и фактическим окончанием преобразования, которое так же, как и у АЦП последовательного счёта, зависит от входного сигнала, т. е. является переменным. Возникающие при этом апертурные погрешности носят также нелинейный характер. Поэтому для эффективного использования АЦП последовательного приближения между его входом и источником преобразуемого сигнала следует обязательно включать УВХ. Большинство выпускаемых в настоящее время АЦП последовательного приближения (например, 12-битный MAX191, 16-битный AD7882 и др.), имеют встроенные устройства выборки-хранения или, чаще, устройства слежения-хранения (track-hold), управляемые сигналом запуска АЦП. Устройство слежения-хранения отличается тем, что постоянно находится в режиме выборки, переходя в режим хранения только на время преобразования сигнала.

Данный класс АЦП занимает промежуточное положение по быстродействию, стоимости и разрешающей способности между последовательно-параллельными и интегрирующими АЦП и находит широкое применение в системах управления, контроля и цифровой обработки сигналов. Промышленность изготавливает сотни моделей АЦП последовательного приближения разрядностью от 8 до 20 и с быстродействием до 10 МПс.

9.5. Интегрирующие АЦП

Недостатком рассмотренных выше последовательных АЦП является низкая помехоустойчивость результатов преобразования. Действительно, выборка мгновенного значения входного напряжения, обычно включает слагаемое в виде мгновенного значения помехи. Впоследствии при цифровой обработке последовательности выборок эта составляющая может быть подавлена, однако на это требуется время и вычислительные ресурсы. В АЦП, рассмотренных ниже, входной сигнал интегрируется либо непрерывно, либо на определённом временном интервале, длительность которого обычно выбирается кратной периоду помехи. Это позволяет во многих случаях подавить помеху ещё на этапе преобразования. Платой за это является пониженное быстродействие интегрирующих АЦП.

9.5.1. АЦП многотактного интегрирования

АЦП многотактного интегрирования был изобретён в 1957 г. Росвелом Гилбертом и сразу же стал основой для цифровых вольтметров высокой точности. Прорывом в этой области техники стала разработка в середине 70-х годов прошлого века Л. Эвансом и Д. Бингемом (США) однокристалльного АЦП двухтактного интегрирования ICL7106 (отечественный аналог — 572ПВ2), который и сегодня выпускается многими фирмами. Варианты этого АЦП являются «мозгом» современных цифровых мультиметров.

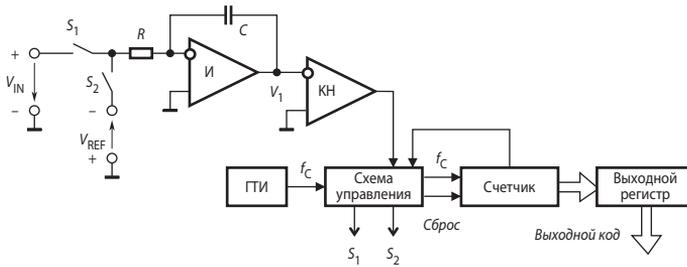


Рис. 9.17. Упрощённая схема АЦП двухтактного интегрирования.

Упрощённая схема АЦП, работающего в два основных такта (АЦП двухтактного интегрирования), приведена на Рис. 9.17. Преобразование проходит две стадии: стадию интегрирования и стадию счёта. В начале первой стадии ключ S_1 замкнут, а ключ S_2 разомкнут. Интегратор И интегрирует входное напряжение V_{IN} . Время интегрирования входного напряжения (t_1) постоянно; в качестве таймера используется счётчик с коэффициентом пересчёта $K_{СЧ}$, так что

$$t_1 = \frac{K_{СЧ}}{f_C}. \tag{9.11}$$

К моменту окончания интегрирования выходное напряжение интегратора составляет

$$V_I(t_1) = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_1} V_{IN}(t) dt = -\frac{V_{IN(av)} K_{СЧ}}{f_C RC}. \tag{9.12}$$

где $V_{IN(av)}$ — среднее за время t_1 входное напряжение. После окончания стадии интегрирования ключ S_1 размыкается, а ключ S_2 замыкается и опорное напряжение V_{REF} поступает на вход интегратора. При этом выбирается опорное напряжение, противоположное по знаку входному напряжению. На стадии счёта выходное напряжение интегратора линейно уменьшается по абсолютной величине, как показано на Рис. 9.18.

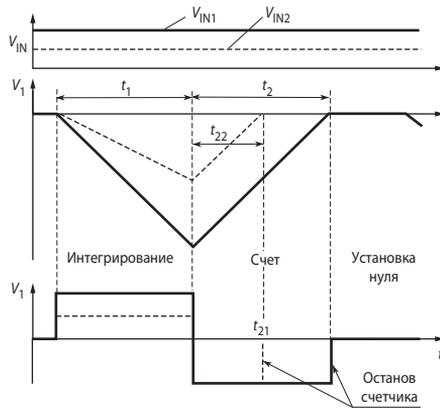


Рис. 9.18. Временные диаграммы работы АЦП двухтактного интегрирования.

Стадия счёта заканчивается, когда выходное напряжение интегратора переходит через ноль. При этом компаратор К переключается, и счёт останавливается. Интервал времени, в котором проходит стадия счёта, определяется уравнением

$$V_1(t_1) + \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_1+t_2} V_{\text{REF}} dt = 0. \quad (9.13)$$

Подставив значение $V_1(t_1)$ из (9.12) в (9.13) с учётом того, что

$$t_2 = \frac{n_2}{f_C}, \quad (9.14)$$

где n_2 — содержимое счётчика после окончания стадии счёта, получим результат

$$n_2 = \frac{V_{\text{IN(av)}} K_{\text{СЧ}}}{V_{\text{REF}}}. \quad (9.15)$$

Из этой формулы следует, что отличительной особенностью метода многотактного интегрирования является то, что ни тактовая частота, ни постоянная интегрирования RC не влияют на результат. Необходимо только потребовать, чтобы тактовая частота в течение времени $t_1 + t_2$ оставалась постоянной. Это можно обеспечить при использовании простого тактового генератора, поскольку существенные временные или температурные дрейфы частоты происходят за время, несопоставимо большее, чем время преобразования.

При выводе выражений (9.11)...(9.15) мы видели, что в окончательный результат входят не мгновенные значения преобразуемого напряжения, а только значения, усреднённые за время t_1 . Поэтому переменное напряжение ослабляется тем сильнее, чем выше его частота.

Определим коэффициент передачи помехи K_N для АЦП двухтактного интегрирования. Пусть на вход интегратора поступает гармонический сигнал единичной амплитуды частотой f с произвольной начальной фазой ϕ . Среднее значение этого сигнала за время интегрирования t_1 равно

$$V_{\text{AV}} = \frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} \sin(2\pi ft + \phi) dt = \frac{\sin(\pi ft_1 + \phi) \sin \pi ft_1}{\pi ft_1}. \quad (9.16)$$

Эта величина достигает максимума по модулю при $\phi = \pm\pi k$, $k = 0, 1, 2, \dots$. В этом случае

$$K_{\Pi} = \left| \frac{\sin^2 \pi f t_1}{\pi f t_1} \right|. \quad (9.17)$$

Из (9.17) следует, что переменное напряжение, период которого в целое число раз меньше t_1 , подавляется совершенно (Рис. 9.19). Поэтому целесообразно выбрать тактовую частоту такой, чтобы произведение $K_{СЧ} f_{С}$ было бы равным или кратным периоду напряжения промышленной сети.

Автоматическая коррекция нуля. Преобразование биполярных входных сигналов

Как следует из (9.15), статическая точность АЦП многотактного интегрирования определяется только точностью источника опорного напряжения и смещением нуля интегратора и компаратора, которые суммируются с опорным напряжением. Смещение нуля можно устранить автоматической компенсацией. Для этого в цикл преобразования вводят дополнительную стадию установки нуля (см. Рис. 9.18), во время которой интегратор отключается от источников сигналов и совместно с компаратором охватывается глубокой отрицательной обратной связью, как это показано на Рис. 9.20. Здесь в качестве компаратора используется ОУ. Между интегратором и входом АЦП включён неинвертирующий повторитель в качестве буферного усилителя Б.

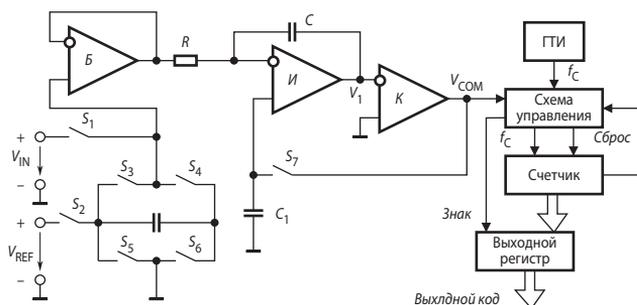


Рис. 9.20. АЦП двухтактного интегрирования с автоматической компенсацией смещения нуля.

В фазе автоматической компенсации нуля ключи S_1, S_3, S_5 разомкнуты, а ключи S_2, S_4, S_6, S_7 — замкнуты. Поэтому интегратор, компаратор и буферный усилитель образуют повторитель напряжения, выходное напряжение которого ($V_{СОМ}$) подаётся на конденсатор автоматической компенсации C_1 . Входное напряжение буферного усилителя равно нулю, а выходное — его смещению нуля (V_{0B}). После окончания переходных процессов на конденсаторе C_1 установится напряжение, равное $V_{OFB} + V_{0B}$, где V_{OFB} — смещение нуля интегратора. Одновременно конденсатор C_{REF} заряжается от источника опорного напряжения.

На стадии интегрирования входного напряжения ключи S_4 и S_7 размыкаются, а S_1 — замыкается. Так как на это время напряжение на конденсаторе C_1 запоминается, смещение нуля в течение фазы интегрирования компенсируется. При этом дрейф нуля определяется только кратковременной нестабильностью, которая очень мала. То же самое сохраняется на стадии счёта.

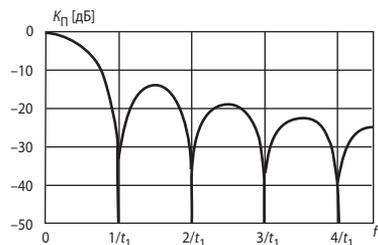


Рис. 9.19. Амплитудно-частотная характеристика коэффициента подавления помех АЦП двухтактного интегрирования.

Поскольку в контуре компенсации смещения нуля последовательно включены два усилителя, то легко могут возникнуть автоколебания. Для стабилизации последовательно с ключом S_7 следует включить резистор.

После окончания фазы интегрирования схема управления анализирует выходное напряжение компаратора. Если среднее значение входного напряжения положительно, то на выходе компаратора устанавливается напряжение ВЫСОКОГО уровня. В этом случае одновременно с размыканием ключа S_1 замыкаются ключи S_4 и S_5 , подключая ко входу буферного усилителя конденсатор C_{REF} с сохранённым на нём опорным напряжением, причём так, что это напряжение имеет полярность, противоположную полярности источника опорного напряжения. Если среднее значение входного напряжения отрицательно, то на выходе компаратора устанавливается напряжение НИЗКОГО уровня. Тогда замыкаются ключи S_3 и S_6 , подключая к входу буферного усилителя опорный конденсатор другими полюсами. В обоих случаях в стадии счёта происходит изменение напряжения интегратора $V_1(t)$ в направлении, противоположном тому, которое имело место в стадии интегрирования. Одновременно схема управления формирует код знака. Таким образом, в простейшем случае выходной код АЦП представляет собой прямой код со знаком.

Интегральные АЦП многотактного интегрирования изготавливаются в виде полупроводниковых ИМС. Можно различить две главные группы:

- *схемы с параллельным или последовательным выходом* для сопряжения с микропроцессорами (например, ICL7109, выходное слово которого включает 12 битов плюс знак в параллельном 14- или 8-битном коде, или 18-битный (плюс знак) MAX132 с последовательным интерфейсом);
- *схемы с двоично-десятичными счётчиками с дешифраторами* для управления семи-сегментными индикаторами, в том числе мультиплексированными. Такие АЦП применяются в качестве основы для цифровых вольтметров. Примерами могут служить ICL7106 с диапазоном ± 2000 отсчётов или ICL7135 (отечественный аналог — 572ПВ6) с диапазоном $\pm 40\,000$ отсчётов.

9.5.2. Сигма-дельта-АЦП

АЦП многотактного интегрирования имеют ряд недостатков. Во-первых, нелинейность переходной статической характеристики ОУ, на котором выполняют интегратор, заметным образом сказывается на интегральной нелинейности характеристики преобразования АЦП высокого разрешения. Для уменьшения влияния этого фактора АЦП изготавливают многотактными. Например, 13-битный AD7550 выполняет преобразование в четыре такта. Другим недостатком этих АЦП является то обстоятельство, что интегрирование входного сигнала занимает в цикле преобразования только приблизительно треть часть. Две трети цикла преобразователь не принимает входной сигнал. Это ухудшает помехоподавляющие свойства интегрирующего АЦП. В-третьих, АЦП многотактного интегрирования должен быть снабжён довольно большим количеством внешних резисторов и конденсаторов с высококачественным диэлектриком, что значительно увеличивает место, занимаемое преобразователем на плате и, как следствие, усиливает влияние помех и увеличивает стоимость изделия.

Эти недостатки во многом устранены в конструкции сигма-дельта-АЦП (в ранней литературе эти преобразователи назывались АЦП с уравниванием или балансом зарядов). Своим названием эти преобразователи обязаны наличием в них двух блоков: вычислителя разности (обозначение операции — Δ) и интегратора (обозначение операции — Σ).

Основная концепция, лежащая в основе сигма-дельта-АЦП — использование обратной связи для повышения эффективной разрешающей способности АЦП. Ранее описание этой концепции дано в патенте С. Катлера, который был зарегистрирован в 1954 г. Его система, названная дельта-модулятором, была основана на вычислении и вычитании из входного сигнала ошибки квантования АЦП низкого разрешения, помещённого в пря-

мую ветвь петли обратной связи. В 1962 г. Х. Иносе, И. Ясуда и Дж. Мураками предложили включить перед АЦП ФНЧ. В простейшем случае результирующая система содержала интегратор в прямой ветви петли обратной связи, завершаемой компаратором (1-битным АЦП), а цепь обратной связи содержала только 1-битный ЦАП. Так как эта система содержала дельта-модулятор и интегратор, они назвали её дельта-сигма модулятором, где «сигма» обозначила суммирование, выполненное интегратором (дельта-сигма и сигма-дельта суть синонимы; принято считать правомерным употребление обоих терминов). Основным смыслом этого нововведения — перенос большей части энергии ошибки (деформирование спектра шума) в область высоких частот, где она впоследствии подавляется цифровым ФНЧ.

За 50 с лишним лет, начиная с первого описания, сигма-дельта-АЦП изменился много раз и во многих направлениях. В 1969 г. Д. Гудмен включил на выходе сигма-дельта-модулятора цифровой фильтр и дециматор. Важное изменение было предложено в 1977 г. Дж. Ритчи. Он предложил использовать несколько интеграторов в каскаде в цепи прямой связи, чтобы создать более высокий порядок фильтра петли для дополнительного снижения уровня шума в полосе сигнала.

Долгие годы сигма-дельта-АЦП оставались дорогостоящими экзотическими приборами, т. к. они требовали применения сложной цифровой части (по существу, встроенного цифрового процессора сигналов). Ещё в начале 90-х годов прошлого века двухкристалльный 24-битный CS5322 стоил \$269. Но уже в 1992 г. фирма Analog Devices начинает выпуск семейства однокристалльных 24-битных АЦП AD771х по вполне доступной цене.

Сигма-дельта-АЦП используются ныне во многих приложениях, где требуются дешёвые экономичные АЦП низкого и умеренного быстродействия с высоким разрешением.

В настоящее время изготавливаются две группы сигма-дельта-АЦП:

- низкочастотные АЦП высокого разрешения (16...24 бит) для измерительной техники промышленного назначения;
- широкополосные АЦП умеренного и высокого разрешения (12...24 бит) для аудио-приложений и систем цифровой обработки сигналов.

Основные узлы АЦП — это сигма-дельта-модулятор и цифровой фильтр. Схема n -битного сигма-дельта-модулятора первого порядка приведена на **Рис. 9.21**. Работа этой схемы основана на вычитании из входного сигнала $V_{IN}(t)$ величины сигнала на выходе ЦАП, полученной на предыдущем такте работы схемы. Полученная разность интегрируется, а затем преобразуется в код параллельным АЦП невысокой разрядности. Последовательность кодов поступает на цифровой фильтр нижних частот.

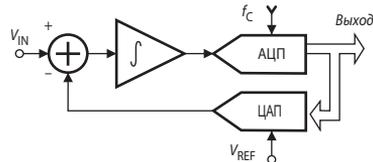


Рис. 9.21. Сигма-дельта-АЦП с модулятором первого порядка.

Порядок модулятора определяется численностью интеграторов и сумматоров в его схеме. Сигма-дельта-модуляторы второго порядка содержат два сумматора и два интегратора и обеспечивают большее соотношение сигнал/шум, чем модуляторы первого порядка.

Для уяснения работы сигма-дельта-АЦП необходимо познакомиться с такими понятиями как передискретизация, деформирование шума квантования, цифровая фильтрация и децимация. О передискретизации уже шла речь в подразделе 9.1.1. Идеальный дискретизирующий N -битный АЦП создаёт шум квантования, частотный спектр которого равномерно распределён от 0 до $f_s/2$ (**Рис. 9.22, а**). Как уже указывалось в подразделе 9.1.3, среднее квадратичное значение этого шума равно $q/\sqrt{12}$, где q — значение младшего бита. Поэтому отношение сигнал/шум SNR при преобразовании синусоиды с размахом, равным полной шкале АЦП, составит $(6.02N + 1.76)$ дБ. При неидеальном АЦП и шуме, превышающем теоретический, разрешающая способность будет меньше, чем N бит. Факти-

ческая разрешающая способность, часто называемая *эффективной разрядностью* (ENOB) определяется по формуле [9.5]

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SNR} - 1.76}{6.02}. \quad (9.18)$$

Если выбрать намного более высокую частоту дискретизации, например, Kf_s (см. **Рис. 9.22, б**), шум квантования оказывается распределённым по более широкой полосе частот (от 0 до $Kf_s/2$). Если на выходе модулятора включить цифровой ФНЧ, то можно удалить значительную часть шума квантования, не затрагивая полезный сигнал, так что эффективная разрядность увеличится. Так мы можем выполнить АЦ-преобразование с высоким разрешением посредством АЦП низкой разрядности. Коэффициент K в данном случае характеризует передискретизацию.

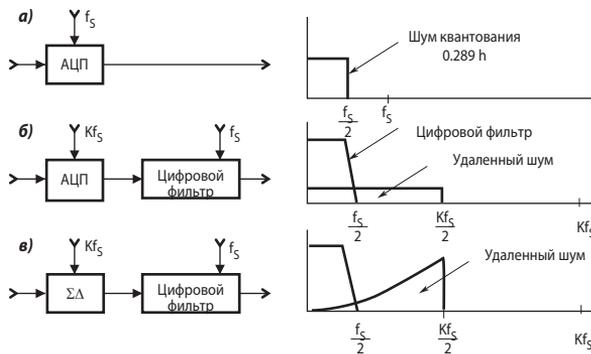


Рис. 9.22. Спектры шумов квантования в АЦП различной структуры: а) простой АЦП, б) АЦП с передискретизацией и цифровым фильтром, в) сигма-дельта-АЦП с передискретизацией и цифровым фильтром.

Так как ширина полосы пропускания АЦП понижена выходным цифровым ФНЧ, то частота поступления выходных данных может быть более низкой, чем первоначальная частота дискретизации f_s , и всё равно удовлетворять условиям теоремы Котельникова. Частоту передачи выходных данных снижают, пропуская на выход каждый M -й по порядку следования результат цифрового фильтра и отбрасывая остальные. Этот процесс известен как *прореживание* или *децимация*. M может быть любым целым числом, при условии, что частота выходных данных более чем вдвое превышает максимальную частоту спектра полезной части входного сигнала АЦП. В таком случае прореживание не приводит к потере информации (см. **Рис. 9.22, в**).

Если просто использовать передискретизацию для повышения разрядности АЦ-преобразования на N битов, то необходимо взять коэффициент передискретизации $k = 2^{2N}$. Сигма-дельта-АЦП не нуждаются в таком большом коэффициенте передискретизации, поскольку в них не только ограничивается полоса пропускания сигнала, но и деформируется спектр шума квантования таким образом, что большая часть энергии шума выходит за пределы полосы пропускания сигнала, как это показано на **Рис. 9.22, в**.

Принцип действия сигма-дельта-АЦП

Разберём очень упрощённо работу сигма-дельта-АЦП на примере преобразователя с 1-битным модулятором первого порядка, схема которого приведена на **Рис. 9.23**. Пусть входной сигнал (V_{IN}) представляет собой постоянное напряжение. В этом случае напряжение на выходе интегратора (V_I) постоянно изменяется по линейному закону то вверх, то вниз. Выход компаратора управляет 1-битным ЦАП, образуя петлю отрицательной об-

ратной связи схемы. Эта обратная связь обеспечивает равенство среднего значения напряжения на выходе ЦАП $V_{DAC(av)}$ входному напряжению V_{IN} .

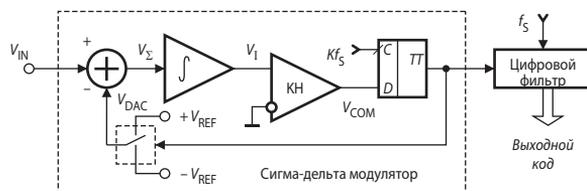


Рис. 9.23. Сигма-дельта-АЦП с модулятором первого порядка.

Среднее напряжение ЦАП определяется плотностью «единиц» в потоке однобитных данных, поступающем с выхода компаратора. Если входной сигнал приближается к $+V_{REF}$, в потоке бит увеличивается количество «единиц» и уменьшается число «нулей». Аналогично, при приближении входного сигнала к $-V_{REF}$, число «единиц» уменьшается, а число «нулей» возрастает. Сказанное поясняется в Табл. 9.2 на примере преобразования входного сигнала, равного 0.6 В, при $V_{REF} = 1$ В [9.6]. Пусть постоянная времени интегрирования интегратора численно равна периоду тактовых импульсов. В нулевом периоде выходное напряжение интегратора сбрасывается в ноль. На выходе ЦАП также устанавливается нулевое напряжение. Затем схема проходит через показанную в Табл. 9.2 последовательность состояний.

Таблица 9.2. Преобразование постоянного напряжения сигма-дельта-модулятором

$V_{IN} = 0.6$ В					$V_{IN} = 0$ В				
№ такта	V_{Σ} [В]	V_I [В]	V_{COM} [бит]	V_{DAC} [В]	№ такта	V_{Σ} [В]	V_I [В]	V_{COM} [бит]	V_{DAC} [В]
1	0.6	0.6	1	1	1	1	1	1	1
2	-0.4	0.2	1	1	2	-1	0	0	-1
3	-0.4	-0.2	0	-1	3	1	1	1	1
4	1.6	1.4	1	1	4	-1	0	0	-1
5	-0.4	1.0	1	1	5	1	1	1	1
6	-0.4	0.6	1	1	6	-1	0	0	-1
7	-0.4	0.2	1	1	7	1	1	1	1
8	-0.4	-0.2	0	-1	8	-1	0	0	-1
9	1.6	1.4	1	1	9	1	1	1	1
10	-0.4	1.0	1	1	10	-1	0	0	-1
11	-0.4	0.6	1	1	11	1	1	1	1
12	-0.4	0.2	1	1	12	-1	0	0	-1
13	-0.4	-0.2	0	-1	13	1	1	1	1
14	1.6	1.4	1	1	14	-1	0	0	-1
15	-0.4	1.0	1	1	15	1	1	1	1
16	-0.4	0.6	1	1	16	-1	0	0	-1

В тактовые периоды 2 и 7 состояния системы идентичны, так как при неизменном входном сигнале $V_{IN} = 0.6$ В цикл работы занимает пять тактовых периодов. Усреднение выходного сигнала ЦАП за цикл действительно даёт величину напряжения 0.6 В:

$$(1 - 1 + 1 + 1 + 1)/5 = 0.6.$$

Для формирования выходного кода такого преобразователя необходимо каким-либо образом преобразовать последовательность битов на выходе компаратора в виде унитарного кода в последовательный или параллельный двоичный позиционный код. В простейшем случае это можно сделать с помощью двоичного счётчика. Возьмём в нашем примере 4-битный счётчик. Подсчёт битов на выходе компаратора за 16-тактный цикл даёт число 13. Несложно увидеть, что при $V_{IN} = 1$ В на выходе компаратора всегда будет единица, что даёт за цикл число 16, т. е. переполнение счётчика. Напротив, при $V_{IN} = -1$ В на выходе компаратора всегда будет ноль, что даёт равное нулю содержимое счётчика в конце цикла. В случае, если $V_{IN} = 0$, то, как это видно из Табл. 9.2, результат счёта за цикл составит 8_{10} или 1000_2 . Это значит, что выходное число АЦП представляется в смещённом коде. В рассмотренном примере верхняя граница полной шкалы составит $1111_2 = +7_{10}$, а нижняя — $0000_2 = -8_{10}$. При $V_{IN} = 0.6$ В, как это видно из левой половины Табл. 9.2, содержимое счётчика составит 13_{10} в смещённом коде, что соответствует +5. Учитывая, что $+8_{10}$ соответствует $V_{IN} = 1$ В, найдём

$$5 \cdot 1/8 = 0.625 \approx 0.6 \text{ В.}$$

При использовании двоичного счётчика в качестве преобразователя потока битов, поступающих с выхода компаратора, необходимо выделять фиксированный цикл преобразования, длительность которого равна произведению $K_{СЧ} f_C$. После его окончания должно производиться считывание результата, например, с помощью регистра-защёлки и обнуление счётчика. В этом случае по помехоподавляющим свойствам сигма-дельта-АЦП близки к АЦП многотактного интегрирования. Более эффективно с этой точки зрения применение в сигма-дельта-АЦП цифровых фильтров с конечной длительностью переходных процессов.

Сигма-дельта-модулятор с интегратором на переключаемых конденсаторах

В настоящее время интеграторы модуляторов большей части моделей сигма-дельта-АЦП выполняются на основе схем с переключаемыми конденсаторами (см. раздел 7.8). Это объясняется следующими преимуществами таких схем (помимо перечисленных в разделе 7.8):

- полная совместимость с современными технологическими КМОП-процессами сверхвысокой плотности;
- нечувствительность к дрожанию (джиттеру) фронтов тактовых импульсов;
- нечувствительность к нелинейности статической переходной характеристики ОУ интегратора;
- расположение нулей и полюсов передаточной функции сигма-дельта-модулятора определяется только отношением ёмкостей конденсаторов, которое может быть реализовано с большой точностью.

Второе и третье преимущество реализуется в том случае, если постоянные времени заряда и разряда конденсаторов схемы намного меньше длительности тактового интервала. Как правило, это легко выполняется. Например, постоянная времени цепи заряда модулятора АЦП AD7706 равна 49 нс, а минимальный интервал заряда равен примерно 1.5 мкс. Несложно определить, что погрешность за счёт неполного заряда конденсатора не превышает e^{-30} , т. е. представляет собой совершенно незначительную величину.

Схема сигма-дельта-модулятора на переключаемых конденсаторах представлена на Рис. 9.24, а. Здесь одинаково (S_1 и S_2) обозначены ключи, которые одновременно находятся в одинаковом состоянии в соответствии с диаграммой на Рис. 9.24, б.

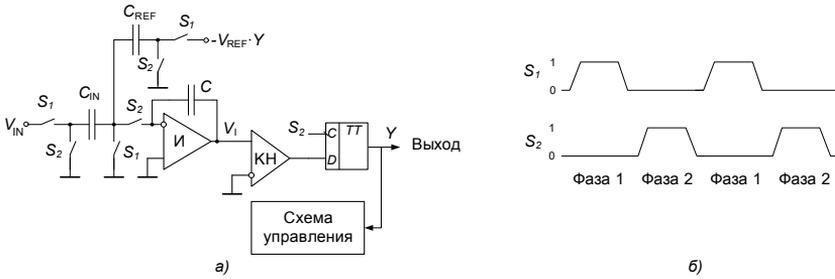


Рис. 9.24. Сигма-дельта-модулятор на переключаемых конденсаторах: а) схема модулятора, б) эюры управления ключами.

Работа схемы во время i -го периода интегрирования происходит следующим образом. В фазе 1 ключи S_1 замкнуты, в результате чего конденсатор C_{IN} заряжен до напряжения V_{IN} , а конденсатор C_{REF} в зависимости от значения сигнала на выходе D-триггера — до напряжения $\pm V_{REF}$. В фазе 2 замкнуты ключи S_2 , благодаря чему заряд с конденсаторов C_{IN} и C_{REF} будет перенесён на конденсатор в обратной связи интегратора C . Напряжение на выходе интегратора в конце фазы 2 определяется следующим образом:

$$V_1(i+1) = V_1(i) - \frac{C_{IN}}{C} V_{IN}(i) + \frac{C_{REF}}{C} V_{REF} \cdot Y(i), \quad (9.19)$$

причём

$$Y(i) = \begin{cases} 1, & \text{если } V_1(i) > 0 \\ -1, & \text{если } V_1(i) < 0 \end{cases}.$$

Здесь $V_1(i)$ — напряжение на выходе интегратора на i -м интервале в момент формирования заднего фронта импульса S_2 .

Выражение (9.19) представляет собой полное подобие соотношения (7.7), т. е. данная схема выполняет функцию интегрирования суммы входного и опорного напряжения так же как и интегратор в схеме на Рис. 9.23. Существенное различие работы сигма-дельта-модулятора с обычным RC-интегратором (непрерывного) и интегратором на переключаемых конденсаторах (дискретного) состоит в следующем.

Непрерывный сигма-дельта-модулятор принимает входной сигнал непрерывно, поэтому в этом случае дискретизации по времени нет. Выходной код АЦП определяется средним значением входного сигнала на некотором интервале. Дискретный же сигма-дельта-модулятор осуществляет выборку входного сигнала на коротком интервале, следующем за передним фронтом импульса S_1 (Рис. 9.24, б) с частотой, равной частоте тактовых импульсов S_1 и S_2 , т. е. АЦП с таким модулятором является дискретизирующим и для него справедлива теорема Котельникова.

Деформация спектра шума

Принцип деформирования спектра шума квантования проще всего поясняется на линейной непрерывной модели однобитного сигма-дельта-модулятора первого порядка (Рис. 9.23), структурная схема которой показана на Рис. 9.25. Связь между изображениями относительных величин переменных этой модели устанавливается уравнением [9.5]

$$Y(s) = \frac{1}{1+s} X(s) + \frac{s}{1+s} Q(s).$$

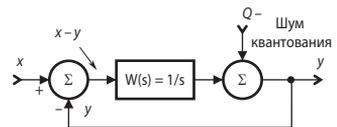


Рис. 9.25. Линейная непрерывная модель сигма-дельта-модулятора первого порядка.

Из этого соотношения следует, что по мере приближения частоты сигнала к нулю влияние шумовой компоненты на выходной сигнал снижается, а входной переменной — увеличивается. В области высоких частот наоборот: сигнальная компонента ослабляется, а шумовая — возрастает. Таким образом сигма-дельта-модулятор деформирует спектр шума, перенося большую часть его энергии в высокочастотную область. Для большего ослабления сигнала за полосой пропускания обычно используют фильтры более высокого порядка. То же самое справедливо и для сигма-дельта-модуляторов с некоторыми оговорками.

Используя в сигма-дельта-модуляторе несколько интеграторов и сумматоров, можно достичь более высокой степени подавления шума квантования в полосе входного сигнала и, как следствие, большую эффективную разрядность для данного коэффициента передискретизации, чем это обеспечивает сигма-дельта-модулятор первого порядка, как это видно из **Рис. 9.26**. Блок-схема модулятора второго порядка показана на **Рис. 9.27**.

Рис. 9.28 иллюстрирует зависимость между порядком сигма-дельта-модулятора и коэффициентом передискретизации K , необходимыми для достижения определённого отношения сигнал/шум (SNR) при преобразовании сигналов, спектр которых лежит в звуковой области частот. Например, если $K = 64$, то идеальный сигма-дельта-модулятор второго порядка способен обеспечить $\text{SNR} = 80$ дБ. Это даёт эффективную разрядность приблизительно 13 бит. В этом случае никакая фильтрация не даст увеличения полезной информации. Все дополнительные биты будут скрыты шумом квантования независимо от методов последующей фильтрации.

Таким образом, для достижения широкого динамического диапазона при широкой полосе частот и умеренном коэффициенте передискретизации необходимы сигма-дельта-модуляторы порядка выше второго. Модуляторы третьего и более высокого порядка могут быть неустойчивы при некоторых значениях входного сигнала, однако, принимая определённые схемотехнические меры, удаётся в значительной мере снизить вероятность возникновения неустойчивости. Кроме того, цифровой процессор сигналов (ЦПС), входящий в состав цифрового фильтра АЦП, распознаёт начинающуюся неустойчивость и предотвращает её.

Примерами простейших сигма-дельта-аудиоАЦП могут служить модели CS5330A/31A фирмы Cirrus Logic. Эти двухканальные 18-битные АЦП, выпускаемые в 8-выводном корпусе, снабжены однобитным модулятором первого порядка и работают с коэффициентом передискретизации 128. Отношение сигнал/шум у этих преобразователей состав-

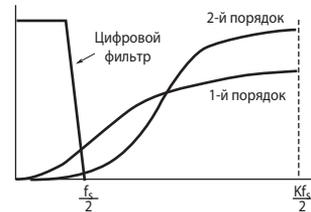


Рис. 9.26. Деформирование спектра шума сигма-дельта-модуляторами.

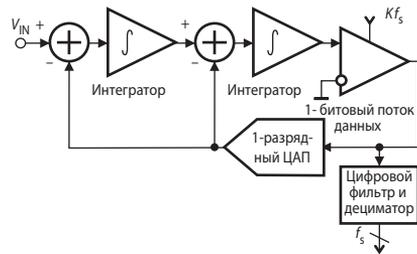


Рис. 9.27. Блок-схема сигма-дельта-АЦП с 1-битным модулятором второго порядка.

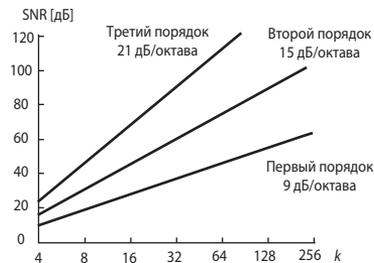


Рис. 9.28. Зависимость отношения сигнал/шум (SNR) от коэффициента передискретизации.

ляет 80 дБ, поэтому эффективная разрядность составляет только 13 бит, что явно недостаточно для систем высококачественной звукозаписи. Гораздо лучшими характеристиками обладает CS5396 той же фирмы. Это 24-битный стерео АЦП с трёхуровневыми сигма-дельта-модуляторами 7-го порядка. При работе он обеспечивает соотношение сигнал/шум 105 дБ (тип.), что соответствует почти 18-битной эффективной разрядности. Подавление сигнала цифровым фильтром за полосой пропускания составляет 120 дБ. Смещение нуля отсутствует, т. к. цифровой фильтр обеспечивает эффективное подавление сигналов частотой ниже 1.8 Гц.

Другой пример: 20-битный стерео АЦП PCM1800 фирмы Burr-Brown с 1-битными модуляторами 5-го порядка. Он работает с $K = 64$ и обеспечивает соотношение сигнал/шум $SNR = 95$ дБ. Подавление сигнала за полосой пропускания составляет всего 65 дБ. Более совершенная модель этой фирмы PCM1804 обеспечивает $SNR = 110$ дБ и подавление за полосой пропускания 120 дБ.

Фирма Analog Devices выпускает 18-битный стерео АЦП AD1879 с однобитным модулятором 5-го порядка, работающий с $K = 64$, и обеспечивающий $SNR = 104$ дБ. Эффективный цифровой фильтр подавляет сигнал за полосой пропускания на 118 дБ. На **Рис. 9.29** приведены зависимость спектральной плотности шума от частоты на выходе модулятора этого АЦП (а) и АЧХ цифрового фильтра (б).

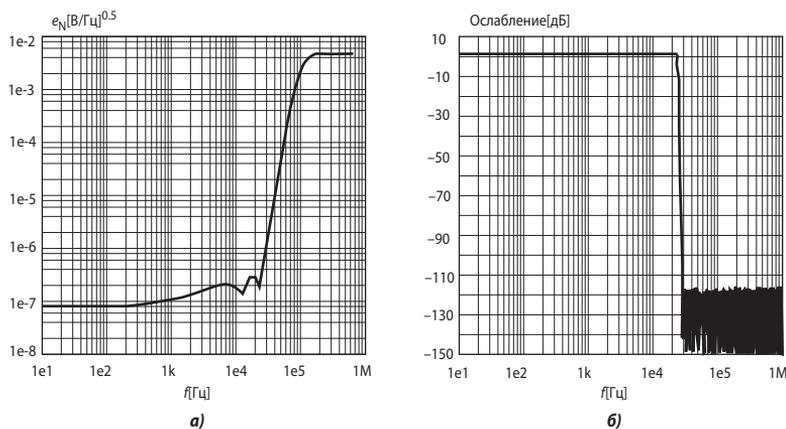


Рис. 9.29. Частотные характеристики АЦП AD1879: а) спектральная плотность шума на выходе модулятора АЦП, б) АЧХ цифрового фильтра.

Повышение быстродействия сигма-дельта-модуляторов и увеличение вычислительной мощности цифровых процессоров сигналов, входящих в состав АЦП, расширяют области их применения. Например, 16-битный АЦП AD7725 содержит сигма-дельта-модулятор 7-го порядка, работающий с тактовой частотой до 19.2 МГц, и цифровой процессор сигналов, способный производить до 130 млн умножений с накоплением в секунду. Процессор полностью программируется пользователем и может обеспечить реализацию ФНЧ, ФВЧ, полосового и полосноподавляющего фильтров. Программируется также коэффициенты передискретизации, децимации и формат выходных слов. Микросхема может обеспечить полосу пропускания до 500 кГц при частоте выдачи данных до 1.2 МГц. Этот АЦП может решать широкий круг задач, связанных с обработкой сигналов.

Низкочастотные сигма-дельта-АЦП высокого разрешения для средств измерения

От этих АЦП, как правило, не требуется высокого быстродействия. Они используются для точных измерений физических величин, медленно изменяющихся в широком диапазоне, в том числе, в условиях интенсивных промышленных помех. Типичными представителями этой группы являются 16-битные AD7705/6/7, MAX1400/1/2/3 и 24-битные AD7710/14/30/31, ADC1216/18/40/41, LTC240х. Все они не имеют пропуска кодов в рамках заявленной разрядности. Эффективное разрешение этих АЦП ограничивается шумами и может быть увеличено путём увеличения периода обновления данных, сужения полосы пропускания и др. Подобные АЦП снабжаются 1-битными модуляторами первого или более высокого порядка.

В сигма-дельта-АЦП, предназначенных для измерений обычно применяются цифровые фильтры с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) вида $(\sin x/x)^3$. Передаточная функция такого фильтра в z -области определяется выражением

$$W(z) = \left[\frac{1 - z^{-M}}{M(1 - z^{-1})} \right]^3,$$

где M — целое число, которое задаётся программно и равно отношению тактовой частоты модулятора к частоте отсчётов фильтра. (Частота отсчётов — это частота, с которой обновляются данные). Например, для АЦП AD7714 это число может принимать значения от 19 до 4000. В частотной области модуль передаточной функции фильтра

$$H(f) = \left[\frac{\sin(M\pi f / f_{\text{ТАКТ}})}{M \sin(\pi f / f_{\text{ТАКТ}})} \right]^3.$$

На Рис. 9.30 приведён график амплитудно-частотной характеристики цифрового фильтра, построенной согласно последней формуле при $f_C = 38.4$ кГц и $M = 192$, что даёт значение частоты отсчётов, совпадающей с первой частотой режекции фильтра АЦП, $f_S = 50$ Гц. Сравнение этой АЧХ с АЧХ коэффициента подавления помех АЦП с двухкратным интегрированием (см. Рис. 9.19) показывает значительно лучшие помехоподавляющие свойства сигма-дельта-АЦП.

В то же время применение цифрового фильтра нижних частот в составе сигма-дельта-АЦП вместо счётчика вызывает переходные процессы при изменении входного напряжения. Время установления цифровых фильтров с конечной длительностью переходных процессов, как следует из их названия, конечно и составляет для фильтра вида $(\sin x/x)^3$ четыре периода частоты отсчётов, а при начальном обнулении фильтра — три периода.

Сравнение сигма-дельта-АЦП с АЦП многотактного интегрирования показывает значительные преимущества первых. Прежде всего, линейность характеристики преобразования сигма-дельта-АЦП выше, чем у АЦП многотактного интегрирования равной стоимости. Это объясняется тем, что интегратор сигма-дельта-АЦП работает в значительно более узком динамическом диапазоне, и нелинейность переходной характеристики усилителя, на котором построен интегратор, сказывается значительно меньше. Ёмкость конденсатора интегратора у сигма-дельта-АЦП значительно меньше (десятки пикофарад),

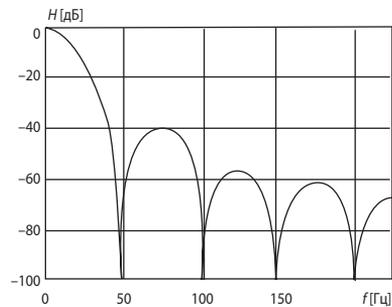


Рис. 9.30. График амплитудно-частотной характеристики цифрового фильтра сигма-дельта-АЦП.

так что этот конденсатор может быть изготовлен прямо на кристалле. Как следствие, сигма-дельта-АЦП практически не имеет внешних элементов, что существенно сокращает площадь, занимаемую им на плате, и снижает уровень внешних шумов. В результате, например, 24-битный сигма-дельта-АЦП LTC2400 изготавливается в виде однокристалльной ИМС в 8-выводном корпусе, потребляет 1 мВт мощности и стоит примерно 7 долларов США, а 18-битный АЦП восьмитактного интегрирования HI-7159 потребляет 75 мВт и стоит около 30 долларов. К тому же сигма-дельта-АЦП начинает давать правильный результат через 3...4 отсчёта после скачкообразного изменения входного сигнала, что при величине первой частоты режекции, равной 50 Гц, и 20-битном разрешении составляет 60...80 мс, а минимальное время преобразования АЦП HI-7159 для 18-битного разрешения и той же частоты режекции составляет 140 мс. В настоящее время ряд ведущих по аналого-цифровым преобразователям фирм, такие как Analog Devices и Texas Instrument, прекратили производство АЦП многотактного интегрирования, полностью перейдя в области АЦ-преобразования высокого разрешения на сигма-дельта-АЦП.

Сигма-дельта-АЦП высокого разрешения имеют развитую цифровую часть, включающую микроконтроллер. Это позволяет реализовать режимы автоматической установки нуля и самокалибровки полной шкалы, хранить калибровочные коэффициенты и передавать их по запросу внешнего процессора.

Следует заметить, что для 24-битных АЦП соотношение сигнал/шум, как правило, определяется не разрядностью АЦП (как в формуле (9.9)), а уровнями теплового и других видов шума. Из новых моделей только LTC2442 обеспечивает эффективную разрядность 24 бита при частоте выдачи данных 31.25 Гц.

9.5.3. Преобразователи напряжение—частота

На базе преобразователей напряжение—частота (ПНЧ) могут быть построены интегрирующие АЦП, обеспечивающие относительно высокую точность преобразования при низкой стоимости. Существует несколько видов ПНЧ. Наибольшее применение нашли ПНЧ с заданной длительностью выходного импульса. Структурная схема такого ПНЧ приведена на **Рис. 9.31**. По этой схеме построена ИМС VFC-32 (отечественный аналог — 1108ПП1).

Работает ПНЧ следующим образом. Под действием положительного входного сигнала (V_{IN}) напряжение V_I на выходе интегратора И уменьшается. При этом ключ S разомкнут. Когда напряжение V_I уменьшается до нуля, компаратор КН переключается, запуская тем самым одновибратор. Одновибратор формирует импульс стабильной длительности (T_p), который управляет ключом. Последовательность этих импульсов является выходным сигналом ПНЧ. Ключ замыкается и ток I_{REF} в течение T_p поступает на вход интегратора, вызывая увеличение выходного напряжения интегратора. Далее описанный процесс снова повторяется.

Импульсы тока I_{REF} уравнивают ток, вызываемый входным напряжением V_{IN} . В установившемся режиме

$$-\frac{1}{RC} \int_0^T V_{IN}(t) dt + \frac{1}{C} \int_0^{T_p} I_{REF} dt = 0.$$

Отсюда следует

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V_{IN(av)}}{RI_{REF}T_p}, \tag{9.20}$$

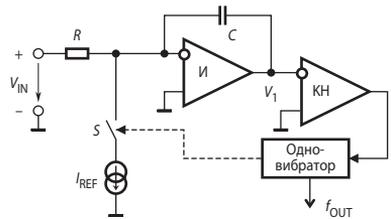


Рис. 9.31. Структурная схема ПНЧ с заданной длительностью выходного импульса.

где $V_{IN(av)}$ — среднее значение входного напряжения за период T . Выражение (9.20) показывает, что точность преобразования определяется точностью установки опорного тока (I_{REF}), точностью выдержки длительности импульса одновибратора (T_P), а также точностью резистора R . Ёмкость конденсатора интегратора не оказывает влияния на частоту ПНЧ.

Таким образом, по существу, ПНЧ преобразует входное напряжение в унитарный код. Для его преобразования в двоичный позиционный можно использовать счётчик. Схема интегрирующего АЦП на базе ПНЧ приведена на **Рис. 9.32**. Двоичный счётчик подсчитывает число импульсов, поступивших от ПНЧ за период $T_S = 1/f_S$, задаваемый отсчётными импульсами, которыми содержимое счётчика заносится в выходной регистр-защёлку. Вслед за этим происходит обнуление счётчика. Число импульсов n , подсчитанных счётчиком за время T_S ,

$$n = \frac{T_S \cdot V_{IN(av)}}{T_P \cdot R I_{REF}}.$$

Здесь $V_{IN(av)}$ — среднее значение входного напряжения за весь период T_S .

Можно заметно повысить точность ПНЧ, если вместо одновибратора включить тактируемый импульсами стабильной частоты D -триггер. Именно так устроены ПНЧ AD652 и семейство AD7741/2. Несложно убедиться (см. **Рис. 9.24**), что в этом случае ПНЧ превращается в однобитный сигма-дельта-модулятор.

9.6. Сигма-дельта-ЦАП

Развитие цифровой звукозаписи (компакт-диски и магнитофоны) предъявило новые требования к ЦА-преобразователям. Высококачественная звукозапись имеет динамический диапазон сигналов, превышающий 96 дБ, а это требует применения как минимум 17-битных ЦАП. Первоначально в цифровых системах звукозаписи получили распространение 18-битные параллельные ЦАП с формированием весовых токов резистивной матрицей R - $2R$. При умеренной цене практически невозможно было обеспечить монотонность их характеристик преобразования, но с этим приходилось мириться. Другая проблема цифрового звуковоспроизведения — избыточный шум и искажение сигналов, связанные с наложением спектров, — потребовала применения на входе ЦАП цифровых интерполирующих фильтров, аналогично тому, как это делается в интерполирующих высокоскоростных ЦАП (**Рис. 8.11**). Всё это приводит к усложнению и удорожанию систем звуковоспроизведения.

Требования к цифровым системам звукозаписи, в которых запоминаются выборки непрерывно изменяющихся сигналов в дискретные моменты времени, вытекают из теоремы Котельникова.

Для ЦАП это означает, что частота выборок должна быть больше, чем удвоенное значение самой высокой частоты сигнала, предназначенного для воспроизведения. **Рис. 9.33, а** иллюстрирует правильный выбор частоты отсчётов. Здесь частота выборок f_S более, чем вдвое выше значения самой высокой частоты существенной части

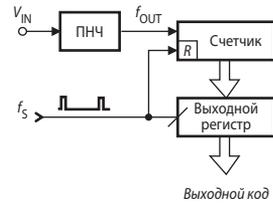


Рис. 9.32. Схема интегрирующего АЦП на базе ПНЧ.

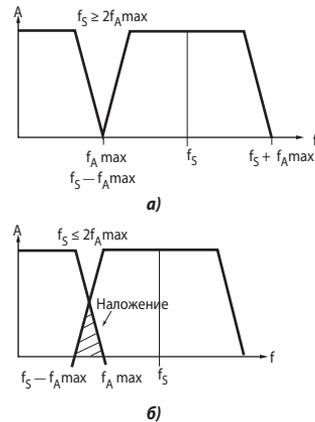


Рис. 9.33. К выбору частоты отсчётов для ЦАП: а) правильно (наложение спектров отсутствует), б) неправильно (наложение спектров имеет место).

спектра f_A . На **Рис. 9.33, б** показан частотный спектр восстановленного сигнала в случае, когда $f_S < 2f_A$. При этом имеет место наложение спектров восстанавливаемого и зеркального сигнала, что приводит к искажениям. В цифровой звукозаписи используется частота выборок 44.1 кГц, которая более, чем вдвое превышает общепринятый верхний предел звуковых частот 20 кГц.

В аудиоЦАП с матрицей $R-2R$, таких как РСМ1700 или AD1865, данные, считываемые с носителя записи в последовательном коде преобразуются с помощью сдвигового регистра в параллельный код. Эта архитектура имеет теоретический шумовой предел, равный шуму квантования, содержащемуся в данных цифровой звукозаписи. Указанные ЦАП не содержат никаких внутренних фильтров или формирователей спектра шума. Уровень шума, создаваемого аналоговыми шумовыми источниками, такими, как тепловой шум (резисторы) и фликкер-шум ($1/f$), как правило не превышает -100 дБ.

Обычно выходной сигнал ЦАП фильтруют с помощью аналогового фильтра. Этот фильтр должен устранять наложение спектра, подавляя все сигналы, частота которых превышает f_A , как это показано на **Рис. 9.34**. На практике эти фильтры несколько ослабляют сигналы также и звукового диапазона, однако это почти не ухудшает воспроизведения.

Как видно из **Рис. 9.34**, для идеального воспроизведения цифрового сигнала необходимо, чтобы АЧХ ФНЧ в полосе от 20 кГц до $44.1 - 20 = 24.1$ кГц снижалась по крайней мере на 60 дБ. Такую крутизну снижения АЧХ на аналоговых фильтрах трудно реализовать. Поэтому перед аудиоЦАП с матрицей $R-2R$ включают цифровые интерполирующие фильтры, такие, как, например, УМ3434 фирмы Yamaha или CXD1244S фирмы Sony, обеспечивающие передискретизацию. Цифровой фильтр для аудиоЦАП интерполирует входные данные, а затем сглаживает их фильтром с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр). Уровень ослабления исходных зеркальных компонент в полосе задерживания определяется порядком этого фильтра. Как показано на **Рис. 9.35**, передискретизация уменьшает требования к выходному аналоговому фильтру. На **Рис. 9.35** для простоты показаны спектральные характеристики сигналов при двухкратной интерполяции. Практически применяется 4- или 8-кратная интерполяция.

Сигма-дельта-ЦАП использует для получения широкого динамического диапазона воспроизводимых сигналов те же принципы, что и сигма-дельта-АЦП. Цифровой сигма-дельта-модулятор преобразует спектр шума квантования, перенося основную часть энергии шума в высокочастотную область, где он может быть легко подавлен аналоговым фильтром относительно низкого порядка. Блок-схема сигма-дельта-ЦАП представлена на **Рис. 9.36**. Входной цифровой интерполяционный фильтр изготавливается на одном кристалле с сигма-дельта-ЦАП, что упрощает включение схемы и снижает её стоимость. Частотный спектр выходного сигнала типичного сигма-дельта-модулятора с входным интерполирующим фильтром показан на **Рис. 9.37, а** [9.11].

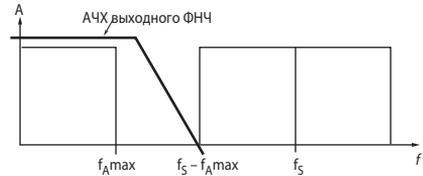


Рис. 9.34. Ограничение полосы сигнала фильтром нижних частот.

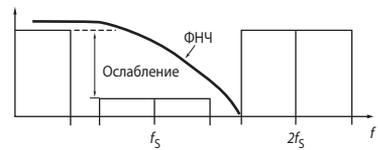


Рис. 9.35. Преобразование спектра цифровым фильтром.

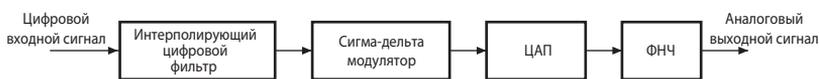


Рис. 9.36. Блок-схема сигма-дельта-ЦАП.

В качестве оконечного преобразователя код—аналог наиболее просто можно использовать однобитные ЦАП, представляющие собой аналоговый коммутатор, как это, например, сделано в семействе двухканальных 18-битных сигма-дельта-ЦАП CS433x фирмы Crystal Semiconductor. В этих ЦАП обеспечивается 128-кратная передискретизация. Блок-схема одного канала CS4330 приведена на **Рис. 9.39**. Уровень шума до -81 дБ, что многовато для высококачественных звуковых приложений. Микросхема выпускается в миниатюрном 8-выводном корпусе SOIC.



Рис. 9.39. Блок-схема одного канала ЦАП CS433x.

В более совершенных моделях сигма-дельта-модулятор генерирует двухбитные (например, семейство PCM17xx) или даже четырёхбитные (например, семейство AD185x) коды, поэтому на выходе ЦАП формируется многоуровневое ступенчато-изменяющееся напряжение, спектр которого содержит шумовые составляющие вне звуковой полосы значительно более низкого уровня, чем преобразователи с однобитным ЦАП. Это ослабляет требования к выходному аналоговому фильтру в смысле крутизны спада АЧХ за полосой пропускания, а это, в свою очередь, позволяет снизить фазовые искажения. Как следствие, уровень шума PCM1710 не превышает -88 дБ, что значительно меньше, чем у однобитового CS4330. Частотный спектр выходного сигнала модулятора сигма-дельта-ЦАП PCM1710 показан на **Рис. 9.37, б**.

