

**В. А. ГАЛОЧКИН**



# **СХЕМОТЕХНИКА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ**

*И* «Инфра-Инженерия»

**В. А. Галочкин**

**СХЕМОТЕХНИКА  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ  
УСТРОЙСТВ**

Учебник

Москва Вологда  
«Инфра-Инженерия»  
2023

УДК 621.38  
ББК 32.844.1  
Г16

Р е ц е н з е н т ы :

д. т. н., профессор *А. И. Тяжев*

(Поволжский государственный университет  
телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), г. Самара);

к. т. н., с. н. с. *А. М. Плотников*

(Российский научно-исследовательский институт радио им. Кривошеева  
(НИИР), г. Москва – Самарское отделение НИИ радио (СОНИИР) г. Самара)

**Галочкин, В. А.**

**Г16** Схемотехника радиотехнических устройств : учебник / В. А. Галочкин. –  
Москва ; Вологда : Инфра-Инженерия, 2023. – 332 с. : ил., табл.  
ISBN 978-5-9729-1470-8

Рассмотрены основные вопросы организации и построения систем и линий радиосвязи, радиовещания и телевидения, сотовые сети радиосвязи стандарта GSM, радиосвязь через Интернет, системы GPS и ГЛОНАСС, беспроводная локальная сеть Wi-Fi, стандарты беспроводных сетей Bluetooth, принципы радиолокации. Исследуются принципы построения и схемотехника базовых узлов радиотехнических устройств: входных цепей, усилителей радиочастоты, амплитудных, частотных и фазовых детекторов, усилителей низкой частоты, систем авторегулирования усиления, систем автоматической подстройки частоты и др. Приведены примеры расчетов устройств, а также примеры их схемотехнического компьютерного моделирования.

Для студентов телекоммуникационных и радиотехнических специальностей дневной и заочной формы обучения, а также для инженерно-технических работников, изучающих электронику и схемотехнику.

УДК 621.38  
ББК 32.844.1

ISBN 978-5-9729-1470-8

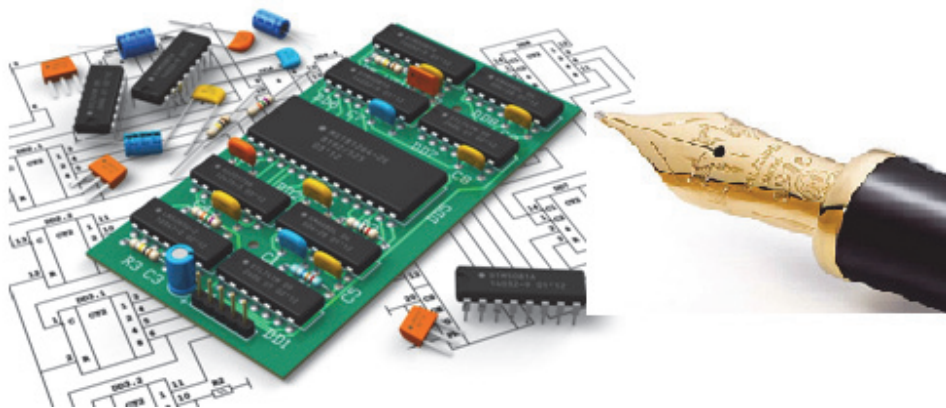
© Галочкин В. А., 2023

© Издательство «Инфра-Инженерия», 2023

© Оформление. Издательство «Инфра-Инженерия», 2023

Три стадии признания научной истины: первая – «это абсурд»,  
вторая – «в этом что-то есть»,  
третья – «это общеизвестно».  
Эрнест Резерфорд

Думать надо было на I и II курсах,  
на III надо уже знать!  
Из книги «Ученые шутят»





## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие		11
Введение	<a href="https://t.me/it_books/2">https://t.me/it_books/2</a>	14
<b>РАЗДЕЛ I. РАДИОСВЯЗЬ. НАЗНАЧЕНИЕ. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ И ЛИНИЙ РАДИОСВЯЗИ</b>		
<b>Тема 1. Общие принципы организации радиосвязи. Назначение, классификация, основные типы радиоприемных устройств</b>		
1.1. Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения		19
1.2. Спутниковые системы радиосвязи для рынка информационных услуг для коллективных и индивидуальных пользователей		22
1.3. Сотовые сети радиосвязи стандарта GSM		23
1.4. Радиосвязь через Интернет		25
1.5. Системы GPS и ГЛОНАСС		27
1.6. Беспроводная локальная сеть Wi-Fi		28
1.7. Стандарт беспроводных сетей Bluetooth		31
1.8. Радиолокация [60]		34
1.9. Назначение, классификация и структурные схемы радиоприемных устройств		36
1.9.1. Назначение и классификация радиоприемных устройств		36
1.9.2. Структурные схемы радиоприемников		38
1.10. Основные типы радиоприемных устройств		42
1.10.1. Радиовещательные приемники		42
1.10.2. Магистральные приемные устройства		44
1.10.3. Приемники цифровых данных		48
1.10.4. Приемники сотовой связи		52
1.10.5. Радиолокационные приемники		54
<i>Контрольные вопросы по разделу I</i>		56
<b>РАЗДЕЛ II. СХЕМОТЕХНИКА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ. КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ</b>		
<b>Тема 2. Технические характеристики радиоприемных устройств</b>		
2.1. Чувствительность		57
2.2. Коэффициент шума и шумовая температура приемника		59
2.2.1. Определения коэффициента шума		59

2.2.2. Определение шумовой мощности, поступающей на вход приемника от антенны	62
2.2.3. Связь коэффициента шума приемника с параметрами его отдельных каскадов	63
2.2.4. Связь коэффициента шума и чувствительности	64
2.3. Селективность	65
2.4. Стабильность характеристик приемника	67
2.5. Искажения сигнала в приемнике. Динамический диапазон	68
<i>Контрольные вопросы по теме</i>	73
<b>Тема 3. Схемотехника входных цепей радиоприемника</b>	74
3.1. Назначение, структура и классификация входных цепей	74
3.2. Варианты схем входных цепей	76
3.2.1. Одноконтурная входная цепь с внешнеемкостной связью с антенной	76
3.2.2. Входная цепь с двухконтурным полосовым фильтром и трансформаторной связью с антенной	76
3.2.3. Входная цепь с дискретным конденсатором	77
3.2.4. Входная цепь с варикапной настройкой	78
3.3. Примеры схем входных цепей	80
3.4. Способы перекрытия диапазона частот (особенности)	81
3.5. Коэффициент передачи, селективность и полоса пропускания одиночного колебательного контура входной цепи	83
3.6. Определение затухания и емкости, вносимых в контур следующим каскадом	87
3.7. Входная цепь при связи с настроенной антенной	89
<i>Контрольные вопросы по теме</i>	91
<b>Тема 4. Схемотехника резонансных усилителей радиочастоты</b>	92
4.1. Назначение, классификация и требования к резонансным усилителям	92
4.2. Варианты схем резонансных усилителей на невзаимных усилительных элементах	93
4.3. Эквивалентная схема невзаимного усилительного элемента	96
4.4. Анализ одноконтурного резонансного усилителя с автотрансформаторным включением колебательного контура	98
4.5. Влияние внутренней обратной связи через усилительный прибор на устойчивость работы резонансного усилителя	101
4.6. Способы повышения устойчивости усилителей	106
4.7. Полосовые усилители	107
4.7.1. Двухкаскадный усилитель с одиночными взаимно расстроенными контурами (расстроенная пара)	107
4.7.2. Усилитель с двухконтурным полосовым фильтром	110

4.8. Усилитель с электромеханическим фильтром	111
4.9. Усилитель с кварцевым фильтром	112
4.10. Усилитель с фильтром на поверхностных акустических волнах	113
<i>Контрольные вопросы по теме</i>	115
<b>Тема 5. Схемотехника преобразователей частоты</b>	115
5.1. Назначение, основные требования и классификация преобразователей частоты	115
5.2. Варианты схем преобразователей частоты	119
5.3. Частотная характеристика ПЧ	124
5.4. Свисты в преобразователях	125
5.5. Одноручечная настройка приемника. Сопряженная настройка	126
<i>Контрольные вопросы по теме</i>	129
<b>Тема 6. Схемотехника амплитудных детекторов</b>	130
6.1. Назначение амплитудных детекторов	130
6.2. Диодные амплитудные детекторы	132
6.3. Последовательный амплитудный диодный детектор в режиме детектирования сильного сигнала	135
6.4. Эмиттерный детектор	139
6.5. Диодный детектор с удвоением напряжения	140
6.6. Синхронный амплитудный детектор на операционном усилителе	141
6.7. Входное сопротивление последовательного диодного АД	142
6.8. Параллельный диодный детектор	144
6.9. Нелинейные искажения при детектировании АМ колебаний	145
6.9.1. Искажения из-за нелинейности ВАХ	145
6.9.2. Искажения из-за большой постоянной времени нагрузки	145
6.9.3. Искажения из-за соизмеримости частоты модуляции $F$ и частоты несущей	146
6.9.4. Искажения из-за разделительного конденсатора	147
6.9.5. Искажения, обусловленные различием сопротивлений нагрузки амплитудного детектора по постоянному и переменному току	148
6.10. Работа амплитудного детектора при воздействии двух колебаний	149
6.11. Детектирование радиоимпульсов	152
6.12. Пиковый детектор	154
<i>Контрольные вопросы по теме</i>	156
<b>Тема 7. Схемотехника амплитудных ограничителей</b>	157
7.1. Амплитудные ограничители. Назначение. Виды ограничителей	157
7.2. Варианты построения амплитудных ограничителей	160