Таким образом, остроумные инженерные решения на базе глубокой теоретической проработки позволили получить более высокое качество преобразования цифровых аудиоданных в аналоговые сигналы при меньшей стоимости. Например, оптовая цена стереоЦАП AD1865K с матрицей R-2R, лучшего по характеристикам фирмы Analog Devices, равна \$25.5, не считая стоимости необходимого для него входного цифрового интерполирующего фильтра, а цена сигма-дельта-стереоЦАП той же фирмы AD1853 со встроенным интерполирующим фильтром, причём с лучшими характеристиками, — всего \$9!

Несмотря на принципиальную монотонность при невысокой стоимости сигма-дельта-ЦАП долго не находили применения в системах промышленного назначения. Первой ласточкой явилась 20-битная модель DAC1220 фирмы Burr-Brown, блок-схема которой изображена на **Рис. 9.40**. Аналоговая часть этой микросхемы очень проста. Она включает 1-битный преобразователь код—аналог, ФНЧ первого порядка на коммутируемых конденсаторах и непрерывный ФНЧ второго порядка. Зато цифровая часть хорошо

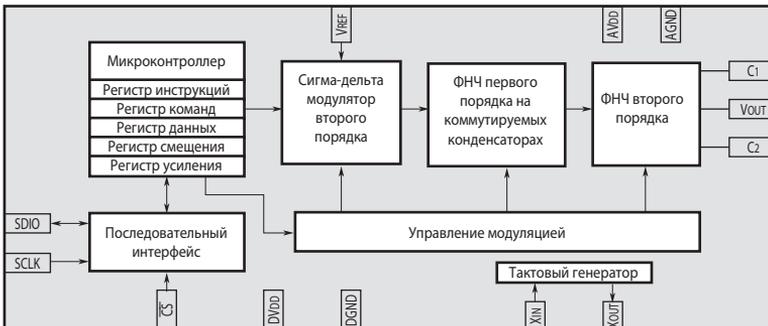


Рис. 9.40. Блок-схема сигма-дельта-ЦАП DAC1220.

развита — в неё входит микроконтроллер, необходимый, в частности, для выполнения операций самокалибровки, последовательный интерфейс и сигма-дельта-модулятор второго порядка. Хотя разрешающая способность DAC1220 составляет одну миллионную от полной шкалы, разработчики сумели обеспечить точность, соответствующую только 16-ти битам. Поэтому ЦАП можно запрограммировать для работы в 16-битном режиме. При этом у него возрастёт быстродействие. В этом режиме погрешности линейности и смещения биполярного нуля после самокалибровки не превышают 1 бита. ЦАП имеет низкий уровень шума: в полосе 0.1...10 Гц его среднеквадратичное значение не превышает 1 мкВ. Следствием применения 1-битного ЦАП явилось низкое быстродействие: время установления в 16-битном режиме составляет 2 мс, а в 20-битном — 15 мс. Точность ЦАП во многом определяется точностью внешнего источника опорного напряжения, поэтому требования к ИОН очень высоки. К недостаткам ЦАП можно отнести довольно большую чувствительность к изменению напряжения питания — коэффициент ослабления влияющая питающего напряжения составляет всего 60 дБ, поэтому микросхема должна питаться от высококачественного стабилизированного источника.

Другим примером промышленного сигма-дельта-ЦАП может служить TX5309 фирмы Texas Components. Он обеспечивает низкие искажения — не более -110 дБ в диапазоне частот преобразования от 64 до 512 Кбит/с. Из новых моделей — 16-битные сигма-дельта-ЦАП входят в состав семейства микроконверторов ADuC845/7/8 фирмы Analog Devices. Область применения этих приборов — прецизионные калибраторы и генераторы сигналов.

В Табл. 9.3 приведены важнейшие характеристики некоторых моделей сигма-дельта-ЦАП. Все они имеют выход в виде напряжения и последовательный интерфейс.

Таблица 9.3. Характеристики некоторых моделей сигма-дельта-ЦАП

Наименование ЦАП	Разрядность [бит]	Число каналов	Время установления [мс]	Внутренний ИОН	Напряжение питания [В]	Мощность потребления [мВт]	Примечание
CS4330	18	2	—	Есть	3, 5	60	1-битный аудиоЦАП. Динамический диапазон 94 дБ
AD1859	18	2	—	Есть	5	330	4-битный аудиоЦАП. Аналоговые аттенуаторы
DAC1220	20	1	15	Нет	5	3	Промышленный ЦАП. 20-битная монотонность. Самокалибровка
TX5309	—	1	—	Нет	5...±6	7.5	Промышленный ЦАП. Низкий выходной шум

9.7. Интерфейсы АЦП

9.7.1. Сопряжение входов АЦП с источниками аналоговых сигналов

Общие сведения

При проектировании электрических цепей, соединяющих АЦП с источником преобразуемого аналогового сигнала, необходимо учесть следующие обстоятельства.

1. Динамический диапазон входных сигналов должен как можно точнее соответствовать диапазону входа АЦП. Если входной сигнал больше, это приведёт к насыщению

- выходного кода или выводу АЦП из строя. Если диапазон входного сигнала заметно меньше диапазона входа АЦП, то это приведёт к снижению отношения сигнал/шум.
2. Входное сопротивление многих моделей АЦП может быть довольно низким, а выходное сопротивление источника сигнала, напротив, — высоким. Кроме того, входные цепи многих АЦП имеют ёмкостный характер (сигма-дельта-модуляторы на переключаемых конденсаторах, УВХ), поэтому входные токи могут быть импульсными.
 3. Входные сигналы, поступающие от датчиков могут быть биполярными, а вход АЦП — униполярным.
 4. Входные сигналы могут быть сигналами постоянного тока (спектр которых включает нулевую частоту), а могут быть сигналами переменного тока (постоянная составляющая отсутствует, либо не несёт полезной информации).
 5. Практически все модели АЦП требуют включения на входе антиалайзинговых фильтров.

В литературе указанные электрические цепи часто называют цепями нормализации сигнала. Они могут включать в свой состав резисторы, конденсаторы, операционные усилители или трансформаторы.

Цепи нормализации для низкочастотных сигналов

В простейшем случае, когда размах входного сигнала от пика до пика (п-п) превышает динамический диапазон входа АЦП, цепь нормализации может содержать только RC-элементы и источник напряжения смещения V_{OF} (Рис. 9.41). Пусть максимальное и минимальное значения преобразуемого сигнала суть $V_{SE(max)}$ и $V_{SE(min)}$, а максимальное и минимальное значения напряжения входного диапазона АЦП — $V_{IN(max)}$ и $V_{IN(min)}$. Обозначим:

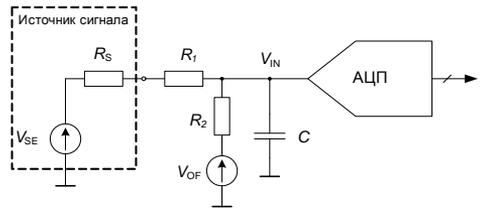


Рис. 9.41. АЦП с RC-цепью нормализации.

$$V_{SE,0} = \frac{V_{SE(max)} + V_{SE(min)}}{2}, \quad (9.21)$$

$$\Delta V_{SE} = \frac{V_{SE(max)} - V_{SE(min)}}{2}, \quad (9.22)$$

$$V_{IN,0} = \frac{V_{IN(max)} + V_{IN(min)}}{2}, \quad (9.23)$$

$$\Delta V_{IN} = \frac{V_{IN(max)} - V_{IN(min)}}{2}. \quad (9.24)$$

Справедливы два уравнения

$$\Delta V_{IN} = \Delta V_{SE} \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_S}, \quad (9.25)$$

$$V_{IN,0} = \frac{V_{SE,0} R_2 - V_{OF}(R_1 + R_S)}{R_1 + R_2 + R_S}. \quad (9.26)$$

Задавшись значением, например, R_2 , из (9.25) находим R_1 , и далее из (9.26) — V_{OF} . Конденсатор C вместе с резисторами схемы образуют антиалайзинговый ФНЧ первого порядка с частотой среза

$$f_C = \frac{1}{2\pi C [R_2 || (R_S + R_1)]}.$$

В случае если размах входного сигнала меньше динамического диапазона входа АЦП, либо источник сигнала имеет большое внутреннее сопротивление, а также когда АЦП имеет низкое входное сопротивление, в цепь нормализации сигнала включают усилитель (Рис. 9.42). С учётом соотношений (9.21)...(9.24) для схемы на Рис. 9.42, а можно записать два уравнения

$$\Delta V_{IN} = -\Delta V_{SE} \frac{R_2}{R_1}, \quad (9.27)$$

$$V_{IN,0} = V_{OF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_{SE,0} \frac{R_2}{R_1}, \quad (9.28)$$

которые позволяют найти параметры цепи R_1 , R_2 и V_{OF} .

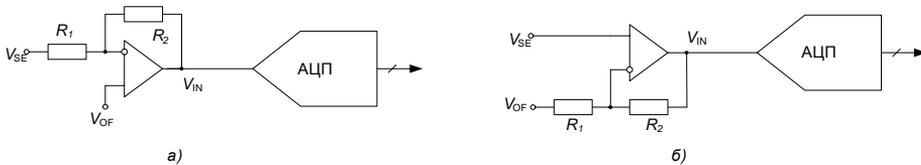


Рис. 9.42. Цепь нормализации сигнала для АЦП с ОУ в инвертирующем (а) и неинвертирующем включении (б).

Если требуется очень высокое входное сопротивление цепи нормализации, используется неинвертирующий усилитель на ОУ (Рис. 9.42, б).

Цепи нормализации для сигма-дельта-АЦП высокого разрешения

Низкочастотные 16...24-битные сигма-дельта-АЦП оптимизированы для преобразования слабых, медленно изменяющихся сигналов от датчиков типа тензостоев, термодпар и т. д. Некоторые представители этой группы АЦП имеют встроенные усилители с программируемым коэффициентом усиления (PGA), входные буферы с высоким входным сопротивлением, которые изолируют аналоговые входы от коммутационных процессов сигма-дельта-модулятора на переключаемых конденсаторах. В этом случае для сопряжения аналоговых входов не требуется каких-либо специальных средств защиты. Однако некоторые модели этих АЦП либо не имеют входного буфера, либо его отключают для снижения шума.

На Рис. 9.43 приведена эквивалентная схема сигма-дельта-АЦП без входного буфера [9.10]. Входной ключ поочерёдно соединяет 10-пФ конденсатор выборки с входом АЦП и «землёй». Встроенный резистор R_{INT} на 7 кОм задаёт сопротивление входного мультиплексора. Частота коммутации определяется входным тактовым генератором и коэффициентом усиления PGA. Если АЦП работает с разрешением 20 бит, то конденсатор C_{INT} должен заряжаться до 20-битной точности за время, пока он подключён ко входу. Этот временной интервал составляет половину периода коммутируемого сигнала (при относительной длительности импульса 0.5). Постоянная времени входной RC-цепи с резистором 7 кОм и конденсатором 10 пФ составляет 70 нс. Если заряд конденсатора рассчитывается на 20-битную точность, конденсатор надо заряжать по крайней мере в течение 14 постоянных времени, т. е. 980 нс. Любое внешнее сопротивление, включённое последовательно входу, увеличивает эту постоянную времени.

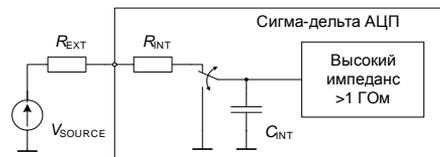


Рис. 9.43. Эквивалентная схема сигма-дельта-АЦП.

В паспортных данных различных моделей АЦП приводятся таблицы максимальных величин выходного сопротивления источника R_{EXT} , рекомендуемых для сохранения требуемого уровня точности.

Подключение АЦП с дифференциальными входами

В последнее время дифференциальные входы преобладают в новых моделях АЦП как низкого, так и высокого быстродействия. Это обусловлено понижением напряжения питания, связанным с этим уменьшением входного динамического диапазона и, как следствие, уменьшением отношения сигнал/шум.

Вначале рассмотрим несколько простых схем подключения КМОП АЦП с дифференциальными входами к несимметричному (однофазному, недифференциальному) источнику сигнала. При этом возможно как дифференциальное, так и несимметричное подключение АЦП.

На **Рис. 9.44** представлена обобщённая схема сопряжения КМОП АЦП с подключением ОУ по одному входу. В этой схеме последовательный резистор R_S играет двойную роль. Выбираемый обычно из диапазона 25...100 Ом, он ограничивает пиковый переходный ток ОУ. Кроме того, он уменьшает влияние входной ёмкости АЦП на устойчивость ОУ.

Другая особенность этой схемы состоит в двойственности функций, выполняемых R_S и C_F . Настройка сопротивления источника по входам АЦП $V_{IN(A)}$ и $V_{IN(B)}$ на постоянном и переменном токе обеспечивает идентичное время установления синфазных процессов и хорошее подавление шума и искажений. Шунтирующий конденсатор C_F также действует как средство сохранения заряда по обоим входам и блокирует синфазные переходные процессы. Кроме буферизации переходных процессов, R_S и C_F также образуют фильтр НЧ для V_{IN} , который ограничивает шум усилителя на входе АЦП.

При выборе согласующего усилителя следует учитывать входные и выходные уровни, а также напряжение питания. Важно также обеспечить достаточно малое время установления ОУ, чтобы в выходном сигнала завершились переходные процессы, генерируемые АЦП. При этом следует придерживаться следующей рекомендации: время установления ОУ с погрешностью 0.1% должно составлять не более половины периода максимальной частоты дискретизации.

Драйверы АЦП с дифференциальным входом

Преимущество дифференциальных АЦП заключается в хорошем ослаблении синфазных сигналов, а также в уменьшении чётных гармоник. Хотя большинство АЦП с дифференциальным входом можно подключать по одному входу, как это было показано выше, однако дифференциальный драйвер обычно обеспечивает наилучшую производительность.

Когда спектр преобразуемых сигналов начинается не от нулевой частоты, можно добиться значительного подавления синфазных сигналов и чётных гармоник посредством трансформаторного подключения дифференциального входа АЦП. На **Рис. 9.45** представлена типичная схема

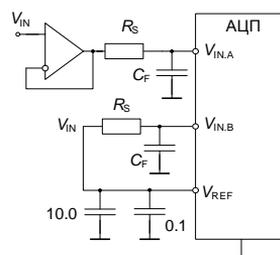


Рис. 9.44. Схема несимметричного подключения АЦП.

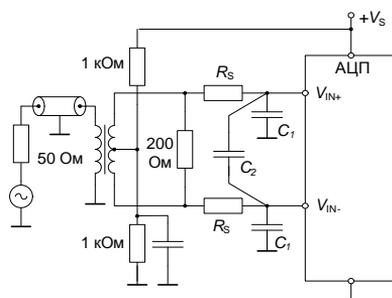


Рис. 9.45. Трансформаторное подключение дифференциального входа АЦП.

такого подключения. В схеме используется миниатюрный радиочастотный трансформатор с коэффициентом трансформации $K_{TR} = 2$. Резистор 200 Ом на вторичной стороне обеспечивает согласование с волновым сопротивлением 50-омного кабеля. Два резистора по 1 кОм образуют цепь смещения входов на половину напряжения питания. Резисторы R_S , как и ранее, изолируют вторичную обмотку трансформатора от коммутационных процессов. Конденсаторы C_1 заряжаются при синфазных коммутационных процессах и фильтруют помехи (совместно с резисторами R_S). Разброс ёмкости конденсаторов C_1 не должен превышать 5%, с тем чтобы синфазный сигнал не преобразовывался в дифференциальный.

В случае, когда спектр преобразуемого сигнала простирается до нулевой частоты, трансформатор не годится. Тогда наилучшие результаты даёт применение полностью дифференциального ОУ (ПД ОУ), свойства которого рассмотрены ранее в разделе 3.2. Драйверы на ПД ОУ обеспечивают и требуемое усиление, и смещение биполярного сигнала на входе высокопроизводительного АЦП. На **Рис. 9.46** приведена схема, в которой полностью дифференциальный усилитель AD8137 используется в качестве средства смещения уровня и драйвера 12-битного АЦП AD7450A с производительностью 1 MSPS и питанием 5 В. AD7450A имеет полностью дифференциальные входы и дифференциальный входной диапазон 5 В при приложении внешнего опорного сигнала 2.5 В. Это значит, что сигналы на каждом выходе драйвера AD8137 могут изменяться от 1.25 до 3.75 В (в противофазе) при питании 5 В. Схемотехника выходов AD8137 обеспечивает такой размах напряжения даже с некоторым запасом. Синфазное напряжение +2.5 В AD8137 задаётся источником опорного напряжения.

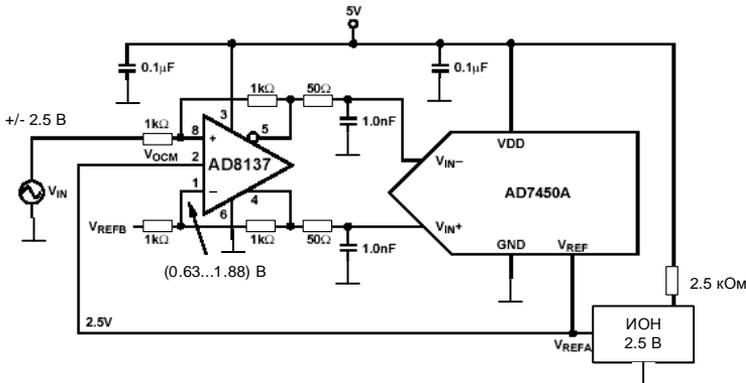


Рис. 9.46. Включение ПД ОУ в качестве дифференциального драйвера входов АЦП.

9.7.2. Цифровые интерфейсы АЦП

Важную часть аналого-цифрового преобразователя составляет цифровой интерфейс, т. е. схемы, обеспечивающие связь АЦП с приёмниками цифровых сигналов и правила (протокол) обмена данными. Структура цифрового интерфейса определяет способ подключения АЦП к приёмнику выходного кода, например, микропроцессору, микроконтроллеру или цифровому процессору сигналов. Свойства цифрового интерфейса непосредственно влияют на уровень верхней границы частоты преобразования АЦП.

Современные АЦП являются гораздо в большей степени цифровыми, чем их предшественники, выпускавшиеся несколько лет назад. Например, измерительные сигма-дельта-АЦП высокого разрешения обычно имеют ряд регистров управления, которые используются для выбора каналов, задания полосы пропускания фильтров, скорости передачи

данных, программируемого коэффициента усиления и т. п. Эти регистры должны быть правильно заполнены данными по последовательному каналу. Этот же последовательный порт часто используется для чтения данных из АЦП в конце цикла преобразования. Наличие большого количества регистров, состояние которых сразу после включения питания может быть произвольным, требует начальной инициализации АЦП.

Способы взаимодействия АЦП с процессором

Наиболее часто применяют способ связи АЦП с процессором, при котором АЦП является для процессора как бы одной из ячеек памяти. При этом АЦП имеет необходимое число адресных входов, дешифратор адреса и подключается непосредственно к адресной шине и шине данных процессора. Для этого он обязательно должен иметь выходные каскады с тремя состояниями.

Другое требование совместной работы АЦП с микропроцессорами, называемое программным сопряжением, является общим для любых систем, в которые входят ЭВМ и АЦП. Имеется несколько способов программного сопряжения АЦП с процессорами. Рассмотрим основные.

Проверка сигнала преобразования. Этот способ состоит в том, что команда начала преобразования «Пуск» периодически подаётся на АЦП от таймера. Процессор находится в цикле ожидания от АЦП сигнала окончания преобразования «Готов», после которого выходит из цикла, считывает данные с АЦП и в соответствии с ними приступает либо к следующему преобразованию, либо к выполнению основной программы, а затем вновь входит в цикл ожидания. Здесь АЦП выступает в роли ведущего устройства (master), а процессор — ведомого (slave). Этот способ почти не требует дополнительной аппаратуры, но пригоден только в системах, где процессор не слишком загружен, т. е. длительность обработки данных от АЦП значительно меньше времени преобразования АЦП. Указанный способ позволяет максимально использовать производительность АЦП.

Если длительность обработки данных от АЦП заметно превышает время преобразования АЦП, можно использовать вариант этого способа, отличающийся тем, что сигнал «Пуск» поступает от процессора. Процессор выполняет основную программу обработки данных, а затем считывает данные с АЦП и вновь запускает его. В этом случае процессор выступает в роли ведущего устройства, а АЦП — ведомого.

Простое прерывание. Выдав команду «Пуск», процессор продолжает работу по основной программе. После окончания преобразования формируется сигнал прерывания, который прерывает в процессоре вычисления и включает процедуру поиска периферийного прибора, пославшего сигнал прерывания. Эта процедура состоит в переборе всех периферийных устройств до тех пор, пока не будет найден нужный. Преимущество этого способа по сравнению с предыдущим проявляется в большем числе преобразований за одно и то же время, если используемый АЦП работает медленно. Если же АЦП быстроедействующий, то этот способ работы может оказаться даже медленнее предыдущего, так как на обработку прерывания требуется значительное время.

Векторное прерывание. Этот способ отличается от предыдущего тем, что вместе с сигналом прерывания посылается и адрес программы обращения к данному АЦП. Следовательно, не нужно перебирать все периферийные приборы.

Прямой доступ к памяти. Здесь также используется прерывание, но, в отличие от предыдущих двух способов, управление по системе прерывания передаётся на специальный интерфейс, который и производит перезапись данных преобразования в память, минуя регистры процессора. Это позволяет сократить длительность прерывания до одного такта. Номера ячеек памяти хранятся адресном регистре интерфейса. Для этой цели выпускаются ИМС контроллеров прямого доступа к памяти.

В зависимости от способа пересылки выходного слова из АЦП в цифровой приёмник различают преобразователи с последовательным и параллельным интерфейсами выход-

ных данных. Последовательный интерфейс медленнее параллельного, однако он позволяет осуществить связь с цифровым приёмником по значительно меньшему количеству линий и в несколько раз сократить число выводов ИМС. Поэтому обычно параллельный интерфейс используется в параллельных и последовательно-параллельных АЦП, а последовательный — в интегрирующих. В АЦП последовательного приближения применяются как параллельный (например, 1108ПВ2), так и последовательный (например, AD7893) интерфейсы. Некоторые АЦП последовательного приближения (например, AD7892) имеют интерфейс обоих типов.

9.7.3. АЦП с параллельным интерфейсом выходных данных

В простейших случаях, характерных для параллельных АЦП и преобразователей ранних моделей, интерфейс осуществляется с помощью N -битного регистра хранения, имеющего три состояния выхода. Здесь N — разрядность АЦП. На **Рис. 9.47** представлена функциональная схема такого АЦП (а) и временные диаграммы работы интерфейса (б).

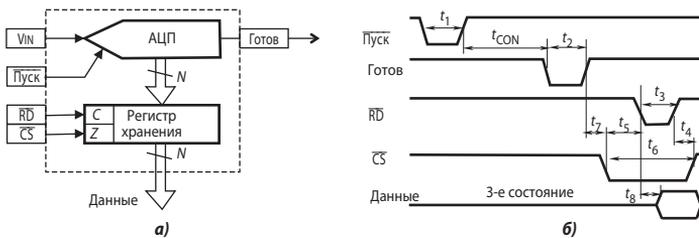


Рис. 9.47. АЦП с параллельным интерфейсом.

На нарастающем фронте сигнала «Пуск» УВХ преобразователя переходит в режим хранения и инициируется процесс преобразования. Когда преобразование завершено, на выходную линию «Готов» выводится импульс, что указывает на то, что в выходном регистре АЦП находится новый результат. Сигналы «CS» (Выбор кристалла) и «RD» (Чтение) управляют выводом данных для передачи приёмнику.

Для того чтобы упростить связь многобитного ($N > 8$) АЦП с 8-битным микропроцессором или микроконтроллером, в некоторых ИМС (например, МАХ167) реализована побайтовая выдача выходного слова. Если сигнал «NBEN», управляющий режимом вывода, имеет НИЗКИЙ уровень, то старшие биты выходного слова поступают на соответствующие им выходы (для 12-битного АЦП на выходы DO8...DO11). В противном случае они подаются на выходы, соответствующие младшему байту (для 12-битного АЦП на выходы DO0...DO3).

9.7.4. АЦП с последовательным интерфейсом выходных данных

В АЦП последовательного приближения, оснащённых простейшей цифровой частью, таких как 12-битный МАХ176 или 14-битный МАХ121, выходная величина может быть считана в виде последовательного кода прямо с компаратора или регистра последовательного приближения (РПП), как это указано в подразделе 9.4.2. На **Рис. 9.48** представлена функциональная схема такого интерфейса (а) и временные диаграммы его работы (б).



Рис. 9.48. Простейший последовательный интерфейс.

Здесь приведена схема, реализующая SPI-интерфейс. Процессор является ведущим (master). Начало процесса преобразования инициируется по отрицательному фронту импульса с микропроцессора на вход «Пуск» АЦП. С тактового выхода процессора на синхровход АЦП поступает последовательность тактовых импульсов. Начиная со второго такта после пуска на выходе данных АЦП формируется последовательный код выходного слова старшими битами вперёд. Этот сигнал поступает на вход процессора MISO (master — input, slave — output).

Простейший интерфейс обеспечивает наименьшее время цикла «преобразование — передача данных». Однако он обладает двумя существенными недостатками. Во-первых, переключение выходных каскадов АЦП во время преобразования приносит импульсную помеху в аналоговую часть преобразователя, что вызывает уменьшение отношения сигнал/шум (например, для АЦП AD7893 среднеквадратичное значение шума при передаче данных во время преобразования почти в три раза больше, чем при считывании данных после преобразования). Во-вторых, если АЦП имеет большое время преобразования, то процессор будет занят приёмом информации от АЦП существенную часть вычислительного цикла. По этим причинам современные АЦП с последовательной передачей выходных данных оснащаются выходным сдвиговым регистром, в который загружается результат преобразования из РПП. Временные диаграммы такого интерфейса приведены на **Рис. 9.49**.

По заднему фронту сигнала «Пуск» УВХ переходит в режим хранения и начинается преобразование. При этом на соответствующем выводе АЦП выставляется сигнал «Занят». По окончании преобразования начинается передача данных. Процессор подаёт на синхровход АЦП последовательность синхроимпульсов CLK. Если $8 < N \leq 16$, то число синхроимпульсов обычно составляет 16. При $N < 16$ вначале вместо отсутствующих старших битов передаются нули, а затем выходное слово старшими битами вперёд. До и после передачи данных выходная линия АЦП находится в высокоимпедансном состоянии.

Увеличение длительности цикла «преобразование — передача данных» по сравнению с простейшим интерфейсом обычно несущественно, так как синхроимпульсы могут иметь большую частоту. Например, для 12-битного АЦП последовательного приближения AD7896 минимальный интервал между отсчётами составляет 10 мкс. Из них последовательное чтение данных занимает только 1.6 мкс при частоте синхросигнала 10 МГц.

9.7.5. Последовательный интерфейс сигма-дельта-АЦП с процессорами

Последовательный интерфейс сигма-дельта-АЦП с процессорами аппаратно реализуется очень просто. Например, для связи 24-битного трёхканального АЦП AD7714 с микроконтроллером 80C51 в простейшем случае требуется всего две линии (**Рис. 9.50**).

АЦП управляется при помощи нескольких внутренних регистров. Это: регистр обмена, регистр режима, два регистра фильтра, три регистра калибровки нуля шкалы, три регистра калибровки полной шкалы и регистр данных. Данные в эти регистры записываются через последова-

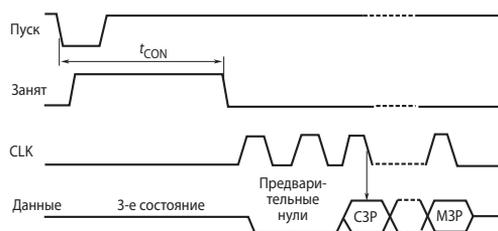


Рис. 9.49. Последовательный интерфейс с передачей данных по окончании преобразования.

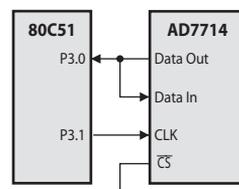


Рис. 9.50. Подключение сигма-дельта-АЦП к микроконтроллеру семейства MCS51.

тельный интерфейс; этот же интерфейс позволяет считывать данные из указанных регистров. Любое обращение к любому регистру должно начинаться с операции записи в регистр обмена. После включения питания или сброса АЦП ожидает записи в регистр обмена. Данные, записываемые в этот регистр, определяют тип следующей операции (чтение или запись), а также к какому регистру будет идти обращение. Программа взаимодействия микроконтроллера с АЦП включает следующую последовательность операций:

1. Запись в регистр обмена: задаётся входной канал.
2. Запись в верхний регистр фильтра: устанавливаются 4 старших бита слова фильтра, а также устанавливается биполярный/униполярный режим и длина выходного слова.
3. Запись в нижний регистр фильтра: устанавливаются 8 младших битов слова фильтра.
4. Запись в регистр режима: устанавливается коэффициент усиления, иницируется автокалибровка.
5. Опрашивается сигнал, указывающий на наличие в регистре данных нового результата преобразования.
6. Чтение результата из регистра данных.
7. Циклический повтор действий 5 и 6, пока не будет считано заданное число отсчётов.

9.8. Параметры АЦП

При последовательном возрастании значений входного аналогового сигнала $V_{IN}(t)$ от 0 до величины, соответствующей полной шкале АЦП (V_{FS}) выходной цифровой сигнал $D(t)$ образует ступенчатую кусочно-постоянную линию. Такую зависимость по аналогии с ЦАП называют обычно характеристикой преобразования АЦП. В отсутствие аппаратных погрешностей средние точки ступенек расположены на идеальной прямой 1 (Рис. 9.51), которой соответствует идеальная характеристика преобразования. Реальная характеристика преобразования может существенно отличаться от идеальной размерами и формой ступенек, а также расположением на плоскости координат. Для количественного описания этих различий существует целый ряд параметров.

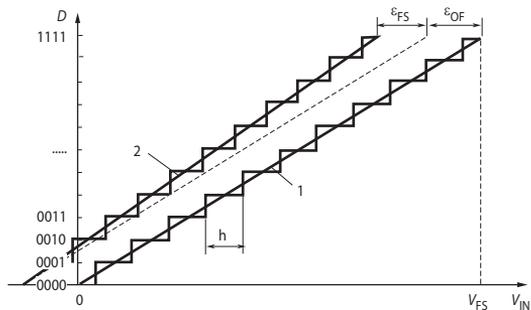


Рис. 9.51. Характеристика преобразования АЦП.

Реальная характеристика преобразования может существенно отличаться от идеальной размерами и формой ступенек, а также расположением на плоскости координат. Для количественного описания этих различий существует целый ряд параметров.

9.8.1. Статические параметры

Разрешающая способность — величина, обратная максимальному числу кодовых комбинаций на выходе АЦП. Разрешающая способность выражается в процентах, битах или децибелах и характеризует потенциальные возможности АЦП с точки зрения достижимой точности. Например, 12-битный АЦП имеет разрешающую способность 1/4096, или 0.0245% от полной шкалы, или -72.2 дБ.

Разрешающей способности соответствует приращение входного напряжения АЦП V_{IN} при изменении D_j на 1 LSB. Это приращение является шагом квантования. Для двоичных кодов преобразования номинальное значение шага квантования $h = V_{FS}/(2^N - 1)$, где V_{FS} — максимальное входное напряжение АЦП (напряжение полной шкалы), соответствующее максимальному значению выходного кода, N — разрядность АЦП. Чем больше разрядность преобразователя, тем выше его разрешающая способность.

Погрешность полной шкалы — относительная разность между реальным и идеальным значениями предела шкалы преобразования при отсутствии смещения нуля.

$$\delta_{FS} = \frac{\varepsilon_{FS}}{V_{FS}} \cdot 100\% .$$

Эта погрешность является мультипликативной составляющей полной погрешности. Иногда указывается соответствующим числом LSB.

Погрешность смещения нуля — значение V_{IN} , когда входной код ЦАП равен нулю. Является аддитивной составляющей полной погрешности. Обычно определяется по формуле

$$\varepsilon_{OF} = V_{IN(01)} - h / 2 ,$$

где $V_{IN(01)}$ — значение входного напряжения, при котором происходит переход выходного кода из **0** в **1**. Часто указывается в милливольтгах или в процентах от полной шкалы:

$$\delta_{OF} = \frac{\varepsilon_{OF}}{V_{FS}} \cdot 100\% .$$

Погрешности полной шкалы и смещения нуля АЦП могут быть уменьшены либо подстройкой аналоговой части схемы, либо коррекцией вычислительного алгоритма цифровой части устройства.

Погрешности линейности характеристики преобразования не могут быть устранены такими простыми средствами, поэтому они являются важнейшими метрологическими характеристиками АЦП.

Нелинейность — максимальное отклонение реальной характеристики преобразования $D(V_{IN})$ от оптимальной (линия 2 на Рис. 9.51). Оптимальная характеристика представляет собой прямую линию и находится эмпирически так, чтобы минимизировать значение погрешности линейности. Нелинейность обычно определяется в относительных единицах, но в справочных данных приводится также и в LSB. Для характеристики, приведённой на Рис. 9.52

$$\delta_L = \frac{\varepsilon_j}{V_{FS}} \cdot 100\% .$$

Дифференциальной нелинейностью АЦП в данной точке k характеристики преобразования называется разность между значением кванта преобразования h_k и средним значением кванта преобразования h . В спецификациях на конкретные АЦП значения дифференциальной нелинейности выражаются в долях LSB или процентах от полной шкалы. Для характеристики, приведённой на Рис. 9.52,

$$\delta_{LD} = \frac{h_k - h}{V_{FS}} \cdot 100\% .$$

Погрешность дифференциальной линейности определяет два важных свойства АЦП: непропадание кодов и монотонность характеристики преобразования. *Непропадание кодов* — свойство АЦП выдавать все возможные выходные коды при изменении входного

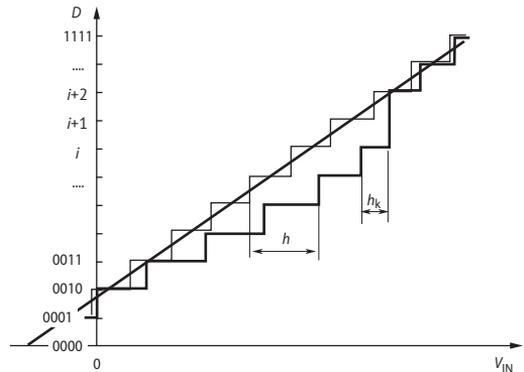


Рис. 9.52. Характеристика преобразования АЦП с пропаданием кодов.

напряжения от начальной до конечной точки диапазона преобразования. Пример пропадания кода $i + 1$ приведён на **Рис. 9.52**.

При нормировании непропадания кодов указывается эквивалентная разрядность АЦП — максимальное количество битов АЦП, для которых не пропадают соответствующие им кодовые комбинации.

Монотонность характеристики преобразования — это неизменность знака приращения выходного кода D при монотонном изменении входного преобразуемого сигнала. Монотонность не гарантирует малых значений дифференциальной нелинейности и непропадания кодов.

Температурная нестабильность АЦ-преобразователя характеризуется *температурными коэффициентами* погрешности полной шкалы и погрешности смещения нуля.

9.8.2. Динамические параметры

Возникновение динамических погрешностей связано с дискретизацией сигналов, изменяющихся во времени. Можно выделить следующие параметры АЦП, определяющие его динамическую точность.

Максимальная частота дискретизации (преобразования) — это наибольшая частота, с которой происходит образование выборочных значений сигнала, при которой выбранный параметр АЦП не выходит за заданные пределы. Измеряется числом выборок в секунду. Выбранным параметром может быть, например, монотонность характеристики преобразования или погрешность линейности.

Время преобразования (t_C) — это время, отсчитываемое от начала импульса дискретизации или начала преобразования до появления на выходе устойчивого кода, соответствующего данной выборке. Для одних АЦП, например, последовательного счёта или многотактного интегрирования, эта величина является переменной, зависящей от значения входного сигнала, для других, таких как параллельные или последовательно-параллельные АЦП, а также АЦП последовательного приближения, примерно постоянной. При работе АЦП без УВХ время преобразования является апертурным временем.

Время выборки (стробирования) — время, в течение которого происходит образование одного выборочного значения. При работе без УВХ равно времени преобразования АЦП.

9.8.3. Шумы АЦП

В идеале, повторяющиеся преобразования фиксированного постоянного входного сигнала должны давать один и тот же выходной код. Однако, вследствие неизбежного шума в схемах АЦП, существует некоторый диапазон выходных кодов для заданного входного напряжения. Если подать на вход АЦП постоянный сигнал и записать большое число преобразований, то в результате получится некоторое распределение кодов. Если подогнать Гауссовское распределение к полученной гистограмме, то стандартное отклонение будет примерно эквивалентно среднеквадратичному значению входного шума АЦП. В качестве примера на **Рис. 9.53** приведена гистограмма результатов 5000 преобразований постоянного входного сигнала, выполненных 16-битным двухтактным последовательно-параллельным АЦП AD7884. Входное напряжение из диапазона ± 5 В было установлено по возможности ближе к центру кода. Как видно из гистограммы, все результаты преобразований распределены на шесть кодов. Среднеквадратичное значение шума, соответ-

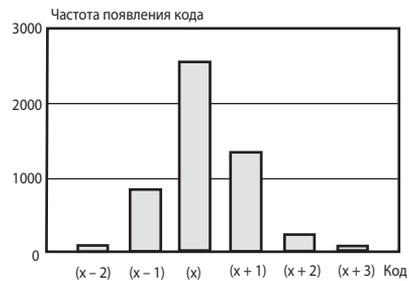


Рис. 9.53. Гистограмма результатов преобразования АЦП AD7884.

5000 преобразований постоянного входного сигнала, выполненных 16-битным двухтактным последовательно-параллельным АЦП AD7884. Входное напряжение из диапазона ± 5 В было установлено по возможности ближе к центру кода. Как видно из гистограммы, все результаты преобразований распределены на шесть кодов. Среднеквадратичное значение шума, соответ-

ствующее этой гистограмме, равно 120 мкВ. Этот шум в АЦП генерируется резисторами (тепловой шум) и ключами. Кроме того, имеется остаточный шум квантования, который не удалён цифровым фильтром. Распределение шума обычно гауссово, поэтому может быть определена величина среднеквадратичного отклонения шума.

Для характеристики уровня шума используется понятие *эффективной разрешающей способности*, иногда называемой эффективной разрядностью (ЕНОВ). Примечательно, что, как правило, ЕНОВ используется для характеристики динамической эффективности высокоскоростных АЦП при преобразовании ими сигналов переменного тока и гораздо реже в отношении низкочастотных сигма-дельта-АЦП.

Эффективная разрешающая способность определена следующим уравнением

$$\text{ЕНОВ} = \log_2 \left(\frac{V_{\text{FS}}}{V_{\text{N}}} \right) \text{ бит},$$

где V_{FS} — входное напряжение полной шкалы АЦП, V_{N} — среднеквадратичное отклонение шума.

Эффективная разрешающая способность АЦП высокой разрядности может быть много ниже номинальной. Так у 24-битного сигма-дельта-АЦП AD7714 при частоте входных отсчётов 50 Гц и максимальном усилении входного сигнала входным усилителем эффективная разрешающая способность составляет только 15.5 бит.

9.8.4. Параметры, характеризующие качество преобразования сигналов переменного тока

Эти характеристики имеют особое значение для скоростных АЦП, применяемых чаще всего в системах телекоммуникации, а также для аудиоАЦП.

Отношение сигнал/шум (SNR) — это отношение среднеквадратичного значения входного сигнала к среднеквадратичному значению шума, который определяется как сумма всех остальных спектральных компонент, исключая постоянную составляющую и высшие гармоники, для входного сигнала, имеющего уровень -1 дБ от полной шкалы. Для идеального АЦП справедлива формула: $\text{SNR} = (6.02N + 1.76)$ дБ, где N — разрядность АЦП. Например, для идеального 12-битного АЦП получаем $\text{SNR} = 74$ дБ.

Отношение сигнал/(шум + искажения) (SINAD) по смыслу мало отличается от рассмотренного выше отношения сигнал/шум (SNR) за исключением добавленных искажений — важных при конструировании аудио- и радиотехники. Сигнал — это среднеквадратичное значение основной гармоники. (Шум + искажения) — это среднеквадратичное значение суммы всех остальных составляющих вплоть до $1/2$ частоты дискретизации, кроме основной гармоники и постоянной составляющей. Отношение зависит от числа уровней квантования в процессе преобразования: чем больше уровней, тем меньше шум квантования. Теоретически отношение $S/(N + D)$ для идеального АЦП можно оценить по формуле, аналогичной SNR.

Количество эффективных битов (ЕНОВ). Если основным источником погрешности являются только собственные шумы АЦП, то количество эффективных битов N определяется формулой (9.18). При преобразовании высокочастотных сигналов правильнее воспользоваться выражением

$$\text{ЕНОВ} = (\text{SINAD} - 1.76)/6.02,$$

где SINAD — это реальное значение отношения сигнал/(шум + искажения) для конкретного АЦП. Необходимо заметить, что большое влияние на этот параметр оказывают динамические характеристики АЦП (максимальная скорость нарастания, время выборки УВХ и т. п.), которые делают ЕНОВ сильно зависимым от частоты входного сигнала, т. е. с ростом частоты входного сигнала увеличиваются искажения.

Суммарный коэффициент гармоник (THD) — это отношение среднеквадратичного значения суммы гармоник к среднеквадратичному значению основной гармоники, выраженное в децибелах. Определяется по формуле

$$\text{THD} = 10 \lg[(V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_i^2)/V_1^2],$$

где V_1 — среднеквадратичное значение основной гармоники, а $V_2 \dots V_i$ — среднеквадратичные значения гармоник от второй до i -й. Обычно $i = 6$ или 9 .

Динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (SFDR) — это выраженный в дБ разность между среднеквадратичными значениями основной составляющей входного сигнала и максимальной паразитной составляющей (максимальной гармоникой или шумовой компонентой).

Интермодуляционные искажения (IMD). Когда на вход АЦП подаётся сигнал, представляющий собой сумму двух синусоид с разными частотами, f_a и f_b , то вследствие нелинейности характеристики преобразования, в выходном коде будут присутствовать составляющие с суммарными и разностными частотами $mf_a + nf_b$, где $m, n = 0, 1, 2, 3, \dots$. Интермодуляционными членами называются те, для которых ни m , ни n не равны нулю. Например, члены второго порядка — это $(f_a + f_b)$ и $(f_a - f_b)$, а члены третьего порядка — это $(2f_a + f_b)$, $(2f_a - f_b)$, $(f_a + 2f_b)$ и $(f_a - 2f_b)$. Если АЦП тестируется с использованием международного стандарта CCIF, то на его вход подаются две синусоиды с частотами вблизи верхней граничной частоты входного сигнала. В этом случае частоты членов 2-го и 3-го порядка имеют существенно различное значение. Члены 2-го порядка обычно значительно отстоят по частоте от входных синусоид, тогда как частоты членов 3-го порядка обычно близки к входным частотам. Вследствие этого члены 2-го и 3-го порядка в спецификациях указываются отдельно. IMD вычисляется аналогично TND и равно отношению среднеквадратичных значений суммы отдельных интермодуляционных искажений к среднеквадратичному значению основной гармоники, выраженному в дБ.

9.9. Современные тенденции развития АЦП

В настоящее время в мире изготавливаются сотни наименований интегральных АЦП. Новые модели АЦП, выпуск которых начался в последние годы реализуют три метода преобразования: сигма-дельта, последовательного приближения и конвейерный. Для современных АЦП характерны следующие особенности [9,10]:

- Повышенные частоты дискретизации, улучшенная разрешающая способность.
- Однополярное питание с низким напряжением (1.8...5 В).
- Пониженное энергопотребление, режимы выключения или «засыпания».
- Уменьшенный размах биполярных сигналов входа.
- Дифференциальные входы.
- Расширенное применение дешёвых КМОП-технологий.
- Малые установочные размеры.

По быстродействию АЦП в настоящее время можно разделить на следующие группы в зависимости от максимальной частоты преобразования (выборки) $f_{S(\max)}$:

- АЦП постоянного тока — $f_{S(\max)} < 10$ кГц;
- АЦП среднего быстродействия — $f_{S(\max)} = 10 \dots 5000$ кГц;
- Скоростные АЦП — $f_{S(\max)} = 5 \dots 200$ МГц;
- Сверхскоростные АЦП — $f_{S(\max)} > 200$ МГц.

Точность современных моделей АЦП определяется преимущественно разрядностью.

Можно определить следующие градации:

- АЦП низкой точности — 8 бит и менее;
- АЦП средней точности — 10...13 бит;
- АЦП высокой точности — 14 бит и более.

На Рис. 9.54. приведены области, занимаемые современными АЦП различного типа на плоскости «разрядность—быстродействие».

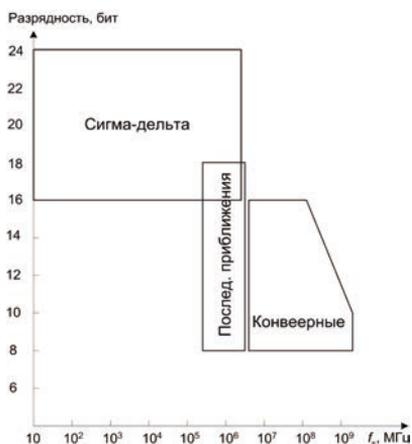


Рис. 9.54. Области, занимаемые АЦП различного типа на плоскости «разрядность—быстродействие».

АЦП постоянного тока

В настоящее время АЦП для преобразования медленно меняющихся сигналов датчиков мостового типа, термопар, температурных датчиков сопротивления, измерения напряжения постоянного тока изготавливаются на основе метода сигма-дельта-модуляции. Некоторые фирмы продолжают выпускать АЦП многотактного интегрирования, но это уже довольно старые модели, применяющиеся преимущественно в дешёвых цифровых мультиметрах.

Усовершенствование низкочастотных сигма-дельта-АЦП идёт в направлении снижения шума преобразования, усиления интеграции за счёт включения в состав ИМС дополнительных блоков, таких как тактовый генератор, детектор уровня опорного напряжения и др. Примерами АЦП постоянного тока, появившихся на рынке за последние годы могут служить AD7798/9 (Analog Devices), LTC2480 и LTC2442 (Linear Technology), MSP3550/1/3 (Microchip) и ADS1232 (Texas Instruments). Общим для этих моделей является встроенный тактовый генератор, сигма-дельта-модулятор третьего порядка и цифровая фильтрация по алгоритму $(\text{sinc})^4$. Как и более ранние модели, эти АЦП позволяют интенсивно подавлять составляющие частот 50, 60 Гц и кратных им. Наименьшим шумом (и соответственно наибольшим ENOB) обладает ADS1232 (среднеквадратичное значение (rms) 17 нВ при частоте выборок 10 Гц и коэффициенте усиления встроенного программируемого усилителя (PGA) $K_{PGA} = 128$). Длительное время применявшийся в той же области AD7714 при тех же частоте выборок и усилении имеет среднеквадратичное напряжение шума 250 нВ, т. е. в 15 раз больше. К недостаткам ADS1232 можно отнести значительный входной ток (50 нА, при K_{PGA} , равном 64 и 128; 500 нА, при K_{PGA} , равном 1 и 2).

Фирма Microchip, специализирующаяся в основном на цифровой технике, начала выпускать в 8-выводном корпусе 22-битный MSP3550/1/3, имеющий ENOB = 21.9 бит. Этот недорогой АЦП с одним дифференциальным входом имеет прекрасные точностные показатели: погрешность полной шкалы — $2 \cdot 10^{-6}$, INL = $6 \cdot 10^{-6}$, общая неустранимая самокалибровкой погрешность не превышает 0.001%. АЦП не имеет встроенного усилителя и потребляет от источника питания всего 0.1 мА при напряжении 2.7 В.

Сигма-дельта-АЦП LTC2442 допускает частоту отсчётов до 8 кГц. Этот прибор, имеющий $ENOB = 24$ бит при частоте выборок 31,25 Гц, оснащён двумя входными ОУ, которые позволяют подключать внешние цепи обратной связи, так что пользователь может установить необходимый ему коэффициент усиления с помощью резисторов. Для удобства преобразования биполярных сигналов ОУ могут питаться от дополнительных источников питания вплоть до ± 15 В. Типичное значение INL этого АЦП составляет 10^{-6} .

АЦП среднего быстродействия

Эта категория АЦП предназначена для построения высокоточных низкоскоростных систем сбора данных, систем управления двигателями постоянного тока, измерения параметров электроэнергии промышленной частоты. На сегодняшний день на рынке эта группа представлена преимущественно сигма-дельта-АЦП и АЦП последовательного приближения.

24-битный сигма-дельта ADS1258 (Texas Instruments) содержит модулятор 4-го порядка, встроенные источник опорного напряжения (ИОН), датчик температуры, монитор питания и входной аналоговый мультиплексор, конфигурируемый либо в 16 одиночных, либо в 8 дифференциальных каналов. Тактовый генератор снабжён схемой умножения, преобразующей частоту внешнего резонатора 32768 Гц в тактовую частоту 15,729 МГц. Цифровая часть включает $(\text{sinc})^5$ -фильтр и программируемый усреднитель. Такое построение вместе с модулятором 4-го порядка позволяет получить $ENOB = 21,6$ бит при частоте выборок 1953 Гц. При дифференциальном включении входного мультиплексора может быть организована стабилизация нуля прерыванием. Это позволяет снизить смещение нуля АЦП примерно в 20 раз. Максимальная частота выборок при фиксированном входном канале — 125 кГц.

Фирма Analog Devices начала выпускать 16-битный сигма-дельта-модулятор второго порядка AD7400, имеющий цифровой интерфейс с трансформаторной изоляцией. Применение этой ИМС позволяет обеспечить электрическую развязку контролируемой цепи от прибора при напряжении до 891 В. Модулятор обладает встроенными тактовым генератором частоты 10 МГц, ИОН и устройством выборки-хранения (УВХ). При включении модулятора совместно с внешним $(\text{sinc})^3$ -фильтром образуется сигма-дельта-АЦП, который при 256-кратной децимации (частота выходных выборок, соответственно, 39 кГц) обладает $SINAD = 79$ дБ, а $THD = -93$ дБ при преобразовании синусоидального сигнала частотой 35 Гц.

Эта же фирма предлагает три почти идентичных 24-битных сигма-дельта-АЦП с мультибитным модулятором AD7760, AD7762 и AD7763. Первые две модели оснащены параллельным интерфейсом, а последняя — последовательным. Передача данных при параллельном интерфейсе осуществляется двумя посылками по 16 бит. Эти модели имеют на кристалле встроенный буферный дифференциальный усилитель. Цифровая часть включает трёхступенчатый фильтр, причём последняя ступень может программироваться пользователем как фильтр нижних частот от 12-го до 96-го порядка. АЧХ фильтра 96-го порядка имеет спад за полосу пропускания 120 дБ на четверть октавы. Все эти АЦП при внешней тактовой частоте 40 МГц обладают при 256- и 32-кратной децимации (частоты выборок, соответственно, 78 и 625 кГц) SNR, равным соответственно 112 и 107 дБ. AD7760 допускает также 8-кратную децимацию (частота выборок 2,5 МГц), при этом $SNR = 100$ дБ. Мощность, потребляемая этими АЦП, — около 1 Вт.

Для синхронного сбора данных по нескольким каналам в системах энергомониторинга и электропривода выпускаются ИМС, содержащие несколько сигма-дельта-АЦП на одном кристалле. Примерами могут служить шестиканальные 16-битные AD73360 и CS5451A, содержащие на кристалле по шесть сигма-дельта-АЦП, шесть усилителей с программируемым коэффициентом усиления и источник опорного напряжения. Максимальная частота синхронных выходных выборок AD73360 составляет 64 квыб./с, а CS5451A — 4 квыб./с.

Важным параметром АЦП с точки зрения выбора входного аналогового антиалийзингового фильтра является частота входных выборок, которая связана с частотой выходных выборок коэффициентом децимации. AD73360 имеет максимальную частоту входных выборок 2 МГц, CS5451A — 1 МГц.

В Табл. 9.4 представлены основные параметры некоторых новых моделей сигма-дельта-АЦП.

Таблица 9.4. Основные параметры сигма-дельта-АЦП

Наименование	Разрядность [бит]	Число каналов	Частота преобразования мин/макс [Гц]	ENOB, на мин. частоте	Интегральная нелинейность [%]	Напряжение питания [В]	Мощность потребления [мВт]	Входной ток [нА]	K_{PCL}	Особенности
AD7799	24	3	4.17/500	23	0.0015	2.7...5.25	1.2	1	1...128	Внутренний тактовый генератор
LTC2480	17	1	7.5/15	16	0.001	2.7...5.5	0.67	1	1...256	Датчик температуры
LTC2442	24	4	6.9/8000	24.4	0.001	±15, 5	10	1	—	Два входных усилителя
MSP3550	22	1	12.5	21.9	0.0006	2.7...5.5	0.4	1	—	8-выводной корпус
ADS1232	24	2	10/80	23.5	0.001	2.7...5.3	10	50...500	1...128	Датчик температуры
ADS1258	24	16	1.9...125 кГц	21.6	0.001	5	42	65 кОм	—	Датчик температуры
AD7760	24	1	78...2500 кГц	18.3	0.00076	3, 5	955	—	—	Цифровой ФНЧ

АЦП последовательного приближения продолжают оставаться основным типом АЦП среднего быстродействия с разрешающей способностью 8...18 бит. Фирма National Semiconductor выпускает семейство недорогих одноканальных АЦП ADCxx1Sxx1 (см. Табл. 9.5) различающихся разрядностью и быстродействием.

Таблица 9.5. АЦП семейства ADCxx1Sxx1

Разрядность [бит]	Производительность [тысяч преобразований в секунду]		
	50...200	200...500	500...1000
12	ADC121S021	ADC121S051	ADC121S101
10	ADC101S021	ADC101S051	ADC101S101
8	ADC081S021	ADC081S051	ADC081S101

Каждая из моделей семейства включает УВХ, компаратор, ЦАП на конденсаторах с перераспределением заряда и управляющую логику (Рис. 9.55). Как видно из схемы, входное сопротивление АЦП не может быть определено. Можно говорить лишь о входной ёмкости в режиме выборки и токе утечки в режиме хранения. Интерфейс простей-

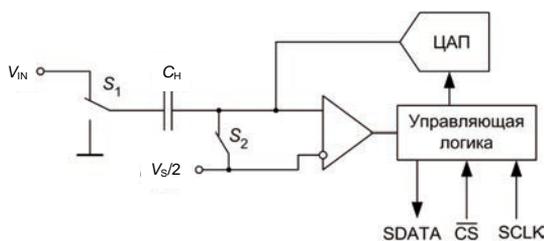


Рис. 9.55. Блок-схема АЦП семейства ADCxx1Sxx1.

ший последовательный с совмещением по времени преобразования и передачи данных. Длительность цикла преобразования-передачи унифицирована для всех моделей и составляет 16 тактов. Тактовый сигнал частотой 1...4 МГц (для самых медленных моделей) поступает на вход SCLK. Если использовать более низкую частоту, то возможно появление погрешности, обусловленной разрядом конденсатора хранения УВХ. АЦП может быть переведён в режим пониженного энергопотребления «Shutdown». Эти ИМС изготавливаются в миниатюрных 6-выводных корпусах SOT-32 и LPP и стоят оптовыми партиями от \$0.78 до \$1.85.

Фирма Analog Devices выпускает семейство AD7276/7/8 12/10/8-битных АЦП, выполненных по схеме на Рис. 9.55. Эти АЦП имеют частоту преобразования до 3 МГц при тактовой частоте 48 МГц.

Texas Instruments также производит в 6-выводных корпусах подобное семейство 12/10/8-битных АЦП ADS7866/7/8 с частотой выборок до 300 кГц, и ADS7886/7/8 с частотой выборок до 1.25 МГц.

Кроме того, Texas Instruments предлагает разработчикам интересное семейство быстродействующих АЦП высокой разрядности (Табл. 9.6).

Таблица 9.6. АЦП семейства ADS83/4xx

Разрядность, тип входа	Производительность [млн преобразований в секунду]				
	0.5	0.6	0.75	1.25	2
18 бит, псевдодифференциальный	ADS8383	ADS8381			
		ADS8380 (S)			
18 бит, псевдобиполярный, дифференциальный		ADS8382 (S)			
16 бит, псевдодифференциальный		ADS8370 (S)	ADS8371	ADS8401/05	ADS8411
					ADS8410 (S-LVDS)
16 бит, псевдобиполярный, дифференциальный		ADS8372 (S)		ADS8402/06	ADS8412
					ADS8413 (S-LVDS)

Примечание. (S) — последовательный интерфейс, (S-LVDS) — последовательный LVDS-интерфейс.

Один из представителей этого семейства, ADS8413, — 16-битный АЦП последовательного приближения с последовательным LVDS-интерфейсом. Максимальная частота преобразований — 2 МГц, передачи данных — 200 Мбод. Интегральная нелинейность — не более 0.003%. Тактовый генератор и ИОН — внутренние. При преобразовании сигнала частотой 10 кГц, SINAD = 92 дБ, ENOB = 15 бит. Мощность потребления — 0.29 Вт.

Близкими характеристиками обладает 18-битный AD7641 фирмы Analog Devices. Несмотря на то, что его дифференциальная нелинейность может достигать 2 LSB, производитель утверждает, что АЦП не имеет пропуска кодов с 18-битной точностью. Прибор имеет параллельный и последовательный интерфейсы, причём программно могут быть установлены 18-, 16- или 8-битные режимы передачи данных. Характеристики преобразования сигналов переменного тока несколько лучше, чем у предыдущей модели: SINAD = 94 дБ, ENOB = 15.3 бит при преобразовании сигнала частотой 10 кГц. AD7641 довольно экономичен, он потребляет менее 0.1 Вт.

АЦП последовательного приближения с пониженным энергопотреблением для приложений с питанием от батарей представлены моделями MAX1393/6 фирмы Maxim, и LTC1863/7 фирмы Linear Technology. MAX1393 — 12-битный одноканальный АЦП с дифференциальным входом и последовательным интерфейсом. Максимальная производительность — 312.5 квыб./с. Напряжение питания прибора 1.5...3.6 В. Ток потребле-

ния при 1.6 В и номинальной частоте преобразования составляет не более 0.6 мА. За счёт автоматического перехода в режим пониженного энергопотребления после выдачи последнего бита ток потребления снижается практически пропорционально частоте преобразования и при частоте 1 квыб./с равен 1.9 мкА при 1.8 В.

LTС1867 — восьмиканальный 16-битный АЦП с внутренним ИОН и последовательным интерфейсом. Номинальная частота преобразования — 175 кГц. Напряжение питания 2.7...3.6 В. При номинальной частоте и напряжении 2.7 В типичное значение тока потребления — 0.75 мА, при частоте преобразования 20 кГц — 0.2 мА. АЦП не имеет пропуска кодов. Его SINAD при преобразовании синусоидального сигнала частотой 1 кГц составляет 83.1 дБ. INL может достигать 3 LSB.

Недавно фирма Analog Devices начала выпускать АЦП последовательного приближения с передискретизацией AD7767. Передискретизация — это превышение частоты входных выборок над частотой выходных слов. Целесообразность передискретизации поясняет **Рис. 9.3**. Увеличение частоты квантования (**Рис. 9.3, б**) снижает требования к анти-алиазинговому фильтру, но возрастает влияние помех, которое обычно ослабляют последующим цифровым сглаживанием в микроконтроллере или цифровом процессоре сигналов. В AD7767 это цифровое сглаживание по sinc-алгоритму осуществляется прямо на кристалле, что упрощает обмен с микроконтроллером и его программирование. В зависимости от модификации цифровой фильтр осуществляет децимацию в 8 (AD7767), 16 (AD7767-1) или 32 (AD7767-2) раза. При этом динамический диапазон составляет, соответственно, 109.5, 112.5 и 115.5 дБ. Накопление данных в фильтре обеспечивает разрешение 24 бита без пропуска кодов. Ещё одним достоинством этих АЦП является низкая интегральная нелинейность — типичное значение 0.0003%. На **Рис. 9.56** приведена блок-схема АЦП AD7767.

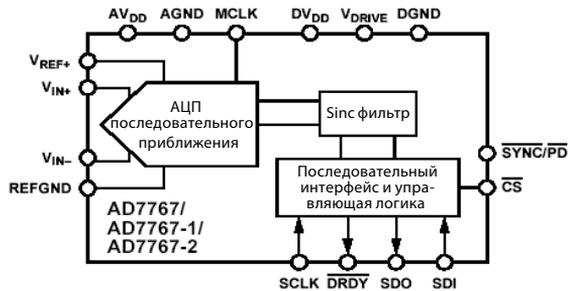


Рис. 9.56. Блок-схема АЦП AD7767.

Передискретизация позволяет растянуть спектр шума квантования и тем самым снизить спектральную плотность шума (**Рис. 9.57**). Последующая за аналого-цифровым преобразованием цифровая фильтрация оставляет только ту часть спектра шума, которая лежит в пределах полосы полезного сигнала. В результате среднеквадратичное отклонение шума снижается.

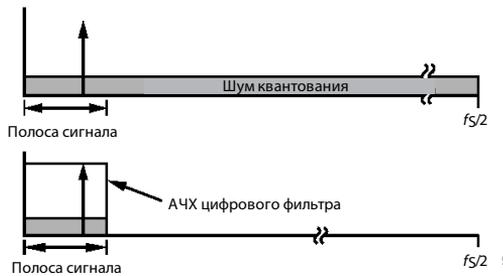


Рис. 9.57. Спектр шума квантования АЦП до и после цифровой фильтрации.

Сравним АЦП последовательного приближения (ПП) с передискретизацией и сигма-дельта-АЦП среднего быстродействия. С одной стороны, за счёт значительно более высо-

кой разрядности самого АЦП ПП спектральная плотность шума квантования в полосе сигнала должна быть ниже, чем у сигма-дельта-модулятора, имеющего АЦП низкой разрядности. Но с другой стороны, сигма-дельта-модулятор, особенно высокого порядка, деформирует спектр шума, подавляя его низкочастотную часть. За счёт применения мало-битного параллельного АЦП сигма-дельта-модулятор может легко обеспечить более высокую частоту дискретизации. В Табл. 9.7 представлены сравнительные характеристики двух моделей 24-битных АЦП с передискретизацией, имеющих различную схемотехнику. Видно, что отношение сигнал/шум у них примерно одинаковое, но сигма-дельта-АЦП AD7765 потребляет мощность в 20 с лишним раз больше, чем AD7767-1, за счёт работы на более высокой частоте. Зато антиалайзинговый фильтр этого АЦП может быть более простым за счёт значительно большего коэффициента передискретизации.

Таблица 9.7. Сравнение сигма-дельта-АЦП и АЦП последовательного приближения

Модель	Схема	K	f_s [МГц]	F_{OUT} [кГц]	SNR [дБ]	P [мВт]
AD7765	Σ - Δ	256	40	78	109	371
AD7767-1	ПП	16	1	64	111	18

В Табл. 9.8 приведены основные параметры некоторых новых моделей АЦП последовательного приближения.

Таблица 9.8. Основные параметры АЦП последовательного приближения

Наименование	Разрядность [бит]		Число каналов	Частота преобразования мин/макс [кГц]	ENOB	Интегральная нелинейность [LSB]	Напряжение питания [В]	Мощность потребления [мВт]	Входной ток [мкА]	Особенности
ADC081S021	8	1	50/200	7.9	0.3	2.7...5.25	3	1	6-выводной SOT-23	
ADC128S102	12	8	500/1000	11.8	1.2	2.7...5.25	2.3	1		
AD7276	12	1	31/3000	11	1	2.35...3.6	20	1	6-выводной TSOP	
MAX1332	12	2	3000	11.6	1	5	38	1	Дифференциальные входы	
ADS7886	12	1	1250	11.7	1.2	2.3...5.25	4	0.04	6-выводной SC70	
ADS8413	16	1	50/2000	15	2	5	290	0.0005	Дифференциальный вход	
AD7980	16	1	0/1000	14.9	0.6	2.5	7	0.001	Дифференциальный вход	
AD7767-2	24	1	32	21	0.0003 %	2.5	7	22 пФ	Передискретизирующий	
MAX1393	12	1	312.5	11.3	1	1.5...3.6	0.915	1	Микромощный	
LTC1867	16	8	175	13.5	3	2.7...5.5	2	1	Микромощный	

Скоростные АЦП

АЦП, относящиеся к этой категории, применяются в ультразвуковых приборах и системах, проводных и беспроводных системах коммуникаций, испытательном оборудовании систем связи, а также в недорогих цифровых осциллографах. Современные скоростные АЦП — это почти исключительно приборы конвейерной архитектуры с дифференциальным аналоговым входом, имеющие режим пониженного энергопотребления. Основные типы интерфейса: КМОП и ТТЛ — параллельные и LVDS — последовательный.

Типичный 12-битный скоростной АЦП — AD9237. Он имеет 11 ступеней преобразования с коррекцией кодов. Максимальная производительность в зависимости от версии — 20, 40 или 65 Мвыб./с, аналоговая полоса полной мощности — 400 МГц, что даёт возможность за счёт низкого апертурного джиттера преобразовывать периодические сигналы высоких частот, используя стробоскопический метод. При преобразовании синусоидального сигнала частотой 34.2 МГц самой скоростной версией SINAD = 65.8 дБ. Прибор питается напряжением 3 В и потребляет мощность всего 190 мВт (версия 65 Мвыб./с).

Счетверённый вариант этого АЦП, AD9229, оснащён последовательным LVDS-интерфейсом со скоростью передачи данных по каждому каналу 780 Мбод. Прибор имеет стабилизатор скважности входного тактового сигнала и умножитель частоты на ФАПЧ. Минимальная частота преобразования, определяемая условиями устойчивости ФАПЧ, составляет 10 Мвыб./с.

Конвейерная архитектура позволяет наращивать разрядность АЦП с минимальным усложнением схемы без снижения производительности. 14-битный MAX12557 имеет производительность 65 Мвыб./с. За счёт низкого апертурного джиттера (0.5 пс (rms)) и высокого быстродействия УВХ он может в стробоскопическом режиме преобразовывать сигналы частотой до 750 МГц. При частоте входного сигнала 70 МГц его SINAD = 73.4 дБ.

14-битные AD9246 и LTC2255 имеют ещё большую производительность — 125 Мвыб./с, причём диапазон напряжения питания AD2946 составляет 1.8...3.3 В.

16-битные LTC2208 (130 Мвыб./с) и MAX19586 (80 Мвыб./с) обладают самыми высокими значениями SINAD — соответственно 77.4 и 77.6 дБ при частоте входного сигнала 70 МГц. У LTC2208 к тому же рекордный апертурный джиттер (0.07 пс (rms)). Цифровые выходы данных параллельного интерфейса этого АЦП могут быть сконфигурированы для сопряжения с LVDS- или с КМОП-приёмниками.

Известно, что добавление шума в преобразуемый сигнал в сочетании с последующим усреднением приводит к снижению нелинейности квантования [9.12]. Конвейерный 16-битный АЦП фирмы Linear Technology LTC2209 содержит генератор псевдослучайного сигнала (дизера). За счёт его применения на частотах входного сигнала до 70 МГц SFDR повышается на 10 дБ. На **Рис. 9.58** представлены спектры выходных данных LTC2209 при преобразовании синусоидального сигнала частотой 15.1 МГц без дизера (**Рис. 9.58, а**) и с дизером (**Рис. 9.58, б**).

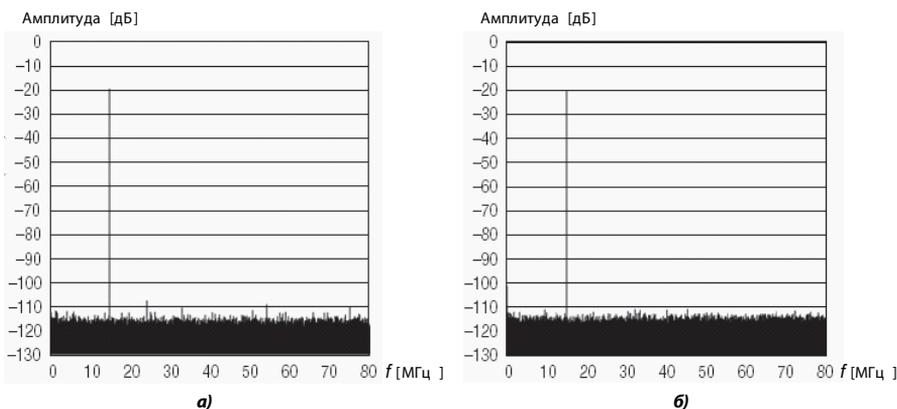


Рис. 9.58. Спектры выходных данных LTC2209: а) без дизера, б) с дизером.

Сверхскоростные АЦП

Области применения сверхскоростных АЦП — радиолокационные системы, цифровые осциллографы, широкополосные цифровые приёмники, в том числе многоканальные приёмники базовых станций сотовой телефонии.

Если ещё недавно среди АЦП с производительностью более 200 Мвыб./с преобладали параллельные АЦП, то новейшие модели этого класса имеют также конвейерную архитектуру. Существенным отличием новых моделей сверхскоростных АЦП является параллельный LVDS-интерфейс. Один из таких АЦП, 12-битный сдвоенный MAX1219, имеет максимальную производительность 210 Мвыб./с (минимальная — 40 Мвыб./с). Он питается от 1.8 В, потребляя мощность 1.6 Вт. Лучшими характеристиками обладает 13-битный ADS5444 фирмы Texas Instruments — максимальная производительность 250 Мвыб./с, минимальная — 10 Мвыб./с.

Фирма National Semiconductor выпускает сдвоенный 8-битный АЦП ADC08D1500, обладающий производительностью 1.5 ГП/с. Многоступенчатый конвейер этого прибора создаёт задержку выходных данных относительно выборки входного сигнала на 13 тактов. АЦП питается от одного источника 1.9 В и потребляет 1.8 Вт. Каждый канал прибора имеет на выходе демультимплексор 1 × 2, облегчающий сопряжение с более медленными приёмниками. Входной аналоговый мультимплексор наряду с поочерёдным тактированием каналов позволяет реализовать одноканальный режим с производительностью 3 ГП/с. Дифференциальное входное сопротивление АЦП (100 Ом) согласуется с волновым сопротивлением дифференциальной линии.

10-битный AT84AS008 фирмы Atmel имеет максимальную производительность 2.2 ГП/с (минимальную 200 Мвыб./с). Прибор имеет выходной демультимплексор 1 × 2 или 1 × 4. Конвейерная задержка — 4 такта. Дифференциальное входное сопротивление также 100 Ом.

В Табл. 9.9 приведены основные параметры некоторых моделей конвейерных АЦП.

9.10. Применение АЦП

9.10.1. Системы сбора данных

Постепенное усложнение АЦП, появление многоканальных АЦП, АЦП со встроенным устройством выборки-хранения, АЦП со сложной цифровой частью привело к тому, что сейчас имеются законченные однокристальные системы сбора данных, обеспечивающие преобразование в цифровой код сигналов, поступающих от многих датчиков, и передачу их на микроЭВМ. Блок-схема развитой системы сбора данных приведена на Рис. 9.59. Основу системы составляет АЦП, обычно АЦП последовательного приближения. Предпочтение АЦП последовательного приближения для многоканальных систем сбора данных с входным аналоговым мультимплексором объясняется тем, что этот тип



Рис. 9.59. Блок-схема системы сбора данных.

УПК — усилитель с программируемым коэффициентом усиления; УВХ — устройство выборки-хранения; ИОН — источник опорного напряжения; ШД — шина данных.

Таблица 9.9. Основные параметры конвейерных АЦП

Наименование	Разрядность [бит]	Число каналов	Производительность мин/макс [Мвыб./с]	SINAD [дБ] (на частоте [МГц])	Интегральная нелинейность [LSB]	Напряжение питания [В]	Мощность потребления [мВт]	Аналоговая полоса полной мощности [МГц]	Конвейерная задержка [тактов]	Интерфейс	Примечание
AD9237	12	1	1/65	65.9 (70)	2	3	190	500	8	Паралл.	Внутренний ИОН
AD9229	12	4	10/65	66.7 (70)	0.4	3	1350	400	10	Послед. LVDS	Внутренний ИОН
ADC12DL065	12	2	15/65	68.5 (10)	1.7	3.3	360	250	7	Паралл.	Мультиплексированный выход
AD9246	14	1	10/125	70.7 (70)	2	1.8... 3.3	400	650	12	Паралл.	Экономичный
MAX12557	14	1	5/65	73.4 (70)	2.1	3.3	637	750	8	Паралл.	Дифференц. или одиночный вход
LTC2255	14	1	1/125	71.9 (70)	5	3	400	640	6	Паралл.	—
LTC2284	14	2	1/105	71.9 (70)	1.5	3	540	575	6	Паралл.	Отдельное питание выходов
ADC14L040	14	1	5/40	73.5 (10)	3.8	3.3	235	150	7	Паралл.	Внутренний ИОН
LTC2209	16	1	1/160	88 (70)	1.5	3.3	1450	700	7	Паралл.	Выход LVDS/КМОП. Встроенный дизер
MAX19586	16	1	20/80	77.6 (70)	—	3.3, 1.8	1100	600	7	Паралл.	Внутренний ИОН
MAX1219	12	2	40/210	66.3 (100)	2.5	1.8	1600	800	11	Паралл. LVDS	Внутренний ИОН
ADS5444	13	1	10/250	67.6 (100)	—	5, 3.3	2000	800	4	Паралл. LVDS	Внутренний ИОН
ADC08D1500	8	2	200/1500	46.3 (373)	0.9	1.9	1800	1700	13	Паралл. LVDS	Выходной демультимплексор
AT84AS008	10	2	200/2200	47 (1100)	4	-5, -2.2, 3.3	4200	3300	4	Паралл. LVDS	Выходной демультимплексор

АЦП не имеет конвейерной задержки, и следовательно сразу же после завершения процесса преобразования и передачи цифровых данных его можно переключить на другой источник аналогового сигнала и начать новое преобразование, в то время как при использовании конвейерного АЦП надо вначале дождаться очистки конвейера, а сигма-дельта-АЦП — завершения установления состояния цифрового фильтра.

Чтобы уменьшить число корпусов ИМС, необходимых для создания системы сбора данных, в схему встроены УВХ и источник опорного напряжения. Для подключения к нескольким источникам входных аналоговых сигналов используется аналоговый мультиплексор. Чтобы сократить частоту прерываний главного процессора, некоторые системы сбора данных снабжаются оперативным запоминающим устройством обратного мага-

зинного типа FIFO (first input — first output, первый вошел — первый вышел). Измерительный усилитель с программируемым коэффициентом усиления УПК, входящий в систему, меняет свой коэффициент усиления по команде от схемы управления. Это позволяет выровнять диапазоны аналоговых сигналов с различных входов.

Схема управления может включать оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), в которое загружается от главного процессора блок рабочих команд. Эти команды содержат сведения о том, какие операционные режимы использовать, какие из входных каналов должны быть однопроводными (несимметричными), а какие — объединяться с образованием дифференциальных пар, насколько часто и в каком порядке следует производить выборку для каждого канала. Встроенный в систему сбора данных цифровой таймер определяет темп преобразования АЦП.

Характерным примером системы сбора данных является AD7581 (отечественный аналог — 572ПВ4), содержащая 8-входовый аналоговый мультиплексор, 8-битный АЦП последовательного приближения, и запоминающее устройство FIFO с организацией 8×8 бит. Другой пример — AD1B60, включающая 8-входовый аналоговый мультиплексор, измерительный усилитель с программируемым коэффициентом усиления от 1 до 128, 16-битный АЦП на основе интегрирующего ПНЧ, ИОН, микропроцессор, ОЗУ режима и ПЗУ конфигурации. Одной из наиболее развитых является система сбора данных LM12458, которая содержит 8-входовый аналоговый мультиплексор, УВХ, 13-битный АЦП последовательного приближения, память типа FIFO с организацией 32×16 бит, ОЗУ команд и 16-битный цифровой таймер.

В настоящее время выпускается большое количество моделей микроконтроллеров, содержащих на кристалле АЦП и ЦАП, которые в принципе могут выполнять функции систем сбора данных. Однако характеристики АЦП этих микросхем — невысокие, поэтому в приложениях, требующих высокой точности или более развитой аналоговой части, их не применяют.

В 1999 г. фирма Analog Devices начала производство новой разновидности однокристалльных систем сбора данных под зарегистрированной торговой маркой «MicroConverter™». Эти системы включают многоканальный АЦП, один или два ЦАП и микроконтроллер с флэш-памятью. Отличие их от обычных микроконтроллеров, снабжённых внутренними АЦП и ЦАП, имеющими, как правило, низкие точностные характеристики, состоит в том, что за счёт приоритета, отданного при проектировании микросхемы АЦ- и ЦА-преобразователям, и снижения влияния цифровой части на работу аналоговых схем, разработчикам удалось добиться сочетания высоких точностных характеристик преобразователей с возможностью непосредственной обработки получаемой информации [9.8]. Первой микросхемой семейства, запущенной в серийное производство, является ADuC812. Архитектура её представлена на **Рис. 9.60**. Микросхема состоит из двух частей: цифровой и аналоговой.

Рассмотрим структуру аналоговой части. Восемь аналоговых входов соединены с мультиплексором. На выходе мультиплексора включено УВХ, фиксирующее значение аналогового сигнала на выбранном входе на время преобразования АЦП последовательного приближения. В аналоговую часть также входят два 12-битных ЦАП с выходными буферными усилителями, ИОН на 2.5 В и датчик температуры, позволяющий, хотя и косвенно, следить за температурой окружающей среды, например, для того, чтобы ввести компенсацию температуры холодного спая термопары, которая может быть подключена к одному из аналоговых входов.

Интерфейсом между аналоговой и цифровой частями служат регистры управления и калибровки. Цифровая часть состоит из ядра микроконтроллера, полностью совместимого по системе команд с микроконтроллерами семейства MCS-51, блока памяти и набора дополнительных периферийных устройств.

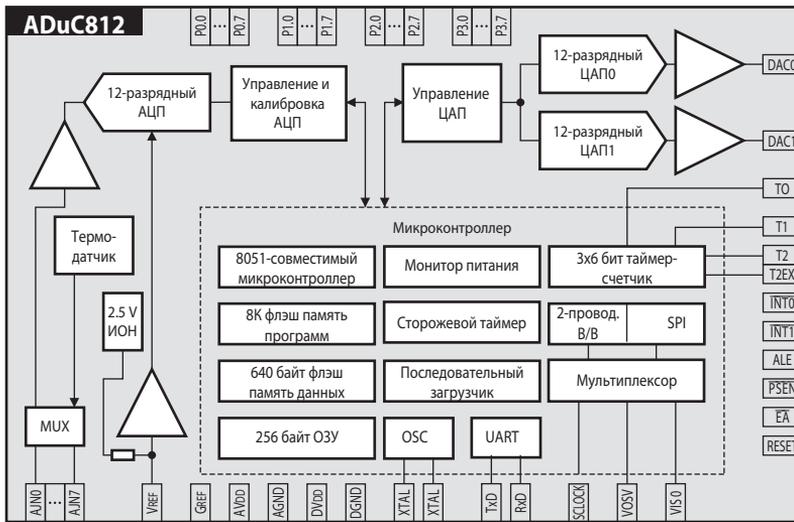


Рис. 9.60. Блок-схема микроконвертера ADuC812.

АЦП последовательного приближения может работать в режимах как единичных, так и непрерывных преобразований, с максимальной скоростью 200 квыб./с. Для сохранения результатов преобразований используется либо режим прерываний, либо режим прямого доступа к памяти, позволяющий сохранять результаты преобразования во внешней ОЗУ с адресуемым пространством 16 МБ. Все режимы работы АЦП определяются тремя регистрами управления, находящимися во внутренней памяти микроконтроллера. Результаты преобразования считываются из двух регистров, один из которых показывает номер канала мультиплексора и 4 старших бита результата, а второй — 8 младших битов результата.

ЦА-преобразователи обслуживаются одним регистром управления и четырьмя регистрами данных. Обновление информации на выходе ЦАП может происходить отдельно для каждого из них, либо одновременно. Время установления не превышает 4 мкс.

Контроллер микросхемы имеет дополнительные последовательные порты, позволяющие просто организовать 2- и 3-проводные последовательные интерфейсы с протоколами I²C и SPI.

Более поздняя модель семейства, ADuC824, оптимизирована для использования в составе интеллектуальных датчиков и содержит вместо 8-канального 12-битного АЦП два сигма-дельта-АЦП, один из которых имеет 24-битное, а другой — 16-битное разрешение. Этот микроконвертер содержит один 12-битный прецизионный ЦАП с выходом в виде напряжения.

В настоящее время семейство ADuC8xx насчитывает 14 моделей. Восемь ранних имеют вычислительное ядро, выполняющее одну инструкцию за 12 машинных тактов, как у INTEL8051. Более поздние модели выполняют инструкцию за один такт, поэтому их производительность заметно повысилась. В частности, у ADuC841 она составляет 20 MIPS (миллионов инструкций в секунду). Новые модели семейства имеют встроенные ШИМ.

Для приложений, требующих большей вычислительной мощности, Analog Devices выпускает семейство микроконвертеров ADuC7xxx, насчитывающее 13 моделей. Главное отличие — 32-битное вычислительное ядро ARM7 с RISC-архитектурой и производительностью до 45 MIPS. Эти модели имеют от 9 до 40 линий цифрового ввода/вывода.

температуры, 16-битный ШИМ. Вычислительное 8-битное ядро 8051 допускает производительность до 10 MIPS (4 машинных цикла на инструкцию). Цифровая периферия включает 32 КБ флэш-память программ/данных, 1280 Б ОЗУ, 34 линии ввода/вывода.

Сигма-дельта-АЦП, входящий в состав MSC121х, выделяется среди аналогичных АЦП других микроконтроллеров высокой эффективной разрешающей способностью — 21 бит при частоте выходных данных 30 Гц.

Параметры некоторых моделей систем сбора данных приведены в Табл. 9.10, а микроконверторов — в Табл. 9.11.

Таблица 9.10. Основные параметры систем сбора данных

Наименование	Разрядность [бит]	Число каналов	Внутренний УВХ	Время преобразования [мкс] (част. преобр. [Мвыб./с])	Интерфейс	Внутренний ИОН	Напряжение питания [В]	Мощность потребления [мВт]	Примечание
572ПВ4	8	8	Нет	25	Парал.	Нет	5	15	FIFO 8 × 8 бит
AD1B60	16	7	—	5...100 пр/с	Посл.	Есть	±5	300	ПНЧ с микропроцессором, ЭСППЗУ команд
LM12458	13	8	Есть	(0.09)	Парал.	Есть	5	30	FIFO 32 × 16 бит, автокалибровка
ADS7870	12	8	Нет	(0.05)	Посл.	Есть	2.7...5.5	8.5	Прогр. К = 1, 2, 4, 5, 8, 10, 20
MAX180	12	8	Есть	8.33	Парал.	Есть	+5; -12	155	—
TLV2548	12	8	Есть	(0.2)	Посл.	Есть	2.7...5.5	4.5	FIFO 8 × 12 бит

Таблица 9.11. Основные параметры микроконверторов

Наименование	Вычислительное ядро	Производительность [MIPS]	ПЗУ [кбайт]	ОЗУ [байт]	Линейный ввод/вывода	АЦП			ЦАП		Потребляемая мощность [мВт]
						Разрядность [бит]	Каналов	Производительность [квыб/с]	Разрядность [бит]	Каналов	
ADuC812	8051	1.03	8	256	32	12	8	200	12	2	36
ADuC834	8051	1.03	66	2304	26	24 + 16	5	0.105	12	1	24
ADuC848	8051	12.6	66	2304	32	24 + 24	10	0.105	12	1	16
ADuC7026	ARM7	45	62	8192	40	12	16	1000	12	4	150
C8051F120	8051	100	128	8448	32	12 + 8	8 + 8	100 + 500	12	2	200
C8051F350	8051	50	8	768	17	24	8	1	8	2	36
MSC1214	8051	10	32	1280	34	24	8	2	16	2	22

9.10.2. Кодеки

Современные средства обработки и передачи аналоговых сигналов, такие как системы обработки речи, беспроводная и проводная связь, должны содержать в своём составе аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, цифровые процессоры сигналов и фильтры. При современном развитии микросхемотехники естественно разместить если не все, то хотя бы часть перечисленных устройств, на одном кристалле. Устройства,

в состав которых входят АЦ- и ЦА-преобразователи, а также схемы аналогового и цифрового интерфейса называют кодеками (КОдер/ДЕКОдер).

Одним из важнейших применений кодеков является телефонная связь. Любая автоматическая телефонная станция (АТС) соединяется с пользователями (абонентами) с помощью телефонных линий связи (чаще всего проводных). Исторически сложилось так, что большинство имеющегося абонентского телефонного оборудования выдаёт в линию аналоговый сигнал. Но по соображениям стоимости, надёжности и качества сегодня нецелесообразно коммутировать внутри АТС и передавать между АТС аналоговые сигналы. Поэтому аналоговый сигнал передаётся только до входных клемм абонентской линии АТС, а далее он преобразуется в цифровую форму с помощью так называемого абонентского комплекта, в который входят интерфейс телефонной линии и речевой кодек-фильтр. Назначение интерфейса телефонной линии — питание, защита, подача вызывного напряжения и тестирование линии и системы. Кодек предназначен для осуществления импульсно-кодовой модуляции (ИКМ) сигналов. В число важнейших функций кодека входят:

- кодирование, т. е. аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование;
- понижение уровня шумов квантования;
- коррекция частотной характеристики;
- программирование коэффициентов передачи;
- интерфейс с ИКМ-линиями.

В простейшем случае кодек включает входной и выходной усилители, полосовые фильтры, ЦАП и АЦП, схемы цифрового интерфейса и управления (Рис. 9.62). В кодеках, предназначенных для телефонии, при аналого-цифровом преобразовании производится компрессирование (сжатие/расширение динамического диапазона), позволяющее повысить качество передачи речевого сигнала 8-битным кодом. Например, кодек М5156 фирмы Mostek преобразует 8-битные коды в аналоговые сигналы с 13-битным разрешением. Большими возможностями обладают так называемые речевые процессоры (аудиопроцессоры), которые содержат дополнительно цифровые процессоры сигналов. Фирма Texas Instruments выпускает несколько моделей микросхем аудиопроцессоров, в том числе TWL1103, кодирующий аналоговый сигнал с частотой выборки 8 кГц со сжатием и способный преобразовывать 8-битный код в аналоговый сигнал с 15-битным разрешением.

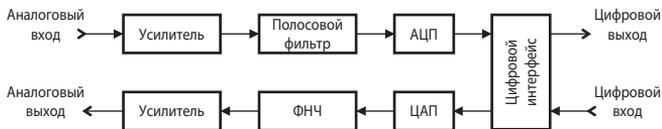


Рис. 9.62. Блок-схема кодека.

9.10.3. Измерение параметров электроэнергии

Электромеханические счётчики электроэнергии, популярные более 50 лет, в настоящее время вытесняются электронными счётчиками, которые имеют более высокую точность и гибкость. Электронные счётчики позволяют оплачивать энергию по многотарифной системе, дистанционно контролировать расход электроэнергии. Современная технология позволяет изготавливать однокристалльные счётчики энергии, сочетающие высокую надёжность с низкой стоимостью.

Рассмотрим основные принципы измерения электрической энергии (активной мощности). Активная мощность, потребляемая нагрузкой переменного тока, определяется как среднее за период значение мгновенной мощности, представляющей, в свою очередь, произведение мгновенных значений напряжения на нагрузке и тока через неё:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt \quad (9.29)$$

При синусоидальных напряжениях и токе

$$v(t) = V_m \sin(\omega t), \quad i(t) = I_m \sin(\omega t - \phi),$$

формула (9.29) даёт
$$P = \frac{V_m I_m}{2} \cos \phi, \quad (9.30)$$

причём $\cos \phi$ — коэффициент мощности, определяемый свойствами нагрузки. Энергия, потребляемая нагрузкой за время t , вычисляется как интеграл от мгновенной мощности, взятый в пределах от нуля до t :

$$W(t) = \int_0^t p(t) dt.$$

Один из первых интегральных счётчиков энергии, AD7750, осуществляет АЦ-преобразование мгновенных значений тока и напряжения и вычисление текущего значения активной мощности

$$P(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t v(t)i(t) dt.$$

Блок-схема этой ИМС приведена на **Рис. 9.63**. Устройство имеет два входа. Дифференциальное напряжение между $V1+$ и $V1-$ — напряжение, пропорциональное мгновенному значению тока. Оно обычно снимается со вторичной обмотки измерительного трансформатора тока, первичная обмотка которого включена последовательно с нагрузкой. AD7750 использует архитектуру с коммутируемыми конденсаторами, что позволяет принимать и преобразовывать биполярные сигналы при однополярном (+5 В) питании микросхемы. Входное напряжение проходит через усилитель с программируемым коэффициентом усиления (УПК), который может быть установлен равным 1 или 16. С выхода УПК сигнал подаётся на 16-битный сигма-дельта-модулятор второго порядка с частотой выборки 900 кГц. Последовательный поток данных пропускают через цифровой ФВЧ, чтобы удалить постоянную составляющую тока. Этот фильтр вносит опережение по фазе 2.58° на частоте 50 Гц. Поэтому после него включается элемент задержки для компенсации этого сдвига.

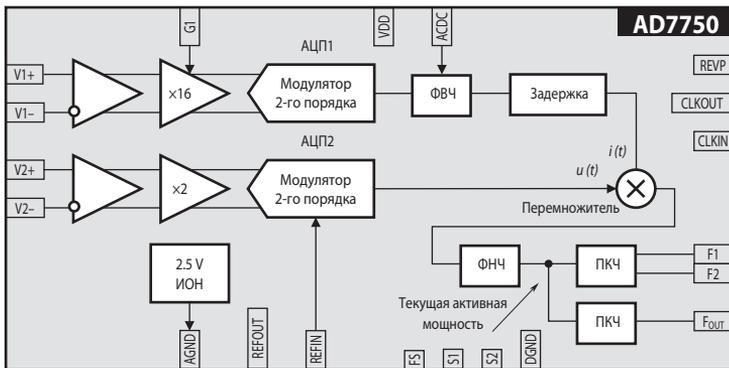


Рис. 9.63. Блок-схема внутренней структуры ИМС измерителя активной мощности AD7750.

Дифференциальное напряжение, приложенное между входами V2+ и V2–, пропорционально мгновенному значению напряжения на нагрузке (в соответствующем масштабе). Этот сигнал пропускают через усилитель с коэффициентом 2 и второй сигма-дельта-модулятор. Мгновенные значения тока и напряжения перемножаются в цифровой форме, в результате чего получается мгновенная мощность. Текущее значение активной мощности получаем, фильтруя мгновенную мощность цифровым фильтром нижних частот.

Преобразователи код—частота (ПКЧ) преобразуют текущее значение кода в относительно низкую частоту противофазных импульсов на выходах F1 и F2. Низкая частота определяет длительное время накопления информации между импульсами, поэтому выходная частота пропорциональна средней активной мощности. Эта информация о средней активной мощности в свою очередь может быть накоплена (проинтегрирована) с помощью электромеханического счётчика или шагового двигателя. В результате показания счётчика оказываются пропорциональны потреблённой энергии. Ширина выходных импульсов ПКЧ составляет 275 мс, а диапазон частот — 0...1.8 Гц. Выходы могут быть сконфигурированы для представления среднего результата перемножения напряжения и тока в четырёх квадрантах (знак и величина) или в двух (только величина). В последнем случае для сигнализации отрицательной мощности используется выход указателя полярности (REVP). Сигнал на выходе FOUT генерируется другим ПКЧ, имеющим значительно больший коэффициент преобразования и, следовательно, частоту выходных импульсов, поэтому этот выход удобно использовать для градуировки счётчика при постоянной нагрузке.

Микросхема имеет высокую точность: погрешность в измерении активной мощности менее 0.2% при динамическом диапазоне 500:1 и меньше, чем 0.4% — при диапазоне 1000:1.

В настоящее время фирма Analog Devices выпускает около 20 моделей измерителей параметров электроэнергии. Они могут быть сведены в четыре группы:

1. Простейшие однофазные измерители активной энергии, подобные AD7750, имеющие выход в виде числа импульсов (последовательный унитарный код). Датчик тока — шунт или трансформатор тока. **Табл. 9.12.**

2. Однофазные измерители параметров электроэнергии, имеющие как импульсный выход, так и полноценный последовательный интерфейс. В качестве датчика тока может быть использован также пояс Роговского. Часть из них позволяет на базе выборок тока и напряжения вычислять реактивную и полную мощность, а также среднеквадратичные значения тока и напряжения. Для этого используется внутренний цифровой процессор сигналов. Эти измерители допускают программную калибровку. **Табл. 9.13.**

3. Трёхфазные (трёх- и четырёхпроводные системы) измерители параметров электроэнергии, реализующие те же функции, что и группа 2. **Табл. 9.14.**

4. Однофазные измерители параметров электроэнергии, реализующие те же функции, что и группа 2, но содержащие на кристалле дополнительно микроконтроллер, программно совместимый с Intel8052, а также драйверы ЖК-индикаторов. Это даёт возможность создавать законченные измерительные приборы на одной микросхеме. **Табл. 9.15.**

Таблица 9.12. Основные функции простейших однофазных измерителей энергии

Функции	ADE7751	ADE7755	ADE7757	ADE7768	ADE7769	ADE7761
Активная энергия	+	+	+	+	+	+
Высокочастотный импульсный выход	+	+	+	+	+	+
Низкочастотный импульсный выход	+	+	+	+	+	+
Встроенный тактовый генератор	—	—	+	+	+	+
Индикация отрицательной мощности	+	+	—	+	+	+

Таблица 9.13. Основные функции однофазных измерителей энергии с последовательным интерфейсом

Функции	ADE7753	ADE7759	ADE7763
Активная энергия и мощность	+	+	+
Полная мощность, энергия, напряжение и ток	+	—	+
Реактивная энергия и мощность	+	—	—
Высокочастотный импульсный выход	+	+	+
Логический выход пересечения нуля	+	+	+

Таблица 9.14. Основные функции трёхфазных измерителей энергии с последовательным интерфейсом

Функции	ADE7752	ADE7762	ADE7754	ADE7758
Активная энергия и мощность	+	+	+	+
Полная мощность, напряжение и ток	—	—	+	+
Реактивная энергия и мощность	—	—	+	+
Высокочастотный импульсный выход	+	+	+	+
Логический выход пересечения нуля	+	+	+	
Индикация холостого хода	+	+	+	+
Индикация отрицательной мощности	+	+	+	+

Таблица 9.15. Основные функции однофазных измерителей энергии со встроенным микроконтроллером

Функции	ADE7166	ADE7169	ADE7566	ADE7569
Активная энергия и мощность	+	+	+	+
Полная мощность, напряжение и ток	+	+	+	+
Реактивная энергия и мощность	—	+	—	—
Преобразование сигнала для пояса Роговского	+	+	+	+
Флэш память [КБ]	8/16	8/16	8/16	8/16

Структурно-функциональная схема ИМС однофазного измерителя параметров электроэнергии ADE7753 представлена на **Рис. 9.64**.

Аппаратная часть ADE7753 включает два измерительных канала, каждый из которых содержит усилитель PGA с программно устанавливаемым усилением из ряда 1, 2, 4, 8, 16 и однобитный сигма-дельта-АЦП второго порядка, а также ИОН и цифровой процессор сигналов (ЦПС) со вспомогательной логикой. Частота выборки АЦП — стандартно 894 кГц. Поскольку, согласно ГОСТ 13109-97 «Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения», кривая переменного напряжения частотой 50 Гц в промышленных и бытовых сетях не должна содержать гармоник выше сотковой, то существенный диапазон частот входных сигналов занимает полосу 40...2000 Гц. Следовательно коэффициент передискретизации превышает 200, и в качестве антиалиазингового фильтра может быть использован простой однозвенный RC-фильтр. Частота выдачи данных после цифрового ФНЧ АЦП может быть выбрана из ряда (27,9, 14, 7, 3,5) кГц.

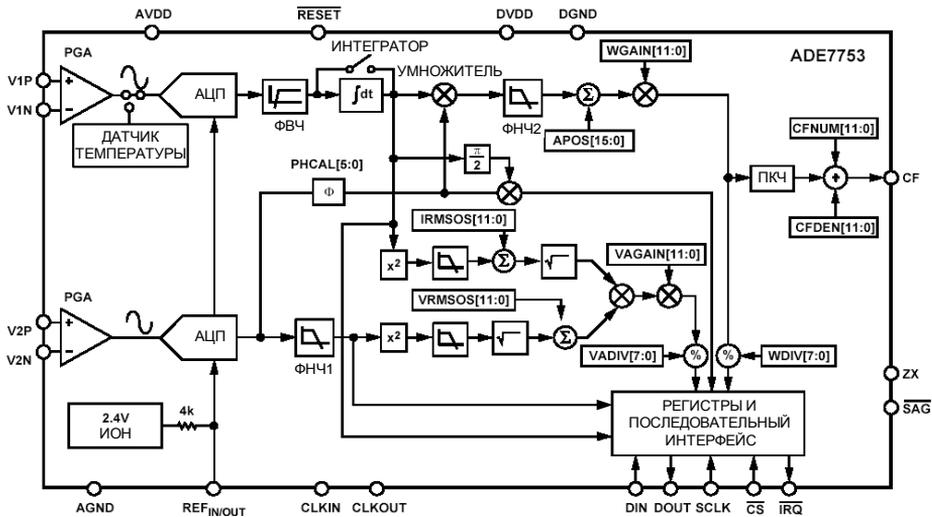


Рис. 9.64. Структурно-функциональная схема ИМС ADE7753.

Первый измерительный канал с полностью дифференциальными входами V1P и V1N предназначен для приёма сигналов с датчика тока. После преобразования в цифровой код токовый сигнал проходит через цифровой ФВЧ, подавляющий постоянную составляющую, которая может быть внесена аналоговой частью. Если в качестве датчика тока используется пояс Роговского, то программно включается цифровой интегратор. Поскольку ЭДС пояса Роговского, расположенного вокруг проводника с током, пропорциональна скорости изменения тока в проводнике di/dt , последовательность кодов на выходе интегратора будет пропорциональна току. При использовании шунтов или трансформаторов тока операция интегрирования отключается. Далее коды выборок первого измерительного канала используются для вычисления среднеквадратичного значения тока, активной, реактивной и полной мощности, а также могут быть переданы по последовательному интерфейсу какому-либо внешнему приёмнику.

Второй измерительный канал с полностью дифференциальными входами V2P и V2N используется для приёма сигналов, пропорциональных напряжению. Коды выборок напряжения, поступающие с АЦП, после фазовой коррекции, необходимой для компенсации фазовых сдвигов, вносимых измерительными трансформаторами тока и напряжения, используются для вычисления активной и реактивной мощности. Кроме того, после обработки фильтром ФНЧ1 с частотой среза 140 Гц они поступают на вычисление среднеквадратичного значения напряжения и полной мощности. Эти же выборки могут быть выведены, как и выборки тока, по последовательному интерфейсу. Сглаживание фильтром с такой узкой полосой пропускания при наличии существенных высших гармоник заметно ухудшает точность вычисления среднеквадратичного значения, поэтому такой фильтр не используется в более новых моделях семейства ADE71xx, а также в моделях других производителей.

При вычислении реактивной мощности выборки тока вначале поступают на фильтр Гилберта, который обеспечивает сдвиг синусоиды по фазе на 90° в полосе частот $40 \text{ Гц} < f < f_c/2$ без искажения амплитуды. Реактивная мощность вычисляется по формуле

$$Q(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t u(t) i^*(t) dt,$$

где $i^*(t)$ — ток, гармоники которого сдвинуты по фазе вперёд на четверть периода.

ADE7753 имеет в своём составе преобразователь кода в частоту (ПКЧ) для управления внешним электромеханическим счётчиком активной энергии. Кроме того, активная, реактивная и полная энергии вычисляются путём суммирования текущих значений мощности в 49-битных накапливающих сумматорах, причём для считывания в каждом сумматоре доступны только 24 старших бита.

Через последовательный интерфейс ИМС могут быть программно скомпенсированы смещения нулей напряжения и тока, введены в вычислительный алгоритм калибровочные коэффициенты, скомпенсированы фазовые погрешности датчиков тока и напряжения в пределах от -1.8° до $+0.72^\circ$ с дискретностью 0.04° на частоте 50 Гц.

Другой производитель микросхем измерителей параметров электроэнергии — фирма Cirrus Logic выпускает 7 моделей ИМС, основные функции которых представлены в Табл. 9.16.

Таблица 9.16. Основные функции однофазных измерителей энергии

Функции	CS5460A	CS5461A	CS5462	CS5463	CS5464	CS5466	CS5467
Каналов	2	2	2	2	3	2	4
Выборки напряжения и тока	+	+	—	+	+	—	+
Активная мощность	+	+	+	+	+	+	+
Среднеквадратичные значения напряжения и тока	+	+	—	+	+	—	+
Полная мощность	—	+	—	+	+	—	+
Реактивная мощность	—	—	—	+	+	—	+
Датчик температуры	—	+	—	+	+	—	+

ИМС CS5464 содержит два канала измерения тока и один — напряжения. CS5467 располагает двумя каналами тока и двумя — напряжения и может использоваться для измерения мощности и энергии в трёхфазных трёхпроводных цепях. В основном эти микросхемы подобны семейству ADE7xxx, за исключением следующих особенностей:

- АЦП в канале тока имеет сигма-дельта-модулятор 4-го порядка;
- частота выдачи данных после дециматора стандартно 4000 Гц;
- канал напряжения не содержит усилителя PGA;
- в качестве децимирующих используются sinc^3 -фильтры;
- все каналы включают фильтры, корректирующие искажения, вносимые sinc^3 -фильтрами;
- компенсация фазовой погрешности $\pm 4.5^\circ$ с дискретностью 0.035° ;
- отключаемые ФВЧ во всех каналах.

9.10.4. Управление двигателями переменного тока

Высококачественные электроприводы должны иметь широкий диапазон регулирования скорости вплоть до нулевой, обеспечивать полное управление вращающим моментом, интенсивное ускорение и торможение. В прошлом в широкодиапазонных электроприводах преобладали коллекторные двигатели постоянного тока из-за их лучших регулировочных характеристик. Однако эти двигатели имеют значительно меньшую надёжность и ресурс, требуют более трудоёмкого обслуживания, порождают мощные радиопомехи. В последнее время более широкое распространение в регулируемом приводе получили трёхфазные двигатели переменного тока, такие как асинхронные (АД) и синхронные (СД) с возбуждением электромагнитным или от постоянных магнитов, а также синхронные реактивные (РД). Это двигатели значительно надёжнее, почти не требуют обслуживания, имеют более высокую удельную мощность, особенно при высоких частотах вращения.

До недавнего времени управление двигателями переменного тока осуществлялось довольно примитивным образом — путём изменения частоты тока, питающего статорные обмотки в зависимости от величины и знака ошибки по скорости. Это ограничивало их применение низкодинамичными приводами со сравнительно узким диапазоном регулирования. Сейчас всё шире используются более передовые способы регулирования, направленные на создание в машине магнитных полей, интенсивность и положение которых являются оптимальными при данном положении ротора двигателя. Эти способы базируются на решении уравнений Парка-Горева и по сути сводятся к позиционному управлению вектором магнитного поля машины. Такое управление часто называют *векторным*. Векторное управление требует большого объёма вычислений, которые совсем недавно не могли быть выполнены в реальном времени за приемлемую цену.

Сейчас ситуация изменилась. Появились недорогие однокристальные цифровые процессоры сигналов (ЦПС) с высокой производительностью, которые позволили обеспечить полосу пропускания контура регулирования до 4 кГц при выполнении этими процессорами векторных преобразований сигналов, пропорциональных токам и напряжениям двигателя. Эти преобразования включают вычисления в реальном времени синуса и косинуса угла поворота ротора, плюс операции «умножение-накопление» [9.9].

Для управления высококачественным сервоприводом переменного тока требуется дискретизирующее АЦ-преобразование сигналов, пропорциональных токам статора. Номинальный режим работы двигателя характеризуется мощностью на валу, которую двигатель может развивать в течение продолжительного времени, не перегреваясь. Кратковременно двигатель может развить мощность, превосходящую номинальную в несколько раз (некоторые типы двигателей до шести). В широкодиапазонных следящих и программно-управляемых приводах двигатель работает значительную часть времени с пониженными нагрузками, но кратковременно — со значительными перегрузками. Ещё 25 лет назад международная электротехническая комиссия (МЭК) рекомендовала для привода станков с программным управлением диапазоны регулирования скорости вплоть до 30000:1. Всё это требует для систем векторного управления приводами применения АЦП высокой разрядности (до 12...14 бит). Второе требование, предъявляемое к АЦП: одновременное осуществление выборки, по крайней мере, по двум каналам. В этом случае при трёхпроводном включении двигателя, зная мгновенное значение тока в двух фазах, мы можем рассчитать ток в третьей фазе. Любая задержка между считываниями приведёт к значительной погрешности определения тока.

Несколько фирм выпускают системы сбора данных, ориентированные на применение в системах векторного управления двигателями переменного тока. Например, микросхемы семейства AD7862/3/4 (см. **Рис. 9.65**) включают по два АЦП (каждый со своим УВХ) и по два входных аналоговых мультиплексора MUX. С помощью входных делителей можно в некоторых пределах изменить полную шкалу входных сигналов. AD7862/4 имеют 12-битные АЦП, а AD7863 — 14-битные. Впоследствии разработчики резонно посчитали, что для систем, не требующих очень высокого быстродействия, достаточно использовать один АЦП, но с четырьмя УВХ на входах 4-канального мультиплексора. Так появился более дешёвый 14-битный AD7865.

Типовое включение систем сбора данных этого семейства показано на **Рис. 9.66**. Недостатком этой схемы является отсутствие информации о положении ротора двигателя, которая необходима для более точного управления двигателем. В приводах на основе синхронных двигателей такая информация абсолютно необходима для обеспечения оптимального угла выбега ротора. Поэтому обычно двигатели снабжаются датчиками положения ротора (цифровыми энкодерами или датчиками на эффекте Холла). Для недорогих приводов применение датчиков положения ротора может оказаться накладным, тогда применяют оценивание угла поворота ротора по Калману, основываясь на значениях токов и напряжений двигателя. Это, однако, требует большей вычислительной мощности ЦПС и не обеспечивает необходимой точности при низких скоростях привода.

Фирма Burr-Brown выпускает систему сбора данных ADS7864, ориентированную на применение в системах векторного управления двигателями переменного тока с датчиками положения ротора. Блок-схема этой системы приведена на **Рис. 9.67**. Микросхема ADS7864 содержит два 12-битных АЦП последовательного приближения с максимальной частотой преобразований 500 кГц и шесть УВХ, которые могут одновременно производить выборку шести дифференциальных сигналов. Два дифференциальных мультиплексора 3×1 подключают поочерёдно выходы УВХ к входам АЦП, также дифференциальным. Такое построение аналоговой части позволяет обеспечить подавление синфазного сигнала на 80 дБ вплоть до частоты 50 кГц. Для упрощения передачи данных в состав микросхемы входит память FIFO ёмкостью шесть 16-битных слов (адрес и данные).

Фирма Analog Devices выпускает однокристальные контроллеры семейства ADMC3xx для векторного управления трёхфазными электродвигателями. Упрощённая блок-схема системы управления двигателем показана на **Рис. 9.68**. На вход кристалла регулятора поступают сигналы, зависящие от токов двигателя, а также от положения и скорости его ротора. Первичным датчиком положения здесь является синусно-косинусный вращающийся трансформатор (СКВТ). Цифровой процессор сигналов используется для векторных вычислений в реальном времени, необходимых для генерации управляющих сигналов для ключей трёхфазного мостового инвертора. ИМС ADMC300 располагает 5-канальным 16-битным сигма-дельта-АЦП и трёхфазным цифровым ШИМ-контроллером с разрешением 12 бит на период, а также гибкий интерфейс кодера датчика положения ротора. Микросхемы ADMC330/1 содержат 7-канальные

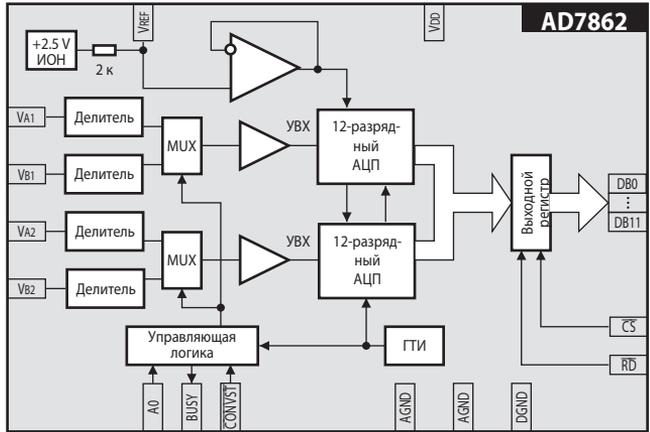


Рис. 9.65. Система сбора данных AD7862.