7.2.1. Амплитудный ограничитель с односторонним ограничением и переменной отсечкой	160
7.2.2. Двусторонний амплитудный ограничитель	162
<i>Контрольные вопросы по теме</i>	163
<b>Тема 8.</b> Схемотехника детекторов угловой (фазовой) модуляции	164
8.1. Аналоговые фазовые детекторы. Балансный диодный фазовый детектор	164
8.2. Кольцевой фазовый детектор	165
8.3. Ключевой фазовый детектор	167
<i>Контрольные вопросы по теме</i>	169
<b>Тема 9.</b> Схемотехника частотных детекторов	169
9.1. Назначение, основные характеристики частотных детекторов	169
9.2. Принципы частотного детектирования	171
9.2.1. Частотный детектор с использованием преобразователя частотно-модулированного сигнала в АЧМ сигнал	172
9.2.2. Частный детектор с использованием фазосдвигающей цепи	173
9.3. Варианты построения аналоговых частотных детекторов	176
9.3.1. Балансный детектор со связанными контурами	176
9.3.2. Балансный диодный частотный детектор с взаимно расстроенными контурами	179
9.3.3. Дробный частотный детектор (детектор отношений)	181
9.3.4. Мультипликативный частотный детектор	187
<i>Контрольные вопросы по теме</i>	190
<b>Тема 10.</b> Схемотехника регулировок в радиоприемниках	191
10.1. Назначение и виды регулировок в РПУ	191
10.2. Принцип действия, классификация систем автоматической регулировки усиления (АРУ)	191
10.3. Структурные электрические схемы АРУ	194
10.3.1. Обратная АРУ	194
10.3.2. Прямая АРУ	195
10.3.3. Смешанная (комбинированная) АРУ	196
10.3.4. Режимная АРУ	196
10.4. Варианты схем электронных регуляторов усиления	198
10.4.1. Регулятор усиления на полевом транзисторе	198
10.4.2. Регулятор усиления на основе трехтранзисторного дифференциального каскада	199
10.4.3. Регулятор усиления изменением глубины отрицательной обратной связи	200

10.4.4. Регулятор усиления на операционном усилителе с дискретной коммутацией резисторов, включенных в цепь обратной связи	201
10.4.5. Регулятор усиления на основе делителя напряжения с регулируемым коэффициентом усиления	201
10.5. Характеристика регулирования простой обратной АРУ	202
10.6. Регулировка полосы пропускания	204
10.7. Частотная автоматическая подстройка частоты	205
10.7.1. Классификация устройства автоматической подстройки	206
10.7.2. Характеристика регулирования системы АПЧ	211
10.8. Фазовая автоматическая автоподстройка частоты	217
10.8.1. Структурная схема додетекторного тракта приемника с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ). Фазовый портрет	217
10.8.2. Характеристика регулирования системы ФАПЧ	219
<i>Контрольные вопросы по теме</i>	220

### **РАЗДЕЛ III. СХЕМОТЕХНИКА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ. РАСЧЕТЫ** 222

<b>Тема 11. Расчеты базовых узлов радиоприемного устройства</b>	222
11.1. Расчет входной цепи с внешнеемкостной связью с антенной	222
11.1.1. Исходные данные для расчетов и моделирования	222
11.1.2. Расчет величины резонансного коэффициента передачи входной цепи	224
11.1.3. Расчет резонансных характеристик	226
11.1.4. Расчет полосы пропускания контура	226
11.1.5. Расчет абсолютных расстройек контура при изменении емкости антенны	229
11.2. Расчет усилителя радиочастоты	230
11.2.1. Исходные данные. Выбор режима усилительных элементов	230
11.2.2. Расчёт основных элементов УРЧ	235
11.2.3. Определение коэффициент передачи УРЧ	238
11.3. Расчет преобразователя частоты	239
11.3.1. Выбор усилительных элементов и режимов их работы	239
11.3.2. Расчет смесителя	240
11.3.3. Расчет избирательности по соседнему каналу	242
11.3.4. Выбор схемы гетеродина и его расчет	245
11.4. Расчет частотного детектора	250
11.5. Расчет усилителя мощности звуковой частоты	253

11.5.1. Принципиальная схема и исходные данные для расчетов	253
11.5.2. Расчет режимов и элементов схемы	255
<i>Контрольные вопросы по разделу III</i>	268
<b>РАЗДЕЛ IV. СХЕМОТЕХНИКА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ТЕОРЕТИЧЕСКИХ РАСЧЕТОВ. МОДЕЛИРОВАНИЕ</b>	270
<b>Тема 12. Экспериментальные исследования базовых узлов и системы автоматической подстройки частоты радиоприемного устройства</b>	270
12.1. Общие методические указания по выполнению экспериментального исследования в системе «Elektronics Workbench» (EWB)	270
12.2. Моделирование входной цепи	277
12.2.1. Определение величины резонансного коэффициента передачи входной цепи и его зависимости от частоты	277
12.2.2. Исследование характеристик резонансных контуров входной цепи	279
12.2.3. Определение полосы пропускания контура	280
12.2.4. Определение зависимости абсолютных расстроек контура входной цепи от изменения емкости эквивалента антенны	282
12.2.5. Измерение селективности по зеркальному каналу и по каналу промежуточной частоты резонансного контура входной цепи	282
12.3. Моделирование преобразователей частоты	283
12.3.1. Моделирование преобразователя частоты на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде	283
12.3.2. Моделирование преобразователя частоты на основе диодного кольцевого балансного смесителя	286
12.4. Моделирование частотных детекторов	289
12.4.1. Моделирование дробного частотного детектора (детектора отношений)	289
12.4.2. Моделирование мультипликативного частотного детектора (МЧД)	293
12.5. Моделирование системы автоматической подстройки частоты радиоприемного устройства	297
12.5.1. Краткое описание принципиальной схемы	297
12.5.2. Краткое описание структурной схемы	300



12.5.3. Проверка настройки гетеродина и преобразователя частоты	303
12.5.4. Проверка настройки частотного детектора	305
12.5.5. Определение полос захвата и удержания АПЧ	305
12.5.6. Построение характеристики регулирования АПЧ	307
12.6. Моделирование усилителя радиочастоты	309
12.6.1. Принципиальная схема УРЧ и исходные данные	309
12.6.2. Порядок моделирования УРЧ	310
12.6.3. Анализ АЧХ усилителя	314
12.6.4 Анализ результатов моделирования	317
<i>Контрольные вопросы по разделу II</i>	318
<b>Заключение.</b> Перспективы развития радиотехнических устройств	319
<b>Список литературы</b>	321
<b>Список сокращений и обозначений</b>	327

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Данная работа написана на основе тридцатилетнего опыта работы автора в НИИ по разработке, внедрению и эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры и более чем двадцатилетнего опыта преподавания радиотехнических дисциплин в вузах.

На основании анализа многолетней работы со студентами автором сделан акцент на основные вопросы, вызывающие трудности у студентов при освоении дисциплины по схемотехнике радиотехнических устройств – при выполнении проектных работ, лабораторных работ, при проведении практических занятий, при сдаче зачетов и экзаменов.

Автор считает, что до изучения дисциплины «Схемотехника» (любых направлений подготовки, в том числе и по радиотехнике) читателем уже освоены минимально необходимые (базовые) знания по электронике, изучены основы усиления сигналов, виды модуляции и др. Освоено умение использования прикладных программ и т. д.

Общие принципы построения и схемотехника электронных усилителей и устройств на базе усилителей, вопросы применения отрицательной обратной связи, схемотехника операционных усилителей, активных фильтров на их основе, схемотехника применения положительной обратной связи и, соответственно, построение генераторов, компараторов, а также схемотехника цифровых базовых элементов радиотехнических устройств рассмотрены автором в работах [1–11, 13–17].

В данной работе рассмотрены вопросы организации и построения систем и линий радиосвязи, радиовещания и телевидения, сотовые сети радиосвязи стандарта GSM, радиосвязь через Интернет, системы GPS и ГЛОНАСС, беспроводная локальная сеть Wi-Fi, стандарты беспроводных сетей Bluetooth, принципы радиолокации. Общим, наиболее распространенным, специфическим по назначению устройством в таких разделах радиотехники как радиосвязь, радиовещание, радиолокация, радионавигация, телевидение, мультимедийные и связные системы, системы радиоуправления, системы радиоэлектронной борьбы и т. д. являются радиоприемные устройства. Поэтому в данной работе исследуется схемотехника базовых элементов радиоприемных устройств, даны примеры расчетов и приведены примеры их схемотехнического компьютерного моделирования:

- входных цепей;
- усилителей радиои промежуточной частоты;
- преобразователей частоты;
- ограничителей;
- амплитудных и частотных детекторов;

- устройств автоматической регулировки усиления;
- устройств автоматической подстройки частоты.

Автор не ставил задачу дать подробные технические характеристики современных (уже разработанных или находящихся на стадии освоения) или перспективных радиотехнических устройств. Рассматриваются только принципы их построения и функционирования.

Для каждого теоретического раздела приведены методические разработки по проведению расчетов, методические разработки по выполнению соответствующих лабораторных и практических работ [5–7, 14–17]. Такое изложение материала, по мнению автора, способствует лучшему освоению студентами основных положений теории.

Материалы, на базе которых написан данный учебник [18–21] успешно используются и при изучении других дисциплин. Лабораторные и практические работы по исследованию амплитудных и частотных детекторов, устройств автоматической регулировки усиления, систем автоматической подстройки частоты уже используются или могут быть использованы при изучении таких дисциплин, как «Основы теории управления», «Теория управления и радиоавтоматика», «Радиоавтоматика», «Технические средства автоматизации и управления», «Теория автоматического управления».

В данном учебнике анализ построения и работы основных узлов радиотехнических устройств предлагается выполнять путем моделирования с использованием прикладных программ «Elektronics Workbench (EWB) и «Multisim» [22, 53, 54]. Такое решение наиболее полно приближает образовательный процесс к удовлетворению требований ФГОС ВО.

При моделировании электронные схемы представляются математической моделью, под которой понимается система уравнений, описывающая процессы в схеме. Однако использование компьютеров при моделировании не освобождает студентов от анализа полученных материалов. Этот анализ, может быть, успешными только в том случае, если студент хорошо понимает физическую сущность процессов, происходящих в разрабатываемой схеме, и осознает технические ограничения ее реализации [23].