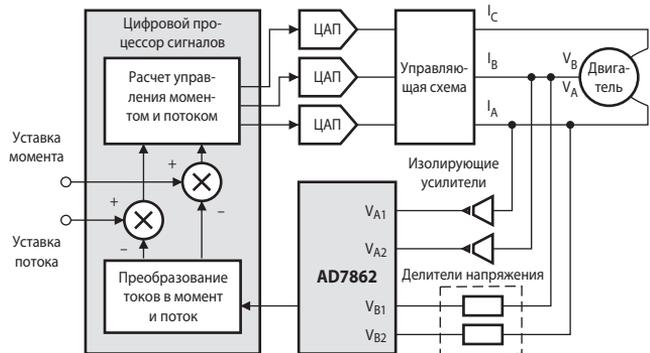


Рис. 9.66. Типовое включение системы сбора данных AD7862.

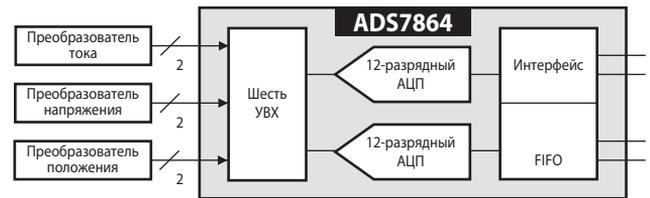


Рис. 9.67. Блок-схема системы сбора данных ADS7864.

Микросхемы ADMC330/1 содержат 7-канальные

АЦП последовательного счёта с 12-битным разрешением и программируемый 3-фазный 16-битный ШИМ-генератор. В качестве процессорного ядра всех этих микросхем используется 16-битный ЦПС с фиксированной точкой фирмы Analog Devices ADSP-2171, имеющий быстродействие 20 MIPS (млн команд в секунду).

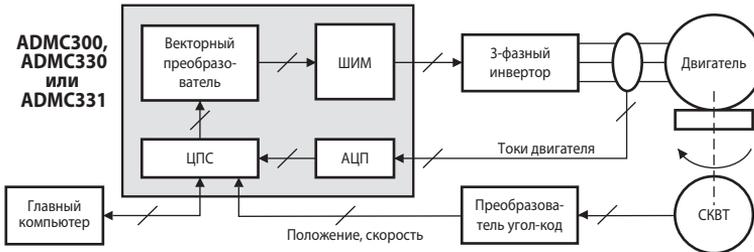


Рис. 9.68. Блок-схема системы управления двигателем на базе ADMC3xx.

Для улучшения формы токов, питающих обмотки двигателя, контроллер с помощью широтной модуляции импульсов, управляющих ключами инверторов, формирует синусоидальные (в среднем) напряжения на выходе силового инвертора. Частота модулированных по ширине импульсов может быть установлена до 20 кГц. Это позволяет инвертору генерировать квазисинусоидальное трёхфазное напряжение в диапазоне частот 0...250 Гц. В ADMC3xx обеспечивается разрешающая способность по времени ШИМ-контроллера до 38 нс.

Из-за невысокого быстродействия АЦ-преобразователей этих микросхем невозможно отслеживать мгновенные значения токов двигателя, что снижает возможности контроля за формой токов и оценивания положения ротора по информации о токах. В этом отношении лучшими характеристиками обладает ADMC401. Эта микросхема включает 8-канальный 12-битный конвейерный АЦП, имеющий время преобразования менее 2 мкс. В отличие от ADMC3xx в состав ADMC401 входит встроенный интерфейс кодера положения.

9.10.5. Преобразователи ёмкость—код на основе дельта-сигма-модуляторов

Ёмкостные датчики обладают высокой точностью и довольно низкой стоимостью. Однако разработчики, решившие использовать ёмкостные датчики в своей конструкции, обычно вынуждены предусмотреть сначала преобразование ёмкости в напряжение, а затем преобразование этого напряжения в цифровой сигнал с помощью прецизионного АЦП.

Хотя ёмкостные датчики часто применяются в различных устройствах, существует много вариантов их подключения, сопряжённых с определёнными проблемами с точки зрения схем формирования сигнала. Существует несколько типичных методов измерения ёмкости.

«Прямой» метод подразумевает заряд конденсатора от источника тока в течение определённого времени и затем измерение напряжения на конденсаторе. Этот метод требует наличия прецизионного источника очень маленького тока и высокоимпедансного входа измерения напряжения.

Второй метод подразумевает использование измеряемой ёмкости в качестве времязадающей в RC-генераторе с последующим измерением постоянной времени, частоты или периода. Этот метод прост, но обычно не обеспечивает высокой точности.

Ещё один подход заключается в измерении импеданса конденсатора на переменном токе. Источник синусоидального сигнала подключается к конденсатору, и при этом измеряется напряжение и ток через конденсатор. При использовании четырёхпроводного логометрического подключения (при котором измеряется соотношение импедансов) и синхронного демодулятора можно получить наиболее точный результат. Однако такая схема очень сложна и состоит из многих компонентов.

Наиболее распространённый метод измерения ёмкости заключается в применении прецизионного датчика с малой величиной ёмкости и зарядового усилителя (см. подраздел 2.8.1), который преобразует соотношение измеряемой и опорной ёмкостей в сигнал напряжения.

Во всех описанных методах вначале вырабатывается напряжение, пропорциональное ёмкости, а затем это напряжение преобразуется в цифровой код при помощи прецизионного АЦП. В большинстве систем необходимо преобразование сигнала в цифровую форму. Имеется одно существенное преимущество представления сигнала в цифровой форме, даже если в конце концов нам требуется аналоговый сигнал в виде напряжения или тока в петле 4...20 мА. Это преимущество заключается в том, что линейризацию сигнала датчика, температурную компенсацию, калибровку — всё это гораздо легче выполнить в цифровом виде, нежели в аналоговом.

Новый подход к этой проблеме — преобразование ёмкости в код с помощью сигма-дельта-модулятора, который обычно является частью прецизионного АЦП. Сигма-дельта-модулятор может работать в качестве средства прямого преобразования ёмкости в цифровой код [9.13].

Рассмотрим сигма-дельта-модулятор на переключаемых конденсаторах (Рис. 9.24). Пусть C_{IN} представляет собой ёмкостный датчик, ёмкость которого мы преобразуем в цифровой код. Просуммируем обе части уравнения (9.19) по i от 1 до m :

$$\sum_{i=1}^m [V_1(i+1) - V_1(i)] = -\frac{C_{IN}}{C} \sum_{i=1}^m V_{IN}(i) + \frac{C_{REF}}{C} V_{REF} \cdot \sum_{i=1}^m Y(i). \quad (9.30)$$

Пусть входное напряжение модулятора постоянно и равно опорному, т. е. $V_{IN}(i) = V_{REF}$. Выберем $m = 2^N$, где N — необходимая разрядность преобразователя. В таком случае при соизмеримых ёмкостях конденсаторов схемы величина в левой части уравнения (9.30) не превосходит значения, эквивалентного единице младшего бита преобразователя, и, следовательно, с точностью до единицы младшего бита из (9.30) следует:

$$C_{IN} = \frac{C_{REF}}{m} \cdot \sum_{i=1}^m Y(i).$$

Подсчёт суммы $Y(i)$ с учётом знака и представление её в двоичной форме даёт искомый двоичный код, пропорциональный ёмкости конденсатора C_{IN} .

Фирма Analog Devices производит несколько моделей преобразователей ёмкость—код (ПЁК), имеющих разрядность от 12 до 24 бит и от одного до 14 входов. Например, одноканальный 24-битный AD7747, блок-схема которого представлена на Рис. 9.69, содержит на кристалле, помимо сигма-дельта-модулятора, цифрового фильтра и последовательного I²C-интерфейса, ещё и датчик температуры, источник опорного напряжения и два вспомогательных ЦАП. На ёмкостный датчик подаётся напряжение возбуждения прямоугольной формы, поэтому здесь нет необходимости коммутировать датчик ключами. Частота этого напряжения совпадает с тактовой частотой сигма-дельта-модулятора, а амплитуда равна опорному напряжению модулятора. Микросхема имеет входы напряжения и может использоваться как обычный сигма-дельта-АЦП, однако эффективная разрядность, ограниченная шумами, невысока. Встроенные 6-битные ЦАП предназначены для смещения кода при переходе от биполярного режима к униполярному и компенса-

ции паразитных ёмкостей монтажа и соединительных проводов. При общем входном диапазоне 8 пФ максимальное смещение составляет от 17 до 21 пФ. Разрешающая способность по ёмкости — 0.04 фФ при частоте выходных кодов 16.6 Гц, что соответствует 18 битам. Напряжение питания 2.7...5.25 В, ток потребления — 1 мА.

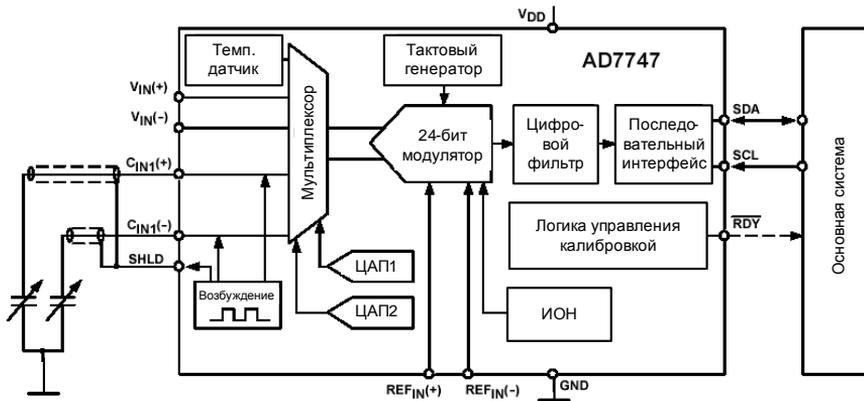


Рис. 9.69. Блок-схема преобразователя ёмкость-код AD7747.

Ещё одна микросхема ПЁК — 14-канальный 16-битный AD7142. Она ориентирована на сенсорное управление в портативных устройствах. AD7142 обладает малым потреблением, имеет функцию автоматической калибровки для быстрой температурной компенсации, что позволяет реализовать современный и надёжный интерфейс управления и делает преобразователь идеальным для мобильных устройств. В последнее время механические органы управления в мобильных устройствах всё активнее заменяются ёмкостными датчиками, позволяющими реализовать сенсорные экраны, что повышает удобство работы и улучшает внешний вид этих устройств.

Вопросы и задачи

1. Поясните, за счёт чего включение УВХ между источником преобразуемого сигнала и АЦП позволяет существенно повысить частоту выборок без увеличения погрешности.
2. АЦП какого типа обладают наибольшим быстродействием?
3. Измените схему включения параллельного АЦП (Рис. 9.9) для преобразования биполярного сигнала. В каком коде в этом случае будут представлены выходные данные?
4. Сравните число компараторов в схемах 8-битных АЦП: параллельного и двухступенчатого.
5. Сколько АЦП и сколько ЦАП должен содержать 4-ступенчатый АЦП?
6. Поясните, почему 4-битные АЦП и ЦАП в схеме двухтактного АЦП должны обладать 8-битной точностью.
7. Благодаря чему конвейерный АЦП имеет большее быстродействие, чем соответствующий ему многоступенчатый?
8. У каких последовательных АЦП время преобразования зависит от амплитуды входного сигнала?
9. Спроектируйте схему управления для АЦП последовательного счёта.
10. Сравните по быстродействию 12-битные АЦП последовательного счёта и АЦП последовательного приближения, выполненные на одинаковой элементной базе.

11. В каких пределах (в процентах от полной шкалы) может меняться входной сигнал 16-битного АЦП последовательного приближения во время преобразования без потери точности преобразования?
12. К чему приведёт уменьшение опорного напряжения по сравнению с номинальным значением для АЦП любого типа?
13. Первые цифровые вольтметры изготавливались на основе АЦП последовательного счёта. Почему в настоящее время они изготавливаются почти исключительно на основе АЦП двухтактного интегрирования?
14. Чем определяется статическая точность АЦП двухтактного интегрирования?
15. Спроектируйте схему управления АЦП двухтактного интегрирования.
16. Почему в состав АЦП двухтактного интегрирования не включают УВХ?
17. Перечислите преимущества сигма-дельта-АЦП по сравнению с АЦП многотактного интегрирования.
18. Чем определяется статическая точность сигма-дельта-АЦП?
19. Какую крутизну в логарифмическом масштабе имеет огибающая АЧХ цифрового фильтра вида $(\sin x/x)^3$, используемого в составе сигма-дельта-АЦП? Сравните с крутизной огибающей АЧХ АЦП двухтактного интегрирования.
20. Чем определяется точность ПНЧ на Рис. 9.31?
21. Спроектируйте на базе ПНЧ 16-битный сигма-дельта-АЦП.
22. Какой способ программного сопряжения АЦП с процессором обеспечивает наибольшую производительность АЦП?
23. В чём преимущество последовательного интерфейса АЦП перед параллельным?

Список литературы к гл. 9

1. Маркюс Ж. Дискретизация и квантование. — М.: Энергия, 1969. — 144 с.
2. Бахтияров Г. Д., Малинин В. В., Школин В. П. Аналого-цифровые преобразователи. — М.: Советское радио, 1980. — 280 с.
3. Barr P. Influence of aperture time and conversion rate on the sampling accuracy of analog-digital converters // Data System Eng. — 1964. — V. 19, № 5, — pp 30 — 34.
4. Understanding data converters // Texas Instruments Corp. — Application Report SLAA013. — 1995 Mixed-Signal Products. 1995. — 23 p.
5. Bryan J.M. Sigma-delta measurement ADCs // Practical design techniques for sensor signal conditioning. — Analog Devices Inc., 1999. — P. 8.16 — 8.34.
6. Интегральные микросхемы: Микросхемы для аналого-цифрового преобразования и средств мультимедиа. Выпуск 1. — М.: Додэка, 1996. — 384 с.
7. Goodenough F. High-resolution ADCs up dynamic range in more applications // Electronic Design. — 1991. — №7, — pp 65 — 79.
8. Соловьев А. Однокристалльные системы сбора данных семейства ADuC8xx // Компоненты и технологии. — 2000. — №3, с. 36 — 37.
9. Moynihan F. Fundamentals of DSP-based control for AC machines // Analog Dialogue. — 2000. — V. 34, pp 3 — 6.
10. Аналого-цифровое преобразование / Под ред. У. Керстера — М.: Техносфера, 2007. — 1016 с.
11. Gaddy L., Kawai H. Dynamic Performance Testing of Digital Audio D/A Converters // Application Bulletin AB-104. — Burr-Brown Corporation. — 1998, — 8 pp.
12. Кестер У. Шумы АЦП: полезно ли их отсутствие? // Электронные компоненты. — 2006. — № 4. — С. 74 — 78.
13. Brychta M. Measure Capacitive Sensors With A Sigma-Delta Modulator // ED Online ID #10185. — April 28, 2005.

10.1. Датчики температуры

Температурные датчики, рассмотренные в подразделе 2.8.5, неудобны для применения, особенно в диапазоне температур $-50 \dots +150^\circ\text{C}$. Термопары требуют большого усиления сигналов и компенсации холодного спая. Характеристики их, также как и характеристики терморезисторов, нелинейны. Лучшими свойствами обладают полупроводниковые датчики температуры.

10.1.1. Интегральные датчики температуры на биполярных транзисторах

Современные интегральные датчики температуры (ДТ) обеспечивают высокие точность и линейность в диапазоне примерно от -55 до $+150^\circ\text{C}$. Встроенные в датчики усилители позволяют привести масштаб преобразования температуры в напряжение к удобной величине (например, $10 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$).

Большинство полупроводниковых датчиков температуры используют соотношение между напряжением база—эмиттер биполярного транзистора и током его коллектора:

$$V_{\text{BE}} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{\text{C}}}{I_{\text{S}}}\right), \quad (10.1)$$

где k — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура, q — заряд электрона, I_{S} — тепловой ток коллекторного перехода.

Если взять $N + 1$ совершенно одинаковых транзисторов и все, кроме одного, соединить параллельно (Рис. 10.1), то токи коллекторов N транзисторов, включённых параллельно, будут равны. При равенстве токов, втекающих в коллектор одиночного транзистора и в коллекторы N параллельно соединённых транзисторов, разность напряжений база—эмиттер

$$\Delta V_{\text{BE}} = V_{\text{BE}} - V_{\text{N}} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{\text{C}}}{I_{\text{S}}}\right) - \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{\text{C}}}{N \cdot I_{\text{S}}}\right) = \frac{kT}{q} \ln(N). \quad (10.2)$$

Таким образом, разность этих напряжений оказывается пропорциональной абсолютной температуре.

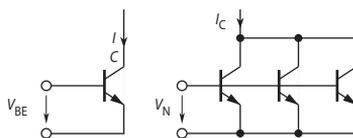


Рис. 10.1. Базовая схема измерения температуры.

Схемы ячеек датчиков температуры

Схема, представленная на **Рис. 10.2**, реализует уравнение (10.2) и известна как ячейка Броаку [10.1]. Транзистор VT_2 представляет собой N включённых параллельно транзисторов, таких же как VT_1 . Разность потенциалов эмиттеров транзисторов приложена к резистору R_2 . Ток эмиттера транзистора VT_2 поэтому равен

$$I_{E2} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_2}.$$

Благодаря отрицательной обратной связи через ОУ коллекторные токи транзисторов равны. Их суммарный ток проходит через резистор R_1 . В результате напряжение, приложенное к резистору R_1 , пропорционально абсолютной температуре. С учётом (10.2) получаем

$$V_T = \frac{2R_1\Delta V_{BE}}{R_2} = 2 \frac{R_1 kT}{R_2 q} \ln(N). \tag{10.3}$$

При надлежащем выборе отношения R_1/R_2 и N напряжение на базе транзистора VT_1 и, следовательно, операционного усилителя установится равным ширине запрещённой зоны кремния (1.205 В). Это напряжение не зависит от температуры. Схема на **Рис. 10.2** является основным полупроводниковым датчиком температуры и широко используется в промышленности.

Таким образом, ячейка датчика температуры может использоваться одновременно и в качестве источника опорного напряжения. Сравните схему на **Рис. 10.2** со схемой ИОН на ширине запрещённой зоны (**Рис. 5.34**) и вы убедитесь, что они практически идентичны. Поэтому ряд моделей ИОН, например, MAX872, AD780 и др. имеют выводы датчика температуры.

Другой вариант ячейки ДТ приведён на **Рис. 10.3** [10.2]. Схема имеет ΔV_{BE} приблизительно $(0.2 \text{ мВ/К}) \cdot T$. Усилитель обеспечивает равенство токов через транзисторы, причём плотность токов через их коллекторы соотносится как 1:10. Поскольку напряжение ΔV_{BE} приложено к резистору R , то общее падение напряжения на цепочке, включающей резисторы R , $26R$ и $23R$ составит $(10 \text{ мВ/К}) \cdot T$. Резистор, обозначенный $100R$, используется для подстройки смещения.

Схемы ДТ, приведённые на **Рис. 10.2** и **Рис. 10.3**, очень популярны, но они по сути являются датчиками абсолютной температуры и, как следствие, имеют смещение шкалы выходного напряжения на 2.73 В относительно более привычной шкалы температур в градусах Цельсия. Дж. Мейджер разработал схему ячейки ДТ [10.4], которая легко калибруется в градусах Цельсия (см. **Рис. 10.4**). Схема работает следующим образом: ток I_{PTAT} , пропорциональный абсолютной температуре, генерируется источником тока. Вы-

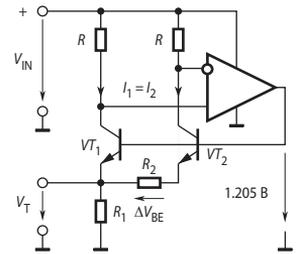


Рис. 10.2. Схема «классического» датчика температуры на ширине запрещённой зоны.

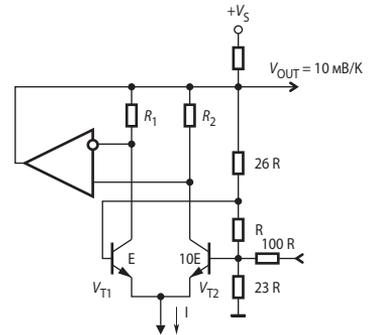


Рис. 10.3. Ячейка токового датчика температуры.

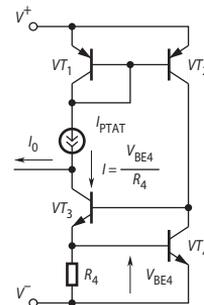


Рис. 10.4. Ячейка датчика температуры Мейджера.

ходной ток I_O равен разности этого тока и тока, пропорционального напряжению V_{BE} транзистора $VT4$, и имеет температурный коэффициент $1 \text{ mA}/^\circ\text{C}$. Ток через этот транзистор задаётся токовым зеркалом на p - n - p -транзисторах $VT1$ и $VT2$ и транзистором $VT3$, который играет роль усилителя с обратной связью. Градуировка этой схемы может быть выполнена для любой температурной шкалы. Изменением резистора $R4$ можно корректировать чувствительность схемы $\partial I_O/\partial T$, а, подстраивая резистор в источнике тока I_{RTAT} , можно установить начальную температуру для нулевого тока.

ДТ с токовым выходом

Концепции, изложенные выше, служат основой для построения многих разновидностей интегральных схем датчиков температуры (ДТ). В зависимости от выходной величины различают датчики с выходом по току и по напряжению. Примером ДТ с токовым выходом может служить AD592, имеющий коэффициент преобразования $1 \text{ мкА}/^\circ\text{C}$. Типовая схема включения этого ДТ приведена на **Рис. 10.5, а**, а график характеристики преобразования — на **Рис. 10.5, б**.

Датчик выпускается в трёхвыводном корпусе ТО-92 и практически не требует внешней калибровки. При температуре $+25^\circ\text{C}$ датчик AD592CN имеет наименьшую абсолютную погрешность измерения температуры ΔT — не более $\pm 0.5^\circ\text{C}$. В диапазоне рабочих температур от -25 до $+125^\circ\text{C}$ абсолютная погрешность не превышает $\pm 1^\circ\text{C}$. Для более точной настройки может быть использован подстроечный резистор ($R2$ на схеме **Рис. 10.5, а**). Этот ДТ может работать в широком диапазоне питающих напряжений — от 4 до 30 В, однако точностные характеристики определены для напряжения 5 В, а его изменение влияет на точность измерения: коэффициент подавления влияния напряжения питания K_{SR} составляет от $0.5^\circ\text{C}/\text{В}$ при низких напряжениях и до $0.1^\circ\text{C}/\text{В}$ — при высоких.

Другим примером токового ДТ может служить недорогой LM234. Это 3-выводной подстраиваемый источник тока с диапазоном рабочего тока 10000:1 и простым регулированием тока, который устанавливается сопротивлением одного резистора. Микросхема работает в широком диапазоне питающего напряжения: $1 \dots 40 \text{ В}$. Начальная погрешность измерения температуры не превышает $\pm 3^\circ\text{C}$ для LM234-3. Температурная чувствительность ИМС составляет $+0.33\%/^\circ\text{C}$. Токовые датчики идеальны для измерения температуры удалённых объектов, поскольку требуют только два провода. Кроме того, сопротивление проводов, включённых последовательно с датчиком, не вносит заметной погрешности, так как динамическое сопротивление датчика, например, при токе 100 мкА составляет 100 МОм .

Всего два вывода токовых датчиков обеспечивают большую гибкость их применения. На **Рис. 10.6** представлены три схемы с использованием токовых ДТ. Если требуется определить среднее значение температуры в трёх точках пространства, можно применить схему на **Рис. 10.6, а**. Здесь через резистор протекает сумма токов всех трёх датчиков. Сопротивление резистора выбрано в три раза меньше, чем в типовой схеме, с тем чтобы обеспечить общую чувствительность по напряжению $1 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$.

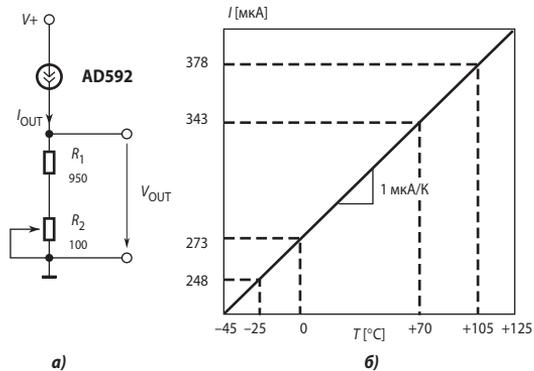


Рис. 10.5. Типовая схема включения датчика температуры AD592 (а) и характеристика преобразования (б).

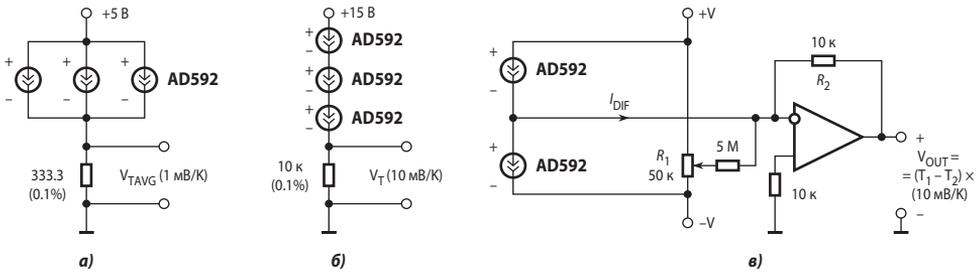


Рис. 10.6. Различные схемы включения токовых ДТ для определения:
 а) среднего значения температуры в трёх точках пространства,
 б) точки с минимальной температурой из трёх контролируемых,
 в) разности температур в двух точках.

На Рис. 10.6, б представлена схема определения минимальной из температур в трёх точках. Только тот из датчиков, температура которого наименьшая, будет работать в активном режиме. Два других перейдут в насыщенное состояние, поэтому их динамические сопротивления и напряжения на них резко уменьшатся.

Наконец, на Рис. 10.6, в приведена схема для определения разности температур в двух точках. Точка соединения двух ДТ соединена с инвертирующим входом ОУ, имеющим нулевой потенциал. Ток I_{DIF} , равный разности токов датчиков, создаёт на резисторе падение напряжения $I_{DIF}R_2$, пропорциональное разности температур. Резистор R_1 включён для компенсации начального разброса токов ДТ.

ДТ с выходным сигналом в виде напряжения

ADT45/ADT50 — трёхвыводные температурные датчики с выходом по напряжению, выпускающиеся в миниатюрном корпусе SOT-23. Они допускают диапазон питающих напряжений от 2.7 до 12 В. Микросхемы могут работать в температурном диапазоне от -40 до +125°C. Выходной масштабный коэффициент для обоих устройств составляет 10 мВ/°С. Типичная погрешность преобразования ±1°C при температуре +25°C и ±2°C в диапазоне -40...+125°C. ADT45 обеспечивает выходное напряжение 250 мВ при +25°C и предназначен для работы в диапазоне температур от 0 до +100°C. ADT50 обеспечивает выходное напряжение 750 мВ при +25°C и предназначен для работы в диапазоне температур от -40 до +125°C. Погрешность преобразования температуры при изменении питающего напряжения может достигать 0.15°C/В. Недостатком датчиков является довольно значительное выходное сопротивление (до 200 Ом).

Если датчики ADT45/ADT50 термически хорошо соединены с объектом и изолированы от окружающего воздуха, то их температура будет отличаться от температуры поверхности не более чем на 0.01°C. Правильное закрепление датчика на поверхности объекта имеет важное значение, поскольку любая связь датчика с окружающей средой проявляет себя как канал теплоты, приводя к ошибкам в измерениях. Вывод для подключения питания этих микросхем должен быть заблокирован по переменному напряжению относительно общей точки керамическим конденсатором ёмкостью 0.1 мкФ. Желательно применение безвыводных конденсаторов с тем, чтобы снизить влияние электромагнитных помех.

Другим примером трёхвыводных ДТ с выходом по напряжению может служить LM45. При низкой цене (\$0.4 при продаже партиями по 1000 шт.) этот датчик обеспечивает точность не хуже ±3°C в диапазоне от -20 до +100°C. Низкий потребляемый ток (120 мкА) гарантирует саморазогрев не более 0.2°C. Переход от шкалы абсолютных температур Кельвина к шкале Цельсия осуществляется подключением одного внешнего резистора.

Одним из характерных применений рассмотренных ДТ, помимо непосредственного измерения температуры, является компенсация температуры холодного спая термопары (см. подраздел 2.8.5).

Интересно семейство датчиков температуры с выходом в виде напряжения LM135/235/335. Типовая схема включения этих ДТ подобна схеме включения стабилитрона (см. Рис. 10.7, а). При этом напряжение пробоя пропорционально абсолютной температуре +10 мВ/°К. Датчик нормально работает при токах 0.4...5 мА. При калибровке с помощью внешнего резистора (Рис. 10.7, б) при температуре +25°C, LM135 имеет типичную погрешность менее ±1°C в диапазоне шириной 100°C. Низкое динамическое сопротивление (типично 0.5 Ом) упрощает подключение датчика к приёмникам сигнала и уменьшает погрешность при изменении питающего напряжения. LM135 работает в диапазоне температур -50...+150°C, LM235 — в диапазоне -40...+125°C, а очень недорогой LM335 — от -40 до +100°C.

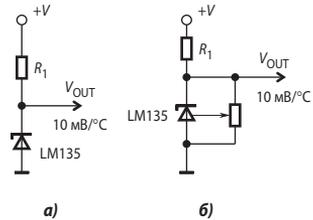


Рис. 10.7. Типовые схемы включения датчиков температуры LM135: а) без калибровки, б) с калибровкой с помощью внешнего резистора.

Также как и двухвыводные токовые ДТ, LM335 имеет широкий круг применений. На Рис. 10.8, а представлена схема определения минимальной из трёх температур. Только тот из ДТ, температура которого минимальна, будет в активном режиме. Остальные при этом находятся в отсечке.

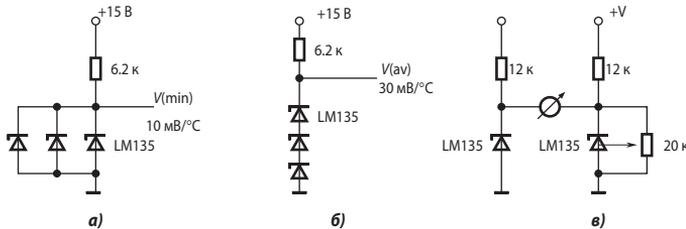


Рис. 10.8. Простейшие схемы применения ДТ LM335: а) минимальной из трёх контролируемых температур, б) среднего значения температуры трёх контролируемых точек, в) разности температур двух точек.

При помощи схемы на Рис. 10.8, б можно измерять среднее значение температур трёх точек. Выходное напряжение равно сумме напряжений, падающих на датчиках. При этом чувствительность схемы также возрастает в три раза.

Для измерения разности температур может быть использована простая схема приведённая на Рис. 10.8, в. Подстроечным резистором обеспечивается нулевой ток через измерительный прибор при равенстве температур датчиков.

Несложный, но довольно точный термостат можно построить по схеме, показанной на Рис. 10.9 [10.2]. Здесь напряжение 6.9 В прецизионного ИОН LM329С, поделённое резистивным делителем, сравнивается с напряжением

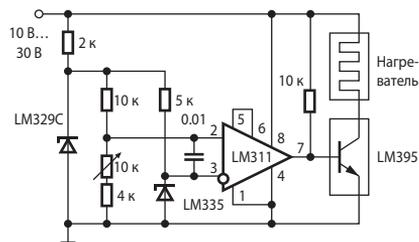


Рис. 10.9. Схема простого термостата.

датчика температуры LM335 с помощью прецизионного компаратора LM311. В зависимости от знака рассогласования компаратор включает или выключает составной транзистор с внутренней защитой LM395, который, в свою очередь включает или отключает нагревательный элемент. Большой коэффициент усиления компаратора (до 200000) обеспечивает высокую точность стабилизации температуры.

На **Рис. 10.10** представлена схема датчика скорости течения газа. Верхний по схеме ДТ установлен в потоке, а нижний — в неподвижном газе этой же температуры. Верхний датчик подогревается протекающим через него относительно большим током, задаваемым резистором 1.2 кОм. Ток через нижний датчик приблизительно в 20 раз меньше, поэтому нижний ДТ имеет температуру окружающего газа. При обтекании верхнего ДТ потоком газа температуры меньше, чем датчик, последний охлаждается, что приводит к увеличению выходного напряжения ОУ. Подстроечным резистором устанавливается нуль усилителя при нулевой скорости течения газа.

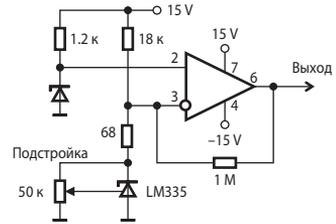


Рис. 10.10. Схема датчика скорости течения газа.

Логометрические ДТ

В некоторых случаях желательно, чтобы выходной сигнал датчика был пропорционален его напряжению питания. Это полезно, например, при питании от батарей датчика и АЦП, преобразующего его сигнал в код. Упрощённая схема ИМС логометрического датчика температуры AD22103 приведена на **Рис. 10.11, а**. Источник тока создаёт через терморезистор R_T ток, пропорциональный напряжению питания. Дифференциальный усилитель преобразует разбаланс моста в выходной сигнал, определяемый формулой

$$V_{OUT} = \frac{V_S}{3.3} \cdot (0.25 + 0.028T) \text{ В.} \quad (10.4)$$

На схеме, представленной на **Рис. 10.11, б** источник питания ИМС AD22103 является также источником опорного напряжения для АЦП. Тем самым устраняется потребность в двух точных ИОН, поскольку выходной код АЦП пропорционален отношению входного напряжения (в нашем случае, это выходное напряжение датчика V_{OUT}) к опорному (в нашем случае, это напряжение питания схемы V_S):

$$D_{OUT} = k \frac{V_{OUT}}{V_S}. \quad (10.5)$$

Подставив (10.4) в (10.5) найдём

$$D_{OUT} = \frac{k}{3.3} \cdot (0.25 + 0.028T). \quad (10.6)$$

Из (10.6) следует, что результаты преобразования не зависят от напряжения питания. Такие измерительные схемы называются *логометрическими*. Датчик AD22103 предназначен для работы в диапазоне 0...100°C и обеспечивает погрешность менее ±2.5°C, при ли-

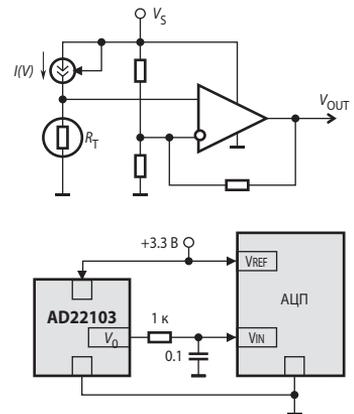


Рис. 10.11. Логометрический датчик температуры: а) структурная схема, б) схема преобразования температура/код, не зависящая от напряжения питания.

нейности не хуже 0.5°C. В этой схеме удобно применить 12-битный АЦП AD7896, который использует питающее напряжение в качестве опорного.

10.1.2. Датчики температуры с цифровым выходом

Датчики температуры, имеющие цифровые выходные сигналы имеют ряд преимуществ по сравнению с чисто аналоговыми датчиками, особенно в случае, если требуется контролировать температуру в удалении от информационно-управляющей системы. Датчики с цифровым выходом позволяют легко обеспечить гальваническую развязку между удалённым датчиком и системой с помощью оптронов. Различают три типа таких датчиков: с выходным преобразователем напряжение/частота, с широтно-импульсной модуляцией и с последовательным цифровым интерфейсом.

ДТ с преобразователем напряжение/частота

Датчики температуры этого типа обеспечивают связь с процессором всего по одной линии. Примером может служить семейство MAX6576/7. MAX6576 преобразовывает температуру окружающего воздуха в последовательность прямоугольных импульсов с относительной длительностью $\gamma = 0.5$ и **периодом**, пропорциональным абсолютной температуре. Чувствительность датчика может регулироваться коммутацией выводов TS1, TS0 в диапазоне 1:64. MAX6577 отличается только тем, что пропорциональна температуре **частота** его выходных импульсов. Обе микросхемы изготавливаются в миниатюрных 6-выводных корпусах SOT-23.

Цифровые ДТ с широтно-импульсной модуляцией

Датчики с широтно-импульсной модуляцией обычно содержат, помимо собственно ДТ, аналого-цифровой преобразователь и ШИ-модулятор. Например, микросхемы семейства TMP03/04 фирмы Analog Devices включают ДТ, ИОН, тактовый генератор, сигма-дельта-АЦП с однобитным модулятором и цифровой фильтр (Рис. 10.12). АЦП имеет эффективную разрядность 12 бит.

Выходной цифровой фильтр подавляет шумовые составляющие и преобразует данные в скважность импульсов на выходе датчика (Рис. 10.13), которая легко декодируется микропроцессором и преобразуется в цифровое значение температуры по любой требуемой шкале. В частности, для вычисления температуры по Цельсию должна быть использована формула

$$t(^{\circ}\text{C}) = 235 - 400 \frac{T_1}{T_2}.$$

В отличие от преобразования температуры в частоту или период здесь отсутствует ошибка, связанная с нестабильностью тактовой частоты. Номинальная частота импульсов при +25°C составляет 35 Гц. Ширина импульса фиксирована и равна 10 мс. ИМС отличаются схемотехникой выходных каскадов: TMP03 имеет выход с открытым коллектором, а TMP04 — симметричный КМОП пушпульный каскад.

Распространённые микроконтроллеры, такие как 80C51 или 68HC11, имеют встроенные таймеры, которые могут легко декодировать скважность импульсов ДТ.

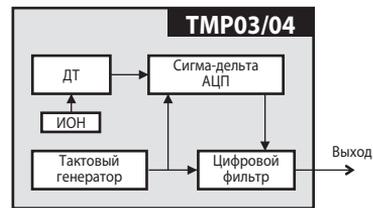


Рис. 10.12. Блок-схема датчиков температуры TMP03/04.



Рис. 10.13. Форма выходных сигналов датчиков температуры TMP03/04.

ДТ с последовательным цифровым интерфейсом

Применение передачи информации о температуре цифровым последовательным кодом позволяет упростить программирование микроконтроллера, снизить его загрузку. Типичным примером ДТ с последовательным цифровым интерфейсом является LM74. Эта микросхема помимо температурного датчика на биполярном транзисторе включает также сигма-дельта-АЦП с SPI- и MICROWIRE-совместимым интерфейсом (см **Рис. 10.14**). 13-битный АЦП обеспечивает разрешение 0.0625°C в диапазоне температур от -55 до $+150^{\circ}\text{C}$. Датчик допускает перевод в режим пониженного энергопотребления (shutdown mode), при котором потребляемый ток уменьшается до 10 мкА. Датчик изготавливается в корпусе SO-8 и в миниатюрном 5-выводном microSMD-корпусе размером 1.5×1.5 мм.

Другой пример — цифровой 8-битный датчик температуры MAX1617, обеспечивающий разрешение 1°C в диапазоне $-40...+125^{\circ}\text{C}$. Погрешность измерения температуры в этом диапазоне не превышает $\pm 3^{\circ}\text{C}$. Связь датчика с микропроцессором обеспечивается двухпроводным последовательным интерфейсом SMBus в двоичном дополнительном коде. Помимо встроенного на кристалле датчика температуры, к микросхеме может быть подключён удалённый датчик в виде биполярного транзистора (например, MTS102 фирмы Motorola). Датчик потребляет от источника напряжением $3...5.5$ В ток силой 70 мкА в нормальном режиме и всего 3 мкА — в режиме пониженного потребления.

Микросхемы AD7816/17/18 фирмы Analog Devices представляют собой скорее АЦП со встроенными датчиками температуры. Все они, кроме AD7816, имеют аналоговые входы. ИМС содержат 10-битный АЦП последовательного приближения со временем преобразования 9 мкс. Последовательный интерфейс совместим с SPI, QSPI и MICROWIRE-протоколами. Программно может быть установлен температурный порог, при превышении которого, на выходе ОТИ микросхем появляется активный уровень.

Прекрасные характеристики имеют цифровые датчики температуры производства фирмы Dallas Semiconductor. В частности, цифровой термометр DS 18B20 позволяет считывать температуру с разрешением от 9 до 12 двоичных разрядов (настраивается пользователем).

Информация передаётся в/из DS 18B20 по однопроводному интерфейсу. Питание для чтения, записи и выполнения преобразования может быть получено или по шине данных или от отдельного внешнего источника питания $3...5.5$ В.

Поскольку каждый датчик содержит уникальный серийный номер, записанный лазером при производстве, многочисленные DS 18B20 могут быть подключены на одну шину. Это позволяет разместить датчики в различных местах и собирать информацию по простому двухпроводному кабелю (прямой и обратный провод). На блок-схеме (**Рис. 10.15**) показаны основные узлы DS 18B20 [10.9].

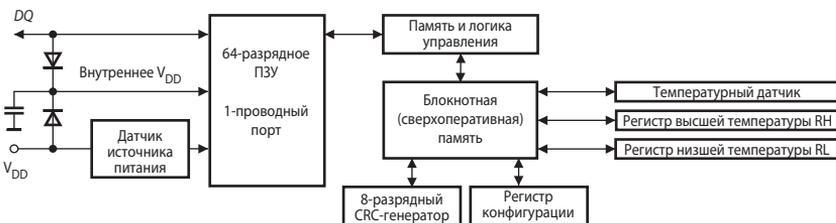


Рис. 10.15. Блок-схема цифрового датчика температуры DS 18B20.

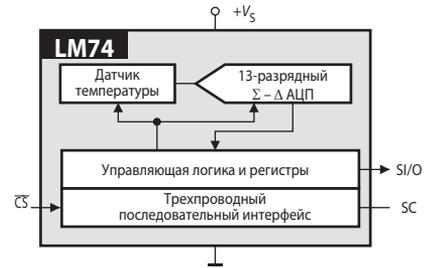


Рис. 10.14. Блок-схема цифрового ДТ LM74.

Микросхема включает:

1. 64-битное ПЗУ, запрограммированное лазером
2. Температурный датчик
3. Энергонезависимые температурные регистры высшей температуры T_H (RH) и низшей температуры T_L (RL)
4. Регистр конфигурации

Функциональным ядром DS 18B20 является температурный датчик прямого преобразования температуры в цифровой код. Эта схема использует два генератора частоты с разными температурными коэффициентами, настроенными на одну температурную точку (обычно -55°C). Разность между числами, выработанными генераторами импульсов за единицу времени, является исходным значением для определения соответствия цифрового кода и измеряемой температуры. Накапливающий сумматор, входящий в функциональное ядро, позволяет скорректировать нелинейность во всём диапазоне температур. Поэтому дополнительной подстройки или использования АЦП не требуется. После того как датчик выполнил температурное преобразование, значение температуры сравнивается со значениями T_H и T_L , старшие биты которых хранятся в 8-битных регистрах RH и RL. Если результат измерения выше, чем T_H или ниже, чем T_L , в приборе устанавливается сигнальный флажок, который корректируется с каждым температурным измерением. Пока флажок установлен, DS 18B20 ответит на каждый запрос о наличии аварийного режима.

Связь с DS 18B20 осуществляется через однопроводной порт. Пока протокол функции ПЗУ не будет установлен, память и функции управления прибором будут недоступны. Контроллер, управляющий шиной, сначала должен установить одну из пяти команд функций ПЗУ:

1. Чтение ПЗУ
2. Совпадение ПЗУ
3. Поиск ПЗУ
4. Пропуск ПЗУ
5. Сигнальный аварийный поиск ПЗУ

С помощью этих команд выделяется нужный из множества приборов, подключённых к однопроводной шине. После успешного выполнения функциональной команды ПЗУ память и управление микросхемой доступны и контроллер может обеспечить выполнение любой из команд управления. На Рис. 10.15 показана схема, в которой для питания ИМС используется энергия сигнала, поступающего по шине данных. При этом происходит подзарядка внутреннего конденсатора питания.

10.1.3. Температурные компараторы

Датчики температуры, используемые совместно с аналоговыми компараторами могут работать как сигнализаторы перехода температуры через определённый порог, или выхода температуры из заданной зоны. Типичным представителем этого класса ДТ является ADT05 (см. Рис. 10.16). Порог переключения устанавливается одним резистором R_{SET} с точностью 2°C в диапазоне $-40...+150^{\circ}\text{C}$. Выходной транзистор с открытым коллектором открывается, когда температура окружающего воздуха превышает запрограммированную пользователем температуру уставки. Переходная характеристика ИМС ADT05 имеет гистерезис приблизительно 4°C , который предотвращает слишком частое переключение. Микросхема имеет малое потребление

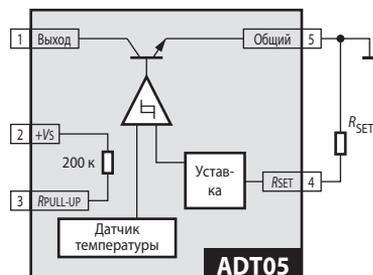


Рис. 10.16. Температурный компаратор ADT05.

Микросхема имеет малое потребление

ние (всего 0.2 мВт при $V_S = 3.3$ В), что уменьшает самонагрев до пренебрежимо малых величин. Внутренний пулапный резистор может быть использован при управлении нагрузкой типа входов КМОП-логики. ИМС изготавливается в миниатюрном 5-выводном корпусе SOT-23.

Другим примером температурного компаратора может служить семейство MAX6501/2/3/4. Эти температурные переключатели также меняют логический сигнал, когда температура их кристалла пересекает запрограммированный порог. ИМС работают при питании от +2.7 В до +5 В и потребляют ток 35 мкА. На кристалле изготовлены два источника опорного напряжения, один из которых имеет отрицательный ТКН, а другой — положительный, а также компаратор. Приборы предлагаются с температурными порогами, задаваемыми изготовителем через 10°C в пределах от -45 до $+115^\circ\text{C}$ с типовой точностью $\pm 0.5^\circ\text{C}$ (максимально $\pm 6^\circ\text{C}$). Они не имеют внешних компонент. Гистерезис переходной характеристики устанавливается 2°C или 10°C постоянным уровнем. Вывод «HYST» микросхемы MAX6501/MAX6503 имеет выход с открытым стоком, а MAX6502/MAX6504 — пушпульный выход. Микросхемы изготавливаются в миниатюрном 5-выводном корпусе SOT-23.

Более развитая микросхема TMP01 представляет собой температурный контроллер с двумя порогами, который также генерирует и напряжение, пропорциональное температуре (см. Рис. 10.17). Состояние выходов с открытым коллектором «OVER» или «UNDER» меняется при переходе температуры датчика через соответствующий порог. Уровни порогов, а также ширина гистерезиса переходной характеристики задаются выбором резисторов R_1 , R_2 , R_3 . Микросхема содержит ИОН на ширине запрещённой зоны и пару согласованных компараторов. ИОН обеспечивает и термостабильное опорное напряжение 2.5 В и температурно-зависимое выходное напряжение с чувствительностью 5 мВ/К.

При изготовлении этих микросхем используется лазерная подгонка, что обеспечивает типичную точность измерения температуры $\pm 1^\circ\text{C}$ в номинальном температурном диапазоне $-55\dots+125^\circ\text{C}$. Открытые коллекторы допускают втекающий ток до 20 мА, что позволяет непосредственно управлять реле. При питании от источника +5 В, потребляемый ток не превышает 0.5 мА.

10.1.4. Точность датчиков температуры

На точность преобразования температуры в напряжение помимо технологических и схемотехнических причин влияют ещё и тепловые свойства среды, в которой работает датчик. Этот фактор вносит статическую погрешность, обусловленную саморазогревом, и динамическую, связанную со значительной инерционностью процесса теплопередачи. На Рис. 10.18 представлена тепловая модель ДТ в виде эквивалентной электрической цепи, которая полезна для понимания этих процессов.

Источник тепла P_D производит в секунду количество теплоты в джоулях, равное произведению напряжения питания датчика на ток, потребляемый им от источника. Тепловое сопротивление «кристалл—корпус» R_{TJC} , например, для корпуса SOT-23, равно $180^\circ\text{C}/\text{Вт}$. Тепловое сопротивление «корпус—окружающая среда» R_{TCA} является разностью

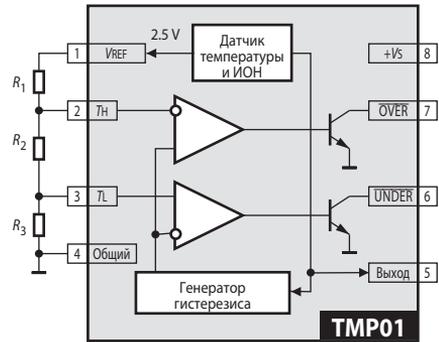


Рис. 10.17. Блок-схема температурного компаратора TMP01.

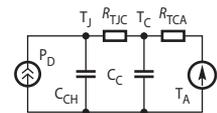


Рис. 10.18. Тепловая модель датчика температуры.

между R_{TJA} и R_{TJC} и определяется характеристиками теплового контакта с окружающей средой.

Перегрев кристалла относительно температуры окружающего воздуха определяется уравнением:

$$T_J - T_A = P_D \cdot (R_{TJC} + R_{TCA}), \quad (10.7)$$

где T_J и T_A — температуры, соответственно, кристалла и окружающего воздуха. В частности, перегрев кристалла вследствие саморазогрева ИМС ADT45, установленной в панельку, при температуре воздуха, равной 25°C и питаемой от источника напряжением 5 В, составляет менее 0.04°C .

Переходный процесс выходного сигнала ДТ при скачкообразном изменении температуры определяется тепловыми сопротивлениями и теплоёмкостями кристалла C_{CH} и корпуса C_C . Теплоёмкость корпуса зависит от условий измерения, так как она включает всё, что контактирует с корпусом. Во всех практических случаях теплоёмкость корпуса является определяющим фактором ограничения скорости реакции датчика на изменение температуры. Переходный процесс теплопередачи может быть смоделирован аperiодическим звеном первого порядка с постоянной времени RC .

Рис. 10.19 иллюстрирует переходный процесс ДТ ADT45/ADT50 при скачкообразном изменении температуры окружающего неподвижного воздуха. Тепловая постоянная времени численно равна времени, необходимому для достижения выходным сигналом 63.2% разности между первоначальным и установившимся значениями.

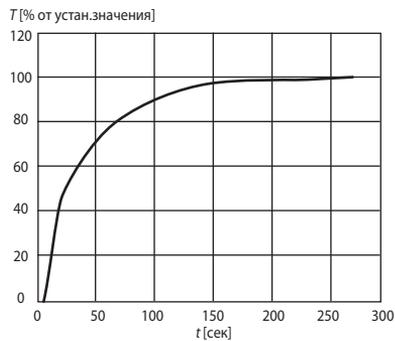


Рис. 10.19. График изменения выходного сигнала ДТ при скачкообразном изменении температуры.

В **Табл. 10.1** приведены основные характеристики некоторых типов интегральных датчиков температуры.

Таблица 10.1. Датчики температуры

Наименование	Диапазон [°C]	Чувствительность [мВ/°C]	Точность [°C]	Напряжение питания [В]	Ток потребления [мА]	Примечание
TMP36	-40...+125	10	±2... ±3	2.7...5.5	0.05	Корпус SOT-23
ADT45	0...+100	10	±1... ±2	2.7...12	0.06	Трёхвыводной датчик
AD592	-55...+150	1 мкА/°C	±0.5... ±1	4...30	I_{OUT}	Двухвыводной датчик с токовым выходом
LM234-3	-40...+125	0.33%/°C	±3	1...40	I_{OUT}	Трёхвыводной источник тока
LM135	-50...+150	10	±1	—	0.4...5	Двухвыводной датчик с выходом в виде напряжения
DS600	-20...+100	6.45	±0.5	2.7...5.5	0.14	Возможно использование в качестве температурного компаратора
MAX6613	-55...+130	11	±5	1.8...5.5	0.075	Миниатюрный корпус SC70
MAX6576	-40...+125	10 мкс/°C	±1... ±3	2.7...5.5	0.14	Преобразователь температура-период
TMP03	-55...+150	—	±2	4.5...7	1	Цифровой датчик с ШИМ
AD7816	-40...+85	—	±1	2.7...5.5	—	Цифровой датчик, SPI-интерфейс
ADT7301	-40...+150	—	±0.5	2.7...5.5	1.6	Цифровой датчик, SPI-интерфейс
DS1731	-10...+85	—	±1	2.7...5.5	1	Двухпроводной последовательный 9...12-битный интерфейс
LM74	-55...+150	16 бит/°C	±1.25... ±3	2.65...5.5	0.5	13-бит сигма-дельта-АЦП
DS18B20	-55...+125	—	±2	3...5.5	1.5	Однопроводной цифровой 12-бит интерфейс
ADT05	-40...+125	—	±2	2.7...7	0.06	Температурный компаратор
ADT6501	+35...+115	—	0.5	2.7...5.5	0.03	Цифровой температурный компаратор с программной установкой гистерезиса

10.2. Датчики ускорения (акселерометры)

10.2.1. Общие сведения

Акселерометры представляют собой датчики линейного ускорения и в этом качестве широко используются для измерения углов наклона тел, сил инерции, ударных нагрузок и вибрации. Они находят широкое применение в транспорте, медицине, промышленных

системах измерения и управления, инерциальных системах навигации. Промышленность изготавливает много разновидностей акселерометров, имеющих различные принципы действия, диапазоны измерения ускорений, массогабариты и цены. Сравнение основных типов акселерометров дано в Табл. 10.2.