Небольшое замечание по вопросу изучения аналоговых и цифровых устройств.

Несмотря на доминирование цифровых электронных компонентов, процентная доля аналоговых устройств на рынке электроники составляет 20–25 %. Это означает, что квалифицированные специалисты по аналоговой схемотехнике будут востребованы еще многие годы.

Американские специалисты считают, что для выпускников вузов, решивших специализироваться в области аналоговой техники, необходим срок 5–10 лет, в то время как для аналогичного уровня освоения цифровой техники достаточно одного года [24]. С учетом выше приведенного заме-

чания о сложности схемотехники и анализа аналоговых устройств, а также с учетом того, что схемотехника базовых цифровых устройств уже рассмотрена в других работах [1–17], в данной работе далее рассматриваются только аналоговые устройства.

Представленная работа предназначена для специалистов, магистров и бакалавров по телекоммуникационным направлениям подготовки: 11.03.01 «Радиотехника», 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы», 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», 11.05.02 «Информационная безопасность телекоммуникационных систем», 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника», 27.03.04 «Управление в технических системах» и др.

Автор выражает глубокую признательность доктору технических наук, профессору **Анатолию Ивановичу Тяжеву**, оказавшему большую поддержку на всем этапе совместной работы с ним на кафедре радиоприемных устройств ПГУТИ, а также за большую помощь по данной работе и тяжкий труд по ее рецензированию.

Автор выражает благодарность старшему научному сотруднику НИИР – СНИИР (г. Самара), кандидату технических наук **Александру Михайловичу Плотникову** за важные замечания и большой труд по рецензированию данной работы.

## ВВЕДЕНИЕ

В большой российской энциклопедии определяется, что радиотехника – это [25]:

- наука об электромагнитных колебаниях и волнах радиодиапазона (до  $6 \cdot 10^{12}$  Гц), методах их генерации, излучения и приёма;
- отрасль техники, осуществляющая применение таких колебаний и волн для передачи информации.

Радиотехника охватывает такие разделы, как:

- генерирование и усиление электрических и электромагнитных колебаний,
- распространение радиоволн в свободном пространстве, в различных средах (ионосфере, почве) и направляющих системах (кабелях, волноводах),
- передача информации, преобразование и воспроизведение переданных сигналов,
- управление, регулирование и контроль с использованием радиотехнических методов.

Развитие радиотехники тесно связано с достижениями в области:

- радиофизики,
- электроники,
- физики твёрдого тела,
- теории колебаний,
- в электронном приборостроении, производстве источников электропитания, технике высокочастотных измерений и др.

Изучение законов распространения радиоволн коротковолнового диапазона позволило применить их для радиосвязи и радио- и телевидения.

Помимо телевизионного вещания телеаппаратура широко используется в различных системах дистанционного управления и контроля, для наблюдения за процессами, протекающими в условиях, недоступных для человека (космос, морские глубины, зоны повышенной радиации) и др.

Особыми разделами радиотехники являются радиолокация и радионавигация. Их развитие стало возможным благодаря созданию и совершенствованию электронных приборов и устройств, необходимых для генерации СВЧ-колебаний.

Потребности радиолокации стимулировали развитие квантовой электроники и криоэлектроники.

Методы радиотехники лежат в основе многих научных направлений. Примером может служить радиометеорология, изучающая влияние метеорологических процессов.

Возникновение радиоастрономии позволило создать средства для наблюдения небесных объектов на расстояниях, недоступных оптическим телескопам.

Радиотехнические методы и средства используют так же в ускорителях заряженных частиц, в радиоспектроскопах различного типа.

Благодаря развитию радиотехники возникла электроакустика, изучающая и реализующая практические процессы преобразования звука в электрические колебания и наоборот, разработаны различные системы звукозаписи и звуковоспроизведения.

### **Краткая история развития радиотехники, радиоэлектроники и нанотехнологий [26]**

Радио возникло в результате фундаментальных открытий в области физики и электротехники.

М. Фарадей в 1821 г. обнаружил вращение магнита вокруг проводника с током и вращение проводника с током вокруг магнита.

В начале XIX века была создана наука об электромагнитных явлениях. Ее основой явилось открытие электромагнитного поля, связанное с именами трех выдающихся ученых: английского физика Майкла Фарадея (1791–1867 гг.), открывшего в 1831 г. явление электромагнитной индукции; английского физика Джеймса Максвелла (1831–1879 гг.), создавшего теорию электромагнитного поля (1865 г.); немецкого физика Генриха Герца, впервые экспериментально подтвердившего существование электромагнитных волн (1887 г.), описываемых теорией Максвелла.

Эти явления стали основой закона электромагнитной индукции. Через 15 лет Г. Герц экспериментально подтвердил теорию Максвелла. Опыт Герца предопределил появление радио.

В России твердо уверены, что радио изобрел российский ученый Александр Степанович Попов (1859–1905 гг.), на Западе пальму первенства отдают итальянцу Гульельмо Маркони (1874–1937 гг.).

День 7 мая отмечается в нашей стране как День Радио. Справедливости ради необходимо отметить, что впервые передал электрический сигнал на небольшое расстояние без проводов английский физик Оливер Лодж (1851–1940 гг.). Наряду с О. Лоджем пионером беспроводной связи является также Никола Тесла (1856–1943 гг.). В 1888 г. он продемонстрировал нью-йоркской публике радиоуправляемую модель лодки на озере «Мэдисон Сквер Гарден». Также следует отметить, что проект первой системы беспроводной связи с использованием колебаний низкой частоты был предложен в 1885 г. знаменитым американским изобретателем Томасом Эдисоном (1847–1931 гг.).



Эпоха радио для слушателей началась после изобретения американским инженером Луи де Форестом (1873–1961 гг.) трехэлектродной электронной лампы – триода.

За изобретение и развитие радио Г. Маркони в 35 лет (совместно с профессором из Страсбурга К. Брауном (1850–1918 гг.) в 1909 году была присуждена Нобелевская премия по физике (за работы по развитию беспроводного телеграфа).

Развитие радиотехники непосредственно связано с созданием элементной базы, в частности, с разработкой электронных приборов для систем передачи информации на расстояние с помощью электромагнитных колебаний. Разработка в начале 50-х годов полупроводниковых приборов, а затем и интегральных микросхем позволила резко снизить массу и габаритные размеры РЭА при одновременном повышении ее надежности и значительном уменьшении энергопотребления. После создания в 1955 году молекулярного генератора началось развитие квантовой микроэлектроники и оптоэлектроники.

Важной элементной базой современной радиотехники являются устройства, построенные на основе акустоэлектроники. Это раздел акустики, на стыке акустики твердого тела, физики полупроводников и радиоэлектроники. Большую роль в его развитии сыграли отечественные академики Юрий Васильевич Гуляев (р. в 1935 г.) и Владислав Иванович Пустовойт (р. в 1936 г.). Они впервые высказали идею использовать поверхностные акустические волны (ПАВ) для обработки сигналов и предложили базовую конструкцию на основе слоистой структуры пьезоэлектрик-полупроводник.

В настоящее время важное значение в жизни человеческого общества имеет *электросвязь* – передача сообщений (информации) с помощью электромагнитных колебаний. Совокупность оборудования для передачи/приема сигналов электросвязи и среды распространения этих сигналов называется телекоммуникационной системой.

Основы теории избирательности сигналов для систем подвижной электрической связи заложены в работах Д. В. Агеева (1911–1997 гг.).

Начиная с 40-х годов прошлого века много внимания было уделено борьбе с шумами, маскирующими и искажающими передаваемые сигналы. Значительную роль в решении этой проблемы сыграли А. Н. Колмогоров, Норберт Винер (США), А. Я. Хинчин, А. А. Харкевич, Д. Миддлтон (США, р. в 1920 г.), В. И. Сифоров, Ф. Вудворд, В. И. Тихонов, А. И. Берг, Ю. Б. Кобзарев, Ю. Г. Сосулин.

Рассмотрим кратко развитие радиотехники и радиоэлектроники во взаимосвязи с развитием электроники и нанотехнологий [27, 28].

1931 – Немецкие физики Макс Кнолл и Эрнст Руска создали электронный микроскоп, который впервые позволил исследовать нанобъекты.

1959 – Американский физик Ричард Фейнман впервые опубликовал работу, где оценивались перспективы миниатюризации. Он научно доказал, что с точки зрения фундаментальных законов физики нет никаких препятствий к тому, чтобы создавать вещи прямо из атомов.

1981 – Германские физики Герд Бинниг и Генрих Рорер создали сканирующий туннельный микроскоп – прибор, позволяющий осуществлять воздействие на вещество на атомарном уровне. Через четыре года они получили Нобелевскую премию.

1998 – Голландский физик Сеез Деккер создал нанотранзистор.

2000 – Администрация США объявила: «Национальную нанотехнологическую инициативу» (National Nanotechnology Initiative).

Успехи в развитии нанотехнологий за последние годы можно характеризовать, например, перечнем нобелевских премий по химии, медицине, физиологии и физике.

По медицине и физиологии:

2003, Лотербер П., США, Мэнсфилд П., Великобритания. За разработку методов ядерно-магнитного резонанса (ЯМР) для сканирования внутренних органов человека.

По химии:

2000, Мак-Диамид А., США, Сиракава Х., Япония, Сиракава Х., США. За открытие электропроводящих полимеров, применяемых в электронных приборах (дисплеи), производстве кино- и видеопленки, стеклок-«хамелеонов» и др.

2016, Жан-Пьер Соваж, Франция, Джеймс Фрейзер Стодарт, США, Бернард Феринг, Нидерланды. За проектирование и синтез молекулярных машин.