Таблица 10.2. Сравнительные характеристики акселерометров

Тип	Точность	Цена	Область применения	Особенности
Пьезоплёночные	Низкая	Самая низкая	Вибрации, удары	Только переменные ускорения. Чувствительны к температуре и давлению
Электромеханические (струнные, маятниковые)	Очень высокая	Очень высокая	Инерциальная навигация	Низкие частоты. Чувствительны к перегрузкам
Пьезоэлектрические	Высокая	Высокая	Вибрации, удары	Только переменные ускорения.
Пьезорезистивные	Средняя	Высокая	Наклон, вибрации, инерциальные силы	Сложная настройка, низкая термостабильность
Интегральные объёмной конструкции	Средняя	Средняя	Наклон, вибрации, инерциальные силы	Низкий шум, сложная настройка
Интегральные поверхностной конструкции	Средняя	Низкая	Наклон, вибрации, инерциальные силы	Малые габариты, завершённость конструкции
Интегральные тепловые	Средняя	Средняя	Наклон, инерциальные силы	Низкие частоты, устойчивы к большим перегрузкам

На Рис. 10.20 показаны области, занимаемые акселерометрами различного типа на диаграмме «Качество—цена».

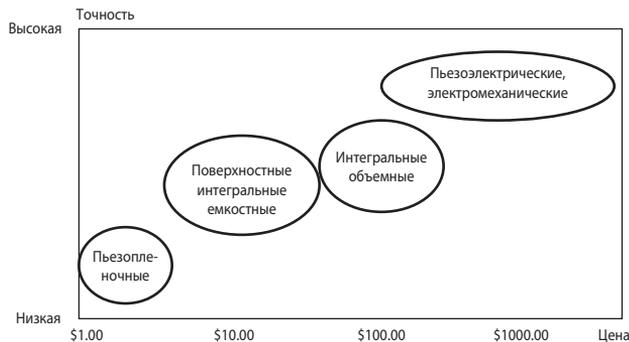


Рис. 10.20. Диаграмма «Качество—цена» для различных акселерометров.

Современные технологии микрообработки позволяют изготовить интегральные акселерометры, имеющие малые габариты и низкую цену. В настоящее время изготавливаются акселерометры четырёх типов: пьезоплёночные, объёмные, поверхностные и тепловые.

10.2.2. Плёночные пьезоэлектрические акселерометры

Плёночные пьезоэлектрические датчики ускорения выполняются на основе многослойной пьезоэлектрической полимерной плёнки. Многослойная плёнка закреплена на подложке из окиси алюминия и к ней присоединена инерционная масса из окиси метал-

ла. При изменении скорости движения датчика, в результате действия инерционных сил происходит деформация плёнки. Благодаря пьезоэффекту возникает разность потенциалов на границах слоёв плёнки, зависящая от ускорения. Чувствительный элемент датчика обладает чрезвычайно высоким выходным сопротивлением, поэтому на подложке датчика АСН-01 фирмы Atochem Sensors имеется также полевой транзистор с малым током затвора, который представляет собой усилитель напряжения. Это позволяет измерять переменные ускорения со сравнительно низкой частотой. Датчики этого типа имеют плохую повторяемость характеристик в серийном производстве, высокую чувствительность к изменению температуры и давления. Они не могут контролировать постоянные ускорения и гравитационные силы. Основная область применения — схемы управления подушками безопасности.

10.2.3. Объёмные интегральные акселерометры

Примером объёмного датчика ускорения может служить NAC-201/3 фирмы Lucas NovaSensor [10.4], предназначенный для применения в системах управления подушками безопасности автомобилей. Этот датчик состоит из двух пластин кремния 1 и 2, которые сплавлены друг с другом (Рис. 10.21). Три тонкие кремниевые балки с, d и e, имеющиеся в пластине 1, инерционная масса «а» соединена с кремниевой рамкой b на пластине 2. Эта масса соединяется с кремниевой рамкой механически с одного края (точки f, f, f на Рис. 10.21). Каждая из коротких внешних (изгибных) балок содержит пару имплантированных пьезорезисторов, образующих полумост. Два полумоста соединяются в мостовую схему. Когда происходит столкновение автомобиля с препятствием, масса движется вниз, изгибая балки с, d, e и вызывая деформацию пьезорезисторов. Таким образом, датчик и расположенная вне кристалла электронная схема обработки сигналов создают при работе выходной сигнал с размахом напряжения от 50 до 100 мВ, вызываемый деформацией пьезорезисторов, включённых по схеме моста Уитстона.

Поскольку к надёжности системы управления подушками безопасности предъявляются чрезвычайно высокие требования (представьте себе последствия ложного срабатывания подушки безопасности на оживлённой автостраде при скорости 150 км/ч), датчик снабжён системой самоконтроля. Ключевую роль в системе самоконтроля играет резистор-возбудитель, который нагревается пропусканием через него импульса тока 50 мА, 9 В длительностью 50 мс. Когда балка, расположенная в средней части пластины 1, нагревается, происходит её удлинение, поскольку температурный коэффициент расширения кремния положителен. А так как концы её закреплены, она прогибается, отклоняет инерционную массу, а также изгибает балку, содержащую пьезорезисторы. Эта балка смещается примерно на 3 мкм в том же направлении, что и масса при столкновении автомобиля с препятствием.

Микросхема датчика не содержит схемы обработки сигнала измерительного моста. Варианты датчика отличаются тем, что NAC-203 содержит встроенные толстоплёночные схемы, позволяющие произвести лазерную подстройку чувствительности и температурной коррекции в процессе производства, а в NAC-201 реализация этих функций предоставляется пользователю. Входное и выходное сопротивления измерительного моста NAC-201 равны 2000 Ом. Полоса пропускания по уровню 3 дБ составляет 500 Гц. Резонансная частота приборов, смонтированных в полном соответствии с рекомендациями изготовителя, — не менее 10 кГц.

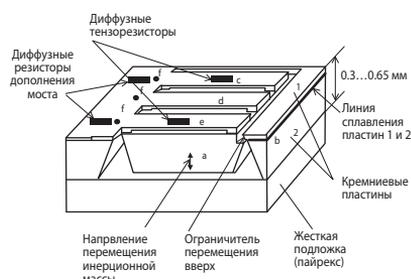


Рис. 10.21. Интегральный акселерометр объёмной конструкции.

Интегральные датчики ускорения объёмной конструкции имеют ряд недостатков. Во-первых, они сложны в производстве, поскольку операции формирования объёмных структур не очень просто совмещаются со стандартными поверхностными интегральными технологиями. Во-вторых, желательно иметь датчик минимально возможных размеров на схемном кристалле также минимально возможных размеров. Уменьшение размеров кристалла увеличивает его механическую прочность и снижает стоимость. В то же время, в датчике объёмной конструкции только на размещение чувствительного элемента требуется от 6.5 до 16 мм² площади кристалла. Размещение на кристалле схем формирования сигнала может увеличить эту площадь ещё в два раза. Поэтому, в частности, один из датчиков ускорения фирмы Motorola имеет двухкристальную конструкцию [10.5]. На одном кристалле выполнен объёмный чувствительный элемент, а на другом — схема обработки сигнала.

10.2.4. Поверхностные интегральные акселерометры

Фирма Analog Devices изготавливает семейство акселерометров ADXLxxx поверхностной конструкции. Первым в этом семействе идёт ADXL50, серийный выпуск которого был начат ещё в 1991 г. [10.6].

Весь кристалл акселерометра размером 3.05 × 3.05 мм занят главным образом схемами формирования сигнала, которые окружают миниатюрный датчик ускорения размером 1 × 1 мм, расположенный в его центре. Датчик представляет собой дифференциальную конденсаторную структуру с воздушным диэлектриком, обкладки которого вырезаны (вытравлены) из плоского куска поликремниевой плёнки толщиной 2 мкм. Неподвижные обкладки этого конденсатора представляют собой простые консольные стержни, расположенные на высоте 1 мкм от поверхности кристалла в воздухе на поликремниевых столбиках-анкерах, приваренных к кристаллу на молекулярном уровне.

На Рис. 10.22 показан основной конструктивный блок элементарной ячейки датчика. Фактически датчик имеет 54 элементарных ячейки для измерения ускорения, но на рисунке для простоты показана только одна ячейка. Инерционная масса датчика ускорения при изменении скорости перемещения кристалла смещается относительно остальной части кристалла. Её пальцеобразные выступы образуют подвижную обкладку конденсатора переменной ёмкости. С каждого конца эта структура опирается на столбики-анкеры, аналогичные по конструкции держателям неподвижных обкладок. Растяжки по концам инерционной массы, удерживающие её на весу, являются как бы механическими пружинами постоянной упругости, ограничивающими перемещение пробной массы и её возврат в исходное положение. Говоря другими словами, сила инерции при воздействии ускорения

$$F = ma$$

уравновешивается силой упругости пружины

$$F = kx,$$

где m — масса, a — ускорение, k — жёсткость пружины, x — перемещение массы относительно исходного состояния. Отсюда следует, что

$$a = x(k/m),$$

причём k/m — конструктивный параметр датчика.

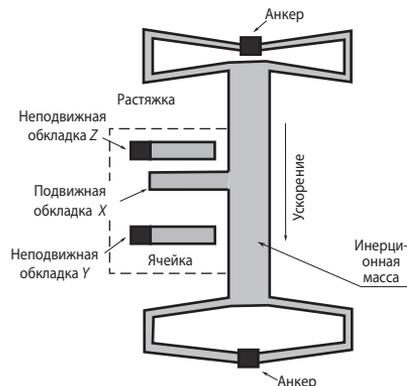


Рис. 10.22. Основной конструктивный блок элементарной ячейки датчика ускорения.

Поскольку перемещение инерционной массы должно происходить в плоскости поликремниевой плёнки, ось чувствительности датчика лежит в этой плоскости и, следовательно, она параллельна плоскости печатной платы, к которой припаивается датчик.

Каждый из наборов неподвижных обкладок конденсатора (Y и Z) электрически соединён параллельно внутри схемного кристалла. В результате получается пара независимых конденсаторов X - Y и X - Z , подвижная обкладка которых образована всей совокупностью пальцеобразных выступов инерционной массы. Внутри кристалла эти три обкладки подключены ко встроенным схемам формирования сигнала акселерометра.

В спокойном состоянии (движение с постоянной скоростью) все «пальцы» подвижной обкладки X благодаря растяжкам находятся на одинаковом расстоянии от пар пальцев неподвижных обкладок. При каком-либо ускорении подвижные пальцы приближаются к одному из наборов неподвижных пальцев и удаляются от другого набора. В результате этого относительного перемещения соответствующие расстояния становятся неодинаковыми и ёмкости между подвижной обкладкой и каждой из неподвижных обкладок изменяются.

Хотя в акселерометре ADXL50 датчик и схема формирования сигнала фактически представляют собой замкнутый контур с обратной связью и уравниванием сил, опишем вначале работу устройства при разомкнутой обратной связи. Противофазные сигналы прямоугольной формы частотой 1 МГц одинаковой амплитуды подаются от генератора соответственно на верхнюю и нижнюю обкладки Y и Z (Рис. 10.23). При отсутствии ускорения ёмкости $CS1$ и $CS2$ между неподвижными и подвижной обкладками одинаковы, поэтому на подвижную обкладку передаются сигналы одинаковой амплитуды. Разностный сигнал, поступающий на вход повторителя, равен нулю. При ускорении датчика разностный сигнал не равен нулю, причём его амплитуда зависит от величины смещения подвижной обкладки, а фаза определяется знаком ускорения. Фазочувствительный демодулятор преобразует этот сигнал в низкочастотный (полосой от 0 до 1000 Гц), характеризующий величину и знак ускорения. Это напряжение поступает на предусилитель, с выхода которого сигнал идёт на внешний вывод ИМС.

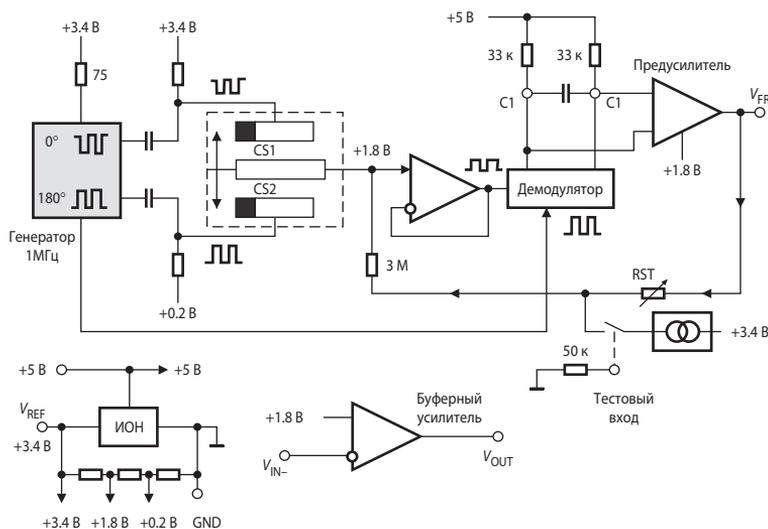


Рис. 10.23. Структурная схема акселерометра ADXL50.

Чтобы уменьшить влияние температуры окружающей среды, временные изменения параметров, снизить нелинейность переходной характеристики акселерометра, разработчики ввели отрицательную обратную связь по положению инерционной массы. Для этого напряжение с выхода предусилителя через резистор 3 МОм подаётся на подвижные обкладки датчика. Это напряжение создаёт электростатические силы между подвижной и неподвижной обкладками, которые стремятся установить инерционную массу в исходное состояние. Поскольку мы имеем в этом случае следящую систему с высокой добротностью, инерционная масса никогда не будет отклоняться от своего исходного положения более чем на 0.01 мкм. В отсутствии ускорения выходное напряжение предусилителя равно $V_0 = 1.8$ В, при полном ускорении $\pm 50g$ $V_0 = 1.8 \pm 1.5$ В.

В более поздних моделях акселерометров инженеры фирмы Analog Devices отказались от обратной связи по положению инерционной массы. С одной стороны это позволило почти в два раза уменьшить площадь кристалла датчика, повысить его экономичность, увеличить размах выходного напряжения, практически исключить внешние компоненты, снизить стоимость, но, с другой стороны, увеличилось смещение инерционной массы, что привело к некоторому реальному ухудшению линейности.

Акселерометры семейства ADXL также снабжены системой самотестирования. В ADXL50 тестовый сигнал в виде последовательности прямоугольных импульсов низкой частоты подаётся на подвижную обкладку. Это вызывает колебания инерционной массы аналогичные тем, которые вызываются воздействием инерционных сил. Выходное напряжение исправного датчика также будет изменяться с той же частотой.

В моделях без обратной связи по положению только 42 ячейки датчика используются в схеме измерения ускорения. Остальные 12 входят в схему самотестирования. Самотестирование осуществляется подачей ВЫСОКОГО уровня на вывод «SELF-TEST» микросхемы. При этом на подвижную часть датчика действует электростатическая сила, соответствующая приблизительно 20% ускорения полной шкалы. Выходное напряжение исправного датчика пропорционально уменьшится. Таким образом проверяется работоспособность полной механической структуры и электрической схемы акселерометра.

Для того чтобы снизить требования к стабильности источника питания и сделать возможным питание акселерометров прямо от батарей, их выходное напряжение делают пропорциональным произведению ускорения на напряжение питания. В таком случае его следует включать по логометрической схеме, как это показано на **Рис. 10.11** для датчика температуры.

В настоящее время фирма Analog Devices выпускает много моделей интегральных акселерометров, которые можно разделить на две группы: акселерометры для измерения низких ускорений: $\pm(1...20)g$ (low-g-акселерометры) и акселерометры для измерения значительных ускорений: $\pm(35...500)g$ (high-g-акселерометры).

Текущая линейка low-g-акселерометров фирмы Analog Devices является в номенклатуре продукции компании наиболее многочисленной и представлена изделиями, рассчитанными на различные диапазоны ускорений и ранжированными по чувствительности, точности и ценовому диапазону, а также по числу измерительных осей — одним высокоточным и высокочувствительным одноосевым акселерометром ADXL103, двухосевыми — например, ADXL203, ADXL213, ADXL210, ADXL320 и другими [10.16].

Общая особенность современных акселерометров ADXL — фиксированные обкладки управляются прямоугольными импульсами, противоположными по фазе. Ускорение отклоняет подвесы и разбалансирует дифференциальную чувствительную структуру, формируя импульсный выходной сигнал с амплитудой, пропорциональной ускорению. Демодулятор используется для выпрямления сигнала и определения направления воздействия.

Выход демодулятора затем подаётся на выходной усилитель (аналоговый выход) или на модулятор ширины импульса, чтобы получить выход ШИМ (например, ADXL202) и измерять ускорение посредством недорогого микроконтроллера.

Рис. 10.24, а показывает упрощённую блок-схему двухосевого акселерометра ADXL202 с ШИМ-выходом. Его выходными сигналами являются импульсы, относительная длительность которых пропорциональна ускорению. Такой тип выхода обеспечивает повышенную помехоустойчивость, передачу сигнала по одной линии и приём его любым микроконтроллером, имеющим таймер (АЦП не нужен!). Сигнал на выходе каждого канала датчика имеет форму, показанную на Рис. 10.24, б, причём ускорение в единицах g рассчитывается по формуле:

$$a(g) = 8 \cdot \left(\frac{T_1}{T_2} - 0.5 \right).$$

Обратите внимание, что относительная длительность импульса $\gamma = 0.5$ соответствует нулевому ускорению. Период импульсов T_2 не нужно измерять на каждом импульсе. Его нужно уточнять только при изменении температуры. Так как частота выходных импульсов одинакова для обоих каналов, период T_2 достаточно измерить только на одном канале. Эта величина устанавливается в пределе от 0.5 до 10 мс внешним резистором R_{SET} . Недостатком акселерометров с ШИМ-выходом является необходимость применения весьма быстродействующих микроконтроллеров для получения высокой разрешающей способности при широкой полосе пропускания.

Во всех акселерометрах фирмы Analog Devices пользователю предоставлена возможность контролировать работу устройства с помощью функции самотестирования. Акселерометры Analog Devices имеют вывод ST, который, будучи подключён к выводу питания, обеспечивает электростатическую силу, прикладываемую к упругому подвесу и имитирующую приложение ускорения порядка 20% от полной шкалы. В нормальном режиме вывод ST соединяется с землёй.

Акселерометры семейства ADXL отличаются высокой линейностью (типично 0.2%) благодаря линейзации сигнала в схеме обработки, позволяющей получать линейную зависимость напряжения на подвижных обкладках датчика от перемещения вдоль оси чувствительности. Температурные дрейфы смещения и чувствительности большинства акселерометров компенсируются посредством интегрированного датчика температуры.

Поскольку инерционная масса мала, способность датчика отслеживать малые перемещения, соответствующие изменениям ёмкости на 10^{-18} Ф, ограничивались также шумовым порогом электронных схем, который сейчас значительно снижен. В частности, типичный шум low-g акселерометров ADXL103 и ADXL203 составляет 110 мкг/ $\sqrt{\text{Гц}}$, что позволяет отслеживать уровни сигналов в 1 мг (или 0.06° при детектировании наклона). Типичный динамический диапазон ADXL-акселерометров достигает порядка 70 дБ при снижении шума за счёт уменьшения частотной полосы пропускания акселерометра с помощью ФНЧ.

Пользователю предоставлена возможность регулирования полосы частот по каждой оси выбором выходных ёмкостей для снижения шумов и улучшения разрешения.

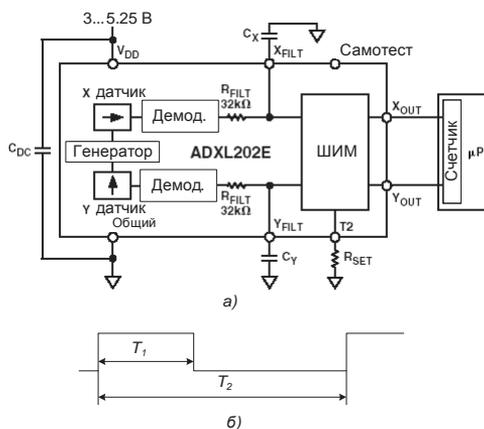


Рис. 10.24. Блок-схема двухосевого акселерометра ADXL202.

Для измерения ускорения по трём осям фирма Analog Devices ещё недавно предлагала трёхосевой акселерометр модульной конструкции, громоздкий и дорогой. Но в 2006 г. фирма выпустила однокристалльный трёхосевой акселерометр ADXL330 (Рис. 10.25) с аналоговыми выходами, сигналы которых пропорциональны проекциям вектора ускорения на каждую из осей. Диапазоны датчика — $\pm 3g$ по каждой оси. ADXL330 (стоимость \$5.45) характеризуется малым потреблением — 200 мкА при 2 В.

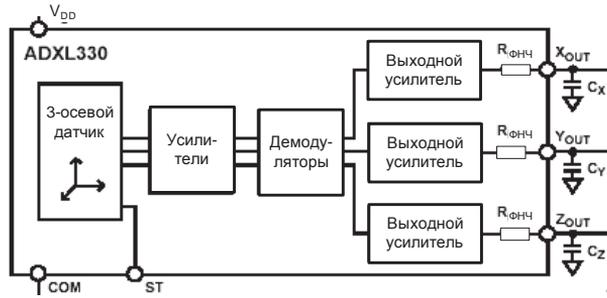


Рис. 10.25. Блок-схема трёхосевого акселерометра ADXL330.

Полосы воспроизводимых частот датчика определяется параметрами RC-фильтров, подключаемых к его выходу. Для каналов X и Y они могут находиться в пределах 0.5...1600 Гц, для канала Z — 0.5...550 Гц.

Высокоточные high-g-акселерометры ADXL предназначены для измерения больших статических и динамических ускорений (вибрации и удары). Их основные области применения — управление системами фронтальных и боковых подушек безопасности. В настоящее время фирма предлагает 4 ИМС 4-го поколения: одноосевой ADXL78 с опциями детектирования диапазонов полной шкалы $\pm 35g$, $\pm 50g$ и $\pm 70g$, одноосевой ADXL193 ($\pm 120g$... $\pm 250g$), одноосевой ADXL001 ($\pm 70g$, $\pm 250g$ и $\pm 500g$) и двухосевой ADXL2 78 ($\pm 35g/\pm 35g$, $\pm 50g/\pm 50g$ или $\pm 70g/\pm 35g$). Последнее поколение датчиков представляет собой устройства, которые снова используют электрическую обратную связь для нулевой балансировки массы с целью повышения точности и стабильности.

Большинство моделей акселерометров семейства ADXL требует применения АЦП для сопряжения с микроконтроллерами. Новое семейство интеллектуальных акселерометров iSensor (intelligent Sensor) позволяет пользователям лучше согласовывать акселерометры Analog Devices с остальными частями приборов. Линейка интеллектуальных акселерометров ADIS включает дополнительные узлы и функции, упрощающие встраивание акселерометров в схемы.

ADIS16003 ($\pm 1.7g$) и ADIS16006 ($\pm 5g$) — интеллектуальные двухосевые low-g-акселерометры с интегрированным датчиком температуры, 12-битными АЦП и SPI-интерфейсом, ADIS16204 ($\pm 70g$, $\pm 37g$) — интеллектуальный двухосевой high-g-акселерометр с датчиком температуры, 14-битным АЦП и SPI-интерфейсом. Последняя модель имеет более развитую цифровую часть, а также вспомогательные 12-битные АЦП и ЦАП. Помимо этого ИМС включает схему запоминания пикового значения удара и регистратор событий. Блок-схема ADIS16204 представлена на Рис. 10.26.

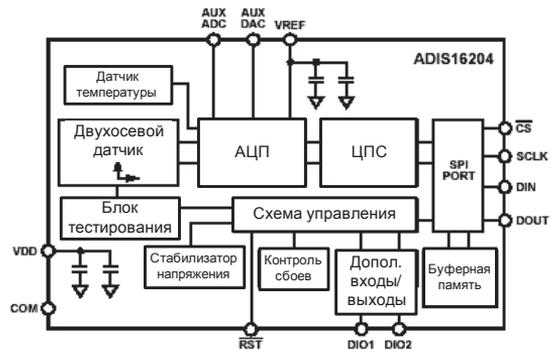


Рис. 10.26. Блок-схема интеллектуального акселерометра ADIS16204.

Интересное применение акселерометров с малым значением максимального измеряемого ускорения (и, соответственно, высокой чувствительностью) — определение угла наклона относительно горизонта. Приборы для измерения наклона называются инклинометрами. Их можно использовать в охранных системах автомобилей, для определения местоположения бура при бурении наклонных скважин, автоматической коррекции кадра компьютерных проекторов и др.

Выходное напряжение акселерометра пропорционально синусу угла наклона оси его чувствительности относительно горизонта. Для того чтобы определить этот угол однозначно, необходимо использовать двухосевой акселерометр. Зависимости выходных сигналов этого датчика, приведённых к $1g$, от угла его наклона α представлены на **Рис. 10.27**.

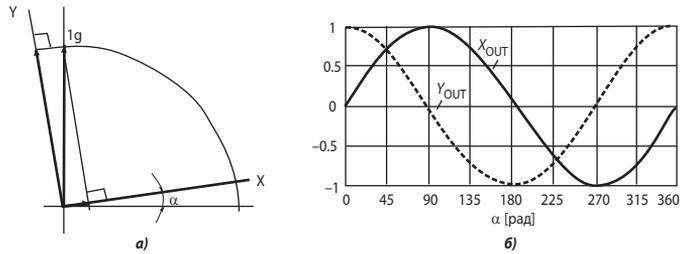


Рис. 10.27. Использование акселерометра для измерения наклона.

Акселерометры Analog Devices, оптимизированные для определения угла наклона, представлены моделями ADIS16203 и ADIS16209. Одноосевой инклинометр ADIS16203, оснащённый двухосевым датчиком ускорения и 14-битным АЦП, позволяет детектировать угол наклона в диапазоне $\pm 180^\circ$ с чувствительностью 0.025° . Помимо обычных для акселерометров Analog Devices функций эта ИМС допускает программное управление калибровкой смещения, частотой выборки, фильтрацией, направлением детектируемой вертикали.

ADIS16209 может работать в двух режимах: определение угла наклона по одной оси в диапазоне $\pm 180^\circ$ и определение углов наклона по двум осям в диапазоне $\pm 90^\circ$. Смысл определения углов наклона по двум осям иллюстрирует **Рис. 10.28**. Блок-схемы микросхем ADIS16203 и ADIS16209 аналогичны блок-схеме ADIS16204 (**Рис. 10.28**).

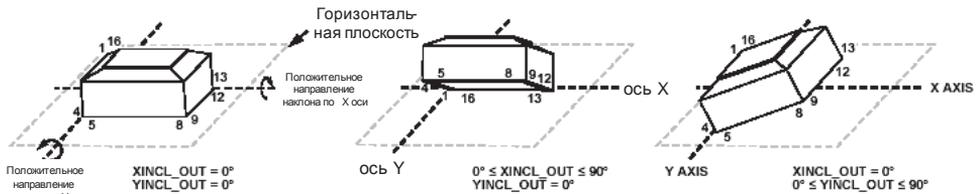


Рис. 10.28. Наклон датчика ADIS16209 по двум осям.

Завершая описание акселерометров фирмы Analog Devices приведём несколько интересных цифр, характеризующих конструкцию и уровень технологии производства этих микросхем [10.7].

- Масса инерционного грузика — 0.1 мкг
- Ёмкость каждой части дифференциального конденсатора — 0.1 пФ
- Минимальное обнаруживаемое отклонение ёмкости — 20 аФ (10^{-18} Ф)
- Изменение ёмкости, соответствующее ускорению полной шкалы, — 0.01 пФ
- Расстояние между обкладками конденсатора — 1.3 мкм
- Минимальное обнаруживаемое отклонение подвижных обкладок конденсатора — 0.2 ангстрем (пятая часть диаметра атома водорода!)

Акселерометры семейства MMA фирмы *Freescalе Semiconductor* состоят из планарной ёмкостной ячейки датчика ускорения и КМОП-схемы нормализации сигнала, выполненных, в отличие от ранних моделей [10.5], на одном кристалле. Чувствительный элемент (G-ячейка) занимает большую часть кристалла. Он сформирован из поликристаллического кремния посредством поверхностной микрообработки. Элемент состоит из двух неподвижных пластин, между которыми расположена пластина, закреплённая на упругом подвесе и способная перемещаться под действием инерционных сил (Рис. 10.29). Когда центральная пластина отклоняется от среднего положения в результате ускорения, расстояние от неё до одной из неподвижных пластин увеличится на ту же самую величину, на которую расстояние до другой пластины уменьшится. Изменение расстояний характеризует ускорение. В отличие от акселерометров Analog Devices ось чувствительности к ускорению акселерометров семейства MMA направлена перпендикулярно поверхности пластинки кремния (ось Z), поэтому датчики, изготавливаемые в DIP-корпусе, измеряют ускорение направленное нормально к печатной плате. Для того чтобы сделать возможным измерение ускорений, направленных параллельно печатной плате, фирма выпускает эти датчики также и в корпусах SIP, в которых чип расположен перпендикулярно печатной плате.

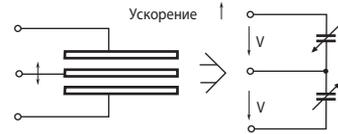


Рис. 10.29. Упрощённая конструкция датчика ускорения микросхемы семейства MMA.

Пластины G-ячейки формируют два противовключённых конденсатора. При движении датчика с ускорением, направленным перпендикулярно плоскости пластин, подвижная пластина отклонится в направлении, противоположном ускорению, и произойдёт перераспределение расстояний между пластинами. Ёмкости обоих конденсаторов изменятся в соответствии с формулой

$$C = \epsilon S/x, \quad (10.8)$$

где S — площадь пластин, ϵ — диэлектрическая постоянная и x — расстояние между пластинами. Как видно, эта зависимость нелинейна. На Рис. 10.30 приведён график зависимости разности ёмкостей этих конденсаторов ($C1 - C2$) от перемещения подвижной пластины.

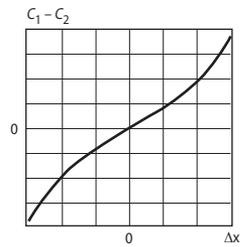


Рис. 10.30. График зависимости разности ёмкостей конденсаторов ячейки датчика ускорения от перемещения подвижной пластины.

Схемы определения рассогласования ёмкостей конденсаторов G-ячейки в ранних моделях акселерометров измеряют изменение напряжения на подвижной пластине (MMAS40G, MMAS250G, MMAS500G) или заряда на ней (XMMA1000, XMMA2000). Напряжение измеряется электрометрическим усилителем, а заряд — усилителем заряда. Судя по техническим описаниям этих микросхем, представленным фирмой-изготовителем, постоянное ускорение они не воспринимают. На Рис. 10.31 приведена блок-схема акселерометра XMMA500G, имеющего диапазон измеряемых ускорений $\pm 500g$. Сигнал с выхода электрометрического усилителя поступает на фильтр нижних частот 4-го порядка, а с него — на схему температурной компенсации. Акселерометры фирмы Freescalе Semiconductor также могут быть использованы в логометрическом включении.

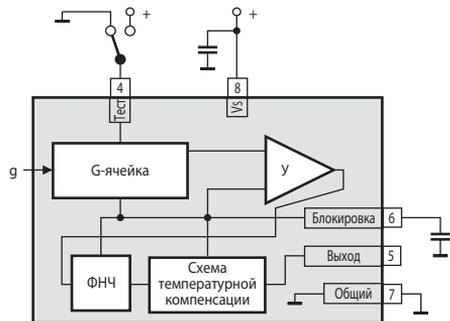


Рис. 10.31. Блок-схема акселерометра XMMA500G.

Все новые модели акселерометров Freescale Semiconductor определяют также статическое ускорение. Они имеют функции самотестирования, для чего G-ячейка имеет дополнительную обкладку. Ещё одной особенностью является схема обнаружения сбоев и защёлкивание датчика при обнаружении аварийных событий, таких как низкое напряжение, малая частота тактирования и др.

Недорогие акселерометры Freescale находят широкое применение в системах управления подушками безопасности автомобилей. Акселерометры high-g, такие как MMA3201D ($\pm 40g$, двухосевые), MMA2300D ($\pm 250g$, чувствительны по X-оси) и MMA1212D ($\pm 200g$, чувствительны по Z-оси), включающие ФНЧ 4-го порядка, рекомендованы изготовителем для применения в системах безопасности автомобилей.

Второе направление в автомобильной индустрии — детектирование положения в пространстве — предполагает в будущем значительное увеличение спроса на low-g-акселерометры. Для этих и других задач фирма выпустила линейку одноосевых датчиков MMA2244EG ($\pm 20g$), MMA1220D ($\pm 8g$), MMA1250D ($\pm 5g$), MMA1260D ($\pm 1.5g$) и др., а также двухосевые MMA6260Q ($\pm 1.5g$), MMA6281QT ($\pm 2.5g \dots \pm 10g$) и др.

Для использования в робототехнике, 3D-играх, сотовых телефонах и простейших навигационных системах Freescale представила в 2007 г. полностью интегральный трёхосевой акселерометр MMA7360L с аналоговым выходом, имеющий чувствительность, выбираемую из двух значений $\pm 1.5g/\pm 6g$. Другие характеристики этой ИМС: «спящий» режим (sleep mode) с током 3 мкА, рабочий ток потребления 400 мкА, малое время включения (порядка 0.5 мс). Блок-схема этого акселерометра приведена на **Рис. 10.32**. Более новая модель трёхосевого акселерометра, MMA7455L, с программируемым диапазоном $\pm 2g/\pm 4g/\pm 8g$ оснащена 8/10-битным АЦП с последовательным интерфейсом SPI/I²C, по которому с частотой до 250 Гц передаются коды, пропорциональные ускорениям по осям, а также может быть произведена компенсация смещения нуля и изменения температуры, коррекция чувствительности.

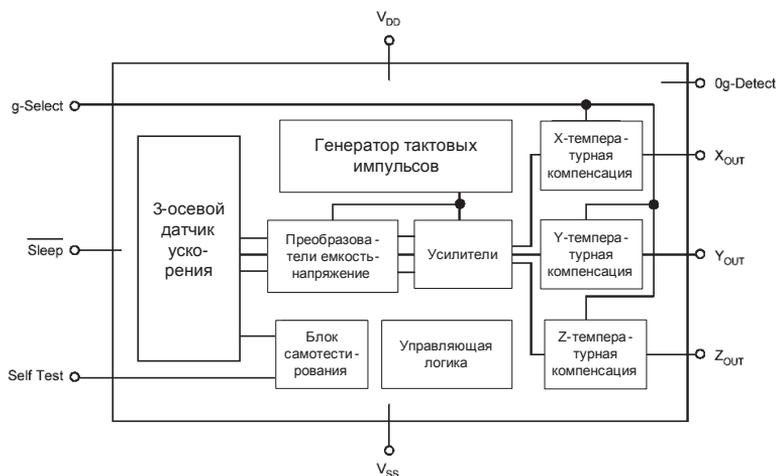


Рис. 10.32. Блок-схема трёхосевого акселерометра MMA7360L.

По сравнению с акселерометрами Analog Devices изделия Freescale Semiconductor проигрывают в точности и быстродействии, но имеют более низкую цену.

Фирма *STMicroelectronics* выпускает несколько семейств двухосевых low-g-акселерометров с аналоговым (LIS2L02, LIS2L06AL) и цифровым (LIS202) выходами, а также трёхосевых — с аналоговым выходом (LIS3L02, LIS331AL и др.) и цифровым

(LIS3LV02DQ). Большинство из них имеет диапазон $\pm 2g$, либо переключаемые диапазоны $\pm 2g/\pm 6g$.

Сенсорный элемент, преобразующий ускорение в ёмкость, представляет собой микромеханическую структуру, прикрепляемую к подложке в нескольких анкерных точках и способную перемещаться в плоскости структуры. Электрически датчик образует ёмкостный полумост, разбаланс которого измеряется посредством интегрирования заряда конденсаторов, образуемых подвижными и неподвижными элементами датчика, при питании их импульсами напряжения. Номинальное значение ёмкости — несколько пикофард, под действием ускорения максимальные вариации ёмкости достигают 0.1 пФ.

Существенной особенностью интегральных акселерометров фирмы STMicroelectronics является низкий уровень шума (30 мкг/ $\sqrt{\text{Гц}}$ у LIS2L06AL), что обеспечивает типичное разрешение в 0.3 мг, а также высокая стойкость к перегрузкам (до 10000g в течение 0.1 мс).

Блок-схема трёхосевого акселерометра LIS3LV02DQ представлена на Рис. 10.33. Усилитель заряда, общий для всех чувствительных элементов, преобразует заряд в напряжение, поступающее через демультиплексор на один из трёх однобитных сигма-дельта-модуляторов. Поток битов, идущих от модулятора, преобразуется в восстанавливающем фильтре в 12-битные слова, следующие в зависимости от установки с частотой от 40 до 2560 Гц. Выходные данные передаются приёмнику в последовательном коде через SPI/I²C-интерфейс.

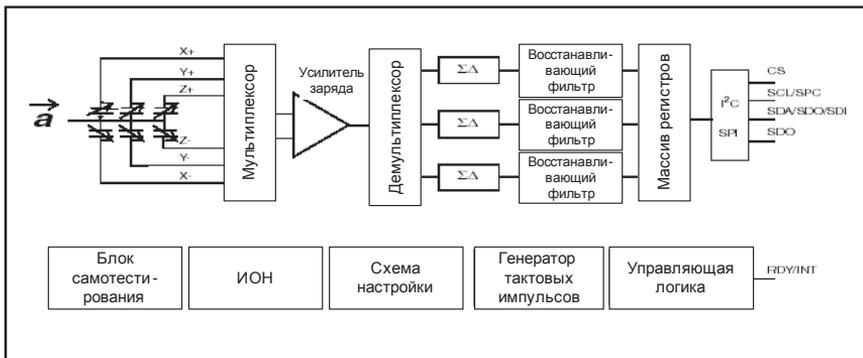


Рис. 10.33. Блок-схема трёхосевого акселерометра LIS3LV02DQ.

Поверхностные интегральные акселерометры выпускают также фирмы Bosch, Kionix, Delphi.

10.2.5. Тепловые акселерометры

Отличительной особенностью тепловых акселерометров является отсутствие движущихся механических частей. Принцип действия этих датчиков основывается на тепловой конвекции и заключается в измерении величины смещения шара нагретого воздуха (сейсмической массы) при его движении с ускорением в герметичной воздушной полости над полупроводниковой подложкой в корпусе датчика.

Миниатюрность и отсутствие твердотельных движущихся масс позволяют сохранить работоспособность акселерометров при перегрузках 25000g (некоторые модели акселерометров выдерживают 50000g), что доказано проведёнными лабораторными испытаниями [10.17].

«Сердцем» тепловых акселерометров, разработанных компанией MEMSIC, является размещённый на полупроводниковой подложке блок с нагревательным элементом и симметрично расположенными вокруг него термопарами (Рис. 10.34).

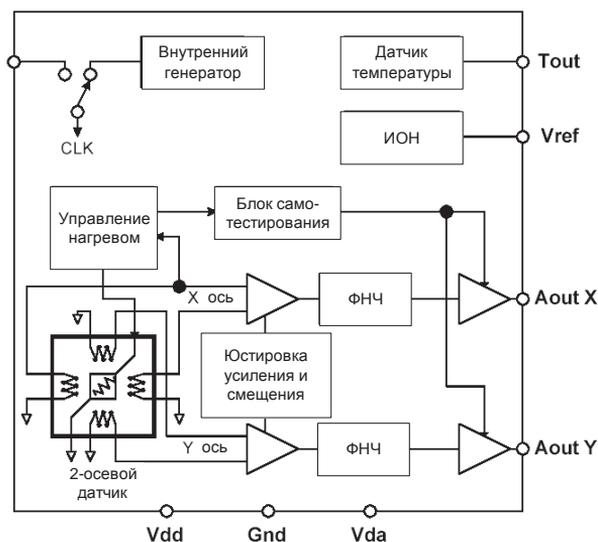


Рис. 10.34. Блок-схема теплового акселерометра MEMSIC.

При подаче напряжения питания над нагревательным элементом образуется область нагретого воздуха сферической формы. Максимальная температура газа в герметичной области будет приходиться на центр этой области и постепенно спадать по мере удаления от нагревательного элемента.

Расположенные вокруг нагревательного элемента алюминий-поликремниевые термопары регистрируют температуру окружающего их воздуха и формируют сигнал для схемы его обработки.

В статическом режиме (в отсутствие ускорения) температура воздуха над термопарой будет постоянна. При ускорении акселерометра область нагретого воздуха, расположенная над центром нагревательного элемента, смещается в сторону направления воздействия, поскольку плотность холодного воздуха вокруг шара выше, чем у тёплого воздуха над нагревательным элементом. В результате термопарами будет зафиксировано изменение температуры окружающего их воздуха (температурный градиент). С противоположно расположенных термопар снимается дифференциальный сигнал, по значению которого определяется величина и направление внешнего воздействия. Этот сигнал поступает на схему обработки для его усиления, фильтрации шумов и формирования выходного сигнала. На Рис. 10.35 показан пример изменения положения нагретой области газа вследствие ускорения.

Фирма MEMSIC выпускает свыше 20 моделей тепловых low-g-акселерометров, измеряющих ускорения в диапазоне $\pm 1g \dots \pm 10g$.

MXA2500AL — двухосевой тепловой акселерометр с аналоговым выходом, предназначенный для измерения ускорений в диапазоне $\pm 1.7g$. Спектральная плотность шума — $0.2 \text{ mg}/\sqrt{\text{Гц}}$. Полоса пропускания — 17 Гц, при использовании частотной коррекции — 160 Гц. Потребляемый ток от источника 3 В — 3.8 мА. Допустимая перегрузка — 50000g.

MXC6202G/H/M/N — двухосевой акселерометр с цифровым выходом по последовательному интерфейсу I²C, предназначенный для измерения ускорений в диапазоне $\pm 2g$. Чувствительность датчика в зависимости от модели может быть 512 LSB/g (суффиксы G/M) или 128 LSB/g (суффиксы H/N).

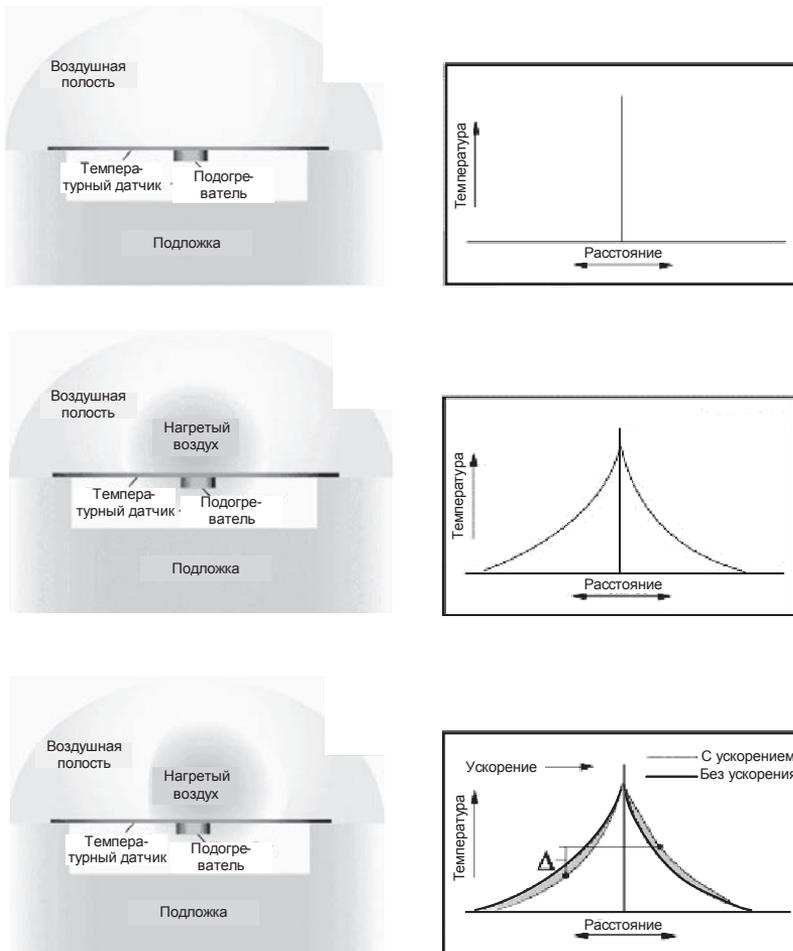


Рис. 10.35. Принцип действия теплового акселерометра.

Часть моделей, например, MXD2020E/F с диапазоном ускорений $\pm 1g$, имеет ШИМ-выходы, которые могут непосредственно подключаться к линиям ввода/вывода микроконтроллеров. Чувствительность MXD2020E/F составляет 20%/g.

С 2005 г. MEMSIC выпускает трёхосевые акселерометры с ортогональным расположением двух датчиков, встроенных в один корпус акселерометра. Одна из последних моделей — MXR9150G/M с диапазоном ускорений $\pm 5g$ имеет аналоговые логометрические выходы. Размеры корпуса — $7 \times 7 \times 1,8$ мм.

По сравнению с поверхностными интегральными акселерометрами тепловые акселерометры имеют более высокую допустимую перегрузку и более низкий уровень шума. В то же время эти приборы имеют значительно худшее быстродействие и более высокую цену.

10.2.6. Точность интегральных акселерометров

Статическая точность

Точность преобразования ускорения в электрический сигнал акселерометрами, так же как и точность датчиков другого типа, определяется величиной смещения нуля, погрешностью полной шкалы (или чувствительности), а также температурным и временным дрейфом этих параметров. Важными составляющими погрешности являются также погрешность линейности (нелинейность) и поперечная чувствительность. Смещение нуля и чувствительность акселерометров при нормальных условиях корректируются при изготовлении. Остаточная погрешность может быть уменьшена путём калибровки и запоминания калибровочных констант в памяти микроконтроллера. Калибровка акселерометра возможна двумя способами: на вибростенде с образцовым датчиком ускорения и с использованием силы тяжести.

Использование вибростенда имеет следующие преимущества:

- возможность калибровки в том числе и датчиков, восприимчивых только к переменному ускорению;
 - возможность калибровки датчиков с ускорениями, многократно превышающими g .
- Из недостатков этого варианта назовём следующие:
- требуется дорогостоящий вибростенд;
 - проблема закрепления датчика при калибровке на высоких g .

Преимущества применения силы тяжести для калибровки:

- не требуется дорогостоящее оборудование;
- метод мало чувствителен к погрешности установки датчика.

К недостаткам этого варианта можно отнести:

- метод применим только для датчиков, восприимчивых к постоянному ускорению;
- нельзя калибровать полную шкалу датчиков, способных преобразовывать большие ускорения.

Температурный дрейф смещения нуля и чувствительности также может быть скомпенсирован. Для этой цели большинство новых моделей снабжаются встроенными датчиками температуры.

Одной из причин нелинейности характеристики преобразования интегральных акселерометров с датчиками ёмкостного типа является нелинейная зависимость ёмкости конденсатора от расстояния между обкладками (см. **Рис. 10.30**). При использовании усилителя заряда, как в ХММА1000, потенциал подвижной пластины постоянен и равен половине напряжения питания, которое мы будем считать равным $2V$ (см. **Рис. 10.29**). В этом случае из формулы $q = CV$ с учётом (10.8) следует, что приращение заряда подвижной обкладки при её перемещении на расстояние Δx составит

$$\Delta q = \Delta q_1 - \Delta q_2 = 2\varepsilon S V \frac{\Delta x}{x^2 - (\Delta x)^2}. \quad (10.9)$$

Как видно, зависимость приращения заряда от изменения расстояния между пластинами нелинейна. Если в акселерометре применяется усилитель напряжения (электрометрический), то заряд конденсаторов датчика меняться не будет. Тогда приращение напряжения на подвижной пластине будет линейно зависеть от изменения расстояния между пластинами:

$$\Delta V = \frac{q}{\varepsilon S} \Delta x.$$

По указанным причинам акселерометр ХММА1000 (усилитель заряда) имеет типичную погрешность линейности 1% от полной шкалы против 0.5% у ММАС40G (усилитель напряжения).

Акселерометры семейства ADXL имеют ёмкостный датчик дифференциального типа, неподвижные пластины которого питаются равными, но противофазными напряжениями

возбуждения V_1 и V_2 частотой 1 МГц. Поэтому комплексное среднеквадратичное значение напряжения на средней пластине, согласно методу двух узлов, определится формулой:

$$\underline{V} = \frac{V_1 j\omega C_1 + V_2 j\omega C_2}{j\omega C_1 + j\omega C_2}, \quad (10.10)$$

где ω — круговая частота возбуждения. С учётом того, что $V_1 = -V_2$, а

$$C_1 = \frac{\varepsilon S}{x - \Delta x}, \quad C_2 = \frac{\varepsilon S}{x + \Delta x},$$

из (10.10) получим
$$\underline{V} = \underline{V}_1 \frac{\Delta x}{x}. \quad (10.11)$$

Таким образом, зависимость напряжения на подвижных пластинах датчика от перемещения получается линейной. Акселерометры семейства ADXL имеют типовую погрешность линейности 0.2%.

В [10.7] в качестве ещё одного источника погрешности указывается гистерезис (т. е. неполная восстанавливаемость) при вибрациях и ударах. В фирменном описании микросхем никаких сведений о гистерезисе нет, но эксперименты по использованию интегральных акселерометров семейства ADXL для определения скоростей и перемещений, проведённые автором совместно с А. Г. Воловичем, показали, что при наличии вибраций большой амплитуды погрешность, обусловленная по всей видимости гистерезисом, может достигать совершенно недопустимых значений. По мнению автора, этот гистерезис вызван тем, что при значительных ускорениях деформация растяжек, играющих роль пружин, может быть неупругой, и при уменьшении ускорения инерционная масса либо очень медленно возвращается в исходное состояние (вязкая неупругость), либо не возвращается совсем. На Рис. 10.36 приведены графики ускорения (а) и скорости (б) от времени акселерометра ADXL150, закреплённого на одном из концов стального стержня длиной 1.5 м, который перемещается с большими ускорениями на расстояние 0.5 м. Вследствие упругости стержня это перемещение сопровождается вибрацией довольно большой амплитуды с частотой приблизительно 300 Гц. График ускорения получен непосредственным считыванием сигнала акселерометра 12-битным АЦП с частотой выборки 80 кГц. График скорости является результатом численного интегрирования этих данных методом трапеций. В начале и в конце интервала наблюдения 0...2.25 с скорость датчика равна нулю. На графике скорости (Рис. 10.36, б), точки которого рассчитаны по данным акселерометра, погрешность конечного значения скорости составила примерно 1.25 м/с при максимальной скорости 3.5 м/с.

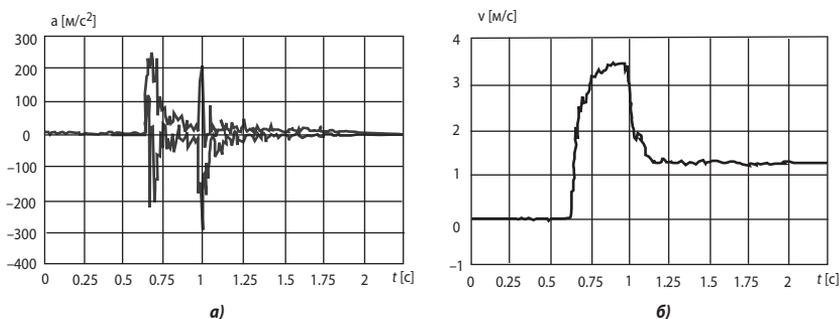


Рис. 10.36. Графики ускорения и скорости интегрального акселерометра в условиях сильных продольных вибраций.

На Рис. 10.37 приведены графики ускорения (а) и скорости (б) того же датчика при близких параметрах движения, но закреплённо-го на более жёсткой конструкции. Движение сопровождалось значительно меньшей продольной вибрацией. Как видно, погрешность определения скорости уменьшилась во много раз. В фирменной документации некоторых производителей подчёркивается необходимость жёсткого закрепления акселерометров.

Поперечная чувствительность характеризует способность датчика преобразовывать в электрический сигнал ускорение, направленное под углом 90° к оси чувствительности датчика (поперечное). У идеального акселерометра поперечная чувствительность равна нулю. В паспортных данных датчика указывается часть (в процентах) поперечного ускорения, которая проходит на выход.

Шум акселерометров

Шум, содержащийся в выходном сигнале акселерометра, определяет разрешающую способность устройства, важную при определении малых ускорений. Предельное разрешение в основном определяется уровнем шума измерения, который включает внешний фоновый шум и шум собственно датчика. Уровень шума непосредственно связан с шириной полосы пропускания датчика. Уменьшение полосы пропускания путём включения ФНЧ на выходе датчика приводит к снижению уровня шума. Это улучшает отношение сигнал/шум и увеличивает разрешающую способность, однако вносит амплитудные и фазовые частотные искажения. Некоторые модели акселерометров содержат на кристалле ФНЧ (семейство ММА — 4-го порядка, ADXL190 — 2-го). Двухосные датчики ADXL202/210 имеют выводы для подключения двух внешних конденсаторов, образующих с двумя внутренними резисторами по 32 кОм два ФНЧ первого порядка.

Пример 10.1

Двухосный акселерометр MMA3201D имеет типичное значение спектральной плотности шума $0.11 \text{ mg}/\sqrt{\text{Гц}}$ в полосе $0.01 \dots 1000 \text{ Гц}$. Встроенный ФНЧ с частотой среза 400 Гц , обеспечивает среднеквадратичное значение шума на выходе в пределах 2.2 mg , а амплитудное, с вероятностью 0.997 , — в пределах 6.6 mg . Поскольку полная шкала этого датчика составляет типично $\pm 45g$, динамический диапазон равен $20 \lg(45/0.0066) = 76.7 \text{ дБ}$. Это неплохо, но по этому показателю интегральные поверхностные акселерометры сильно уступают пьезоэлектрическим. Например, пьезоэлектрический акселерометр 4371 фирмы Bruel & Kjaer имеет динамический диапазон 140 дБ [10.8].

Основной динамической характеристикой акселерометров является полоса пропускания по уровню -3 дБ .

В Табл. 10.3 приведены основные характеристики некоторых типов интегральных датчиков ускорения.