По физике:

2000, Ж. И. Алфёров, Россия, Г. Крёмер, Германия, Д. Килби, США. За разработку полупроводниковых гетероструктур, используемых в высокочастотных схемах и оптоэлектронике.

2000, Д. Килби, США. За участие в изобретении интегральной схемы.

2003, А. А. Абрикосов, США, В. Л. Гинзбург, Франция, Э. Леггетт, США. За пионерский вклад в теорию сверхпроводников и сверхтекучих жидкостей.

2005, Хенш Т. Германия, Холл Дж., США. За вклад в разработку прецизионной лазерной спектроскопии.

2007, Грюнберг П., Германия. За открытие «гигантского магнитного сопротивления», лежащего в основе технологий считывания и сортировки

информации практически во всех современных магнитных носителях, а также являющегося одним из основополагающих для нанотехнологий.

2009, Бойл У., Смит Дж., США. За разработку оптических полупроводниковых сенсоров – ПЗС-матриц.

2009, Као Ч. Китай. За достижения, касающиеся передачи световых сигналов в волокнах и развитие оптических систем передачи данных.

2010, Гейм А.К., Новоселов К.С. Россия. За новаторские эксперименты по исследованию двумерного материала графена.

2012, Арош Серж, Франция, Уайнленд Дэвид, США. За создание прорывных технологий манипулирования квантовыми системами, которые сделали возможными измерение отдельных квантовых систем и управление ими.

2018, Жерар Муру, Франция, Донна Стрикланд, Канада. За метод генерации высокоинтенсивных ультракоротких оптических импульсов.

2018, Артур Эшкин, США. За «революционные изобретения в области лазерной физики» – создание «оптических пинцетов», которые нашли широкое применение в молекулярной биологии, вирусологии и других биологических дисциплинах.

2019, Джон Гуденаф, США), Стэнли Уиттингем, Британия и Акире Йошино, Япония. За развитие литий-ионных батарей.

Такие батареи используются в портативной электронике: мобильных телефонах, ноутбуках, кардиостимуляторах и электромобилях. Своей работой лауреаты заложили основу цифрового общества, свободного от использования ископаемого топлива.

2021, Химия. Учёные Бенджамин Лист (ФРГ) и Дэвид Макмиллан (США), за создание асимметрического органокатализа. Благодаря этому инструменту стало значительно проще управлять веществами, создавая новые молекулы.

2022, Физика. Ален Аспе (Франция), Джон Ф. Клаузер (США) и Антон Цайлингер (Австрия) – «за эксперименты с запутанными фотонами, установление нарушения неравенств Белла и новаторство в квантовой информатике».

Чудеса науки современной  
далеко превосходят чудеса  
древней мифологии.  
Р. Эмерсон

Ралф Уолдо Эмерсон –  
один из виднейших мыслителей  
и писателей США

## РАЗДЕЛ I. РАДИОСВЯЗЬ. НАЗНАЧЕНИЕ. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ И ЛИНИЙ РАДИОСВЯЗИ

### Тема 1. Общие принципы организации радиосвязи. Назначение, классификация, основные типы радиоприемных устройств

#### 1.1. Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения

На рис. 1 изображена структурная схема радиолинии [29].

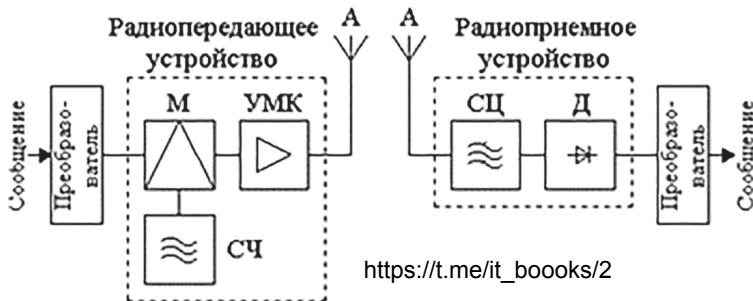


Рис. 1.1. Структурная схема радиолинии

Передаваемое сообщение поступает на преобразователь (микрофон, телевизионную камеру или телеграфный аппарат), который преобразует его в электрический сигнал.

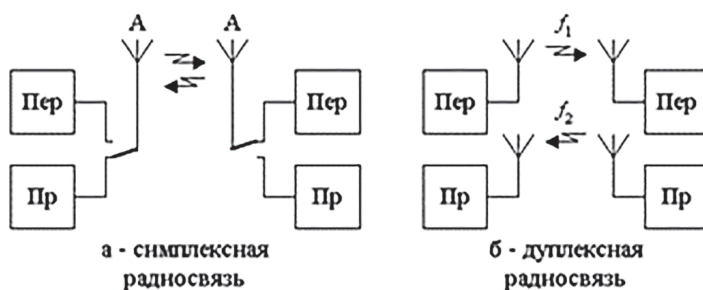
Последний поступает на радиопередающее устройство, состоящее из модулятора (М), синтезатора несущей частоты (СЧ) и усилителя модулированных колебаний (УМК).

С помощью модулятора один из параметров высокочастотного колебания изменяется по закону передаваемого сообщения. С помощью антенны (А) энергия радиочастотных колебаний передатчика излучается в тракт распространения радиоволн.

На приемном конце радиоволны наводят ЭДС в антенне. Радиоприемное устройство с помощью селективных (избирательных) цепей (СЦ) отфильтровывает сигналы от помех и других радиостанций. В детекторе (Д) происходит процесс, обратный модуляции, – выделение из модулированных колебаний исходного электрического сигнала, который управлял радиопередатчиком. С помощью преобразователя (громкоговорителя, телеграфного аппарата, приемной телевизионной трубки) электрический сигнал связи преобразуется в сообщение, доставляемое абоненту.

Рассмотренная радиолиния обеспечивает одностороннюю передачу сообщения, что приемлемо только в службах оповещения. Одностороннюю радиосвязь представляет собой, в сущности, и радиовещание, хотя в этом случае прием ведется не в одном, а во множестве пунктов.

Для организации двусторонней радиосвязи в каждом пункте надо иметь и передатчик и приемник. Если при этом передача и прием на каждой радиостанции осуществляются поочередно, то такая радиосвязь называется симплексной (рис. 1.2, а). Двусторонняя радиосвязь, при которой связь между радиостанциями реализуется одновременно, называется дуплексной (см. рис. 1.2, б).



**Рис. 1.2.** Структурные схемы организации радиосвязи

При дуплексной радиосвязи передача в одном и другом направлениях ведется, как правило, на разных несущих частотах. Это делается для того, чтобы приемник принимал сигналы только от передатчика с противоположного пункта и не принимал сигналов собственного передатчика.

Для радиосвязи на большие расстояния применяют радиопередатчики мощностью в десятки и сотни киловатт. Поэтому, хотя при дуплексной связи приемник настраивается не на ту частоту, на которую настроен свой передатчик, трудно обеспечить его нормальную работу вблизи мощного передатчика. Исходя из этого приемник и передатчик приходится размещать на расстоянии в десятки километров друг от друга.

Симплексная связь используется, как правило, при наличии относительно небольших информационных потоков. Для объектов с большой нагрузкой характерна дуплексная связь.

Если необходимо иметь радиосвязь с большим числом объектов, то организуется так называемая радиосеть.

Центры крупных промышленных районов соединяются линиями радиосвязи со многими пунктами. В этих условиях передатчики и передающие антенны располагают на радиостанции, которую называют передающим радиоцентром. Приемники и приемные антенны располагают на приемном радиоцентре.

Процессы в электроэнергетических сооружениях, на электрифицированных железных дорогах, в электрических установках и бытовых электроприборах, множество которых имеется в городах, связаны с излучением электромагнитных волн. Поскольку эти излучения могут быть помехами радиоприему, приемный радиоцентр обычно помещается в стороне от населенных пунктов и железных дорог. Для соединения источников сообщения с радиопередатчиками и радиоприемниками и контроля качества радиосвязи в городах оборудуют радиобюро.

В качестве примера рассмотрим систему телевизионного спутникового вещания.

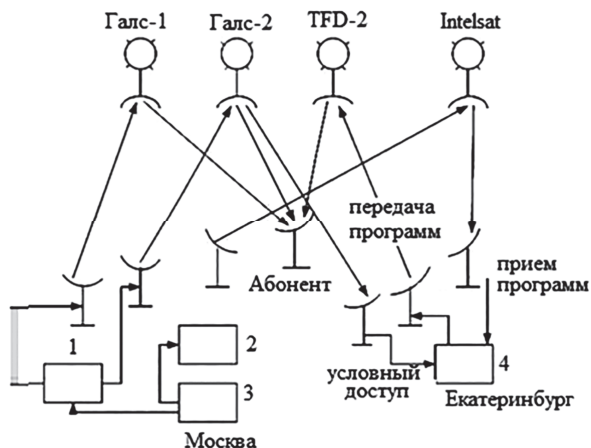
Система спутникового вещания «НТВ Плюс» [30] охватывает европейскую часть России и Урал. Технической основой системы являются два отечественных связных ИСЗ типа «Галс». Подачу сигналов на ИСЗ осуществляет передающая станция в Останкино, включающая две антенны диаметром 9,2 м, каждая из которых работает со своим ИСЗ, и набор радиотехнического и измерительного оборудования для многоствольной трансляции. В общей сложности на двух ИСЗ типа «Галс» функционируют четыре высокочастотных ствола. Прием в основной части зоны обслуживания ведется на антенну диаметром 0,6 м.

С 1997 года начал функционировать еще один спутник – европейский TDF-2, предоставленный в аренду международным консорциумом Eutelsat. Он позволяет передавать на ту же территорию (рис. 1.3) дополнительно две ТВ программы в аналоговом виде. Для подачи программ на TDF и управления спутником построен новый телепорт в Екатеринбурге. Из Москвы



в Екатеринбург ТВ программы передаются по спутниковой линии в цифровом формате.

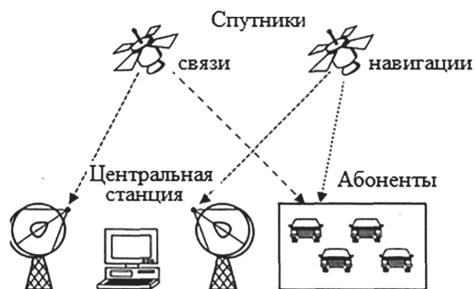
Передаваемые в системе ТВ программы – пять оригинальных программ телекомпании «НТВ Плюс». На дополнительных поднесущих передаются несколько стереофонических звуковых программ других вещательных компаний.



**Рис. 1.3.** Схема организации ТВ вещания в системе «НТВ Плюс»  
 1 – передающая станция 1; 2 – передающая станция 2;  
 3 – ТВ студия; 4 – передающая станция 3

## 1.2. Спутниковые системы радиосвязи для рынка информационных услуг для коллективных и индивидуальных пользователей [31]

Структурная схема системы космической радиосвязи с использованием геостационарного спутника по обслуживанию транспортных перевозок грузов в пределах одного или нескольких континентов приведена на рис. 1.4.



**Рис. 1.4.** Структурная схема системы космической радиосвязи в пределах одного или нескольких континентов

Система включает космический сегмент со связным и навигационным спутниками и наземный сегмент: центральную станцию, диспетчерские пункты связи и до нескольких десятков тысяч мобильных абонентов – транспортных средств. Система позволяет осуществлять двусторонний обмен текстовой информацией водителя с диспетчером и отслеживать местоположение автомашины на всем пути ее следования.

Одна из таких систем (EUTELTRACS) охватывает территорию Северной Африки, Ближнего Востока и Европы, в том числе и европейскую часть России.

Весь информационный поток в сети связи замыкается на центральную станцию, рядом с которой располагается станция маршрутизации, осуществляющая анализ всех принятых сообщений и дающая разрешение на установление соединения. Кроме того, в сети имеется несколько диспетчерских пунктов, устанавливающих непосредственную связь с абонентом.

Транспортные протоколы программного обеспечения компьютеров системы позволяют формировать пакеты данных, доставляемых по разным маршрутам с использованием наземных линий телекоммуникаций.

Такие системы, предназначены для передачи в режиме «электронной почты» по спутниковому каналу метеорологических, экологических и аварийных сообщений от стационарных и подвижных объектов и определения их местоположения, а также для проведения поисково-спасательных работ на суше и воде.

### **1.3. Сотовые сети радиосвязи стандарта GSM [32]**

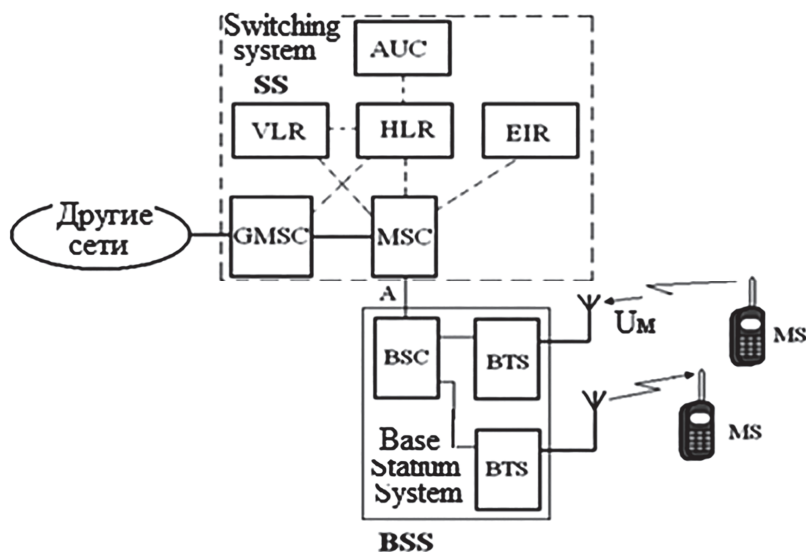
Глобальная система подвижной связи GSM появилась благодаря усилиям ряда стран, в основном европейских, сформулировавших требования к эталонной модели открытых систем (OSI).

Основные требования, которые предъявлялись при разработке системы GSM – передача речи, данных и управляющих сигналов, обеспечивающих взаимодействие устройств собственной и соседних сетей. Ограниченность диапазона используемых частот и цифровые методы обработки сигнала потребовали применения высокоэффективных методов модуляции, обеспечивающих помехоустойчивость радиосигналов.

Классическая система цифровой связи стандарта GSM разрабатывалась для передачи речевых сигналов между мобильными абонентами. Зона обслуживания системы разделена на фрагменты, один из которых представлен на рис. 1.5.

В качестве дополнительных услуг предусматривалась возможность передачи коротких сообщений без использования каких-либо дополнитель-

ных внешних устройств и факсимильная передача. Возможно предоставление услуги передачи данных, используя узкополосный канал для передачи речи, но для поддержания этой услуги необходимо на обоих концах соединения подключать компьютер или сервер. В этом случае система GSM обеспечивает только перенос данных, не вдаваясь в детали о типе предоставляемой услуги. Система стандарта GSM может работать в двух режимах: с коммутацией каналов и коммутацией пакетов – GPRS.



**Рис. 1.5.** Фрагмент системы цифровой связи стандарта GSM

Мобильная станция MS (Mobile Station) через радиointерфейс  $U_m$  подключена к сети радиодоступа BSS (Base Station Subsystem), содержащей базовую приемно-передающую станцию BTS (Base Transceiver) и устройство управления базовыми станциями – контроллер базовых станций BSC (Base Station Controller). Вместе с другими идентичными структурами через A-интерфейс локальные сети подключены к центру коммутации подвижной связи MSC (Mobile Switching Center) базовой сети CN (Core Network). Базовая сеть предназначена для соединения различных элементов системы радиодоступа с фиксированной частью системы и другими сетями, например, PSTN, iSDN, PSDN, Интернетом.

Каждый MSC соединен с соответствующим визитным регистром положения VLR (Visitor's Location Register), содержащим необходимую информацию о подвижных станциях, временно расположенных в области обслуживания местного MSC. Помимо VLR базовая сеть оснащена другими регистрами:

- HLR (Home Location Register) домашний регистр местоположения, обладающий информацией, о постоянно зарегистрированных мобильных станциях в системе конкретного оператора.
- AUC (Authentication Center) центр аутентификации, обладающий сведениями о перечне услуг системы, разрешенных к использованию абоненту, имеющему предъявленный модуль подлинности: SIM-карту (Subscriber Identity Module).
- EIR (Equipment Identification Register) – база данных серийных номеров мобильных станций, используемых в системе (в том числе номера потерянных или украденных телефонов, запрещенных к использованию).
- OMC (Operating and Maintenance Center) центр эксплуатации и технического обслуживания обеспечивает работу отдельных элементов системы GSM. Он принимает меры по устранению отказов отдельных элементов сети.
- GMSC (Gateway Mobile Switching Center) транзитный центр коммутации подвижной связи – соединение нескольких MSC, принадлежащих нескольким фрагментам сети.
- Регистр HLR представляет собой центральную базу данных, в которой хранятся информация о постоянных пользователях сети и сведения о текущем местоположении.
- На центр коммутации мобильной сети (MSC) возложены функции по установлению и поддержанию соединений абонентов, динамическое управление ресурсами в зоне обслуживания, перемаршрутизация соединения при переходе абонента в соту, обслуживаемую другим BSC.

Система стандарта GSM считается системой с частотно-временным разделением каналов TDMA/FDMA (Time Division Multiple Access/Frequency Division Multiple Access).

#### **1.4. Радиосвязь через Интернет [33]**

Современные системы связи работают с использованием сетевых технологий, что позволяет не только увеличить радиус действия раций и зон покрытия ретрансляторов, но и предоставляет дополнительные возможности пользователям. Рассмотрим базовые технологии, на которых основывается возможность коммуникации через сеть Интернет.

В России и в других странах мира широко распространена радиолобительская технология FRN – Free Radio Network, которая представляет собой сеть раций, подключенных к Интернету. Каждая рация, подключенная к компьютеру, называется Линк (Link). Радиолобитель, живущий в одном из

районов города, установил у себя дома Линк, состоящий из: рации, блока питания, кабеля сопряжения, персонального компьютера и высоко поднятой антенны. Любой радиосигнал на соответствующей частоте, который принимает эта рация, передаётся в сеть Интернет. В другом городе, на другом конце страны, живёт радиолубитель с аналогичным Линком. Всё, что приняла рация первого Линка, передаётся по Интернету и принимается аналогичной программой FRN, активируя на передачу рацию второго Линка. Абоненты, находящиеся в зоне действия второго Линка, слышат абонента из другого города.

Технология предназначена для частного и любительского использования. Благодаря специальному серверному программному обеспечению можно создать свой собственный сервер и общаться только в рамках своей группы пользователей. Эхолинк – это международная радиолубительская интернет-система коммуникаций, созданная на базе технологии Voiceover-IP (VoIP) (рис. 1.6.).