В заключение отметим, что за последние 15 лет интегральные акселерометры заметно совершенствовались. Появились двухосевые и трёхосевые модели, расширился динамический диапазон детектируемых ускорений, снизились шум и цена. За счёт этого значи-

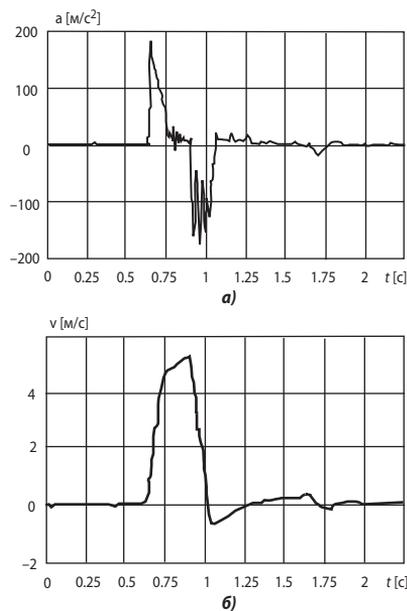


Рис. 10.37. Графики ускорения и скорости интегрального акселерометра при пониженной вибрации.

тельно расширились области применения по сравнению с традиционными. Тем не менее, качественного повышения точностных показателей интегральных акселерометров не произошло. Поэтому в традиционных областях применения акселерометров, в первую очередь, в навигации, высокоточных измерениях вибрации, интегральные акселерометры пока не могут конкурировать с дорогостоящими электромеханическими и пьезоэлектрическими аналогами.

Таблица 10.3. Основные параметры интегральных датчиков ускорения

Наименование	Число осей	Диапазон [g]	Чувствительность [mB/g]	Смещение нуля [mg]	Частотный диапазон [кГц]	Нелинейность [%]	Шум [mg/√Гц]	Допуск. перегрузки [g]	Напряжение питания [В]	Ток потребления [мА]	Тип выхода*	Примечание
ADXL103	1	±1.7	1000	±25	2.5	0.2	0.11	3500	3... 6	0.7	A*	Прецизионный
ADXL001	1	±70, ±250, ±500	24.2, 6.5, 3.26	±15g	22	0.2	4	4000	3.3... 5	2.5	A	Широкополосный
ADXL190	1	±100	18	±10g	0.4	0.2	4	2000	5	2	A	Встроенн. ФНЧ 2-го порядка
ADXL213	2	±1.2	30%/g	±67	2.5	0.5	0.16	4000	5	2.2	ШИМ	Недорогой двухосевой
ADXL313	3	±3	300	±1000	1.6	0.3	0.28	10000	1.8... 3.6	0.32	A	Логометрический выход
ADIS16201	2	±1.7	2 LSB/mg	±6.5	2.25	0.5	0.18	3500	3... 3.6	12	SPI	Акселерометр/инклинометр
ADIS16209	2	±1.7	4 LSB/mg	—	0.05	0.1	0.19	3500	3... 3.6	11	SPI	Акселерометр/инклинометр
MMA3201D	2	±45	50	±3000	0.4	1	0.11	2000	5	8	A	ФНЧ Бесселя 4-го порядка
MMA6260Q	2	±1.5	800	±200	0.05	1	0.3	2000	2.7... 3.6	1.2	A	Встроенн. ФНЧ 4-го порядка
MMA7360L	3	±1.5, ±6	800	±200	0.4	0.5	0.35	5000	2.2... 3.6	0.4	A	Встроенн. ФНЧ 1-го порядка
MMA7455L	3	±2, ±4, ±8	64 LSB/g	±300	0.125	—	—	5000	2.4... 3.6	0.4	SPI	Программная настройка
SMB050	1	±35	55	—	0.4	0.8	2.5	2000	5	6	A	—
LIS202DL	2	±2, ±8	55	±40	0.2	—	—	10000	2.16... 3.6	0.3	SPI/I ² C	Корпус LGA14 (3 × 5 × 0.92mm)
LIS244AL	2	±2	420	±1000	0.5	0.5	0.22	10000	2.4... 3.6	0.65	A	—
LIS2L06AL	2	±2, ±6	500	±300	0.5	0.3	0.03	10000	2.4... 5.25	0.85	A	Логометрический выход
LIS3LV02DQ	3	±2, ±6	1024 LSB/g	±20	0.64	2	—	10000	2.16... 3.6	0.6	SPI/I ² C	Программная настройка
MXA2500G	2	±1.7	500	±100	0.017	0.5	0.2	50000	3... 5.25	3.1	A	Тепловой акселерометр
MXR9150G	3	±5	150	±133	0.017	0.5	0.6	50000	2.7... 3.6	3.5	A	АЦП-ЦАП

* А — аналоговый выход.

10.3. Интегральные (микромеханические) гироскопы

10.3.1. Общие сведения

Гироскопы предназначены для индикации и измерения угловых движений объекта в пространстве. В настоящее время известно более ста различных явлений и физических принципов, которые позволяют решать гироскопические задачи. Выданы многие тысячи патентов и авторских свидетельств на соответствующие открытия и изобретения. И даже их беглое перечисление представляет собой невыполнимую задачу.

Основное применение традиционных гироскопов — указание стабильного направления в пространстве для решения задач навигации и ориентации морских и воздушных судов, космических аппаратов, а также стабилизации положения в пространстве средств вооружения, таких как корабельные и танковые орудия, беспилотные летательные аппараты, торпеды и др.

Один из основных точностных параметров гироскопов — угловая скорость ухода (дрейф) его оси от первоначального положения, измеряемая в градусах в час. Систематический уход оси можно компенсировать, поэтому точность гироскопа характеризует величина случайного ухода. На **Рис. 10.38** представлена диаграмма значений достигнутых уровней точности для различных типов гироскопов [10.18].

Лучшие современные гироскопы имеют случайный уход на уровне $(10^{-4} \dots 10^{-5})^\circ/\text{ч}$. Чтобы почувствовать эту цифру, укажем, что ракета, полётом которой будет управлять подобный гироскоп, пролетев несколько тысяч километров, отклонится от своей конечной цели всего на несколько метров. Ось гироскопа с погрешностью $10^{-5}^\circ/\text{ч}$ совершает полный оборот на 360° за 4 тыс. лет!

Сегодня созданы настолько точные гироскопические системы, что дальнейшего повышения точностей многим потребителям уже не требуется, а сокращение средств, выделяемых для военно-промышленного комплекса в бюджетах ведущих мировых стран, резко повысило интерес к массовым гражданским применениям гироскопической техники, которые ранее были на периферии внимания разработчиков.

Наконец, выдающийся прогресс в области высокоточной спутниковой навигации (GPS, ГЛОНАС и др.) сделал ненужными автономные средства навигации гражданских средств транспорта в тех случаях, когда сигнал со спутника может приниматься непрерывно. Дело в том, что разрабатываемая сейчас система навигационных спутников третьего поколения позволит определять координаты объектов на поверхности Земли с точностью до единиц сантиметров. При этом отпадает необходимость в использовании даже курсовых гироскопов, ибо сравнение показаний двух приёмников спутниковых сигналов, установленных на расстоянии в несколько метров, например на крыльях самолёта,

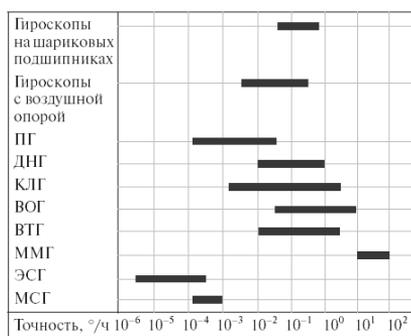


Рис. 10.38. Уровни точности гироскопов различного типа:

- ПГ — поплавковые гироскопы;
- ДНГ — динамически настраиваемые гироскопы;
- КЛГ — кольцевые лазерные гироскопы;
- ВОГ — волоконно-оптические гироскопы;
- ВТГ — волновые твердотельные гироскопы;
- ММГ — микромеханические гироскопы;
- ЭСГ — электростатические гироскопы;
- МСГ — гироскопы с магниторезонансным подвесом ротора.

позволяет получить информацию о повороте самолёта вокруг вертикальной оси. Такая система оставляет не у дел десятки тысяч работников предприятий, выпускающих гироскопы для самолётов и морских судов. В то же время, автомобильные системы GPS-навигации следует дополнять простейшими системами инерциальной навигации, т. к. при экранировании спутниковых сигналов (при движении в тоннелях, вблизи высотных зданий и др.) возможно кратковременное пропадание спутниковых сигналов. В этом случае применение интегральных гироскопов и акселерометров для навигации может быть оправдано.

Следует отметить, что гироскопы по области применения делятся на два основных класса: это свободные гироскопы (астатиические, хранящие заданное направление) и датчики угловой скорости (ДУС), к которым, в основном, и относятся интегральные гироскопы. Для астатиических гироскопов основным показателем точности является скорость ухода, тогда как точность датчиков угловой скорости характеризуется *погрешностью измерения угловой скорости*. В Табл. 10.4 представлены основные области применения гироскопов в зависимости от скорости ухода.

Таблица 10.4. Основные области применения гироскопов

Область применения	Объекты применения	Диапазон угловой скорости [°/с]	Скорость ухода
Навигация	Воздушные и космические суда, крылатые и баллистические ракеты	200	0.001...0.1°/ч
Стабилизация движения	Ракеты воздух — поверхность, земля — воздух, торпеды и т. д.	500	0.1...100°/ч
Автомобили	Подушки безопасности, АБС, активная подвеска, контроль заноса	100	0.001...1°/с
Медицинская и бытовая электроника	Микрохирургия, видеокамеры, авиамодели, роботы	10...100	0.1°/с

10.3.2. Микромеханические гироскопы

Микромеханические гироскопы относятся к области низких точностей (хуже 0.1°/ч). Эта область традиционно считалась малоперспективной для задач управления движущимися объектами и навигации и серьёзно не рассматривалась в научных и инженерных кругах. Но в последнее время ситуация резко изменилась, и в настоящее время несколько фирм, традиционно занимающихся разработками и производством полупроводниковых компонентов, начали выпуск гироскопических чувствительных элементов, получивших название микромеханических. Это гироскопы вибрационного типа, изготавливаемые на базе современных кремниевых технологий.

В настоящее время промышленные, коммерчески доступные микромеханические гироскопы изготавливаются в следующих исполнениях:

- камертонные гироскопы;
- дисковые вибрационные гироскопы;
- кольцевые резонансные гироскопы;
- пьезоэлектрические гироскопы.

Все эти приборы используют для измерения угловой скорости кориолисово ускорение, возникающее при вибрации (возвратно-поступательных или крутильных колебаниях), а не при вращении инерционных масс, как в большинстве традиционных гироскопов.

Точность вибрационного гироскопа напрямую зависит от его *добротности* — отношения реактивной мощности колебаний вибратора к потерям энергии на поддержание незатухающих колебаний. Точность большинства моделей ММГ, выпускаемых в настоя-

щее время, находится на уровне $10^{20}/\text{ч}$, но ожидается, что её можно будет повысить на порядок и приблизить к точности простейших механических гироскопов. Тем не менее, несмотря на меньшую в сравнении с прочими гироскопами точность, микромеханические гироскопы обладают целым рядом уникальных достоинств, что делает их незаменимыми для многих применений.

Прежде всего, это малые габариты и масса, во много раз меньшие, чем у любого другого гироскопа. Например, датчики угловой скорости типа ADXRS150 и ADXRS300 фирмы Analog Devices выпускаются в миниатюрных корпусах размером $7 \times 7 \times 3$ мм с выводами в виде матрицы шариков (BGA). Масса такого прибора не превышает 0.5 г. Рекордно низкие массогабаритные показатели чувствительных элементов, обеспечиваемые микромеханической технологией iMEMS, сочетаются с интеграцией всех необходимых электронных схем обработки сигнала в одной микросхеме.

Важнейший для портативных автономных устройств параметр — это энергопотребление. Гироскопы ADXRS150 и ADXRS300 потребляют ток 5 мА при номинальном напряжении питания 5 В. Этот параметр у гироскопов iMEMS сильно отличается в меньшую сторону по сравнению с прочими гироскопами. Низкая стоимость датчиков угловой скорости iMEMS (обычно не превышающая десятков долларов) также ставит их в обособленное положение среди других гироскопов.

Кроме того, гироскопы iMEMS отличаются высокой надёжностью. В данных приборах для повышения надёжности (впервые в коммерчески доступных гироскопах данного класса) предусмотрена встроенная система полного механического и электронного автотестирования, которая функционирует без необходимости отключения датчиков. Гироскопические датчики угловой скорости iMEMS также обладают высокой устойчивостью к ударам и вибрации.

Камертонные гироскопы

Большинство выпускаемых в настоящее время интегральных гироскопов явилось микромеханической реализацией камертонных гироскопов. Работа камертонного гироскопа основана на свойстве камертона, заключающегося в стремлении сохранить плоскость колебаний своих ножек. В соответствии с эффектом Кориолиса, в ножке колеблющегося камертона, установленного на платформе, вращающейся вокруг оси симметрии камертона, возникает вибрация, ортогональная первичным колебаниям, частота которой равна частоте колебания ножек, а амплитуда пропорциональна угловой скорости вращения платформы. Поэтому, измеряя амплитуду угла поперечного изгиба ножки камертона, можно судить об угловой скорости платформы.

Камертонный ММГ представляет собой, как правило, своеобразный электронный чип с кварцевой или керамической подложкой площадью в несколько квадратных миллиметров, на которую методом фотолитографии наносится плоский вибратор типа описанного выше камертона.

Принцип действия и конструкция камертонного гироскопа

В большинстве микромеханических вибрационных гироскопов чувствительный элемент может быть представлен как массивный элемент инерции и упругая подвеска с двумя основными степенями свободы (см. Рис. 10.39). Массивный элемент инерции обычно называется пробной массой. Чувствительный элемент каким-либо способом приводят в состояние колебаний с заданной амплитудой. Эти колебания называют первичными. Когда чувствительный элемент вращается вокруг некоторой оси, сила Кориолиса заставляет пробную массу совершать колебания в другом направлении.

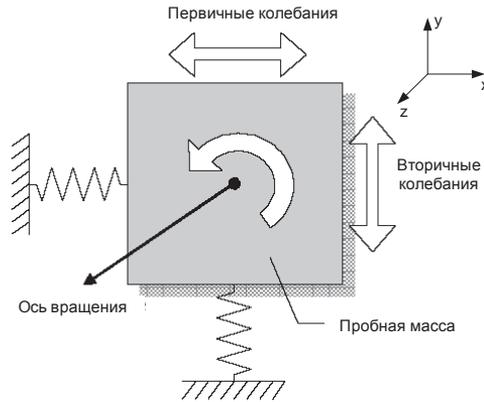


Рис. 10.39. К пояснению принципа действия вибрационного гироскопа.

Рассмотрим пробную массу, вибрирующую в плоскости XY с частотой ω_x . Тогда при вращении пробной массы вокруг оси Z с угловой скоростью Ω на неё будет действовать кориолисово ускорение a_C , равное векторному произведению

$$a_C = -2(v \times \Omega),$$

где v — вектор скорости перемещения вдоль оси X. Если перемещение вдоль оси X описывается уравнением

$$x(t) = X_m \sin(\omega_x t),$$

то скорость этого перемещения

$$v(t) = \omega_x X_m \cos(\omega_x t).$$

В таком случае, с учётом упругих свойств пружин подвеса, перемещение пробной массы вдоль оси Y составит

$$y(t) = \frac{F_C}{k_{\Pi}} = \frac{2m\Omega X_m \omega_x}{k_{\Pi}} \cos(\omega_x t),$$

где m — пробная масса, F_C — сила упругости подвеса, k_{Π} — коэффициент упругости подвеса. Таким образом, амплитуда колебаний пробной массы вдоль оси Y пропорциональна угловой скорости вращения вокруг оси Z. Детально теория камертонных гироскопов изложена, например, в [10.19].

Конструкция микромашинного камертонного гироскопа приведена на Рис. 10.40. Пальцеобразные ёмкостные структуры используются для возбуждения противофазных колебаний двух пробных масс с частотой резонанса, направленных параллельно плоскости подложки в направлении влево-вправо на верхнем рисунке. При вращении гироскопа вокруг оси, параллельной вертикальной оси симметрии, пробные массы испытывают силы, заставляющие их колебаться на пружинном подвесе в направлении вперёд-назад в противоположном направлении. При этом, как показано на нижнем рисунке, изменяется расстояние до измерительных электродов и, следовательно, изменяется ёмкость, измерение которой даёт информацию об угловой скорости вращения. Помимо ёмкостного могут быть использованы также электростатические, электромагнитные, пьезоэлектрические или пьезорезистивные измерительные принципы.

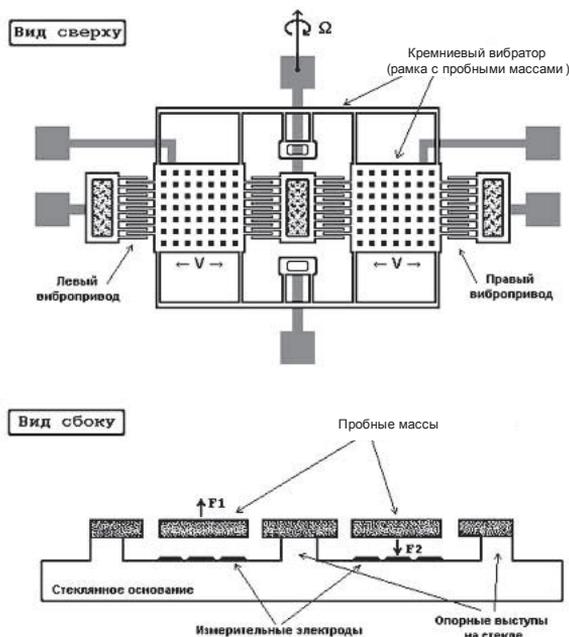


Рис. 10.40. Конструкция микромашиного камертонного гироскопа.

Дисковые вибрационные гироскопы

У этих гироскопов пробной массой является диск, испытывающий крутильные вибрации вокруг своей оси (Рис. 10.41, а). Вращение диска вокруг оси, проходящей через его плоскость, вызывает наклон диска, который детектируется, например, ёмкостными датчиками. Такая конструкция позволяет определять вращение вокруг двух осей одной вибрирующей структурой.

Первые значимые работы в этой области появились в начале 1990-х годов. Они проводились в Центре датчиков и приводов Калифорнийского университета в Беркли [10.22], а также в лаборатории Дрэйпера (Кембридж). Патенты в этой области принадлежат и компании Analog Devices. Суть метода — диск-резонатор крепят на торсионах (как правило, на четырёх) и электростатически (например, гребенчатыми приводами, связанными со спицами диска) вызывают крутильные колебания относительно вертикальной оси Z (Рис. 10.41, б). Если такой вибрирующий диск вращается вокруг оси, лежащей в его плоскости (например, X), под действием силы Кориолиса возникают колебания перпендикулярно плоскости диска. Один край диска (в нашем случае — вдоль оси Y) начнёт подниматься, другой — опускаться в зависимости от текущего направления крутильных колебаний. Если гироскоп вращать одновременно вокруг осей X и Y, возникнут колебания относительно осей Y и X соответственно. На поверхности диска формируют плоский электрод, на подложке под диском — четыре секторных электрода (соответственно, по осям X и Y). Измеряя изменение ёмкости между диском и этими электродами на подложке, можно определить амплитуды вертикальных колебаний и угловые скорости вращения одновременно вокруг двух осей. На Рис. 10.41, в представлена конструкция дискового вибрационного гироскопа, изготовленного в Беркли. В настоящее время эта технология используется в датчиках угловой скорости фирмы Bosch.

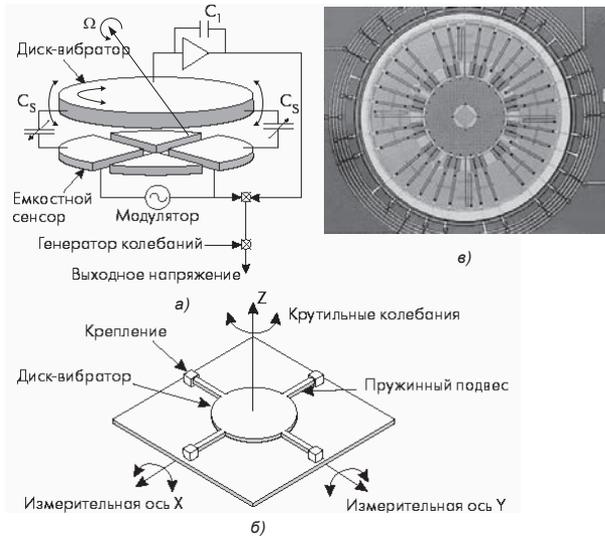


Рис. 10.41. К принципу действия дискового вибрационного гироскопа а) конструкция диска-вибратора, б) крепление диска, в) дисковый вибрационный гироскоп, разработанный в Беркли.

Кольцевые резонансные гироскопы

Эти датчики являются одним из вариантов волновых твердотельных гироскопов (ВТГ). В основе функционирования ВТГ лежит физический принцип, заключающийся в инертных свойствах упругих волн в твёрдом теле. Если возбудить стоячие волны упругих колебаний в осесимметричном резонаторе, то вращение основания, на котором установлен резонатор, вызывает поворот стоячей волны на меньший, но известный угол. Соответствующее движение волны как целого называется прецессией. Скорость прецессии стоячей волны пропорциональна проекции угловой скорости вращения основания на ось симметрии резонатора.

Резонатор ВТГ представляет собой тонкую упругую оболочку вращения, сделанную из плавленного кварца, сапфира или другого материала, обладающего малым коэффициентом потерь при колебаниях. Обычно форма оболочки — полусфера с отверстием в полюсе. Один край резонатора (у полюса) жёстко прикреплён к основанию (ножке). Другой край, называемый рабочим, свободен. На внешнюю и внутреннюю поверхности резонатора, около рабочего края, напыляются металлические электроды, которые образуют вместе с такими же электродами, нанесёнными на окружающий резонатор кожух, конденсаторы. Часть конденсаторов служит для силового воздействия на резонатор. Вместе с соответствующими электронными схемами они образуют систему возбуждения колебаний и поддержания их постоянной амплитуды. С её помощью в резонаторе устанавливают так называемую вторую форму колебаний, у которой стоячая волна имеет четыре пучности через каждые 90° (Рис. 10.42). Вторая



Рис. 10.42. Форма стоячей волны в ВТГ.

группа конденсаторов служит датчиками положения пучностей на резонаторе. Соответствующая (весьма сложная) обработка сигналов этих датчиков позволяет получать информацию о вращательном движении основания резонатора. Полусфера совершает колебания в глубоком вакууме.

НПП «Медикон», г. Миасс, выпускает полусферические ВТГ с диаметром полусферы 30 мм. Добротность этих гироскопов превышает 10^7 , поэтому случайный уход угла такого ВТГ по данным фирмы не превышает $0.1^\circ/\sqrt{\text{ч}}$, что позволяет отнести это изделие к гироскопам средней точности. Массовому применению таких изделий мешает, однако, высокая цена — более \$2000.

Более простым вариантом резонатора является кольцо — кварцевое, кремниевое или металлическое. В кремниевом вибрационном гироскопе (Рис. 10.43) кольцо подвешено свободно плавающим. Поддерживающие его пружины прикреплены к центральной стойке. Стоячая волна создаётся электродами возбуждения за счёт электростатических сил.

Один из первых гироскопов с кольцевым резонатором был создан сотрудниками лаборатории твердотельной электроники Мичиганского университета в 1994 г. Тогда был продемонстрирован прототип гироскопа, представлявшего собой никелевое кольцо диаметром 1 мм с восемью полукруглыми спицами, жёстко закреплёнными в центре на поликремниевой подложке.

Уже первый образец показал добротность $Q \approx 2000$ и чувствительность $0.5 \text{ мВ}/(^\circ/\text{с})$. При динамическом диапазоне $\pm 100^\circ/\text{с}$ прибор демонстрировал нелинейность на уровне 0.2%. Впоследствии (1998 г.) была разработана технология создания подобных структур на поликремнии (Рис. 10.44, а). Диаметр вибратора составил 1.1 мм при толщине 80 мкм (ширина обода и спиц — 4 мкм). Добротность прототипа оказалась на уровне 1200 (в глубоком вакууме). Однако уже в 2002 г. разработчики представили микромеханический гироскоп на монокристалле кремния на стеклянной подложке. При диаметре кольца 2.7 мм и толщине 150 мкм добротность резонатора составила 12 000. Это обеспечило высокую чувствительность — $132 \text{ мВ}/(^\circ/\text{с})$, низкую скорость случайного ухода угла — $7.2^\circ/\sqrt{\text{ч}}$ и нелинейность — 0.02% [10.21].

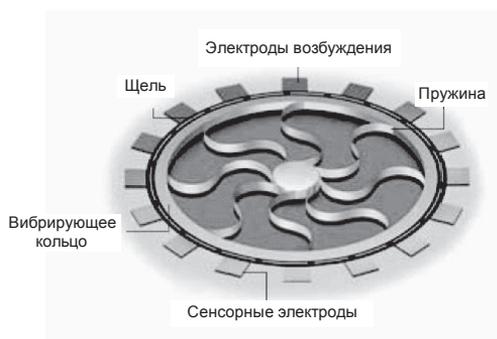
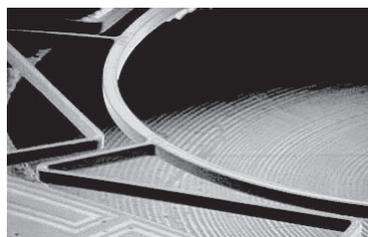
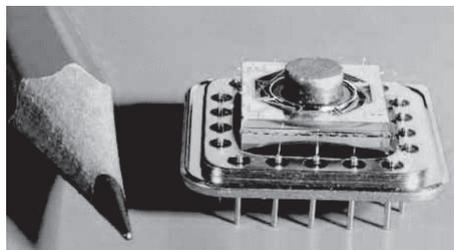


Рис. 10.43. Конструкция кремниевого кольцевого гироскопа.



а)



б)

Рис. 10.44. Гироскоп с кольцевым резонатором на поликремнии: а) поликремниевое резонирующее кольцо с токоподводами, б) модуль гироскопа фирмы Silicon Sensing Systems с постоянным магнитом.

Пьезоэлектрические гироскопы

Все конструкции вибрационных пьезоэлектрических гироскопов при широком их разнообразии можно свести к нескольким типам. Одними из самых первых были балочные гироскопы. Их принцип действия таков: консольную балку (пластину) заставляют колебаться с помощью пьезоэлементов в направлении оси X (Рис. 10.45). Под действием силы Кориолиса при вращении относительно оси Z , параллельной продольной оси балки, возбуждаются колебания вдоль оси Y . Они регистрируются другими пьезоэлементами [10.23].

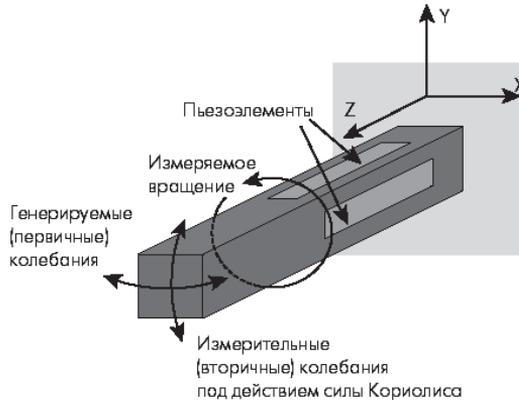


Рис. 10.45. Принцип действия пьезоэлектрического гироскопа.

Основной недостаток таких гироскопов — их низкая технологичность (сложно обеспечить стабильные параметры клеевого соединения металла и пьезокерамики и т. п.). Поэтому большее распространение получили так называемые биморфные вибрационные гироскопы.

В биморфных гироскопах резонатор представляет собой две склеенные пьезоэлектрические пластины, поляризованные в противоположных направлениях. К пластинам (или к одной из них) прикладывают напряжение, одна пластина начинает сжиматься, другая растягиваться, в результате возникают колебания. При вращении под действием силы Кориолиса возбуждаются вторичные колебания, которые можно детектировать теми же электродами. По данному принципу построен, в частности, вибрационный гироскоп БВГ-500 (ОАО «Элпа»).

Отметим, что конструкция резонатора может быть гораздо сложнее описанной. Так, один из лидеров (и зачинателей) промышленного освоения вибрационных пьезоэлектрических гироскопов, компания Murata, запатентовала структуру, в которой резонатор представляет собой пару колеблющихся в противофазе пластин (Рис. 10.46).

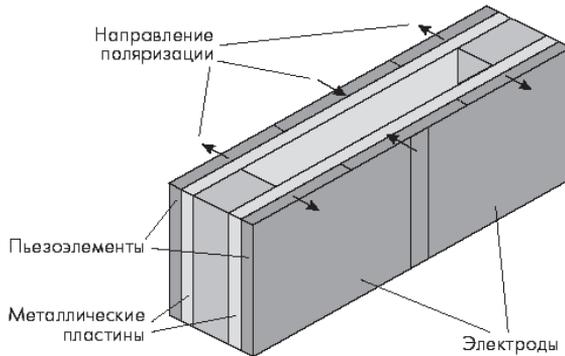


Рис. 10.46. Конструкция вибратора фирмы Murata.

Пластины либо биморфные, либо наклеенные на металлическое основание униморфные. Каждая из пластин состоит из трёх частей с противоположными направлениями поляризации. При вращении относительно оси Z возникают вторичные колебания (вдоль длины пластин). Хотя первичные колебания пластин происходят в противофазе, сигналы их генерации синфазны. Вторичные же колебания, обусловленные силой Кориолиса, вызывают дополнительные противофазные сигналы на электродах, разность которых пропорциональна угловой скорости вращения. С помощью приёмника с дифференциальными входами можно детектировать эти сигналы. При этом используются те же электроды, что и для генерации первичных колебаний.

Пьезоэлектрические гироскопы сегодня — самые дешёвые. Их основной недостаток — низкая точность, обусловленная значительной температурной нестабильностью и большой нелинейностью.

10.3.3. Параметры интегральных гироскопов

Точность

Поскольку скорость случайного ухода большинства современных моделей интегральных гироскопов выше $10^\circ/\sqrt{ч}$, они не могут применяться в качестве датчиков углового положения объекта в пространстве, и производители, как правило, даже не приводят этот параметр в технических характеристиках своих изделий. Поэтому основные точностные параметры интегральных гироскопов относятся к измерению угловой скорости.

Тем не менее, некоторые новейшие модели обладают настолько низким уходом, что выпускающие их фирмы, в частности, Silicon Sensing Systems, предполагая использование их датчиков в системах стабилизации траектории подвижных объектов, помещают в спецификации изделий значение постоянного ухода оси после калибровки гироскопа и его зависимость от температуры.

Точность преобразования угловой скорости в электрический сигнал в статическом режиме определяется смещением нуля, начальным отклонением чувствительности от номинального значения, а также температурным и временным дрейфами этих параметров.

Чувствительность гироскопа определяется по формуле:

$$S = \frac{\partial V_{\text{OUT}}}{\partial \Omega} \text{ [мВ/(}^\circ\text{/с)]}.$$

Начальная погрешность чувствительности

$$\Delta S = S_{\text{НОМ}} - S,$$

или в относительных единицах

$$\delta S = \frac{\Delta S}{S_{\text{НОМ}}} 100\%.$$

Температурные дрейфы чувствительности $\partial S/\partial T$ и нуля могут быть значительными и для их компенсации многие модели гироскопов снабжены датчиком температуры.

Эти погрешности могут быть уменьшены путём системной калибровки на прецизионном поворотном столе. Эту калибровку можно разделить на три этапа [10.24].

Этап 1 — первичная калибровка.

Модель погрешностей микромеханического гироскопа может быть представлена в виде суммы нескольких составляющих:

- погрешность установки начального смещения нуля и его нестабильности в пуске, практически постоянная на достаточно длительном интервале времени;
- погрешность чувствительности, определяющая составляющую, пропорциональную измеряемой величине;
- погрешности, вызванные изменением температуры.

Особое внимание уделяется учёту нелинейности характеристики преобразования (непостоянству чувствительности в динамическом диапазоне), которая особенно заметна на краях динамического диапазона. Ошибка, вызванная нелинейностью, пропорциональна угловой скорости и при большом рабочем диапазоне может достигать значительных величин. Поэтому сначала выявляют зависимость выходного сигнала гироскопа от действующей на него скорости, затем аппроксимируют эту зависимость функцией, которая компенсирует нелинейность, обеспечивая требуемую точность прибора.

Калибровка температурных дрейфов нуля и чувствительности имеет очень важное значение, т. к. уходы нуля на границах температурного диапазона микромеханических гироскопов могут превышать 10% от полной шкалы. Температурная калибровка по трём точкам позволяет, например, для ADXRS150 получить остаточный дрейф в пределах $0.1^\circ/\text{c}/^\circ\text{C}$.

Этап 2 — определение неортогональности осей чувствительности двух- и трёхосевых датчиков (Рис. 10.47).

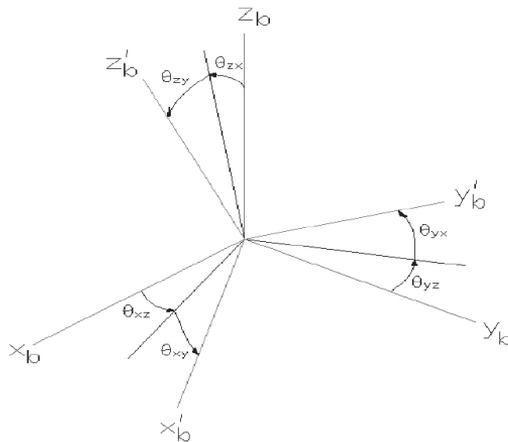


Рис. 10.47. Углы неортогональностей θ_{ij} .

В связи с наличием инструментальных погрешностей, возникающих из-за неточности изготовления датчика, оси чувствительности образуют косоугольную систему координат, развёрнутую относительно системы координат, связанной с базовой поверхностью датчика, на некоторые малые углы. Данный факт обуславливает наличие перекрёстных связей по осям, что влечёт за собой появление методической ошибки. Исключение этой ошибки легко осуществляется введением матрицы направляющих косинусов перехода от системы координат, связанной с осями чувствительности, к системе координат, связанной с базовой поверхностью датчика.

Этап 3 — калибровка датчика относительно установочных плоскостей прибора. Этот этап необходим, если прибор в процессе своей работы меняет направление своей рабочей оси.

Чувствительность гироскопа зависит также от напряжения питания. Она характеризуется *коэффициентом влияния напряжения питания*

$$K_S = \frac{\delta S}{\Delta V_S} \text{ [%/В]}.$$

Эта составляющая погрешности может быть снижена стабилизацией напряжения питания или за счёт применения логотметрической схемы, как например, в ADXRS613.

Ещё одним фактором, влияющим на чувствительность, является линейное ускорение датчика. В технических характеристиках ИМС гироскопов приводится *коэффициент влияния ускорения*

$$K_a = \frac{\partial \Omega}{\partial a} \text{ [} (^\circ/\text{с})/\text{г} \text{]}.$$

Дополнительную погрешность в определении угловой скорости может внести вращение гироскопа вокруг оси, перпендикулярной оси чувствительности. Это свойство гироскопа характеризуется *чувствительностью по поперечной оси*. Чувствительность по поперечной оси измеряется в $(^\circ/\text{с})/(^\circ/\text{с})$ или в процентах.

Динамический диапазон датчика угловой скорости характеризуется отношением предельной измеряемой скорости к минимальному значению, гарантировано измеряемому на фоне шума. Шум интегральных гироскопов характеризуется спектральной плотностью, измеряемой в $(^\circ/\text{с}) \cdot \sqrt{\text{Гц}}$. Часто в спецификациях на приборы величина шума характеризуется среднеквадратическим значением в номинальной полосе частот $(^\circ/\text{с rms})$.

Для характеристики случайного ухода гироскопов, предназначенных для систем навигации (IMU) или стабилизации движения подвижных объектов производители приводят в спецификациях *случайный уход угла*, измеряемый в $^\circ/\sqrt{\text{ч}}$.

Важнейшие *динамические параметры* интегральных гироскопов суть: полоса пропускания по уровню 3 дБ и резонансная частота колебательной системы датчика, которая значительно выше, чем верхняя частота полосы пропускания. Полоса пропускания обычно определяется ФНЧ, встроенным в датчик. Во многих моделях она может регулироваться подключением внешнего конденсатора.

10.3.4. Промышленные модели интегральных гироскопов

Ведущие производители интегральных гироскопов — это фирмы Analog Devices, Bosch, Silicon Sensing Systems, Infineon, Murata, Melexis.

Значительных успехов в данной области достигла компания Analog Devices, которой удалось создать технологию iMEMS и на её основе производить камертонные гироскопы серий ADXRS и ADIS. Поскольку эта компания — безусловный лидер в промышленном производстве данного класса гироскопов, остановимся на её продукции подробнее.

Основной элемент гироскопа серии ADXRS — это закреплённая на гибких подвесках рамка, внутри которой совершает поступательные колебательные движения пробная масса (**Рис. 10.48**) [10.25]. Для определённости положим, что колебания происходят вдоль

оси X. Подвесы рамки допускают её колебания только вдоль оси Y. Колебания массы возбуждаются электростатически с помощью гребёнки зубцов (Рис. 10.49).

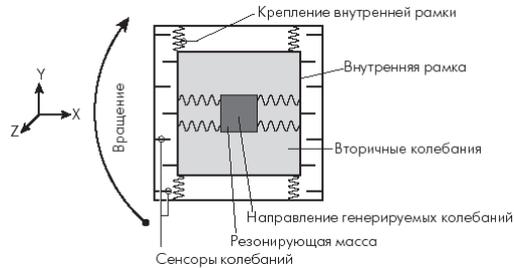


Рис. 10.48. Принцип работы гироскопа по технологии iMEMS.



Рис. 10.49. Гироскоп семейства ADXRS.

На внешней поверхности рамки и на подложке расположены гребёнки контактов, образующих систему плоских конденсаторов. При колебаниях рамки относительно подложки расстояния между этими зубцами изменяются, соответственно изменяется и ёмкость. Когда подложка неподвижна (или движется прямолинейно и равномерно), рамка не колеблется. Если же начать вращать такую структуру вокруг оси Z, то под действием силы Кориолиса возникнут вынужденные колебания рамки вдоль оси Y. Однако остаётся проблема компенсации линейных ускорений. В приборах серии ADXRS она решена с помощью размещения на одной подложке двух одинаковых структур, в которых генерируются строго противофазные колебания (Рис. 10.49).

Измерительные сигналы, снимаемые с ёмкостей обеих структур, поступают в дифференциальную схему. При этом сигналы, вызванные колебаниями под воздействием ускорения Кориолиса, будут складываться, а синфазные составляющие, обусловленные линейными ускорениями, — вычитаться.

Отметим, что элементы этих микромашинных систем чрезвычайно малы. Амплитуды колебаний зубцов гребёнок (обкладок конденсаторов) составляет 16×10^{-15} м — меньше межатомного расстояния! Изменение ёмкости такого конденсатора — 12×10^{-21} Ф. Очевидно, чтобы обработать сигнал с таких ёмкостей, нужны прецизионные усилители, корреляционные методы обработки и т. п. Вся необходимая электроника интегрирована

в ту же СБИС. В результате гироскопы серии ADXRS демонстрируют достаточно высокие результаты.

Для примера рассмотрим гироскоп ADXRS300 (Рис. 10.50). Это миниатюрное устройство (размер корпуса LCPBGA-32 — 7 × 7 × 3 мм) обеспечивает работу в диапазоне угловых скоростей ±300°/с (относительно вертикальной оси Z). При этом прибор устойчив к линейным ударным нагрузкам до 2000g. Влияние линейных ускорений (вдоль любой оси) составляет 0.2 (°/с)/g. Собственная частота резонаторов — 14 кГц. СБИС оснащена схемой самотестирования, встроенным датчиком температуры, встроенным повышающим преобразователем напряжения (на переключаемых конденсаторах) для генерации колебаний резонатора (для этого необходимо напряжение порядка 20 В) и встроенным источником опорного напряжения. Гироскопы рассмотренного семейства — это одноосевые приборы с линейным аналоговым выходом (напряжение на выходе меняется по линейному закону в зависимости от частоты вращения).

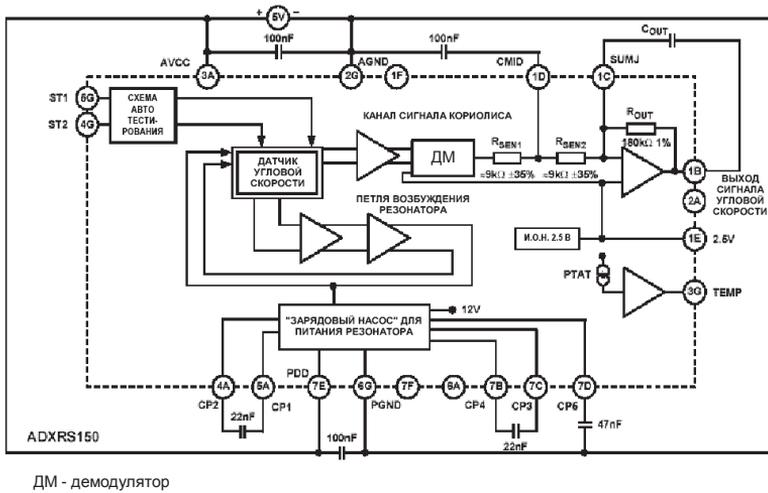


Рис. 10.50. Структурная схема гироскопа ADXRS300 с внешними элементами.

Компания Analog Devices выпускает и семейство гироскопов ADIS. Оно построено на базе серии ADXRS, но с расширенными функциональными возможностями — со встроенными АЦП, средствами термокомпенсации и т. п. Эти гироскопы работают в диапазонах ±80 и ±300°/с, а некоторые обладают возможностью перестройки динамического диапазона в пределах от ±80 до ±320°/с. Характерный пример — гироскоп ADIS16255 (Рис. 10.51). Помимо датчика угловой скорости он оснащён основным 14-битным АЦП для оцифровки сигнала датчика, вспомогательными 12-битными ЦАП и АЦП, датчиком температуры с оцифрованным (12 бит) выходом, встроенной

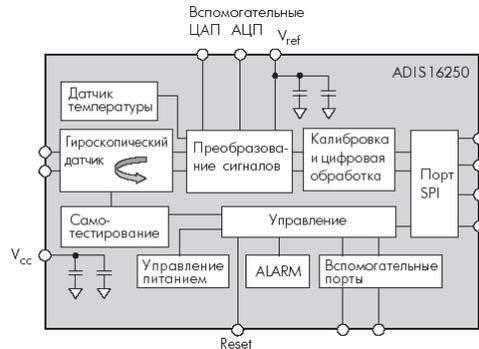


Рис. 10.51. Структура гироскопа ADIS16255.

системой автотестирования и калибровки, SPI-интерфейсом и т. д. При динамическом диапазоне $\pm 320^\circ/\text{с}$ чувствительность составляет 14 LSB/ $(^\circ/\text{с})$.

Недавно фирма анонсировала трёхосевой датчик ADIS16350/4/5 (Рис. 10.52) — интегрированный модуль, в состав которого помимо трёхосевого гироскопа ($\pm 75^\circ/\text{с}$, $\pm 150^\circ/\text{с}$, $\pm 320^\circ/\text{с}$), входит и трёхосевой акселерометр с диапазоном измерений $\pm 10g$ в полосе частот 350 Гц. Сигналы обоих датчиков оцифровываются АЦП с разрешением 14 бит. Модуль оснащён вспомогательными 12-битными ЦАП и АЦП. Обмен данными и настройка возможны через SPI-интерфейс. Детали конструкции не разглашаются, однако, судя по размерам модуля ($22.7 \times 23.2 \times 22.9$ мм), он представляет собой микросборку. Вместе с платой цифровой обработки сигналов такая система практически представляет собой законченную систему инерциальной навигации (IMU). В процессе изготовления проводится системная калибровка нуля, чувствительности и линейности. ИМС ADIS16350 калибруется при температуре 25°C , а ADIS16355 — в диапазоне температур от -40 до $+85^\circ\text{C}$. С такими точными параметрами как случайный уход оси $4.2^\circ/\sqrt{\text{ч}}$ эта ИМС может использоваться для стабилизации полёта ракет малой дальности. Модуль ADIS16355 недёшев — \$359, однако он в сотни раз дешевле аналогичных систем для «больших» ракет и космических аппаратов.

Из последних изделий Analog Devices следует отметить IMU ADIS16485, имеющую случайный уход угла $0.3^\circ/\sqrt{\text{ч}}$, которая выпускается в виде модуля $47 \times 44 \times 14$ мм, массой 48 г.

Для привязки к земным координатам некоторые модели IMU фирмы снабжаются трёхосными магнитометрами (направление вектора магнитного поля Земли) и датчиками атмосферного давления (для контроля высоты полёта объекта). В частности, ADIS16480 включает помимо трёхосных гироскопа и акселерометра также трёхосный магнитометр с диапазоном ± 2.5 гаусс и датчик давления с диапазоном $0.3 \dots 1.1$ бар. Устройство выпускается в таком же корпусе, что и ADIS16485. Оптовая цена — \$1545.

Системные интерфейсы упрощаются за счёт дополнительных программируемых функций: это встроенная автокалибровка смещения нуля, цифровая фильтрация и программируемая скорость дискретизации, самотестирование, управление питанием и вспомогательный цифровой ввод/вывод. Микромеханические камертонные гироскопы выпускают также фирмы Melexis и Honeywell.

Фирма *Bosch* производит дисковые интегральные гироскопы с крутильной вибрацией (см. Рис. 10.41) SMG040 и SMG045. Это двухкристальные микросхемы — гироскопический датчик (Рис. 10.53) и электронная схема управления возбуждением гироскопа, обработки сигнала датчика и самотестирования выполнены на отдельных чипах. 2-е поколение интегральных гироскопов этой фирмы, включает датчики угловой скорости SMG061 с аналоговым и SMG060 с цифровым выходами. На Рис. 10.54 представлена структурная схема ИМС SMG061.

Совместное дочернее предприятие фирм Sumitomo Precision Products Company (Япония) и British Aerospace Systems and Equipment (сейчас — BAE Systems), компания *Silicon Sensing Systems*, изготавливает микромеханические волновые твердотельные гироскопы с металлическим кольцевым резонатором. Резонатор находится в постоянном магнитном поле, перпендикулярном плоскости диска. Источник поля — миниатюрный магнит из самария-кобальта, расположенный над кольцом-резонатором. Диаметр кольца — 6 мм

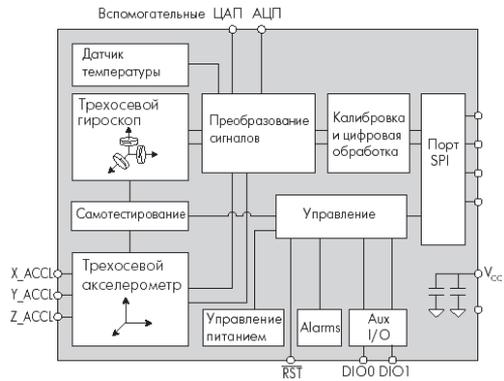


Рис. 10.52. Структура трёхосевого гироскопа-акселерометра ADIS16350.

(Рис. 10.44, а). Чувствительные элементы и приводы представляют собой токовые петли. На Рис. 10.44, б представлена фотография модуля гироскопа.

Фирма предлагает несколько линеек приборов — CRS03/05/07/09/10, SiRRS01, CRG20. Семейство CRS03/05/07 содержит в качестве вибратора металлическое кольцо, более новые модели выполнены по чисто кремниевой MEMS-технологии с электростатическим возбуждением колебаний.

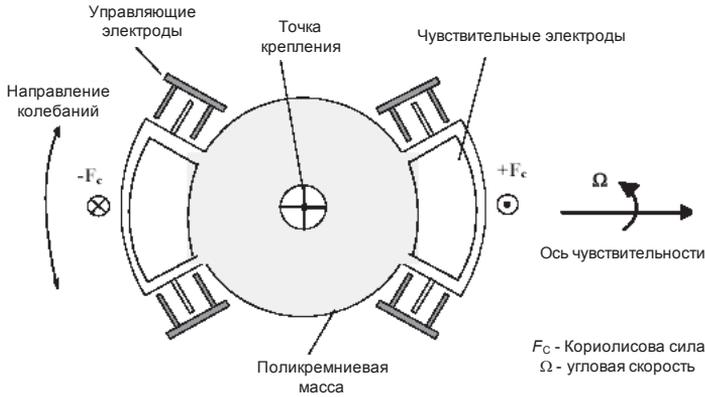


Рис. 10.53. Упрощённая конструкция гироскопов фирмы Bosch.

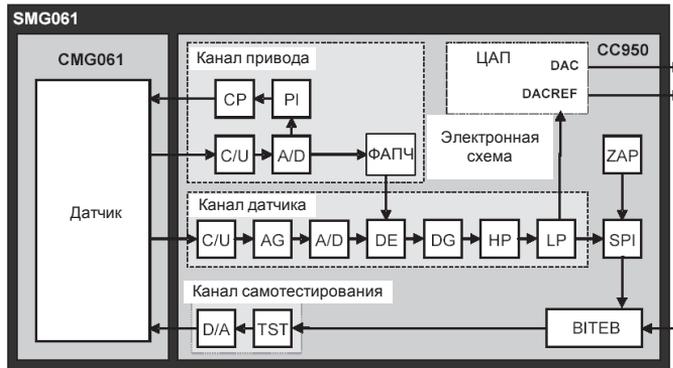


Рис. 10.54. Структурная схема ИМС SMG061

CP — преобразователь напряжения, PI — пропорционально-интегральный цифровой регулятор, C/V — преобразователь ёмкость/напряжение, A/D — АЦП, D/A — ЦАП, TST — схема самотестирования, AG — аналоговый усилитель, DG — цифровой усилитель, LP — ФНЧ, HP — ФВЧ, DE — дециматор, ZAP — регистр хранения калибровочных коэффициентов, BITEV — вывод управления самотестированием и мониторинга отказов.

В частности, гироскоп CRS09-02 с вибратором из кремниевое монокристаллического кольца имеет очень высокие для изделия данного класса точностные характеристики: Постоянный уход — 0.6°/ч, случайный уход угла — 0.03°/√ч, нелинейность — 0.05% от полной шкалы. Диапазон измерения угловой скорости ±100°/с, выход аналоговый. Гироскоп выполнен в виде модуля размерами 63×63×19 мм (Рис. 10.55) и массой 60 г. Начальное смещение и температурные дрейфы прибора в основном компенсируются при производстве путём калибровки до значений менее 1°/с. Потребитель может провести дополнительную компенсацию, для чего модуль имеет выходы датчика температуры и частоты колебаний кольца.

Из новых изделий фирмы следует отметить однокристалльный гироскоп CRG20 (Рис. 10.56) с электростатическим возбуждением, ориентированный на массовое использование в гражданских отраслях. При малых габаритах (9×9×3.5 мм) и массе 0.8 г он обладает неплохими точностными характеристиками (постоянный уход — 4.7°/ч, случайный уход угла — 0.3°/√ч, нелинейность — 0.1%). Система управления возбуждением — цифровая. Выход — по SPI-интерфейсу. Модели CRG20-01 и CRG20-02 имеют кроме цифрового также аналоговый логометрический выход.

В силу особенности конструкции (подвешенное на тонких связях кольцо) все приборы фирмы Silicon Sensing Systems имеют сравнительно невысокую устойчивость к ударным и вибрационным воздействиям — они работают при линейных ускорениях свыше 100g и ударах до 200g (1 мс). А вот, например, гироскопы фирмы Analog Devices допускают удары до 2000g, а SAR10 фирмы Infineon Technologies SensoNor AS до 5000g (некоторые источники называют даже 10 000g).

Для военных применений компания Silicon Sensing Systems выпускает комплекты системы инерциальной навигации, в том числе и с коррекцией текущих координат по сигналам GPS. Одна из таких систем — SiIMU02 (Рис. 10.57) — полностью цифровая система второго поколения содержит трёхосевой гироскоп и трёхосевой акселерометр. Пределы измерения гироскопов — ±9000°/с по первой оси и ±500°/с по двум другим, пределы измерения акселерометров — программируемые от ±15g до ±100g. Постоянный уход до 6.5°/ч, случайный — 0.5°/√ч. Корпус цилиндрической формы диаметром 65 мм и высотой 35 мм. Масса менее 210 г. Выполненный по специальному заказу прибор выдерживает однократный удар с перегрузкой до 20 000g (артиллерийский снаряд при выстреле испытывает несколько меньшие перегрузки). По данным фирмы, ею выпущено уже свыше 15 000 микромеханических приборов.

Компания Murata известна на рынке биморфными пьезоэлектрическими гироскопами ENV-05. Недавно на смену им пришли более совершенные ENC-03R. Это миниатюрное устройство (8×4×2 мм) массой 0.2 г обладает довольно посредственными характеристиками. Основной недостаток пьезокерамических вибрационных гироскопов — температурная нестабильность параметров, обусловленная свойствами пьезокерамики. В более новой модели MEV-50A-R влияние изменения температуры заметно снижено. В диапазоне -40...+80°С дрейф гироскопа меняется в пределах -0.6...+0.8°/с. Динамический диапазон этого гироскопа ±70°/с. Основное назначение — автомобильные системы навигации.

Компенсировать температурный дрейф пьезокерамики попытались также — и не без успеха — специалисты компании Epson, создавшие совместно с компанией NGK Insulators новый пьезоэлектрический гироскоп XV-3500CB. Его отличает, помимо оригинальной конструкции, использование кварца в качестве пьезоэлемента. В результате в диапазоне измерений ±100°/с удалось достичь приемлемой температурной стабильности чувствительности (5%) при весьма малых размерах изделия (5 × 3.2 × 1.3 мм).

В Табл. 10.5 и 10.6 приведены основные характеристики некоторых типов, соответственно, интегральных гироскопов и модульных систем инерциальной навигации.



Рис. 10.55. Внешний вид гироскопа CRS09.



Рис. 10.56. Внешний вид гироскопа CRG20.



Рис. 10.57. Внешний вид системы инерциальной навигации SiIMU02.

Таблица 10.5. Основные параметры интегральных гироскопов

Наименование	Диапазон [°/с]	Чувствительность [мВ/(°/с)]	Температурный дрейф нуля [°/с/°C]	Частотный диапазон [Гц]	Нелинейность [%]	Шум [(°/с)/√Гц] [(°/с rms)]	Допуск. перегрузки [g]	Напряжение питания [В]	Ток потребления [mA]	Тип выхода*	Примечание
ADXRS150	±150	12.5±8%	±24	400	0.1	0.05	2000	5	6	A	Чувствительность по оси Z
ADXRS613	±150	12.5	±20	3000	0.1	0.04	2000	5	3.5	A	Логометрический
ADIS16060	±80	80 LSB/(°/с)	0.11 (°/с)/°C	1000	0.1	0.04	2000	5	4.3	SPI	14 бит разрешение
ADIS16130	±250	23488 LSB/(°/с)	±2	300	0.04	0.0125	2000	5	73	SPI	24 бит разрешение
SMG040	±250	6.72	—	33	1	(2)	Падение 0.5 м	4.8	30	A	Логометрический
SMG061	±240	7	±21	33	0.25	(1.2)	Падение 1.2 м	3.3, 5	15	A	Цифровой фильтр
SAR10	±250	1 LSB/(°/с)	—	50	0.3	(1.5)	5000	5	17	SPI	Вибратор «бабочка»
SIRRS01-01	±110	18.18	±3	50	1	(0.35)	60	5	50	A	Уход оси 3°/ч
CRS09-01	±200	10	±2	55	0.05	(0.1)	200	5	65	A	Уход оси 1.3°/ч
CRS10	±75	24	±1.7	75	0.15	(1)	100	5	60	A/Ц	Логометрический/SPI
CRG20-02	±300	6.67	±4.2	55	0.15	(0.6)	95	5	60	A/Ц	Логометрический/SPI
ARS-C122-1A	±30	330	±5	50	0.05	(0.1)	500	12...16	10	A	Выход ±10 В, масса 60 г
ENC-03R	±300	0.67	—	50	5	—	—	2.7...5.25	5	A	Пьезоэлектрический
XV-8000CB	±60	25	—	10	0.5	(0.02)	—	5	4	A	Миниатюрный 5 × 3.2 × 1.3 мм
GG1178AV01	±75	26.7	—	—	0.2	(0.1)	—	5	35	A	Камертонный
MLX90609	±75	26.7	3.75	75	0.5	(0.03)	1500	5	16	A/Ц	11 бит разрешение

* A — аналоговый выход, A/Ц — имеются аналоговый и цифровой выходы.

Таблица 10.6. Основные параметры модульных систем инерциальной навигации

Наименование	Диапазон угловой скорости [°/с]	Диапазон ускорений [g]	Случайный уход угла [°/√ч]	Температурный дрейф нуля [°/с°С]	Частотный диапазон [Гц]	Нелинейность гир/аксел [%]	Допуск. перегрузки [g]	Напряжение питания [В]	Ток потребления [мА]	Массогабариты
ADIS16355	±75, ±150, ±300	±10	4.2	±0.6	350	0.1/0.2	2000	5	33	23 × 23 × 23 мм
SiIMU02	±9000, ось Z ±500, оси X,Y	±15... ±100	0.5	—	Программируется	—	20000	5	750	ø65 × 35 мм, 210 г
SiIMU04	±600, ось Z ±150, оси X,Y	±50, ось Z ±15, оси X,Y	0.5	—	80	—	—	8	625	ø60 × 60 мм, 250 г, 2-осевой инклинометр
DMU	±250	±8	—	±2	45	3/1	—	8...20	—	98 × 96 × 37 мм
GG5300	±720, ось Z ±360, оси X,Y	—	0.2	—	100	—	40	5	800	ø51 × 33 мм, 136 г
ADIS16480	±450	±10	0.3	±0.0025	330	0.01/0.1	2000	3.3	254	47 × 44 × 14 мм, 48 г

10.4. Датчики давления

10.4.1. Общие сведения

Давление в жидкостях и газах преобразуют в электрический сигнал с помощью датчиков давления. Измерение давления осуществляется чаще всего путём контроля геометрии диафрагм, мембран, капсул, манометрических трубок и др. с помощью тензорезисторов, измерения ёмкости и др.

Области применения датчиков давления в зависимости от диапазона контролируемых давлений приведены в Табл. 10.7 [10.27].

Таблица 10.7. Области применения датчиков давления

Область применения	Диапазон давления [бар]
Давление воздуха во впускном патрубке ДВС	1...5
Давление воздуха в шинах автомобилей	0...5
Давление в камере сгорания ДВС	100
Давление воздуха в активной подвеске	160
Давление в тормозных цилиндрах	200
Давление масла ДВС	0.05...2
Давление впрыска в бензиновом ДВС	5...6
Давление впрыска в дизеле	1000
Медицинское оборудование	0.02...10
Гидравлические опоры и прессовое оборудование	2...100

По типу и профилю измерений датчики давления подразделяются на:

- датчики абсолютного давления;
- датчики относительного давления;
- датчики дифференциального давления.

По конструктивно-технологическим признакам различают следующие датчики давления:

- пьезорезистивные;
- ёмкостные;
- металлические тонкоплёночные тензорезистивные;
- оптические;
- пьезоэлектрические;
- электромеханические.

10.4.2. Устройство датчиков давления

Среди технологий микромеханических датчиков давления сегодня доминируют пьезорезистивные, обладающие высокой надёжностью и большим сроком службы, а также низкой стоимостью.

Ёмкостные и тонкоплёночные металлические датчики существуют как альтернатива для ряда применений.

В основе большинства интегральных датчиков давления, несмотря на их внешние различия, лежит один и тот же базовый элемент, изображённый на **Рис. 10.58**. Он изготавливается посредством вытравливания полости в кремниевой пластине практически на всю её глубину, в результате чего остаётся лишь тонкая (10 мкм) кремниевая мембрана, выполняющая функцию диафрагмы датчика давления. В мембране методом диффузии формируются один или несколько кремниевых тензорезисторов (иногда называемых в литературе пьезорезисторами), сопротивление которых зависит от деформации; помимо этого на периферийной части подложки выполняются дополнительные диффузионные резисторы. Соединением этих резисторов составляет схема моста Уитстона (схема тензодатчика). Расположение тензорезисторов может быть таким, что при изменении давления два из них сжимаются, уменьшая своё сопротивление, а два других — растягиваются, увеличивая его [10.10].

В датчике, предназначенном для измерения *абсолютного* давления, диафрагма с одной стороны герметично запаивается (**Рис. 10.59, а**). В датчиках *относительного* и *дифференциального* давлений через отверстие P_2 диафрагма испытывает давление и с другой стороны корпуса (**Рис. 10.59, б**). В этом случае на дифференциальный элемент воздействует разность давлений $P_1 - P_2$. Выходной сигнал, таким образом, пропорционален этой разности. Следует учитывать, однако, что такой элемент рассчитан на эксплуатацию только при перепаде давления $P_1 > P_2$.

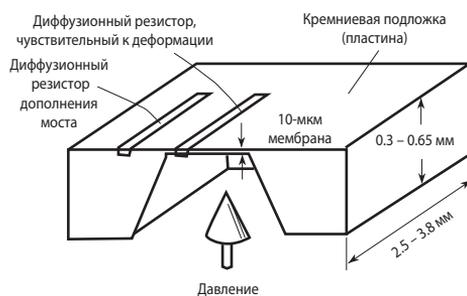


Рис. 10.58. Конструкция базового элемента интегрального датчика давления.



Рис. 10.59. Датчики абсолютного (а) и относительного (б) давления.

Тензорезисторы могут быть соединены в полумост или в полный мост. Изменение сопротивлений резисторов при деформации диафрагмы показано на **Рис. 10.60** приращениями $R \pm \Delta R$, где R — сопротивление резистора на недеформированной диафрагме. Выходное напряжение моста V_{OUT} пропорционально напряжению его питания и силе давления, определяющей деформацию тензорезисторов:

$$V_{OUT} = V_{CC} \frac{\Delta R}{R}. \quad (10.12)$$

Таким образом, чувствительность датчика

$$S = \frac{\partial V_{OUT}}{\partial R} = \frac{V_{CC}}{R}. \quad (10.13)$$

Датчики давления с тензорезисторами, соединёнными в мостовую схему, производят фирма Honeywell и её подразделение Data Instruments. Внешний вид некоторых датчиков приведён на **Рис. 10.61**.

Простейшие из этих датчиков, такие как 22РС, 24РС, содержат только тензорезисторы. 26РС имеет также цепи температурной компенсации, а 40РС и 240РС — дифференциальные усилители, смонтированные в корпусе датчика на отдельной печатной плате. Поскольку чувствительность датчиков пропорциональна питающему напряжению (10.13), целесообразно подключение их к АЦП по логотметрической схеме (аналогично **Рис. 10.11**).

Фирма Freescale Semiconductor, одна из ведущих в мире по производству интегральных датчиков давления, выпускает семейство МРХ, предназначенное для измерения абсолютного, относительного и дифференциального давления. В качестве чувствительного элемента в нём используется запатентованный кремниевый тензорезистор, именуемый X-ducer™ [10.11, 10.12]. Это название соответствует форме чувствительного элемента. Эквивалентная электрическая схема (а) и условное обозначение (б) датчика приведены на **Рис. 10.62**.

Как следует из эквивалентной схемы, выходное напряжение датчика определяется формулой

$$V_{OUT} = V_S \frac{R_T + \Delta R_T}{2R + R_T + \Delta R_T}, \quad (10.14)$$

где ΔR_T — приращение сопротивления тензорезистора R_T , вызванное деформацией тензорезистора. Зависимость V_{OUT} (ΔR_T) нелинейна, однако эта нелинейность относительно невелика, так как изменение напряжения во всём диапазоне измерения давления обычно не превышает 0.3% величины питающего напряжения V_S . Чувствительность датчика типа X-ducer

$$S = \frac{\partial V_{OUT}}{\partial R_T} = V_S \frac{2R}{(2R + R_T)^2} \quad (10.15)$$

пропорциональна V_S , поэтому здесь также целесообразно применить логотметрическую схему включения.

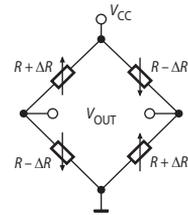


Рис. 10.60. Схема соединения тензорезисторов датчика давления.



Рис. 10.61. Внешний вид некоторых датчиков фирмы Honeywell.

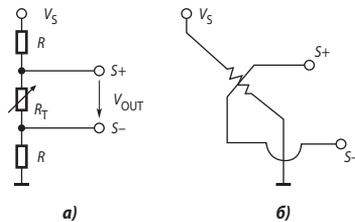


Рис. 10.62. Эквивалентная схема (а) и условное обозначение (б) датчика давления X-ducer™.

В чём же видит фирма Freescale Semiconductor преимущество своего датчика перед традиционными мостовыми схемами? Это:

- одиночный чувствительный элемент — не требуется согласования параметров элементов;
- низкие значения нелинейности и гистерезиса;
- более простая температурная компенсация.

В зависимости от типа датчика, его функционального назначения и внутренней структуры используются корпуса с четырьмя, шестью и восемью выводами, самые распространённые из которых представлены на **Рис. 10.63**.

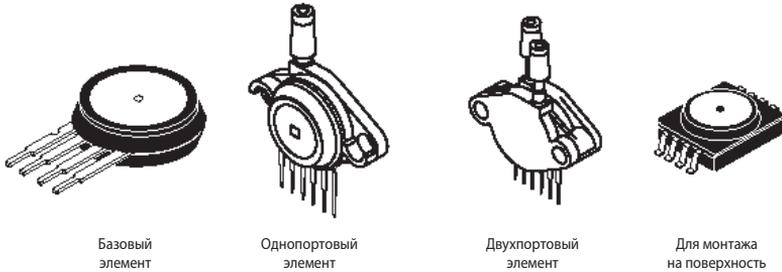


Рис. 10.63. Внешний вид корпусов интегральных датчиков давления фирмы Freescale Semiconductor.

Датчики MPX10...MPX200 содержат чувствительный резистивный элемент без температурной компенсации (**Рис. 10.62, б**). Серия MPX2xxx включает интегральную схему, осуществляющую как температурную компенсацию, так и нормализацию выходного сигнала по уровню, благодаря чему выходное дифференциальное напряжение 0 В соответствует давлению 0 кПа (**Рис. 10.64, а**). Ещё одну функциональную группу представляют серии MPX4xxx и MPX5xxx, которые дополнительно содержат на кристалле встроенную схему усиления и преобразования выходного сигнала в однополярный 0...4.7 В (**Рис. 10.64, б**), что позволяет подавать его непосредственно на вход АЦП. Наконец, серия MPX7xxx во всём подобна серии MPX2xxx, но её чувствительный элемент имеет значительно более высокое входное сопротивление (10 кОм против 2.5 кОм у MPX2xxx), что делает предпочтительным применение этих датчиков в системах с автономным питанием.

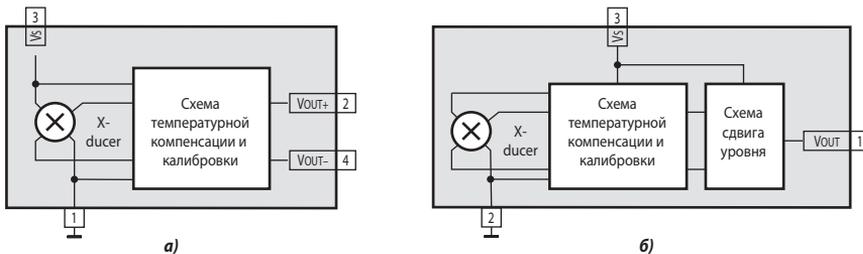


Рис. 10.64. Функциональные схемы датчиков давления фирмы Freescale Semiconductor серий MPX2xxx, MPX7xxx (а) и серий MPX4xxx, MPX5xxx (б).

10.4.3. Точность датчиков давления

При определении полной погрешности датчика давления необходимо учесть весь комплекс погрешностей, порождаемых как недостатками конструкции и технологии производства, так и влиянием внешних условий. Основными источниками погрешности датчиков давления являются следующие.

Смещение нуля — численно равно выходному напряжению или току в условиях, когда давления с обеих сторон диафрагмы датчика равны.

Погрешность полной шкалы ΔFS — отклонение значения выходного напряжения, соответствующего крайним значениям диапазона измеряемого давления от паспортных характеристик.

Температурный дрейф нуля $\partial V_{OF}/\partial T$ — изменение смещения нуля, вызванное изменением температуры. В мостовых датчиках направление этого изменения не может быть предсказано заранее. В датчиках типа X-ducer направление смещения нуля определяется знаком изменения температуры

Температурный дрейф чувствительности $\partial S/\partial T$ — изменение чувствительности, вызванное изменением температуры. На Рис. 10.65, а показано изменение чувствительности мостового датчика давления (чувствительность определяется наклоном статических характеристик преобразования). Направление этого изменения у мостового датчика давления заранее не может быть предсказано. В датчиках типа X-ducer направление изменения чувствительности известно (см. Рис. 10.65, б).

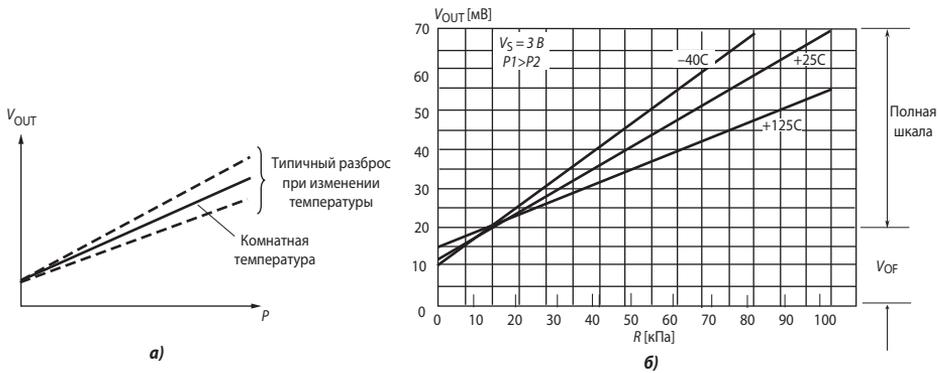


Рис. 10.65. Графики изменения (дрейфа) статических характеристик преобразования датчиков давления: а) для мостового датчика, б) для датчика X-ducer.

Погрешность линейности — отклонение статической характеристики преобразования датчика от идеальной прямой линии в заданном диапазоне давлений. Один из способов определения погрешности линейности состоит в использовании метода наименьших квадратов, который математически обеспечивает получение прямой линии наилучшего приближения к точкам данных [10.10] (Рис. 10.66, а).

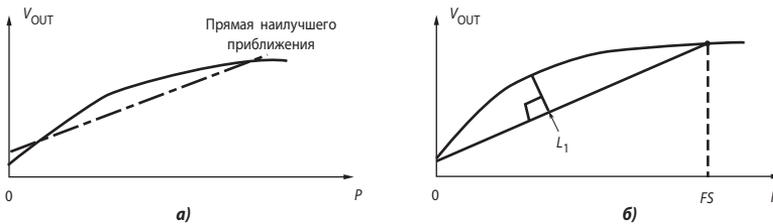


Рис. 10.66. Способы определения погрешности линейности датчика давления: а) по методу наименьших квадратов, б) по максимальному расстоянию между характеристикой преобразования и стягивающей её хордой.

Другой метод состоит в том, что проводится прямая линия ($L1$ на Рис. 10.66, б) между начальной и конечной точками статической характеристики преобразования. Затем восстанавливается перпендикуляр от прямой $L1$ к характеристике таким образом, чтобы отрезок между $L1$ и характеристикой преобразования имел максимальную длину. Длина этого отрезка представляет предельную основную погрешность линейности.

Гистерезис характеристики преобразования представляет собой совокупность механического и термического гистерезиса. Механический гистерезис, как и у акселерометров, связан с выходом диафрагмы за зону упругой деформации. Температурный гистерезис проявляется в несовпадении показаний при нагреве датчика с последующим охлаждением до первоначальной температуры.

Погрешность логометричности. Логометричность датчика подразумевает, что выходной сигнал датчика пропорционален питающему напряжению при постоянных других условиях. Погрешность логометричности — отклонение от этой зависимости, которая выражается в процентах от полной шкалы.

Позиционная чувствительность. Земное тяготение вызывает деформацию диафрагмы датчиков давления повышенной чувствительности, которая обуславливает заметную погрешность измерения давления. Эта деформация наиболее велика в том случае, если плоскость диафрагмы перпендикулярна оси гравитации. Измеряется в мВ/г. Например, датчики семейства DCAL4xx фирмы Data Instruments имеют позиционную чувствительность ± 5 мВ/г.

Основным динамическим параметром датчиков давления является время отклика t_R , которое определяется как время изменения выходного сигнала от 10% до 90% установившегося значения его приращения при скачкообразном изменении давления. Например, для серии MPX2xxx время отклика составляет 1 мс.

В Табл. 10.8 приведены основные характеристики некоторых типов интегральных датчиков давления.

Таблица 10.8. Датчики давления

Наименование	Диапазон [кПа]	Чувствительность [мВ/кПа]	Нелинейность [%]	Напряжение питания [В]	Входное сопротивление [кОм]	Ток потребления [мА]	Примечание
DUXL01D	0...0.25	24	0.1	8	1	8	Мостовая схема высокой чувствительности
141PC01G	0...6.9	725	0.05	7...16	—	8	Датчик со встроенным усилителем
MPX10	0...10	3.5	1	3...6	1	6	X-ducer без усилителя
MPX2012	0...10	2.5	1	10...16	2	6	Термокомпенсация
4040PC015G4D	0...100	38.7	0.2	5	—	10	Датчик со встроенным усилителем

10.5. Датчики влажности (гигрометры)

10.5.1. Общие сведения

Для измерения влажности используются датчики, основанные на различных физических принципах и выполненные по различным технологиям. Можно выделить основные четыре типа датчиков: ёмкостные, резистивные, на основе оксида олова и на основе оксида алюминия. Рассмотрим кратко особенности каждого типа (см. Табл. 10.9) [10.26].

Таблица 10.9. Особенности датчиков влажности

Тип датчика	Особенности
Ёмкостный, абсорбционный	Высокая надёжность, высокий выход годных кристаллов, низкая стоимость, широкий рабочий диапазон
Резистивный	Самые дешёвые, малая доля рынка
На основе оксида олова	Плохая стабильность, плохая взаимозаменяемость
На основе оксида алюминия	Узкий диапазон измерения (малая влажность)
Хлорид-литиевая плёнка на керамической подложке	Очень большой гистерезис, большая нелинейность, высокая стойкость к конденсату

Из представленных четырёх основных типов для измерения влажности самым оптимальным по совокупности параметров является ёмкостный. Он обеспечивает широкий диапазон измерений, высокую надёжность и низкую стоимость при использовании микроэлектронной технологии. Последняя позволяет производить ёмкости планарного типа тонкоплёночным методом. Благодаря этому мы имеем миниатюрные габариты чувствительного элемента, возможность реализации на кристалле специализированной интегральной схемы обработки сигнала. Технологичность и высокий выход годных кристаллов обеспечивают малую стоимость продукции данного типа. Итак, для измерения влажности ёмкостный метод является лучшим.

Для построения датчиков относительной влажности ёмкостного абсорбционного типа, таких как, например, НН-3602, фирма Honeywell использует трёхслойную конструкцию на основе терморезистивного полимера промышленного назначения с платиновыми электродами (Рис. 10.67). Водяные пары, содержащиеся в воздухе, окружающем датчик, проникают через верхний слой полимера, задерживающий загрязнения, и через слой пористой платины, где абсорбируются вторым слоем полимера. Это приводит к изменению диэлектрической проницаемости полимера и, как следствие, ёмкости конденсатора, образованного слоями платины. Низкотемпературные датчики оснащены схемами преобразования ёмкость—напряжение и температурной компенсации на отдельном кристалле. На Рис. 10.68 приведена фотография датчика фирмы Honeywell без крышки. В высокотемпературных датчиках на керамической подложке устанавливается 1000-омный платиновый резистивный датчик температуры.

Выходной параметр датчиков влажности зависит не только от относительной влажности воздуха $RH\%$, но в значительной степени и от температуры. Поэтому в датчиках высокой точности или рассчитанных на широкий температурный диапазон используется температурная компенсация.

Выходное напряжение датчика влажности есть функция напряжения питания, $RH\%$ и температуры, т. е. $V_{OUT} = f(V_S, RH\%, T)$. Выход датчика логотрический, т. е. выходной сигнал пропорционален питающему напряжению V_S . Поверхность действительного значения относительной влажности $RH\%$ при постоянном напряжении питания над плоскостью показаний датчика $RH_S\%$ и температуры T в диапазоне температур $0...85^\circ\text{C}$ представлена на Рис. 10.69. Эта поверхность довольно хорошо аппроксимируется комбинацией двух уравнений:

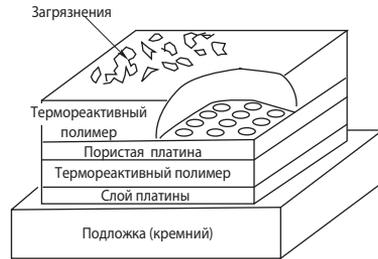


Рис. 10.67. Конструкция датчика относительной влажности НН-3602.

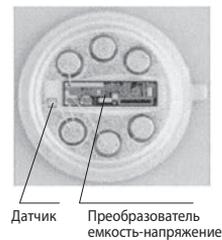


Рис. 10.68. Фотография датчика НН-3602.

$$V_{\text{OUT}} = V_S[0.0062(RH_S\%) + 0.16]; \quad (10.16)$$

$$RH\% = (RH_S\%)/(1.0546 - 0.00216T). \quad (10.17)$$

Уравнение (10.16) представляет графически линию наилучшего приближения для температуры +25°C (полушпирная линия на Рис. 10.69). Второе из этих уравнений преобразует показания датчика в верное значение влажности с учётом температуры. Эти уравнения позволяют определить относительную влажность с погрешностью не более:

- ±1% для $T > 20^\circ\text{C}$;
- ±2% для $10^\circ\text{C} < T < 20^\circ\text{C}$;
- ±5% для $T < 10^\circ\text{C}$.

При снижении температуры активной области датчика ниже точки росы окружающего газа происходит конденсация влаги на датчике. Пока влага не испарится, выходной сигнал датчика будет иметь ВЫСОКИЙ уровень, соответствующий 100%-ной влажности, независимо от действительного значения RH окружающего воздуха. Поэтому, если возможна работа на уровнях влажности 90% и выше, необходимо принять меры против конденсации. Некоторые способы:

1. Обеспечивать перемешивание воздуха с тем, чтобы избежать локальных температурных флуктуаций.
2. Защитить датчик от попадания брызг.
3. Подогревать датчик с тем, чтобы температура активной области была выше точки росы. Это можно сделать как внешним нагревателем, так и самонагревом кристалла при использовании повышенного напряжения питания.

В новых датчиках влажности семейства НН4000 при образовании влаги на поверхности чувствительного элемента выходной сигнал устанавливается соответствующим НИЗКОМУ уровню (порядка 39 мВ), т. е. показывает отсутствие влажности. Без сомнения это нововведение полезно, с помощью него есть возможность формировать сигнал ошибки, так как показания датчиков влажности в условиях конденсации влаги являются неверными. К преимуществам данной серии можно отнести:

- высокую точность, компактность;
- простоту в использовании;
- малое энергопотребление;
- малое время отклика;
- возможность проведения измерений в широком диапазоне давлений.

Недостатки:

- светочувствительность, датчики требуют экранирования от яркого света.

Для работы в суровых климатических условиях и наиболее точного определения значения влажности вблизи точки росы фирма Honeywell выпускает серию НН-4602.

Датчики выпускаются в корпусе ТО-5, в который встроен датчик температуры. Для модели НН-4602-А это NTC-термистор номиналом 100 кОм, для НН-4602-С — платиновый датчик температуры номиналом 1 кОм. Возможны ситуации, когда при высоком значении относительной влажности (более 95%) при понижении температуры возможна конденсация паров воды, что влечёт за собой залипание показаний на уровне 100% относительной влажности. Для предотвращения этого в датчиках серии НН-4602 предусмотре-

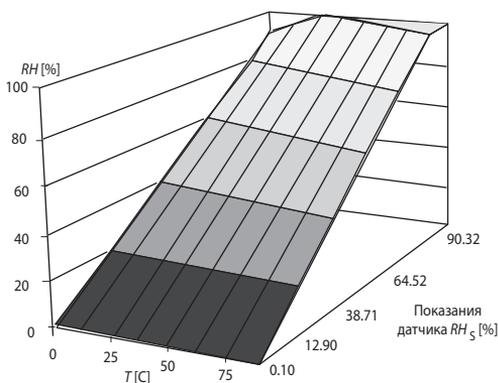


Рис. 10.69. Поверхность действительного значения относительной влажности.

трен гидрофобный фильтр, выполненный из специально обработанной нержавеющей стали. Вывести из спящего состояния также помогает подача на датчик несколько повышенного напряжения питания, однако при этом возможно некоторое смещение калибровки на 2...3%. Сама по себе конденсация и последующее испарение влаги не оказывает влияния на калибровку датчиков.

Основные преимущества серии НН-4602

- наличие встроенного датчика температуры;
- корпус с гидрофобным фильтром;
- каждый датчик снабжён паспортом с индивидуальными данными;
- лазерная подгонка элементов;
- высокая устойчивость к воздействию химических веществ (кроме паров ацетона или этанола).

Рассмотренные модели датчиков содержат в корпусе помимо собственно ёмкостной ячейки ещё и усилитель заряда, преобразующий ёмкость в напряжение.

Новая серия датчиков влажности НСН-1000 фирмы Honeywell отличается от ранее предлагаемых датчиков прежде всего функциональной простотой. Это, по сути, двухвыводной преобразователь относительной влажности в ёмкость (Рис. 10.70).

Датчики НСН-1000 состоят из перфорированного верхнего электрода, полимерного диэлектрического слоя, нижнего сплошного электрода и электрических выводов. Вся конструкция смонтирована на стеклянной подложке и образует конденсатор. Пары влаги, адсорбирующиеся в полимерном слое, меняют его диэлектрическую проницаемость, что влечёт за собой изменение ёмкости. Изменение величины диэлектрической проницаемости от накопленной в диэлектрике влаги практически линейно. Соответственно близка к линейной и характеристика ёмкость—влажность (Рис. 10.71, а).



Рис. 10.70. Ёмкостные датчики компании Honeywell серии НСН-1000.

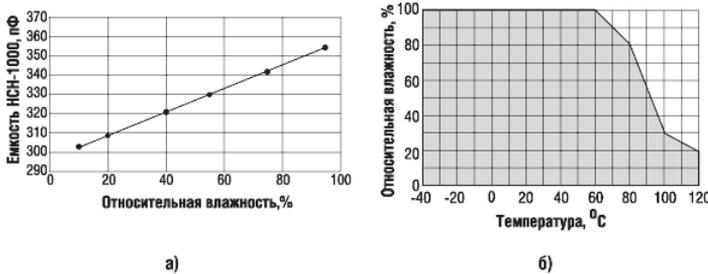


Рис. 10.71. Типовая характеристика преобразования датчика НСН-1000 при температуре 25°C (а) и рабочая область (б).

Характеристика преобразования датчика НСН-1000 определяется следующей формулой:

$$C_C(\%RH) = C_S(55\%RH) + S[\%RH(C_M) - \%RH(C_S)],$$

где S — чувствительность датчика (пФ/%RH), C_C — расчётная ёмкость датчика, соответствующая измеряемой влажности, $C_S(55\%RH)$ — нормальная ёмкость датчика при 55%RH, $\%RH(C_M)$ — измеряемая влажность, $\%RH(C_S)$ — стандартная влажность.

Для преобразования ёмкости датчика НСН-1000 в двоичный код лучше всего использовать одну из моделей преобразователей ёмкость—код (см. пункт 9.8.5).

10.5.2. Основные параметры датчиков влажности

Статические параметры

Диапазон измерения определяется в %RH. Подавляющее большинство датчиков обеспечивает преобразование влажности в диапазоне 0...100%.

Зависимость ёмкости чувствительного элемента датчика от влажности (статическая характеристика) нелинейна. В спецификациях датчиков обычно приводится линейная аппроксимация этой зависимости, оптимальная по критерию минимума погрешности линейности. Погрешность *линейности* определяется как наибольшее отклонение от этой прямой в процентах от полной шкалы. Некоторые модели датчиков снабжаются калибровочным паспортом, в котором приводятся значения координат двух точек (в начале и ближе к концу) статической характеристики или уравнение её линейной аппроксимации.

Процессы изменения физических свойств диэлектрика ёмкостного датчика при повышении и понижении влажности неоднозначны. Степень этой неоднозначности характеризуется *гистерезисом* статической характеристики, который также определяется в процентах от полной шкалы.

Основным динамическим параметром датчиков относительной влажности является *время отклика*, которое, например для датчика НН-3602, составляет 50 с при медленном перемещении окружающего воздуха температуры 25°C.

В Табл. 10.10 приведены основные параметры некоторых типов интегральных датчиков относительной влажности.

Таблица 10.10. Параметры интегральных датчиков относительной влажности

Наименование	Диапазон измерения [%RH]	Линейность [±%RH]	Гистерезис [±%RH]	Повторяемость [±%RH]	Время отклика [с]	Напряжение питания [В]	Ток потребления [мА]	Встроенный датчик температуры
НН-3602-А	0...100	0.5	1.2	0.5	50	4.0...5.8	0.2	100 кОм
НН-3602-С	0...100	0.5	1.2	0.5	50	4.0...5.8	0.2	1 кОм
НН-3602-Л	0...100	0.5	1.2	0.5	50	4.0...5.8	0.2	нет
НН-3610-001	0...100	0.5	1.2	0.5	15	4.0...5.8	0.2	нет
НН-4000-001	0...100	0.5	3	0.5	15	4.0...5.8	0.2	нет
НН-4602-А	0...100	3.5	3	0.5	50	4.0...5.8	0.2	100 кОм
НН-4030	0...100	3.5	3	0.5	5	4.0...5.8	0.2	нет
НСН-1000	0...100	2	2	—	15	—	—	нет

10.6. Датчики магнитного поля

10.6.1. Принцип действия датчика Холла

Интегральные датчики магнитного поля в своём большинстве используют эффект Холла, открытый американским физиком Эдвином Холлом (E. Hall) в 1879 г. Эффект Холла состоит в следующем.

Если проводник с током помещён в магнитное поле, то возникает ЭДС, направленная перпендикулярно и току, и полю. Эффект Холла иллюстрируется на Рис. 10.72. По тонкой пластине полупроводникового материала протекает ток I . При наличии магнитного поля на движущиеся носители заряда (электроны) действует сила Лоренца. Эта сила искривляет траекторию движения электронов, что приводит к перераспределению объёмных зарядов в полупроводниковой пластине. Как следствие, на краях пластины, параллельных направлению протекания тока возникает ЭДС, называемая ЭДС Холла. Эта ЭДС пропорциональна векторному произведению индукции \mathbf{B} на плотность тока \mathbf{j}

$$E_H = \frac{d}{qn} \cdot [\mathbf{B} \times \mathbf{j}],$$

где d — ширина пластины, q — заряд частицы-носителя, n — концентрация носителей. При снижении концентрации носителей ЭДС Холла возрастает, поэтому в качестве материала для датчиков Холла предпочтительно использование полупроводников, таких как кремний, арсенид галлия и др. Для прямоугольной пластины с однородными током и магнитным полем, направленными как показано на **Рис. 10.72**, эта ЭДС равна

$$E_H = k_H V_S B, \quad (10.18)$$

где k_H — постоянная Холла, V_S — напряжение, создаваемое на токоподводящих выводах датчика Холла. Для кремния k_H составляет величину порядка 70 мВ/(В·Тл), поэтому, как правило, ЭДС датчика Холла требуется усилить.

Компенсация тензорезистивного эффекта

Кремний обладает тензорезистивным эффектом, заключающимся в изменении сопротивления при механических напряжениях. Желательно уменьшить это влияние в датчике Холла. Это достигается соответствующей ориентацией элемента Холла на интегральной схеме и использованием нескольких элементов на кристалле.

На **Рис. 10.73** показаны два элемента Холла, расположенные рядом на кристалле. Они позиционированы так, что испытывают практически одинаковое механическое напряжение, вызывающее изменение ΔR . К левому на рисунке элементу приложено напряжение возбуждения V_S , направленное по вертикальной оси, а к правому — по горизонтальной. При сложении сигналов этих двух датчиков ошибка, вызванная деформацией кристалла, компенсируется.

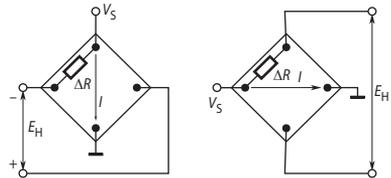


Рис. 10.73. Расположение двух элементов Холла на кристалле, компенсирующее ошибку, вызванную механической деформацией кристалла.

Компенсация смещения нуля

Точность датчика Холла ограничена малым значением напряжения, снимаемого с боковых поверхностей элемента Холла. Это напряжение значительно меньше смещения на выходе датчика, особенно при однополярном питании, поэтому погрешность датчика, особенно в условиях изменений температуры окружающей среды и напряжения питания, может быть значительной.

Наилучший путь снижения смещения нуля датчика Холла — стабилизация посредством процесса модуляции-демодуляции (МДМ). Этот процесс иллюстрируется схемой, приведённой на **Рис. 10.74**. С помощью коммутаторов осуществляется периодическое изменение направления тока через элемент Холла (модуляция) и синхронное переключение его выходных выводов (демодуляция), так что полярность полезной составляющей напряжения, поступающего на вход буферного усилителя (БУ), обусловленной действием магнитного поля, не меняется. Напротив, постоянное смещение модулируется с частотой, равной удвоенной частоте переключения коммутаторов. Эта переменная составляющая может быть подавлена фильтром нижних частот (ФНЧ). Частота модуляции выбирается обычно достаточно большой (сотни кГц), поэтому ФНЧ получается простым.

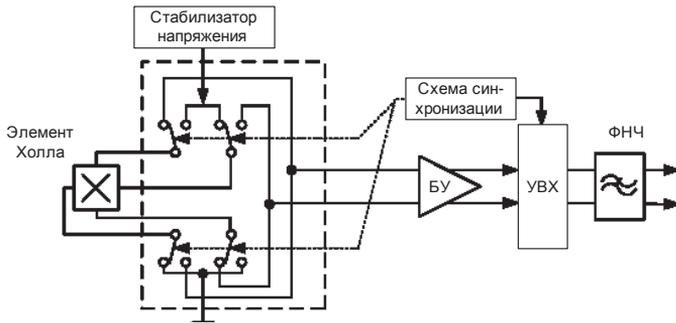


Рис. 10.74. Схема снижения смещения нуля датчика Холла.

Дифференциальные датчики Холла

Часто датчики Холла входят в состав оборудования, работающего в условиях интенсивных внешних магнитных полей: на электростанциях, вблизи от электротехнологического производства и др. В таком случае на измеряемое магнитное поле могут накладываться посторонние магнитные поля, вызывающие дополнительные погрешности. Как отличить постороннее магнитное поле от поля, несущего полезную информацию?

Будем полагать, что источники посторонних магнитных полей находятся сравнительно далеко от датчика. Тогда магнитное поле, порождаемое ими, можно считать однородным, т. е. вектор магнитной индукции в области пространства, занимаемой чувствительными элементами датчика, практически не меняется по величине и направлению. Если же источник измеряемого магнитного поля расположен вблизи от датчика, то это поле может быть неоднородным. Это обстоятельство позволяет различить эти поля с помощью дифференциальной конструкции, представленной на Рис. 10.75.

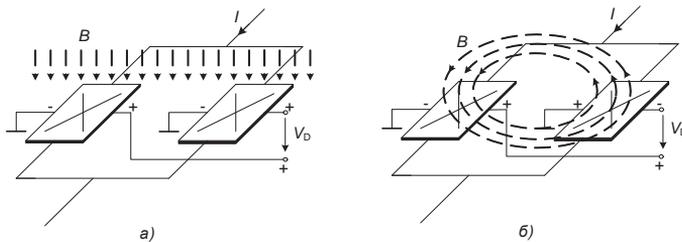


Рис. 10.75. Дифференциальный датчик Холла в однородном (а) и неоднородном (б) магнитных полях.

Однородное магнитное поле (Рис. 10.75, а) порождает в обоих чувствительных элементах одинаковые ЭДС Холла, поэтому выходное дифференциальное напряжение V_D в идеале равно нулю. Неоднородное поле (Рис. 10.75, б) приводит к появлению на выходе напряжения, отличного от нуля.

Датчики Холла с вертикальной структурой

Если по конструктивным соображениям необходимо, чтобы датчик Холла был чувствителен к магнитным полям, силовые линии которых проходят параллельно плоскости кристалла, то можно использовать вертикальную структуру датчика. Срез датчика Холла с вертикальной структурой приведен на Рис. 10.76.

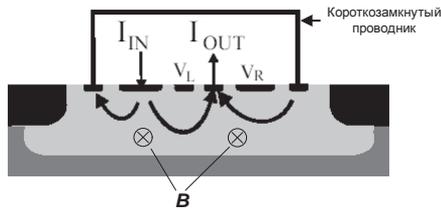


Рис. 10.76. Датчик Холла с вертикальной структурой.

Ток распространяется в толще структуры и по короткозамкнутому проводнику от площадки I_{IN} к площадке I_{OUT} . Силы Лоренца, обусловленные магнитным полем, заставляют носители заряда менять траекторию, за счёт чего происходит перераспределение объёмных зарядов в зонах площадок V_R и V_L , и, как следствие, между ними возникает разность потенциалов.

10.6.2. Интегральные микросхемы с датчиками Холла

Датчики Холла являются основой многих типов датчиков, таких как датчики линейного или углового перемещений, датчики магнитного поля, датчики тока, датчики расхода и др. Удобство бесконтактного срабатывания (полное отсутствие механического износа), низкая стоимость, простота использования делают их незаменимыми в приборостроении, автомобильной, авиационной и других отраслях промышленности.

Интегральные датчики Холла производят многие фирмы, такие как Honeywell, Melexis, Allegro Microsystems, Micronas Intermetall, Siemens, Analog Devices и др.

Первая группа интегральных датчиков Холла — это линейные устройства, применяющиеся в измерителях напряжённости магнитного поля. Как правило, эти устройства содержат схемы усиления сигнала датчика. Необходимая предварительная обработка сигнала обычно заключается в усилении и температурной компенсации. Может потребоваться также стабилизация питающего напряжения. При отсутствии магнитного поля выходное напряжение датчика должно быть равно нулю, поэтому требуется дифференциальный усилитель (Рис. 10.77).

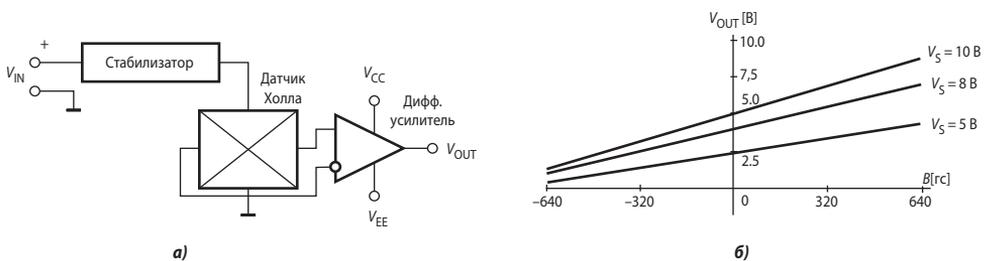


Рис. 10.77. Внутренняя схема линейного датчика Холла (а) и график его характеристики преобразования (б).

Примером датчиков первой группы может служить семейство А1373/4 фирмы Allegro Microsystems, блок-схема которого представлена на Рис. 10.78.

А1373 и А1374 — трёхвыводные линейные датчики Холла высокой точности, с МДМ-стабилизацией и логометрическим аналоговым выходом, свойства которых (чувствительность, смещение нуля для униполярного или биполярного режимов, температурный коэффициент и полярность) могут быть запрограммированы извне через выходной вывод. После записи соответствующих параметров в энергонезависимую память прибора дальнейшее программирование может быть заблокировано.

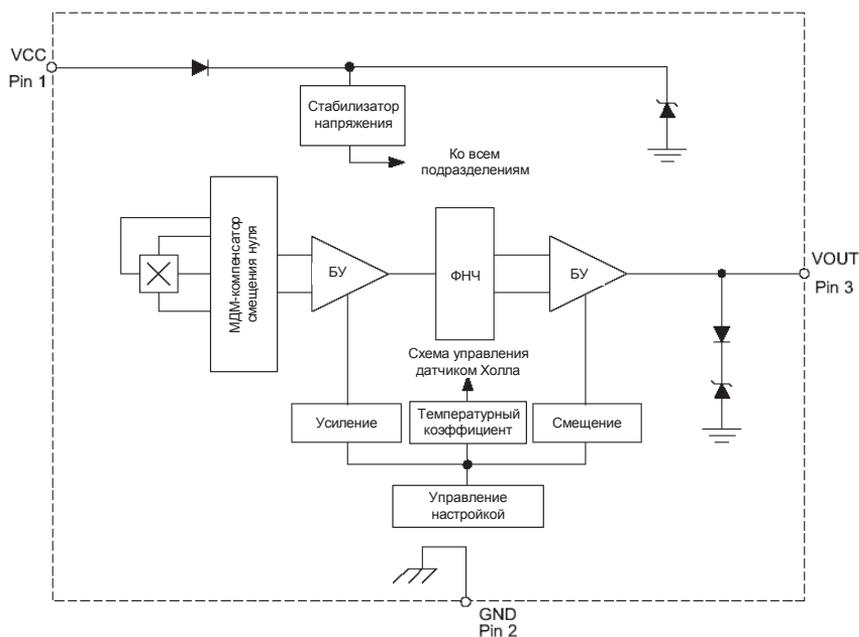


Рис. 10.78. Блок-схема ИМС А1373/4: БУ — буферный усилитель.

Датчики питаются напряжением 5 В и потребляют ток 8.2 мА. Полоса пропускания по уровню -3 дБ составляет 2.5 кГц для А1373 и 20 кГц для А1374. Чувствительность программируется в пределах от 17.5 до 112.5 В/Тл.

Ещё один пример — линейные датчики фирмы Micronas Intermetall семейства HAL8xx — содержат на кристалле значительно более развитую схему обработки сигналов датчика Холла. Блок-схема семейства представлена на Рис. 10.79.

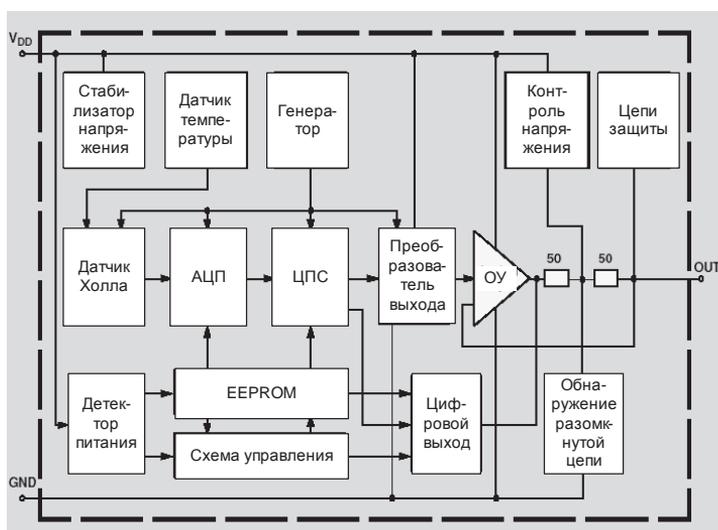


Рис. 10.79. Блок-схема семейства датчиков Холла HAL8xx.

HAL 810 — монолитная ИС, выходом которой является сигнал с ШИМ, относительная длительность импульса которого пропорциональна магнитному потоку через датчик Холла. Датчик представляет собой термокомпенсированную кремниевую структуру с МДМ-стабилизацией смещения нуля. Выходная ЭДС датчика Холла преобразуется в 11-битный цифровой код, обрабатывается в цифровом процессоре сигналов (ЦПС) в соответствии с параметрами, записанными в EEPROM, преобразуется в ширину прямоугольных импульсов частотой 125 Гц в преобразователе выхода и усиливается по мощностному двухтактным выходным транзисторным каскадом.

HAL 810 программируется путём изменения напряжения питания (по выводу V_{DD}) с помощью специальной платы-программатора, подключаемой к ПК. Детектор питания обнаруживает программный код, содержащий калибровочные константы, который с помощью схемы управления записывается в энергонезависимую память EEPROM. Калибровка проводится по двум точкам статической переходной характеристики непосредственно в соответствии со значениями входной величины (угла поворота вала, перемещения или тока).

Датчик HAL 810 предназначен для применения в промышленном и транспортном оборудовании при температуре окружающей среды $-40...+150^{\circ}\text{C}$. Он выпускается в миниатюрном корпусе ТО-92УТ, толщиной 1.5 мм.

Более новые модели семейства, HAL 824/5, в качестве преобразователя выхода содержат ЦАП, обеспечивающий логотметрический аналоговый выходной сигнал, пропорциональный произведению магнитного потока через датчик на напряжение питания. Кроме того, программно может быть установлен режим передачи данных последовательным цифровым кодом. Диапазон магнитного поля ($\pm 30, \pm 60, \pm 80$ и ± 100 мТл), разрядность передачи данных (вплоть до 14 битов), чувствительность, полоса пропускания (500 Гц или 1 кГц), смещение нуля и коэффициенты температурной компенсации (линейной и квадратичной) могут быть программно записаны в энергонезависимую память ИМС. Датчик HAL 824 отличается наиболее высокой точностью — дрейф смещения нуля в температурном диапазоне $-40...+150^{\circ}\text{C}$ не превышает $\pm 0.2\%$ от напряжения питания, изменение чувствительности в этом же диапазоне температур — не более 1%.

Вторая группа включает в себя микросхемы компараторного типа с цифровыми уровнями напряжения на выходе. Эта группа более многочисленна в силу большего числа возможных применений. Микросхемы с цифровым выходом (Рис. 10.80, а) делятся на две подгруппы: переключатели и триггеры. Униполярный переключатель срабатывает только при наличии магнитного поля одной полярности и гарантирует выключенное состояние в отсутствие магнитного поля; магнитное поле противоположной полярности не оказывает на него никакого влияния (см. Рис. 10.80, б). Биполярный триггер, напротив, реагирует на обе полярности: включается при приближении северного или южного полюсов магнита и выключается только в том случае, если поле

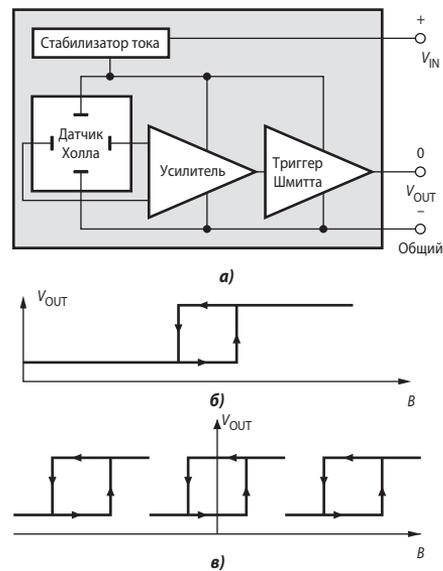


Рис. 10.80. Цифровой датчик Холла: а) блок-схема, б) петля гистерезиса униполярного датчика магнитного поля, в) петля гистерезиса двухполярного датчика магнитного поля.

с противоположным знаком достигнет определённого уровня. Термин «биполярный переключатель» обычно применяется к триггерам, реагирующим на пропадание поля. Такие переключатели переходят во включённое состояние при наличии магнитного поля, а выключаются при снижении уровня той же полярности, отсутствии поля, или в присутствии поля с противоположным знаком (см. **Рис. 10.80, в**). Наличие ступени гистерезиса, которая является разностью между величинами магнитного поля в точках включения и выключения повышает помехозащищённость устройства.

Цифровой двухвыводной датчик Холла HAL566 производит фирма Micronas Intermetall. Ток, потребляемый этой микросхемой (**Рис. 10.81**), скачком увеличивается при приближении положительного полюса магнита к маркированной стороне корпуса и уменьшается при удалении. HAL566 реализует обратные функции. Микросхемы имеют встроенную систему, увеличивающую напряжение, приложенное непосредственно к кристаллу датчика Холла, с тем, чтобы сделать возможным применение недорогих постоянных магнитов, имеющих сравнительно малую коэрцитивную силу [10.15].

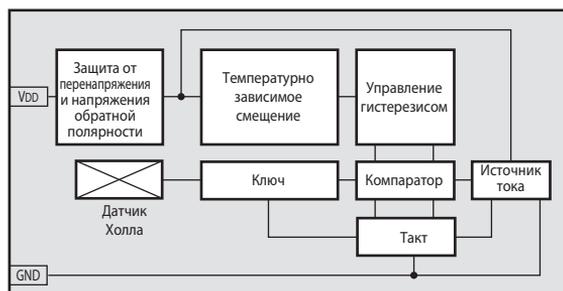


Рис. 10.81. Двухвыводной цифровой датчик HAL566 обеспечивает изменение протекающего через него тока при изменении уровня магнитного поля.

10.6.3. Применение датчиков Холла

Ниже рассматриваются некоторые наиболее популярные применения интегральных датчиков Холла. Перечень возможных применений этих датчиков далеко не ограничивается примерами, предложенными вниманию читателя. Наиболее часто эти датчики используются для решения следующих технических задач [10.14].

Линейные датчики Холла

- Датчики тока
- Приводы переменной частоты вращения
- Схемы управления и защиты электродвигателей
- Датчики положения
- Датчики расхода
- Бесколлекторные двигатели постоянного тока
- Бесконтактные потенциометры
- Датчики угла поворота
- Детекторы ферромагнитных тел
- Датчики вибрации
- Тахометры

Цифровые датчики Холла

- Датчики частоты вращения
- Устройства синхронизации

- Датчики систем зажигания автомобилей
- Датчики положения (обнаруживают перемещение менее 0.5 мм)
- Счётчики импульсов (принтеры, электроприводы)
- Датчики положения клапанов
- Блокировка дверей
- Бесколлекторные двигатели постоянного тока
- Измерители расхода
- Бесконтактные реле
- Детекторы приближения
- Считыватели магнитных карточек или ключей
- Датчики бумаги (в принтерах)

Датчики тока

В настоящее время из многих методов измерения тока на практике используются три метода:

- Шунты и образцовые резисторы, в том числе малоиндуктивные;
- Трансформаторы тока, в том числе пояса Роговского;
- Датчики на основе эффекта Холла.

Широкое применение шунтов обусловлено их сравнительно низкой стоимостью и потенциально высокой точностью измерения. Недостатки шунтов — отсутствие гальванической развязки и большая рассеиваемая мощность, сравнительно высокие массогабариты. Например, стандартный шунт 75ШСМ на 7500 А имеет массу 12 кг и рассеивает мощность около 600 Вт при номинальном измеряемом токе. Образцовые резисторы (катушки сопротивления) имеют очень высокую точность (предел основной относительной погрешности 0.01% и менее), но стоят очень дорого.

Другая недорогая технология — использование трансформаторов тока — позволяет измерять только переменные токи (существуют трансформаторные датчики постоянного тока, но они сложны и сравнительно дороги). Наиболее простые трансформаторы тока разрабатываются для узких частотных диапазонов. Достоинства трансформаторов тока — отсутствие постоянного смещения выходного напряжения, гальваническая развязка, не требуются внешние источники питания.

Пояс Роговского представляет собой трансформатор без ферромагнитного сердечника с гибкой вторичной обмоткой, работающий в режиме холостого хода. Выходное напряжение пропорционально производной от первичного тока, поэтому выходной сигнал необходимо интегрировать. На точность сильно влияют расположенные близко ферромагнитные и проводящие тела, поэтому точность датчиков этого типа низкая.

Ещё один распространённый метод измерения тока основан на использовании эффекта Холла. Главными достоинствами датчиков, основанных на эффекте Холла, являются очень малые собственные потери энергии, полноценная гальваническая развязка с электрической прочностью несколько киловольт, измерение постоянного и переменного токов. В сравнении с шунтами их потенциальные недостатки заключаются в ограниченном частотном диапазоне, наличии постоянного смещения выходного напряжения и необходимости внешнего источника питания.

Сравнительные параметры датчиков тока различного типа приведены в **Табл. 10.11**.