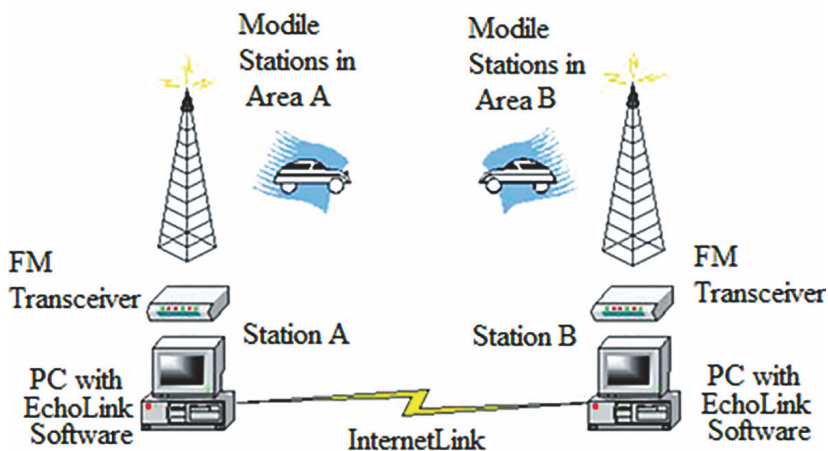


Рис. 1.6

Программное обеспечение позволяет связываться из любой точки Земного шара с компьютера на компьютер, а также с мобильной или стационарной радиостанции через локальные репитеры или симплексные радиоретрансляторы, подсоединенные к системе Эхолинк. Технология Эхолинк основана на тех же принципах, что и FRN, однако требует соблюдения правил работы в эфире и предоставляет пользователям больше возможностей. Описанные возможности можно использовать как в личных, так и в рабочих целях, как на лицензируемой, так и на безлицензионной основе.

## 1.5. Системы GPS и ГЛОНАСС [34]

Для чего она нужна, как работает и чем полезна.

Система ГЛОНАСС за последнее десятилетие стала привычным, а во многих случаях обязательным инструментом глобальной навигации. Российский комплекс, основанный на трансляции сигнала со спутников, доступен пользователям из РФ и других государств. Сегодня это одна из двух глобально ориентированных систем, открывающих бесплатный доступ к навигационным сервисам.

Как работает система ГЛОНАСС.

Система предназначена для обслуживания военных и «гражданских» пользователей. Для работы глобальной сети используется наземное оборудование и спутники – сегодня их 24. С конечными пользователями они взаимодействуют через клиентские устройства – навигаторы, трекеры, «майки» и так далее (рис. 1.7).



Рис. 1.7. Глобальная система ГЛОНАСС



Спутники, которые используются в ГЛОНАСС:

- находятся на высоте 19,4 тыс. км;
- развернуты по трем орбитальным плоскостям и наклонены на 64,8 градуса – это сделано для более полного охвата полярной области, в которой находится немалая часть РФ;
- передают сигнал с направленностью в 38 градусов, круговая поляризация правая.

Чтобы определить геокоординаты с достаточной степенью точности, достаточно соединения хотя бы с четырьмя спутниками. Система устанавливает долготу и широту, высоту объекта и время, в которое сняты эти параметры, сообщение с показателями отправляется на принимающие клиентские устройства. Они, сопоставляя время отправки и получения, определяют дистанцию до спутников и, благодаря этому – местонахождение объекта, на котором установлены.

Погрешность измерений отличается на 10 и более метров, в зависимости от климатических факторов, ограничений по безопасности, качества техники для приема и других факторов.

Чем система отличается от GPS

В первую очередь это положение группировок. Спутники у американской Navistar расположены по шести плоскостям, орбиты вращения у них круговые. Благодаря этому в каждой точке земного шара обеспечен прием минимум с 6 из 24 аппаратов, из-за чего говорят о большей точности GPS. Конкретный показатель зависит от многих факторов, поэтому для повышения качества измерений разумно использовать обе системы.

- Отсутствие у спутников резонанса – нет синхронности, поэтому стабильность аппаратов выше, корректировать их не нужно в течение всего срока эксплуатации (но он ниже, чем у американской системы);
- Большая, по сравнению с GPS, дешевизна оборудования для поддержки работы системы, что обеспечивает финансовую выгодность для коммерческих пользователей;
- Лучшая защита от сбоев благодаря функционированию на других частотах и разделению сигнала – это снижает опасность его потери и ухудшения из-за естественных, архитектурных и технических препятствий;
- Учет потребностей российских пользователей, актуального законодательства РФ и так далее.

## **1.6. Беспроводная локальная сеть Wi-Fi [35]**

Wi-Fi – технология беспроводной локальной сети с устройствами на основе стандартов IEEE 802.11. (Аббревиатура Wi-Fi происходит от

английского словосочетания Wireless Fidelity, которое можно дословно перевести как «беспроводная точность». На данный момент термин «Wi-Fi» никак не расшифровывается). В настоящее время развивается целое семейство стандартов передачи цифровых потоков данных по радиоканалам. Основными диапазонами Wi-Fi считаются 2.4 ГГц и 5 ГГц. Сигнал Wi-Fi может передаваться на километры даже при низкой мощности передачи, но для приема Wi-Fi сигнала с обычного Wi-Fi маршрутизатора на большом расстоянии нужна антенна с высоким коэффициентом усиления (например, параболическая антенна).

В 2011 года Институт инженеров электротехники и электроники (IEEE) выпустил официальную версию стандарта IEEE 802.22. Системы и устройства, поддерживающие этот стандарт, позволяют принимать данные на скорости до 22 Мбит/с в радиусе 100 км от ближайшего передатчика.

### **Принцип работы**

Обычно схема сети Wi-Fi содержит не менее одной точки доступа и не менее одного клиента. Также возможно подключение двух клиентов в режиме точка-точка (Ad-hoc), когда точка доступа не используется, а клиенты соединяются посредством сетевых адаптеров «напрямую». Точка доступа передает свой идентификатор сети (SSID) с помощью специальных сигнальных пакетов на скорости 0,1 Мбит/с каждые 100 мс. Поэтому 0,1 Мбит/с – наименьшая скорость передачи данных для Wi-Fi. Зная SSID сети, клиент может выяснить, возможно ли подключение к данной точке доступа. При попадании в зону действия двух точек доступа с идентичными SSID приёмник может выбирать между ними на основании данных об уровне сигнала. Стандарт Wi-Fi даёт клиенту полную свободу при выборе критериев для соединения. Более подробно принцип работы описан в официальном тексте стандарта.

Стандарт не описывает всех аспектов построения беспроводных локальных сетей Wi-Fi. Поэтому каждый производитель оборудования решает эту задачу по-своему.

По способу объединения точек доступа в единую систему можно выделить:

- автономные точки доступа (называются также самостоятельные, децентрализованные, умные);
- точки доступа, работающие под управлением контроллера (называются также «легковесные», централизованные);
- бесконтроллерные, но не автономные (управляемые без контроллера).

По способу организации и управления радиоканалами можно выделить беспроводные локальные сети:

- со статическими настройками радиоканалов;

- с динамическими (адаптивными) настройками радиоканалов;
- со «слоистой» или многослойной структурой радиоканалов.

#### Преимущества Wi-Fi:

- позволяет развернуть сеть без прокладки кабеля, что может уменьшить стоимость развёртывания и/или расширения сети. Места, где нельзя проложить кабель, например, вне помещений и в зданиях, имеющих историческую ценность, могут обслуживаться беспроводными сетями;
- позволяет иметь доступ к сети мобильным устройствам;
- устройства Wi-Fi широко распространены на рынке.

Гарантируется совместимость оборудования благодаря обязательной сертификации оборудования с логотипом Wi-Fi;

- мобильность. Вы больше не привязаны к одному месту и можете пользоваться интернетом в комфортной для вас обстановке;
- в пределах зоны Wi-Fi в интернет могут выходить несколько пользователей с разных устройств;
- излучение от устройств Wi-Fi в момент передачи данных на порядок (в 10 раз) меньше, чем у сотового телефона.

#### Недостатки Wi-Fi:

- в диапазоне 2,4 GHz работает множество устройств, таких как устройства, поддерживающие Bluetooth, и др., и даже микроволновые печи, что ухудшает электромагнитную совместимость;
- реальная скорость зависит от доли служебного трафика, которая зависит уже от наличия между устройствами физических преград (мебель, стены), наличия помех от других беспроводных устройств или электронной аппаратуры, расположения устройств относительно друг друга и т. п.;
- частотный диапазон и эксплуатационные ограничения в различных странах не одинаковы. Некоторые страны, например Россия, Белоруссия и Италия, требуют регистрации всех сетей Wi-Fi, работающих вне помещений, или требуют регистрации Wi-Fi-оператора;
- в России точки беспроводного доступа, а также адаптеры Wi-Fi мощностью, превышающей 100 мВт (20 дБм), подлежат обязательной регистрации.

### **Беспроводные технологии в промышленности**

Для использования в промышленности технологии Wi-Fi предлагаются пока ограниченным числом поставщиков. Технологии применяются для управления движущимися объектами и в складской логистике, а также в тех случаях, когда по какой-либо причине невозможно прокладывать проводные сети Ethernet. Использование устройств Wi-Fi на предприятиях

обусловлено высокой помехоустойчивостью, что обуславливает их применение на предприятиях с множеством металлических конструкций. В настоящее время технология широко применяется на удалённых или опасных производственных объектах – то есть там, где нахождение оперативного персонала связано с повышенной опасностью или вовсе затруднительно.

### **Wi-Fi и телефоны сотовой связи**

Некоторые считают, что Wi-Fi и подобные ему технологии со временем могут заменить сотовые сети, такие как GSM. Препятствиями для такого развития событий в ближайшем будущем являются отсутствие глобального роуминга, ограниченность частотного диапазона и сильно ограниченный радиус действия Wi-Fi. Тем не менее, Wi-Fi пригоден для использования в корпоративных сетях. Первые образцы оборудования появились уже в начале 2000-х, однако на рынок они вышли только в 2005 году.

В настоящий момент непосредственное сравнение Wi-Fi и сотовых сетей необоснованно. Телефоны, использующие только Wi-Fi, имеют весьма ограниченный радиус действия, поэтому развёртывание таких сетей обходится очень дорого. Тем не менее, развёртывание таких сетей может быть наилучшим решением для локального использования, например, в корпоративных сетях

## **1.7. Стандарт беспроводных сетей Bluetooth [36]**

Bluetooth – производственная спецификация беспроводных персональных сетей (англ. Wireless personal area network, WPAN). Bluetooth обеспечивает обмен информацией между такими устройствами как персональные компьютеры (настольные, карманные, ноутбуки), мобильные телефоны, принтеры, цифровые фотоаппараты, мышки, клавиатуры, джойстики, наушники, гарнитуры на надёжной, бесплатной, повсеместно доступной радиочастоте для ближней связи. Bluetooth позволяет этим устройствам общаться, когда они находятся в радиусе до 10 метров друг от друга (дальность сильно зависит от преград и помех), даже в разных помещениях.

Принцип действия основан на использовании радиоволн. Радиосвязь Bluetooth осуществляется в ISM-диапазоне (англ. Industry, Science and Medicine), который используется в различных бытовых приборах и беспроводных сетях (свободный от лицензирования диапазон 2,4–2,4835 ГГц). В Bluetooth обеспечивается устойчивость к широкополосным помехам, а оборудование недорого.

В Bluetooth несущая частота сигнала скачкообразно меняется 1600 раз в секунду (всего выделяется 79 рабочих частот шириной в 1 МГц, а в Японии, Франции и Испании полоса уже – 23 частотных канала). Последовательность переключения между частотами для каждого соединения яв-

ляется псевдослучайной и известна только передатчику и приёмнику, которые каждые 625 мкс (один временной слот) синхронно перестраиваются с одной несущей частоты на другую. Таким образом, если рядом работают несколько пар приёмник-передатчик, то они не мешают друг другу. Этот алгоритм является также составной частью системы защиты конфиденциальности передаваемой информации: переход происходит по псевдослучайному алгоритму и определяется отдельно для каждого соединения. Протокол Bluetooth поддерживает не только соединение «точка-точка», но и соединение «точка-многоточка».

### Самоорганизующиеся сети на основе Bluetooth

Самоорганизующиеся сети на основе Bluetooth 3.0 состоят из ведущих и ведомых устройств (эти роли могут совмещаться), способных передавать данные как в синхронном, так и в асинхронном режимах. Синхронный режим передачи предполагает прямую связь между ведущим и ведомым устройствами с закрепленным каналом и временными слотами доступа. Данный режим используется в случае ограниченных по времени передач.

Асинхронный режим предполагает обмен данными между ведущим и несколькими ведомыми устройствами с использованием пакетной передачи данных. Используется для организации пикосетей. Одно устройство (как ведущее, так и ведомое) может поддерживать до 3-х синхронных соединений. В синхронном режиме максимальная скорость передачи данных равна 64 кбит/с. Максимальная скорость передачи в асинхронном режиме составляет 720 кбит/с. Спецификация Bluetooth 4.0 имеет жесткое ограничение по топологии сети: единственно возможной топологией является звезда. Такая сеть называется пикосетью (рис. 1.8).

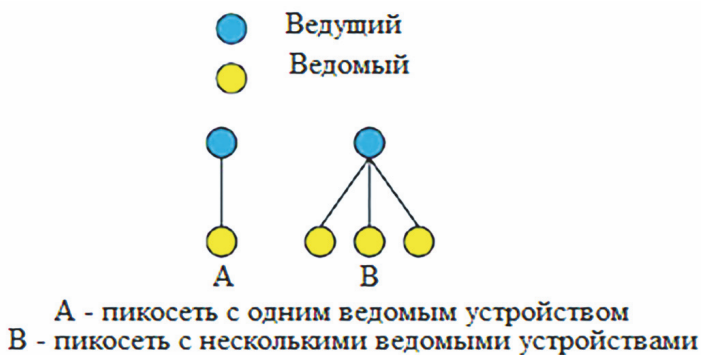
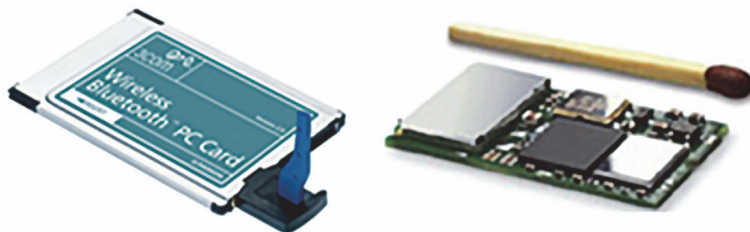


Рис. 1.8. Пикосеть [37]

Одно из устройств в пикосети работает как ведущее, а остальные – подчиненные. Подчиненное устройство может быть одновременно подклю-

чено только к одному ведущему устройству. Ведущее устройство инициирует соединение в пикосети. В отличие от спецификации Bluetooth 3.0 для спецификации Bluetooth 4.0 отсутствует возможность организации распределенной сети, когда ведущее устройство одной пикосети может являться подчиненным в другой.

При организации сети модуль Bluetooth LE может также выполнять роли или запрашивающего устройства или сканера (рис. 1.9).



**Рис. 1.9.** Чип Bluetooth – микросхема размером в 0,9 квадратных сантиметров [37]

В настоящее время наблюдается тенденция к добавлению дополнительных «интеллектуальных» функций различным датчикам и использованию технологии Bluetooth для разнообразных мобильных устройств. Возникает задача построения сети для обмена сообщениями между ее отдельными Bluetooth LE узлами, причем все узлы в сети должны быть равноценны (однородная сеть).

Достоинства сетей на базе Bluetooth:

- возможность быстрого развертывания;
- сравнительно малое энергопотребление абонентских устройств (1 класс – до 100 мВт; 2 класс – до 10 мВт; 3 класс – до 1 мВт);
- широкий спектр поддерживающих эту технологию устройств.

Использование частоты 2,4 ГГц не требует лицензирования.

Недостатки сети:

- небольшой радиус действия (радиус действия одного абонентского устройства: 1 класс – до 100 метров; 2 класс – до 50 метров; 3 класс – до 10 метров) [59];
- малые скорости передачи данных. В зависимости от версии – достигнута скорость до 40 Мбит/сек – при передаче на малое расстояние. С увеличением дальности – скорость снижается. Для сравнения: в сетях WiFi этот показатель составляет до 108 Мбит/с;
- нехватка частотного ресурса.

Последняя проблема по большей части решена с выходом устройств Bluetooth 3.0.

Исходя из вышеприведенного, можно заключить, что сети на основе Bluetooth применимы лишь в местах большого скопления людей. Например, подобная сеть может служить для организации видеонаблюдения на небольшом объекте.

## 1.8. Радиолокация [60]

Радиолокация (от лат. *radio* – излучаю, испускаю лучи и *locatio* – расположение, размещение), область радиотехники, решающая задачи обнаружения, определения местоположения (координат), распознавания типов объектов (целей) и получения о них других сведений (параметров движения, различных характеристик) с помощью радиолокационных станций (РЛС). Под радиолокацией понимают также сам процесс радиолокационного наблюдения (локации) объектов.

Объектами радиолокации (радиолокационными целями) являются физические тела искусственного и естественного происхождения, которые могут находиться в космическом пространстве, в воздухе, на суше или на воде (различные летательные аппараты, сооружения, танки, корабли, облака, планеты), а также поверхность Земли.

В радиолокации используются радиоволны длиной от долей миллиметров до сотен метров как непрерывного, так и импульсного (дискретного) излучения.

Активная радиолокация с пассивным ответом – наиболее распространенный способ радиолокации, при котором излучаемые РЛС радиоволны отражаются от объекта и принимаются этой же РЛС. Излучаемый сигнал называется зондирующим, а принимаемый – отраженным.

Радиолокация с активным ответом предполагает посылку сигналов в направлении объекта с помощью РЛС и приемом этой же станцией ответных сигналов, автоматически переизлучаемых приемопередатчиком, установленном на облучаемом объекте. Этот способ радиолокации широко используется в радиолокации опознания, радионавигации и радиоуправлении.

При полуактивной радиолокации источник излучения (передатчик) зондирующих сигналов, например, находится на земле или на корабле, а приемник – на ракете. Полуактивная радиолокация в основном применяется при самонаведении ракет на цели.

При пассивной радиолокации обнаружение и определение местоположения объектов осуществляется по радиоизлучению аппаратурой, установленной на этих объектах. Пассивная радиолокация применяется для определения координат самолетов – поставщиков помех по их излучению,



при самонаведении ракет, в радионавигации и радиопеленгации. Ее достоинством является полная скрытность работы.

Дальность до цели в случае активной радиолокации обычно измеряется двумя способами.

При импульсном методе передатчик излучает периодически повторяющиеся мощные сигналы электромагнитной энергии в очень короткие промежутки времени (от десятых долей до единиц микросекунды). В промежутки между излучением зондирующих импульсов РЛС принимает их отражение от целей. В индикаторном устройстве измеряются интервалы времени между началом излучения зондирующего и началом приема отраженного импульсов. По времени запаздывания отраженного импульса относительно зондирующего и известной скорости распространения радиоволн определяют дальность до цели.

При непрерывном методе излучение и прием электромагнитной энергии РЛС производится непрерывно. В этом случае используются частотно-модулированные сигналы.

С помощью радиолокации стали решаться задачи обнаружения пусков межконтинентальных баллистических ракет, слежения за полетом их боевых частей, контроля космического пространства, задачи противокосмической и противовоздушной обороны.

Для обработки информации, поступающей от РЛС, стали применяться ЭВМ. В радиолокации появились новые методы излучения, приема и обработки информации, электронного управления характеристиками излучения антенных систем. В настоящее время РЛС производят одновременный обзор пространства и сопровождение нескольких целей, за счет чего увеличивается быстродействие, дальность и надежность работы станций. Развитие радиолокации характеризуется дальнейшим расширением диапазона используемых радиоволн, повышением помехоустойчивости и помехозащитности РЛС.

Радиолокация широко внедрена в разные виды вооруженных сил и народное хозяйство. Возникла планетная радиолокация, позволяющая путем приема радиосигналов, отраженных от планет, с большой точностью измерять расстояния до них, уточнять параметры орбит, определять период вращения и осуществлять радиолокационное наблюдение их рельефа.