Таблица 10.11. Сравнительные параметры датчиков тока

Конструкция	Потери мощности	Изоляция	Дополнительный ИП	Полоса частот, кГц	Смещение нуля	Точность	Стоимость
Шунт постоянно-го тока	Большие	Нет	Нет	100	Нет	Очень высокая	Зависит от предела и точности
Шунт переменного тока				>500			
Датчик на эффекте Холла	Низкие	Есть	Нужен	25	Есть	Средняя	Низкая
Датчик на эффекте Холла с обратной связью	Низкие			200		Высокая	Высокая
Трансформатор тока	Средние		Нет	Зависит от типа трансформатора	Нет	Средняя	Средняя
Трансформатор тока с обратной связью	Средние		Нужен	100	Есть	Высокая	Высокая
Пояс Роговского	Низкие		Нет	100	Нет	Низкая	Средняя

Линейные датчики Холла могут быть использованы в составе измерителей силы тока от 50 мА до тысяч ампер. Важнейшим достоинством таких датчиков является полное отсутствие электрической связи с измеряемой цепью. Линейные датчики позволяют измерять постоянные и переменные токи, в том числе токи довольно высокой частоты.

Если линейный датчик Холла расположен вблизи проводника с током, то выходное напряжение датчика пропорционально индукции магнитного поля, окружающего проводник. Величина индукции, в свою очередь, пропорциональна току. В простейшем случае датчик тока представляет собой конструкцию, в которой датчик Холла устанавливается около провода, по которому течёт измеряемый ток (Рис. 10.82, а). Такие датчики используются для измерения больших токов, особенно в линиях электропередач. Индукция B определяется по формуле

$$B = 2 \cdot 10^{-7} \frac{I}{r} \text{ [Тл]}, \quad (10.19)$$

где r — расстояние от центра чувствительной области датчика до оси симметрии проводника в метрах.

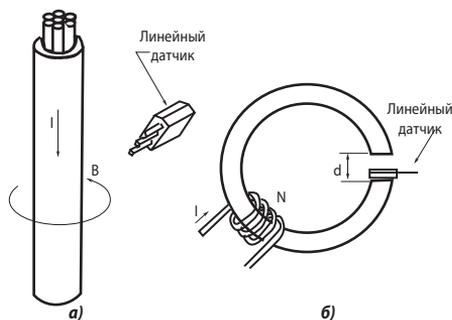


Рис. 10.82. Измерение тока с помощью датчиков Холла: а) с установкой датчика около провода, б) с установкой датчика в прорезь магнитопровода.

Чувствительность датчика тока может быть значительно увеличена путём использования концентратора магнитного потока в виде магнитопровода с прорезью, в которую помещается линейный датчик Холла (Рис. 10.82, б). В этом случае индукция магнитного потока через датчик

$$B = 12.57 \cdot 10^{-7} \frac{IN}{d}.$$

Специализированные ИМС для измерения тока

Один из примеров специализированной ИМС для измерения тока — CSA-1V фирмы Sentron. CSA-1V — интегральная схема, объединяющая датчик Холла с вертикальной структурой и схему обработки сигнала. Датчик изготавливается по обычной КМОП-технологии и содержит дополнительный ферромагнитный слой, который используется как концентратор магнитного потока, обеспечивающий повышение чувствительности датчика и отношения сигнал/шум примерно в 10 раз. CSA-1V выпускается в миниатюрном корпусе SOIC-8 для монтажа на печатную плату. Он обеспечивает преобразование величины магнитного потока, порождаемого током, протекающим по проводнику, расположенному вблизи датчика в пропорциональный ему аналоговый сигнал (напряжение). Датчик может воспринимать как постоянные, так и переменные токи частотой до 100 кГц.

Основной принцип измерения тока микросхемой CSA-1V состоит в преобразовании индукции магнитного поля, создаваемого током, протекающим по проводнику, расположенному вблизи от ИМС (Рис. 10.83, а), причём индукция определяется формулой (10.19).

Микросхема CSA-1V может использоваться для измерения тока в близко расположенном проводнике, как показано на Рис. 10.83, а, или протекающего по дорожке печатной платы, расположенной под ИМС (Рис. 10.83, б). Полярность выходного сигнала зависит от направления тока в проводнике и от того, выше или ниже корпуса ИМС располагается проводник с током.

Блок-схема датчика представлена на Рис. 10.84. CSA-1V имеет две конфигурации выхода: несимметричный (однополярный) выход (A_OUT) с выходным диапазоном 0...5 В и дифференциальный (A_OUT, CO_OUT), который обеспечивает диапазон 0...±2.5 В относительно внутреннего опорного напряжения.

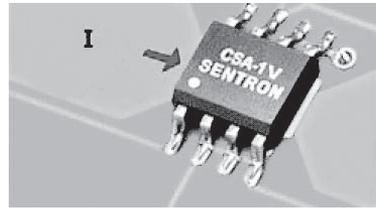
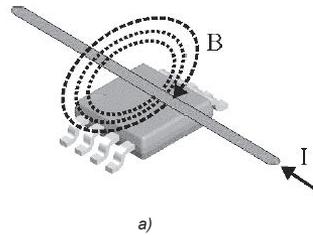


Рис. 10.83. Измерение тока с помощью микросхемы CSA-1V: а) проводник с током расположен над микросхемой, б) ток проходит по дорожке печатной платы под микросхемой.

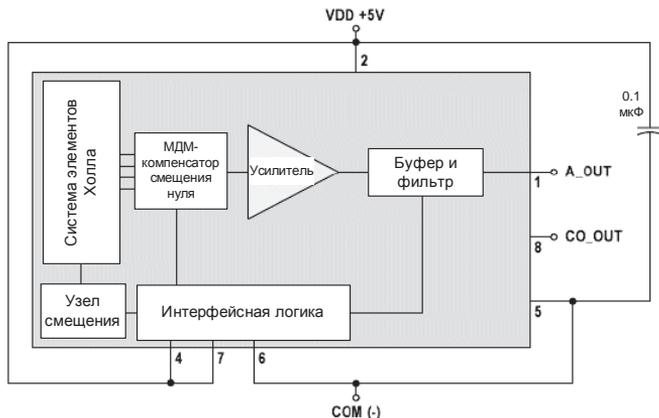


Рис. 10.84. Блок-схема датчика CSA-1V.

Зависимость выходного напряжения датчика от измеряемого тока есть функция расстояния между центром проводника и месторасположением чувствительного элемента в ИМС. Существенное влияние оказывает также форма проводника.

Область чувствительности ИМС расположена приблизительно на 0,3 мм ниже верхней грани корпуса микросхемы (см. Рис. 10.85). Выходной сигнал положителен, если вектор индукции \mathbf{B} направлен, как на Рис. 10.85.

На Рис. 10.86 показаны магнитные силовые линии для двух примеров проводников с током. Верхний проводник — провод с круглым сечением, а нижний — дорожка печатной платы под корпусом ИМС. Обратите внимание, что направление магнитных потоков для этих проводников различно при одинаковом направлении тока (из-за стрелки — к нам).

Дифференциальное выходное напряжение ИМС для круглого провода с током I ампер, расположенного над корпусом микросхемы может быть вычислено в вольтах по формуле

$$V_{\text{OUT(diff)}} \approx \frac{0,06 \cdot I}{d + 0,3 \text{ мм}}$$

где d — расстояние в мм от оси проводника до верхней грани корпуса ИМС.

Для тока, протекающего по дорожке печатной платы, проходящей симметрично под корпусом ИМС, аналогичная формула выглядит следующим образом

$$V_{\text{OUT(diff)}} \approx 0,04 \cdot I$$

Точность датчика определяется разбросом чувствительности ($\pm 3\%$) и смещением нуля (± 10 мВ). Влияние этих факторов может быть снижено системной калибровкой. Датчик обладает высокой линейностью (типично 0,1%) при индукции в пределах 5 мТл. Предел электрического насыщения — 8,3 мТл. Более полные сведения о CSA-1V и его применении можно найти в [10.29].

Интересное решение при создании малогабаритного, удобного в использовании датчика тока предложила фирма Allegro Microsystems. Новаторство заключается в объединении в одном корпусе всех составных элементов датчика: проводника, через который протекает измеряемый ток, датчика Холла, схемы усиления и коррекции измеренного сигнала. Инженеры компании Allegro Microsystems создали два конструктивно различных семейства — ACS75x (Рис. 10.87, а) и ACS70x, ACS71x (Рис. 10.87, б), — отличающихся величиной максимального измеряемого тока (см. Табл. 10.12).

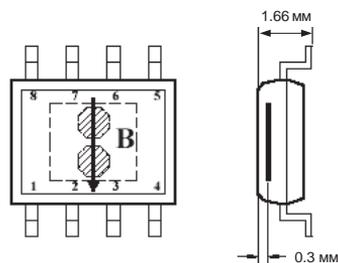


Рис. 10.85. Направление оси чувствительности и расположение чувствительного элемента в корпусе ИМС CSA-IV.

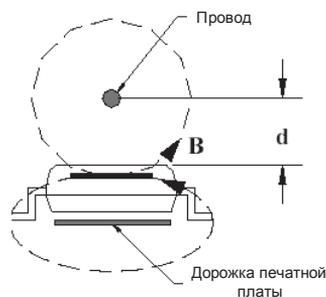


Рис. 10.86. Форма и направление магнитного поля при двух различных типах проводников.

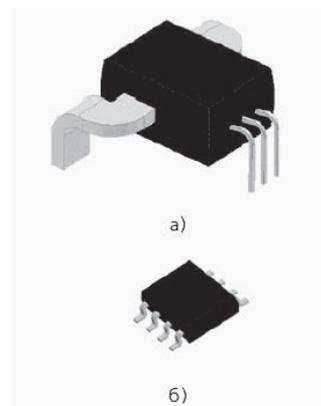


Рис. 10.87. Интегральные датчики тока фирмы Allegro Microsystems: а) семейства ACS75x, б) семейства ACS70x, ACS71x.

Таблица 10.12. Датчики тока фирмы Allegro Microsystems

Тип	Максимальный измеряемый ток [А]	Полоса пропускания [кГц]	Предел основной погрешности при 25°C	Сопротивление токовой цепи [мОм]
ASC704	$\pm 5, \pm 15$	50	1.5	1.5
ASC706	± 15	50	1.5	1.5
ASC712/4	$\pm 5, \pm 20, \pm 30$	80	1.5	1.2
ASC750	$\pm 50, \pm 75, \pm 100$	13	1.5	0.13
ASC754	$\pm 50, \pm 100, \pm 130, \pm 150, \pm 200$	35	1	0.1
ASC755	50 100 130, 150, 200	18 27 35	1	0.1
ASC756	$\pm 50, \pm 100$	120	2	0.13

В подгруппе датчиков, предназначенных для измерения больших токов, выделяются два семейства: двунаправленные датчики ACS754 и их однонаправленные аналоги, семейство ACS755. Блок-схема этих датчиков показана на **Рис. 10.88**. Устройства содержат высокоточную BiCMOS-схему датчика Холла с малой величиной смещения, концентратор магнитного потока (феррит) и проводник большого сечения из бескислородной меди, расположенный вблизи кристалла. Ток, проходящий через проводник, создаёт магнитное поле, возбуждающее ЭДС в датчике Холла, выходной сигнал которого усиливается

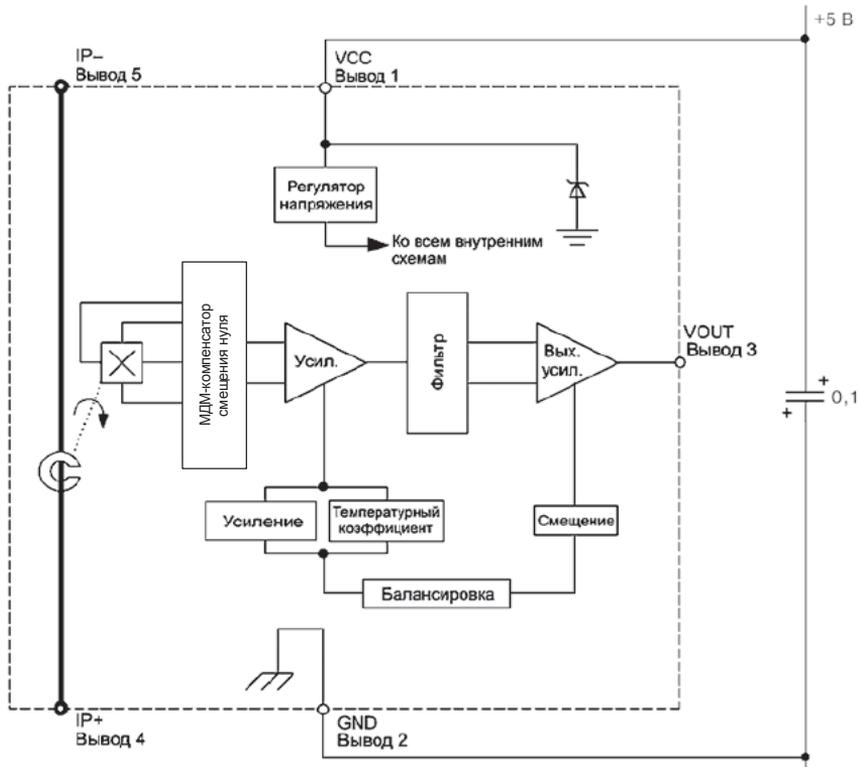


Рис. 10.88. Блок-схема датчиков тока семейства ACS754/5.

и поступает на выход. Для повышения точности преобразования датчик Холла размещён максимально близко к медному проводнику, который способен кратковременно выдерживать пятикратную перегрузку по току. Сопротивление между токовыми выводами составляет весьма малую величину, что обуславливает низкие потери энергии. Например, сопротивление токовой цепи 100-амперного датчика ACS754LSB-100 составляет 0.1 мОм (тип.). Стандартный шунт на такой ток имеет сопротивление 0.75 мОм. Следовательно, потери энергии в датчике ACS754LSB-100 будут в 7.5 раз ниже, чем в шунте.

При отсутствии тока напряжение на выходе однонаправленных датчиков ACS755 равно нулю, а на выходе приборов серий ACS750/4/6 — половине напряжения питания.

Детально параметры датчиков ACS75x можно рассмотреть на примере ИМС ACS756KCA-100:

- диапазон измеряемых токов: $-100 \dots 100$ А;
- однополярное питание: $3 \dots 5$ В;
- потребляемый ток: 10 мА;
- сопротивление между токовыми выводами: 0.15 мОм;
- прочность изоляции между токовыми выводами и измерительной схемой: 3 кВ;
- частотный диапазон: $0 \dots 120$ кГц;
- напряжение смещения: не более 2 мВ;
- нелинейность: не более 1%;
- рабочий диапазон температур: $-40 \dots +125$ °С.

Для измерения относительно низких токов величиной $0 \dots 30$ А можно использовать

датчики семейств ACS70x и ACS71x, выполненные в корпусе для поверхностного монтажа SO-8 (см. Рис. 10.87, б). Внутренняя структура этих датчиков схожа с устройством семейства ACS75x, однако имеются и отличия. Одно из наиболее существенных — отсутствие ферромагнитного концентратора в области размещения датчика Холла. Измерение величины магнитного потока производится в точке перегиба U-образного контура, по которому протекает измеряемый ток (Рис. 10.89). В этом случае практически полностью отсутствует магнитный гистерезис, достигающий у приборов семейства ACS750/4/6 0.5 А. Однако из-за отсутствия внутреннего концентратора магнитного поля датчики ACS70x и ACS71x гораздо более восприимчивы к внешним магнитным полям, способным привести к ошибке в измерениях. Если прибору предстоит работать в сильных магнитных полях, то необходимо правильно располагать датчики относительно направления магнитных силовых линий, либо применять экранирование полосами из мягкого ферромагнитного материала, например, пермаллоя, так как это показано на Рис. 10.90.

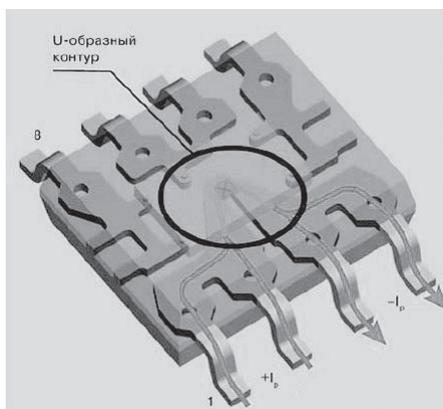


Рис. 10.89. Внутреннее устройство датчиков тока ACS70x и ACS71x.

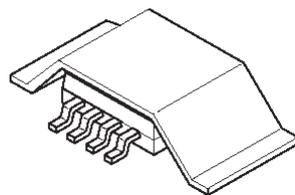


Рис. 10.90. Экранирование датчиков тока ACS70x и ACS71x.

Линейный датчик обратной связи по положению

Линейные датчики Холла могут быть использованы во многих видах позиционных приводов. Это иллюстрируется **Рис. 10.91**, где положение перемещаемой части, на которой закреплён магнит, устанавливается автоматически таким образом, чтобы разность между сигналом регулировки положения и сигналом датчика равнялась нулю.

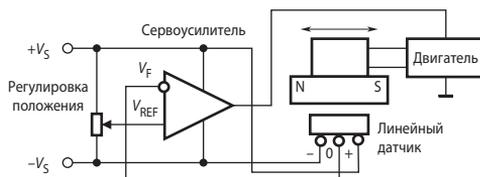


Рис. 10.91. Позиционный привод с датчиком Холла в обратной связи по положению.

Датчики угла поворота

В качестве датчиков угла поворота ещё недавно преобладали электромашинные или потенциометрические датчики. Датчики угла, использующие эффект Холла, отличаются от них высокой надёжностью вследствие отсутствия трущихся частей и скользящих контактов. Как следствие, они могут работать при значительно больших частотах вращения. Например, датчик на базе ИМС 2SA-10 допускает частоту вращения вала до 100000 об/мин.

При измерении угла поворота обычные одноэлементные датчики Холла в принципе не способны измерять углы поворота магнита за пределами $0 \dots 180^\circ$, в то время как для решения большого числа технических задач необходима информация об угловом положении в пределах $0 \dots 360^\circ$ и более. Измерения угла поворота вала можно осуществить, измерив магнитное поле постоянного магнита, помещённого во фронт датчика на вращающемся валу. Магнит генерирует поворачивающееся магнитное поле, параллельное поверхности чувствительного элемента. Измерение вдоль двух ортогональных осей позволяет вычислить угол в диапазоне $0 \dots 360^\circ$ с использованием функции арктангенса.

Чтобы измерить магнитное поле в двух ортогональных направлениях, необходимо, по крайней мере два датчика, помещённых ортогонально и в совокупности образующих двумерный (двухосевой) датчик.

В настоящее время разработано три конструктивных варианта двухосевых измерителей магнитного поля на базе эффекта Холла [10.28]:

- вертикальные элементы Холла;
- интегрированные ферромагнитные концентраторы (ИМК);
- планарные элементы Холла, объединённые в массив.

В *вертикальном датчике* Холла один из питающих токоподводов разделяется, и кремниевый кристалл датчика «разворачивается» так, чтобы токоподводы оказались в одной плоскости (**Рис. 10.92, а**). В результате измеряется составляющая магнитного поля, направленная параллельно плоскости токоподводов. Соотношение напряжений Холла между контактами S1 и S2, а также между S3 и S4 зависит от направления вектора индукции поля (**Рис. 10.92, б**).

Вертикальный двухосевой датчик Холла имеет крестообразную структуру, закреплённую на кремниевой подложке. Такая структура позволяет измерять X- и Y-составляющие магнитного поля с образованием синусно-косинусных сигналов, позволяющих однозначно вычислить угол поворота вала в диапазоне 360° (**Рис. 10.93**).

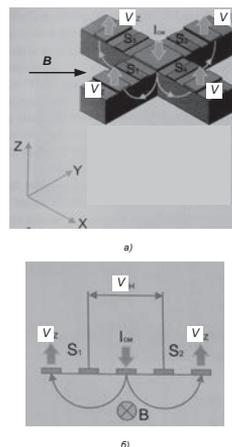


Рис. 10.92. Конструкция двухосевого вертикального датчика Холла (а) и принцип его действия (б).

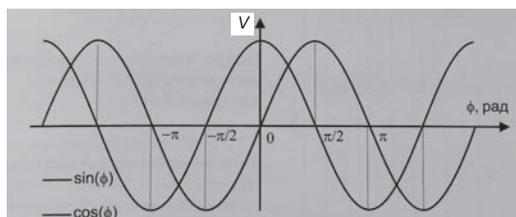


Рис. 10.93. Выходные сигналы датчика угла.

Конструкция двухосевых вертикальных элементов Холла реализована в датчиках VX22 и RCS2200 фирмы Novotechnik. Достигается точность $\pm 0.35^\circ$ с температурным коэффициентом угла менее $50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

Датчики угла с ИМК

Интегрированные магнитоцентрические диски (ИМК) из магнитомягких материалов с высокой магнитной проницаемостью и индукцией насыщения более 0.5 Тл преобразовывают внешнее магнитное поле, параллельное поверхности кристалла, в перпендикулярное, пригодное для его измерения планарным датчиком Холла, а также повышают индукцию, концентрируя магнитные силовые линии в области чувствительности датчика (Рис. 10.94, а). Эффективность концентрации зависит от диаметра ИМК (порядка 0.2...0.4 мм). Диапазон индукции ограничен насыщением ИМК ($< 1 \text{ Тл}$).

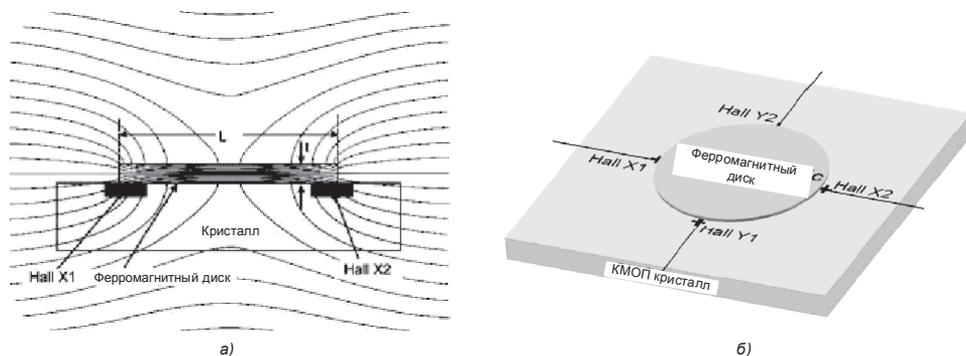


Рис. 10.94. Датчик угла с ИМК: а) распределение магнитного поля, б) конструкция датчика.

Чтобы получать синусный и косинусный выход, четыре чувствительных элемента Холла размещены крестообразно по периферии ИМК (Рис. 10.94, б). Этот принцип реализован в гибридных датчиках фирмы Sentron 2SA-10. Взаимное расположение датчика и постоянного магнита с валом показано на Рис. 10.95.

Датчики Холла с массивом планарных элементов

Ось вращения цилиндрического магнита центрирована с массивом измерительных элементов и является полюсом отсчета полярной системы координат для определения поворота оси симметрии магнита, специально предназначенного для монтажа на торце вала. Четыре планарных элемента Холла установлены на периферии постоянного магнита, по два для каждого ортогонального направления (Рис. 10.96). Эти эле-

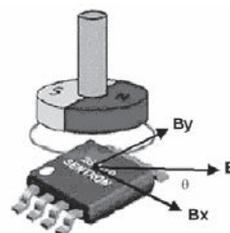


Рис. 10.95. Датчик угла поворота вала на базе 2SA-10.

менты измеряют вертикальные компоненты поля (Рис. 10.97). Такой принцип используется в датчиках угла фирм Asahi, Austriamicrosystems и др.

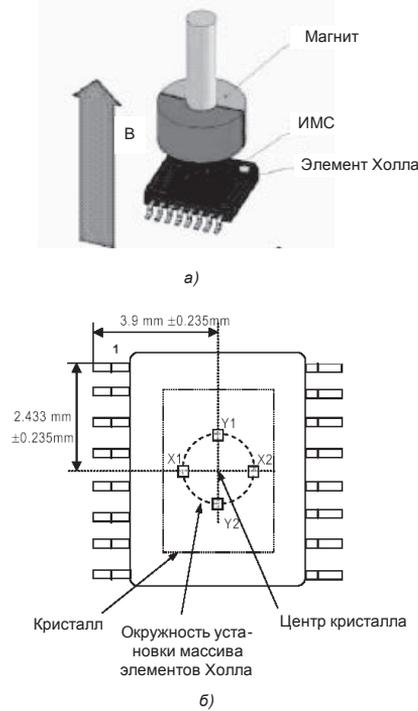


Рис. 10.96. Датчик угла с массивом планарных элементов Холла: а) взаимное расположение элементов датчика, б) размещение элементов Холла.

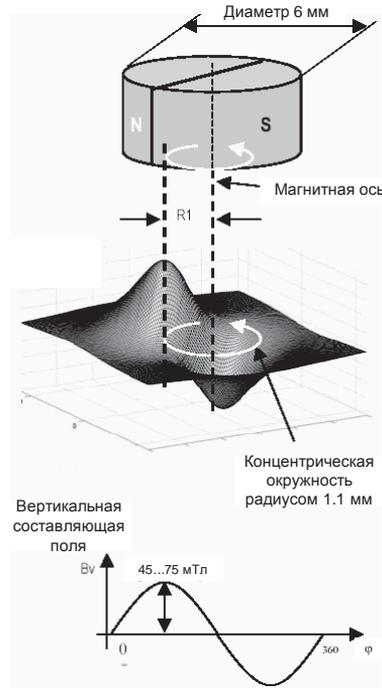


Рис. 10.97. Пространственное распределение вертикальной составляющей поля магнита над кристаллом.

Планарные датчики Холла лучше совмещаются со стандартными КМОП-технологиями, чем вертикальные. Это снижает производственные издержки.

С четырёх датчиков получают две противофазных пары ортогональных функций угла поворота ϕ , что позволяет повысить точность датчика, но повышает требования к вычислительной части. Блок-схема обработки сигналов элементов Холла в ИМС представлена на Рис. 10.98.

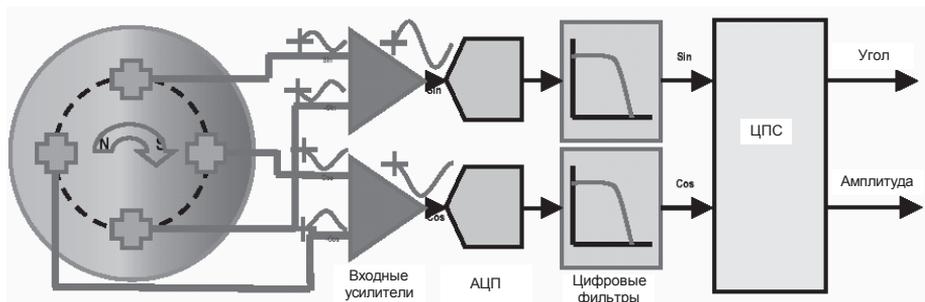


Рис. 10.98. Блок-схема обработки сигналов элементов Холла.

Примером ИМС датчика угла с массивом планарных элементов может служить микросхема AS5045 фирмы Austriamicrosystems. На **Рис. 10.99** приведена блок-схема этого устройства.

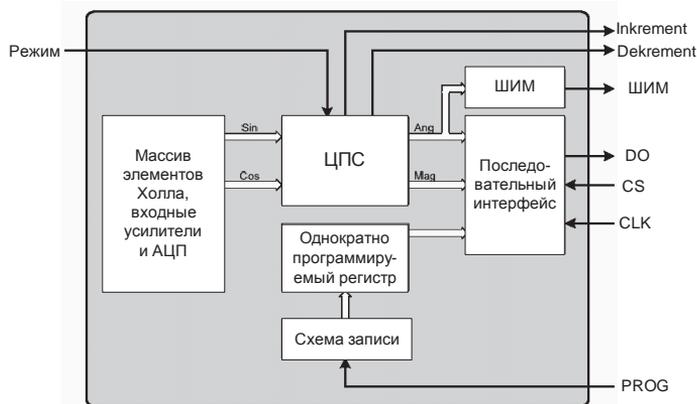


Рис. 10.99. Блок-схема ИМС AS5045.

Аналоговая часть представляет собой массив датчиков Холла с входными усилителями, выходные сигналы которых преобразуются в цифровой код с помощью четырёхканального АЦП. По кодам, пропорциональным двум ортогональным функциям угла, с учётом калибровочных констант, записываемых при калибровке в однократно программируемый массив регистров, цифровой процессор сигналов вычисляет угол поворота вала с магнитом и амплитуду сигнала. Код, пропорциональный углу, преобразуется в широтно-модулированные импульсы, поступающие на выход ШИМ. Кроме того, коды, соответствующие углу поворота вала и амплитуде магнитного поля, могут быть выведены посредством последовательного интерфейса. Для контроля положения магнита относительно ИМС можно использовать выводы Increment/Decrement (увеличение/уменьшение напряжённости магнитного поля, вызванное изменением расстояния между магнитом и микросхемой). Кроме того, эти же сигналы можно использовать для реализации функции бесконтактной кнопки.

Бесколлекторные двигатели постоянного тока

Бесколлекторные двигатели постоянного тока отличаются от обычных двигателей постоянного тока, имеющих коллекторно-щёточный узел, прежде всего тем, что коммутация секций якорной обмотки осуществляется электронной схемой, а не механическими скользящими контактами. Поэтому такие двигатели имеют гораздо большую надёжность и ресурс, требуют меньше обслуживания, почти не создают электромагнитных помех и могут использоваться при пониженном атмосферном давлении. **Рис. 10.100** показывает, как может быть получена информация о положении ротора для управления электронным коммутатором с помощью трёх датчиков Холла.

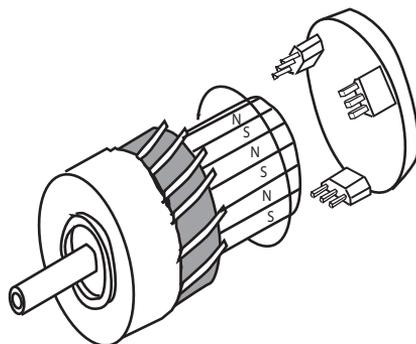


Рис. 10.100. Датчики положения ротора бесколлекторного двигателя постоянного тока.

Работа двигателя этого типа, представляющего собой по существу синхронный двигатель, основана на принципе самосинхронизации. Необходимую для работы датчиков Холла конфигурацию магнитного поля создают постоянные магниты, установленные на валу ротора. Датчики считывают угловую позицию вала и передают эту информацию схеме управления, которая обеспечивает своевременное отпирание и запираание силовых ключей электронного коммутатора обмоток статора. Для этой же цели могут быть использованы датчики угла поворота, рассмотренные выше.

Подобные датчики положения ротора используются и в системах векторного управления двигателями переменного тока (см. подраздел 9.10.4).

Расходомер

Существуют различные методы измерения расхода с использованием цифровых датчиков Холла, но принцип у них, как правило, общий: каждое изменение магнитного потока через датчик соответствует некоторой порции жидкости или газа, прошедшей через трубопровод. В примере, показанном на **Рис. 10.101**, магнитное поле создается постоянными магнитами, установленными на лопастях рабочего колеса. Рабочее колесо вращается потоком воды. Датчик выдает два импульса за оборот колеса.

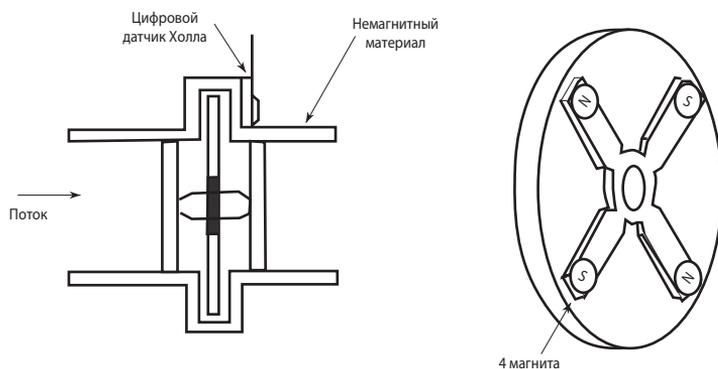


Рис. 10.101. Датчик расхода.

10.6.4. Основные характеристики и параметры датчиков Холла

Линейные датчики

Полная шкала выхода соответствует диапазону выходных напряжений, в котором нелинейность не выходит из заданных пределов. Определяется как часть напряжения питания.

Диапазон измеряемой индукции, устанавливаемый изготовителем в гауссах (гс) или миллitesлах (мТл).

Чувствительность, определяемая как крутизна характеристики преобразования в мВ/гс или мВ/мТл.

Погрешность линейности характеристики преобразования, определяемая так же, как и в подразделе 10.4.3. Указывается в процентах от полной шкалы.

Напряжение нуля магнитного поля — значение выходного напряжения, соответствующее отсутствию магнитного поля.

Температурный дрейф нуля — изменение напряжения нуля, вызванное изменением температуры. Указывается в %/°С от напряжения нуля, соответствующего 25°С.

Температурный дрейф чувствительности — изменение чувствительности, вызванное изменением температуры. Указывается в %/°С от напряжения полной шкалы, соответствующего 25°С.

Время отклика, определяется как время изменения выходного сигнала от 10% до 90% установившегося значения его приращения при скачкообразном изменении магнитного поля. Например, для ИМС серии SS94 типичное время отклика составляет 3 мкс.

Полоса пропускания f_s определяется по уровню снижения чувствительности на 3 дБ в режиме малого сигнала.

Цифровые датчики

Индукция включения — значение индукции, при которой происходит переход выходного напряжения датчика от НИЗКОГО уровня к ВЫСОКОМУ.

Индукция выключения — значение индукции, при которой происходит переход выходного напряжения датчика от ВЫСОКОГО уровня к НИЗКОМУ.

Время переключения — определяется как время изменения выходного сигнала от 10% до 90% его установившегося значения при скачкообразном изменении индукции. Сертифицируется отдельно для нарастания и спада магнитного поля.

В Табл. 10.13 приведены основные характеристики некоторых типов интегральных датчиков магнитного поля на эффекте Холла.

Таблица 10.13. Датчики магнитного поля

Линейные датчики							
Наименование	Диапазон [мТл]	Чувствительность [В/Тл]	Нелинейность [%]	Время отклика [мкс] (f_s [кГц])	Напряжение питания [В]	Ток потребления [мА]	Примечание
SS94A1	±50	50	0.8	3	6.6...12.6	13	Линейный датчик
SS495A	±67	31.2	1	(50)	4.5...10.5	7	Линейный миниатюрный 4 × 3 × 1.8 мм
AD22151	±500	4	0.1	(6)	4.5...6	6	Термокомпенсиров.
A1374	±24...±100	20...100	0.5	(20)	4.5...16	8.2	Программируемый
HAL 810	±30, ±100	—	0.5	8000	4.5...8.5	7	Цифровой и ШИМ выходы
HAL 824	±30, ±60, ±80, ±100	—	0.2	(1)	5	—	Цифровой и аналоговый выходы
Цифровые датчики							
Наименование	Индукция включения [мТл]	Индукция выключения [мТл]	Время переключения (нараст) [мкс]	Время переключения (спад) [мкс]	Напряжение питания [В]	Ток потребления [мА]	Примечание
SS111A	6	-6	1.5	1.5	3.8...30	10	Биполярный магнитный ключ
SS141A	11.5	2	1.5	1.5	3.8...30	10	Униполярный магнитный ключ
IGT101DC	—	—	15	1	4.5...24	10	Датчик поворота зубчатого колеса со встроенным магнитом смещения
A1141	8	6.5	0.5	0.5	3.5...24	3; 15	Двухвыводной униполярный токовый ключ
2SS52M	2.5	0.4	Частота переключения 100 кГц		3.8...30	10	Магниторезистивный датчик

Вопросы и задачи

1. Сравните характеристики полупроводниковых датчиков температуры с резистивными датчиками температуры и термопарами. Определите области применения всех этих датчиков.
2. Запишите уравнения, справедливые для схемы на **Рис. 10.3**, и найдите чувствительность датчика.
3. Определите внутреннее динамическое сопротивление датчика температуры AD592 (**Рис. 10.5**) при низких питающих напряжениях с учётом того, что его чувствительность (коэффициент преобразования) составляет $1 \text{ мкА}/^\circ\text{C}$, а коэффициент подавления влияния напряжения питания $K_{\text{SR}} = 0.5^\circ\text{C}/\text{В}$.
4. Какой из типов датчиков температуры предпочтителен для измерения на удалённых объектах — с выходом в виде напряжения или тока и почему?
5. Определите коэффициент подавления влияния напряжения питания K_{SR} датчика температуры LM335 (**Рис. 10.7**) при питании от источника напряжением 5 В через резистор сопротивлением 3 кОм.
6. Каким знаком температурного коэффициента сопротивления должен обладать терморезистор в ИМС AD22103 (**Рис. 10.11**), чтобы выполнялось соотношение (10.4)?
7. Почему цифровые датчики температуры изготавливают почти исключительно с последовательным интерфейсом?
8. Как влияет на статическую и динамическую ошибки измерения температуры плохой тепловой контакт датчика с контролируемым объектом?
9. Нарисуйте схему логометрического включения датчика ускорения.
10. Определите максимальную разрешающую способность акселерометра ADXL202 при его работе на микроконтроллер семейства MCS-51 с тактовой частотой 24 МГц.
11. В чём состоит преимущество применения в акселерометрах с ёмкостным датчиком усилителя напряжения перед усилителем заряда?
12. Определите динамический диапазон акселерометра ADXL105 (см. **Табл. 10.3**) при включении на его выходе ФНЧ с полосой пропускания 300 Гц.
13. Поясните механизм влияния линейного ускорения на выходной сигнал датчика угловой скорости.
14. В чём состоит преимущество кольцевых резонансных гироскопов перед микромеханическими гироскопами других типов?
15. Нужно ли удалять воздух из герметично запаиваемой полости датчика абсолютного давления?
16. Укажите источник температурного дрейфа нуля датчика давления типа X-ducer.
17. Как влияет на показания интегрального датчика абсолютной влажности повышение температуры окружающего воздуха?
18. Укажите причины температурного дрейфа параметров датчика Холла.
19. Может ли датчик Холла по схеме на **Рис. 10.77** использоваться в логометрической схеме включения?
20. Объясните механизм МДМ-компенсации смещения нуля в интегральных датчиках Холла.
21. Для чего переходная характеристика цифровых датчиков Холла имеет гистерезис?
22. Какие требования следует предъявлять к датчикам Холла, используемым в измерителях малых токов?
23. Каково минимальное количество элементов Холла в датчике угла с диапазоном $0 \dots 360^\circ$?

Литература к главе 10

1. Brokaw P. A simple three-terminal IC bandgap voltage reference // IEEE Journal of Solid State Circuits. — V. SC-9, December, 1974.
2. LM34/LM35 Precision Monolithic Temperature Sensors // National Semiconductor. — Application Note AN-460. October 1986. — 10 p.
3. Meijer G. C. An IC Temperature Sensor with an Intrinsic Reference // IEEE Journal of Solid State Circuits, V. SC-15, June, 1980. — PP. 370 — 373.
4. Гудинаф Ф. Интегральный акселерометр на ± 50 G с самоконтролем, реализованным на нагреваемом возбuditеле // Электроника, 1993, № 7—8. — С. 54—57.
5. Гудинаф Ф. Ёмкостный датчик ускорения, выполненный на основе сочетания объёмной и поверхностной микроструктур // Электроника, 1993, № 11—12. — С. 86—87.
6. Гудинаф Ф. Интегральный датчик ускорения для автомобильных надувных подушек безопасности // Электроника, 1991, № 16. — С. 7—14.
7. Doscher J. Accelerometer Design and Applications // Analog Devices. — 1998. — 61 p.
8. Серридж М., Лихт Т.П. Справочник по пьезоэлектрическим акселерометрам и преусилителям // Брюль и Кьер. — Март 1987. — 187 с.
9. Шитиков А. Цифровые датчики температуры от Dallas Semiconductor // Компоненты и технологии, 2001, № 3. — С. 116—120.
10. Pressure and Force Sensors. Piezoresistive Technology // Reference And Application Data. — Honeywell MICRO SWITCH Sensing and Control. — 1999. — 3 p.
11. Sense the Possibilities. Pressure Sensor Distributor Handbook // Motorola Corp. — 1996. — 31 p.
12. Волков В. Применение датчиков давления фирмы Motorola // Компоненты и технологии, 2000, № 6. — С. 58—60.
13. Humidity Sensor Theory And Behavior // Reference And Application Data. — Honeywell MICRO SWITCH Sensing and Control. — 1999. — 2 p.
14. Hall Effect Sensing and Application Book. — Honeywell MICRO SWITCH Sensing and Control. — 1999. — 117 p.
15. Трэвис Б. Интегральные датчики Холла // Инженерная микроэлектроника, — июль 1998 (№ 1). — С. 39-44.
16. Сысоева С. Автомобильные акселерометры. Часть 5. Перспективная элементная база поверхностных кремниевых ёмкостных MEMS-акселерометров // Компоненты и технологии, 2006, № 4. — С. 28—39.
17. Левашов Ю. Акселерометры компании MEMSIC, Inc. // Компоненты и технологии, 2005, № 6. — С. 44—47.
18. Мартыненко Ю. Г. Тенденции развития современной гироскопии // Соросовский образовательный журнал, 1997, № 11. — С. 120—127.
19. Apostolyuk V. Theory and design of micromechanical vibratory gyroscopes // MEMS/ NEMS Handbook. — Springer. — 2006, Vol.1. — P. 173—195.
20. Сысоева С. Автомобильные гироскопы // Компоненты и технологии, 2007, № 1. — С. 40—50.
21. Guohong He, Khalil Najafi. A Single-Crystal Silicon Vibrating Ring Gyroscope // MEMS 2002: micro electro mechanical systems, Las Vegas NV, 20—24 January 2002. — P. 718—721.
22. Juneau T., Pisano A. P., and Smith J. H. Dual axis operation of a micromachined rate gyroscope // Proc., IEEE 1997 Int. Conf. on Solid State Sensors and Actuators (Transducers '97), Chicago, June 16—19. — P. 883—886.
23. Шахнович И. МЭМС-гироскопы — единство выбора // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, технология, бизнес, 2007, № 1. — С. 76—85.

24. Потемкина Н.С. Калибровка чувствительного элемента как способ повышения точности гироскопической системы // http://vestnik.ifmo.ru/ntv/44/ntv_44.9.2.pdf.
25. Geen J., Krakauer D. New iMEMS Angular-Rate-Sensing Gyroscope // Analog Dialogue, 2003, V.37, № 03. — P. 1—4.
26. Иванов Е. Новые серии датчиков влажности Honeywell // Новости электроники, 2007, № 2. — С. 14—17.
27. Сысоева С. Автомобильные датчики давления. Эволюция технологий для массовых применений MAP/BAR // Компоненты и технологии, 2008, № 2. — С. 10—18.
28. Сысоева С. Автомобильные датчики положения. Современные технологии и новые перспективы. Часть 5. Новые перспективы бесконтактных измерений в диапазоне угла 360 градусов: снова датчики Холла — угловые магнитные энкодеры // Компоненты и технологии, 2005, № 6. — С. 34—41.
29. Operation and application of the Sentron CSA-1V-SO surface mount Current Sensor // Sentron a Melexis Company. — Application Note AN_102. — August 2004. — 14 p.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

L

LDO-стабилизатор — 266

N

n-p-n-стабилизатор — 262

S

SFDR — 455, 517

SINAD — 516

SNR — 455, 516

SPI-интерфейс — 512

T

THD — 455, 517

A

автоколебательный

мультивибратор — 145

автоматическая коррекция нуля

АЦП — 490

автоматическая регулировка

усиления — 207

автоматическая установка нуля — 29

адресуемый последовательный

интерфейс — 406

акселерометр — 554

~ объёмный — 556

~ плёночный — 555

~ поверхностной конструкции — 557

апертурная неопределённость — 477

апертурное время — 423, 477

АЦП

~ конвейерный — 482

~ многоступенчатый — 481

~ многотактного интегрирования — 488

~ многотактный — 484

~ параллельный — 480

~ последовательного
приближения — 486

~ последовательного счёта — 485

~ сигма-дельта — 491

~ с параллельным интерфейсом — 511

~ с последовательным
интерфейсом — 511

Б

биквадратный фильтр — 111, 205

В

векторное управление

электродвигателями — 537

время выборки — 426, 515

время преобразования АЦП — 485, 515

время релаксации — 241, 257

время установления — 455

~ опорного напряжения — 293

~ ЦАП — 455

входное сопротивление ОУ — 18

выбросы ЦАП — 456

выпрямитель прецизионный — 134, 244

высоковольтные ОУ — 44

выходное сопротивление ОУ — 19

выходные фильтры усилителей
класса D — 222

Г

генератор

~ импульсов — 234

~ управляемый напряжением — 236

~ сброса — 246

~ синусоидальных колебаний — 148

~ фазового угла — 467

гиратор — 94

гироскоп — 572

групповое время задержки — 115

Д

- датчик
 - ~ давления — 589
 - ~ обратной связи — 611
 - ~ относительной влажности — 595
 - ~ скорости течения газа — 548
 - ~ температуры
 - ~~ логометрический — 548
 - ~~ с выходом в виде напряжения — 546
 - ~~ с токовым выходом — 545
 - ~~ с цифровым выходом — 549
- ~ Холла — 598
 - ~~ линейный — 601
 - ~~ с вертикальной структурой — 601
 - ~~ цифровой — 603
 - ~~ дифференциальный — 600
- ~ угла поворота — 611
- ~ угловой скорости — 573
- двухполупериодный выпрямитель — 135
- делитель — 152
- делитель на ЦАП — 465
- демультиплексор — 405
- деформация спектра шума — 496
- децимация — 493
- джиттер — 247
- дизер — 524
- дисковые вибрационные гироскопы — 576
- дифференциальное включение ОУ — 10
- дифференциальный приёмник — 191
- дифференциальный сигнал — 8
- дифференциальный усилитель — 117
- дифференциальный усилительный каскад — 14
- дифференциатор — 79
- доминирующий полюс — 267
- ДОСТД — 324, 338, 378
 - ~ с управлением по пиковому току — 378
 - ~ с управлением по среднему току — 381
- драйверы
 - ~ IGBT-модулей — 373
 - ~ биполярного транзистора — 360
 - ~ дифференциальной линии — 189, 202
 - ~ МОП-транзистора — 361
 - ~ синхронных выпрямителей — 371

З

- заряд переключения — 415, 422
- защита ключа от короткого замыкания — 364

защита от пробоя затвора — 365

И

- идеальный операционный усилитель — 9
- измерение заряда — 153
- измерительный усилитель — 117
- изолирующие усилители — 211
- инвертирующее включение ОУ — 11
- инвертор
 - ~ мостовая схема — 318
 - ~ напряжения — 346
 - ~ нерегулируемый — 317
 - ~ нулевая схема — 318
 - ~ полумостовая схема — 318
- инжекция заряда — 424
- инклинометр — 562
- интегральные датчики
 - ~ температуры — 543
 - ~ тока — 607
- интегратор
 - ~ инвертирующий — 77
 - ~ на переключаемом конденсаторе — 428
 - ~ неинвертирующий — 94
- интермодуляционные искажения — 39, 517
- источник опорного напряжения
 - ~ на полевых транзисторах — 285
 - ~ на стабилитроне — 279
 - ~ на ширине запрещённой зоны — 281
- источник тока
 - ~ с заземлённой нагрузкой — 86
 - ~ с незаземлённой нагрузкой — 82
 - ~ с транзистором — 89

К

- камертонные гироскопы — 574
- каскадная схема — 16
- кодек — 531
- кольцевые резонансные гироскопы — 577
- коммутатор
 - ~ КМОП — 401
 - ~ матричный — 407
 - ~ на биполярных транзисторах — 400
 - ~ параллельный — 399
 - ~ последовательно-параллельный — 399
 - ~ последовательный — 399
 - ~ с последовательным управлением — 403
 - ~ Т-образный — 414
- компандирование — 531

компаратор — 226
 ~ время переключения — 247
 ~ выходные каскады — 228
 ~ двухпороговый — 232
 КОСС — 227
 коэффициент
 ~ ослабления синфазного сигнала — 29
 ~ подавления пульсаций — 271, 292
 ~ стабилизации — 271, 277, 279
 ~ стабилизации ИОН — 289
 ~ стоячей волны напряжения — 179
 ~ шума — 37

Л

ЛАЧХ — 20
 логарифмирующий преобразователь — 128
 логические схемы — 238
 ЛФЧХ — 20

М

магистральный усилитель — 190
 матрица постоянного импеданса — 436
 мегаомметр — 173
 микроконвертор — 527
 микромощные ОУ — 43
 многофазные преобразователи — 308
 модель индуктивности — 95
 модулятор сигма-дельта — 502
 модуляция
 ~ частотно-импульсная — 303
 ~ широтно-импульсная — 303
 монотонность — 454, 515
 мостовая схема — 158
 мостовое включение выходов ОУ — 56
 мощностная полоса пропускания — 39
 мощные ОУ — 44
 мультивибратор
 ~ автоколебательный — 233, 257
 ~ с кварцевым резонатором — 235
 мультиплексор
 ~ с последовательным интерфейсом — 405

Н

неинвертирующее включение ОУ — 12
 нелинейность — 514
 непадение кодов — 514

низковольтная дифференциальная логика — 252
 ноль-орган — 232

О

ограничитель — 140
 одновибратор — 146, 240
 однополупериодный выпрямитель — 134
 оптореле — 410
 относительная длительность импульса — 303
 отношение сигнал/шум — 39
 отрицательная обратная связь — 8
 ОУ с обратной связью по току — 183
 охранное кольцо — 51

П

параллельный ИОН — 283
 передаточный импеданс ОУ — 185
 передискретизация — 441, 493
 перемножитель — 150
 ~ на ЦАП — 465
 переходные характеристики ОУ — 22
 пиковый детектор — 154
 ПНН-преобразователь — 330
 ПНТ-преобразователь — 330
 погрешность полной шкалы — 514
 погрешность смещения нуля — 514
 полоса Найквиста — 474
 полосно-подавляющий фильтр — 102
 полосовой фильтр — 101
 Преобразователь
 ~ SEPIC — 315
 ~ Кука — 314
 ~ напряжение-частота — 500
 ~ обратногохода — 327, 337
 ~ прямохода — 324
 ~ ёмкость-код — 540
 ~ отрицательного сопротивления — 93
 ~ среднеквадратичного значения — 167
 ~ тока — 168
 ~ ток-напряжение — 81
 приоритетный шифратор — 480
 прямой цифровой синтез — 467
 пьезоэлектрические гироскопы — 579

Р

разрешающая способность — 513
 расходомер — 615

режекторный фильтр — 103
 режим
 ~ непрерывного тока — 305
 ~ прерывистого тока — 305, 383
 резонансный контроллер — 334
 релаксационные генераторы — 145
 релейный регулятор — 303

С

самоустановка нуля ОУ — 48
 секвенсор — 245
 селективный фильтр — 102
 сигма-дельта-аудиоАЦП — 497
 сигма-дельта-АЦП высокого разрешения — 499
 сигма-дельта-модулятор — 218, 492
 сила Кориолиса — 574
 синфазный сигнал — 8
 синхронный выпрямитель — 307, 311
 системы сбора данных — 525
 сквозное прохождение сигнала — 430
 скорость нарастания — 456
 смещение нуля ОУ — 29
 смещение ОУ — 64
 субгармонические автоколебания — 379
 субдискретизация — 476
 сумматор — 76
 супервизор — 247
 схема умножения ёмкости — 96

Т

таймер — 255
 ~ многотактный — 259
 температурные дрейфы ОУ — 33
 температурный компаратор — 551
 температурный коэффициент напряжения — 271, 280, 289
 тензорезистивный эффект — 599
 тепловая защита — 264
 тепловой гистерезис — 290
 термодатчик — 164
 термопара — 163
 термостат — 547
 токи утечки — 51
 токовая логика — 252
 токовое зеркало — 15
 ток утечки канала — 413
 трансформаторный датчик тока — 172
 трансформатор постоянного напряжения — 317

У

удвоитель напряжения — 346
 усиление выходного тока ОУ — 55
 усилители класса D — 215
 усилитель
 ~ масштабирующий — 74
 ~ с активной обратной связью — 123
 устойчивость ОУ — 20
 устройство выборки-хранения — 420

Ф

фильтр
 ~ Баттерворта — 100
 ~ Бесселя — 100
 ~ верхних частот — 101
 ~ Кауэра — 100
 ~ нижних частот — 98
 ~ Рауха — 105
 ~ с переключаемыми конденсаторами — 429
 ~ Саллена-Ки — 104
 ~ фазовый — 114
 ~ Чебышева — 100
 фильтры на интеграторах — 111
 функциональный генератор — 149

Ц

ЦАП

~ в униполярном включении — 464
 ~ на дифференциальных ключах — 438
 ~ на источниках тока — 437
 ~ сигма-дельта — 501
 ~ с инверсной матрицей — 443
 ~ с интерполяционными фильтрами — 441
 ~ с параллельным интерфейсом — 452
 ~ с последовательным интерфейсом — 451
 ~ с сегментацией — 439
 ~ с суммированием весовых токов — 435, 442
 ~ с суммированием зарядов — 445
 ~ с суммированием напряжений — 446
 ~ с широтно-импульсной модуляцией — 449
 цепи нормализации — 506
 цифровой интерфейс АЦП — 509
 цифровой потенциометр — 446

Ч

- частота
 - ~ обновления — 455
 - ~ отсчётов фильтра — 499
- частотные характеристики — 20

Ш

- шаг хранения — 425
- широотно-импульсная модуляция — 216
- широотно-импульсный модулятор — 243
- шум
 - ~ опорного напряжения — 291
 - ~ квантования — 478
- шумы операционных усилителей — 34

Э

- эквивалентное последовательное сопротивление — 269
- экспоненциальный преобразователь — 133
- электронные счётчики энергии — 531
- эффективная разрядность — 493
- эффект Миллера — 361

Я

- ячейка Брокау — 544
- ячейка Мейджера — 544

Книги издательства «ДМК Пресс» можно заказать в торгово-издательском холдинге «Планета Альянс» наложенным платежом, выслав открытку или письмо по почтовому адресу:
115487, г. Москва, проспект Андропова, д. 38.
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 интернет-магазине: **www.aliants-kniga.ru**.
Оптовые закупки: тел. **(499) 782-38-89**.
Электронный адрес: **books@aliants-kniga.ru**.

Волович Георгий Иосифович

**Схемотехника аналоговых и
аналогово-цифровых электронных устройств**

4-е издание, переработанное и дополненное

Главный редактор *Мовчан Д. А.*
dmkpress@gmail.com

Формат 70×100 1/16.
Гарнитура «Петербург». Печать офсетная.
Усл. печ. л. 39. Тираж 100 экз.

Сайт издательства: www.dmk.rf