Одним из достижений радиолокации является решение задач поиска и сближения космических аппаратов, их автоматическая стыковка, тесной связи радиолокационных систем с системами передачи информации (радиотелеметрии, космического телевидения и радиосвязи) и вычислительными устройствами АСУ. В 70-х гг. в радиолокации начали использоваться методы оптической обработки сигналов – голография. Все это откры-



вает новые возможности по расширению сферы ее практического применения.

## **1.9. Назначение, классификация и структурные схемы радиоприемных устройств**

### *1.9.1. Назначение и классификация радиоприемных устройств*

Радиоприемные устройства используют для радиосвязи, звукового и телевизионного вещания, радионавигации, радиолокации, радио- и телеуправления и т. д. Радиоприемное устройство должно содержать все необходимые узлы для осуществления следующих процессов [29]:

- выделения из всей совокупности электрических колебаний, создаваемых в антенне внешними электромагнитными полями, сигнала от нужного радиопередатчика;
- усиления высокочастотного сигнала;
- детектирования, т. е. преобразования высокочастотного модулированного сигнала в ток, изменяющийся по закону модуляции;
- усиления протектированного сигнала.

Дальнейшее преобразование сигнала зависит от конкретных особенностей применения радиоприемника. Если приемник предназначен для многоканальной радиосвязи, то протектированный и усиленный сигнал подводится к оконечному устройству, в котором происходит разделение сигналов по отдельным каналам и, если требуется, дополнительная их обработка. Применяемые в настоящее время радиоприемники делятся на профессиональные и бытовые. Первые предназначены для использования на линиях радиосвязи и для решения различных навигационных, телеметрических и других специальных задач. Вторые служат для приема программ звукового и телевизионного вещания.

Радиоприемное устройство имеет свои специфические особенности построения при использовании в системах специального назначения: радиосвязи (космическая, магистральная, внутрислоновая, местная, технологическая), в радиовещании (монофоническое, местное, технологическое), в радиовещании (монофоническое, стерео, квадрофоническое), в телевидении (монокромное, цветное, цифровое, специального назначения – медицина, охрана, и т. д.). Соответственно, радиоприемные устройства классифицируются [19]:

*по функциональному назначению:*

- радиовещательные,
- телевизионного вещания,
- связные,

- радиолокационные,
- радионавигационные,
- радиотелеметрические,
- измерительные и др.);

*по диапазону волн принимаемых сигналов:*

- от приемников мириаметровых волн (100–10 км), до приемников децимиллиметровых волн (1–0,1 мм); (названия радиотехнических диапазонов и волн приведены в табл. 1.1).

*по виду модуляции принимаемых сигналов:*

- радиоприемники амплитудной модуляции,
- частотной модуляции,
- фазовой модуляции,
- однополосной модуляции,
- кодово-импульсной модуляции,
- широтно-импульсной модуляции и др.

*по роду принимаемой информации:*

- радиотелефонные,
- радиотелеграфные,
- фототелеграфные,
- телевизионные и др.;

*по месту установки:*

- стационарные, переносные, самолетные, автомобильные и др.;

*по схеме электропитания:*

- от сети постоянного и переменного токов.

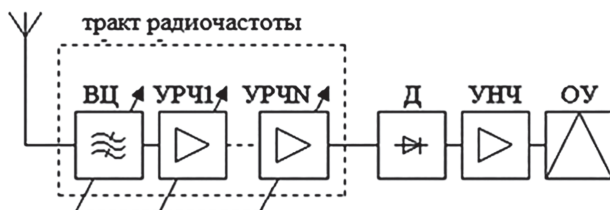
*Таблица 1.1*

Радиочастота наименование	Диапазон частот	Радиоволна наименование	Длина волны
ОНЧ	3–30 кГц	Мириаметровые	10–100 км
НЧ	30–300 кГц	Километровые	1–10 км
СЧ	300–3000 кГц	Гектометровые	100–1000 м
ВЧ	3–30 мГц	Декаметровые	10–100 м
ОВЧ	30–300 мГц	Метровые	1–10 м
УВЧ	300–3000 мГц	Дециметровые	10–100 см
СВЧ	3–30 ГГц	Сантиметровые	1–10 см
КВЧ (крайне)	30–300 ГГц	Миллиметровые	1–10 мм
ГВЧ (гипер)	300–3000 ГГц	Децимиллиметровые	0,1–1 мм
Оптические	3–30000 ТГц	Инфракрасные	1000,74 мкм
		Видимые	0,74–0,38 мкм
		Ультрафиолетовые	0,38–0,01 мкм

### 1.9.2. Структурные схемы радиоприемников [29]

На рис. 1.10 представлена структурная схема приемника прямого усиления.

Входная цепь (ВЦ) выделяет полезный сигнал из всей совокупности колебаний, наводимых в антенне от различных радиопередатчиков и других источников электромагнитных колебаний, ослабляет мешающие сигналы.



**Рис. 1.10.** Структурная схема приемника прямого усиления

Усилитель радиочастоты (УРЧ) усиливает поступающие из входной цепи полезные сигналы и обеспечивает ослабление сигналов мешающих станций. Детектор (Д) преобразует модулированные колебания радиочастоты в колебания, соответствующие передаваемому сообщению: звуковому, телеграфному и др. Усилитель низкой частоты (УНЧ) усиливает продетектированный сигнал по напряжению и мощности до величины, достаточной для приведения в действие окончательного устройства. Оконечное устройство (ОУ) преобразует электрические сигналы в исходную информацию.

Приемник прямого усиления не может обеспечить хорошую избирательность и высокую чувствительность, особенно в диапазонах коротких и ультракоротких волн. Это объясняется тем, что по мере повышения частоты возрастает полоса пропускания резонансной цепи. Так, полоса пропускания одиночного контура  $2\Delta f$  и его добротность  $Q$  связаны соотношением

$$2\Delta f = \frac{f_c}{Q},$$

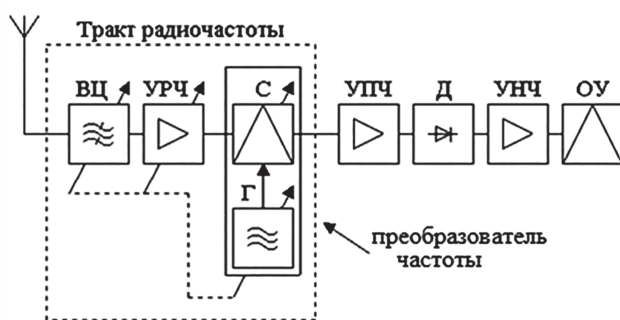
где  $f_c$  – частота принимаемого сигнала.

На высоких частотах полоса пропускания контура возрастает и кроме полезного сигнала контур будет пропускать помеху. Заметим, что сделать селективную цепь приемника прямого усиления с прямоугольной или даже близкой к ней характеристикой практически невозможно, в связи с чем приемник прямого усиления обладает плохой избирательностью.

Усилитель радиочастоты, осуществляющий усиление радиосигналов с различными несущими частотами, при наличии неизбежной паразитной обратной связи (например, через источники питания или паразитные емкости) может самовозбудиться и превратиться в автогенератор. Вероятность самовозбуждения растет с ростом частоты и коэффициента усиления. Для повышения устойчивости работы УРЧ его коэффициент усиления приходится ограничивать. Поэтому чувствительность приемника прямого усиления оказывается относительно низкой. Например, для того чтобы УРЧ обеспечил на входе детектора необходимое для линейного детектирования напряжение  $\approx 0,1$  В, напряжение на его входе, характеризующее чувствительность, должно быть не менее 1000 мкВ. Плохая избирательность и низкая чувствительность, изменяющиеся в рабочем диапазоне частот, являются существенными недостатками приемника прямого усиления, ограничивающими его использование.

От указанных недостатков свободен супергетеродинный приемник (рис. 1.11). Его отличительной особенностью является использование в нем преобразователя частоты, состоящего из смесителя (С) и гетеродина (Г). На выходе преобразователя мы получаем промежуточную частоту, усиливаемую в дальнейшем усилителем промежуточной частоты (УПЧ).

*Преобразователем частоты* называется устройство, предназначенное для переноса спектра сигнала из одной области частот в другую без изменения амплитудных и фазовых соотношений между компонентами спектра. Поскольку при таком переносе форма спектра сигнала не меняется, то не будет меняться и закон модуляции сигнала (см. ниже – раздел 2, п. 5.1). Изменяется только значение несущей частоты сигнала  $f_c$ , которая становится равной некоторой преобразованной частоте  $f_{пр}$ .



**Рис. 1.11.** Структурная схема супергетеродинного приемника

К преобразователю частоты кроме напряжения сигнала с частотой  $f_c$ , подводится напряжение гетеродина (автогенератора) с частотой  $f_g$ . При вза-

имодействии этих напряжений в преобразователе частоты возникают составляющие различных комбинационных частот, из которых используется только одна. Обычно используется составляющая  $f_{np} = f_r - f_c$ .

При  $n = 1$  преобразование частоты называется простым, при  $n > 1$  – комбинационным. На практике значение  $f_{np}$  обычно меньше частоты несущей сигнала  $f_c$ , но больше частоты модулирующего сигнала  $F_c$ . Преобразование несущей частоты радиосигнала в промежуточную приводит к улучшению фильтрации соседних каналов радиосвязи.

В супергетеродинных приемниках основное усиление и избирательность осуществляются после преобразования частоты в усилителе промежуточной частоты (УПЧ) [29].

Важным достоинством супергетеродинного приемника является то, что в процессе его перестройки на другую станцию промежуточная частота  $f_{np}$  не меняется. Достигается это за счет того, что при перестройке приемника на другую частоту сигнала  $f_c$  одновременно изменяется частота гетеродина  $f_r$  таким образом, чтобы разность  $f_r - f_c = f_{np}$  осталась неизменной. Следовательно, при перестройке супергетеродинного приемника достаточно изменить резонансные частоты входной цепи, УРЧ и гетеродина. Перестраивать УПЧ при этом не требуется. Поскольку УПЧ не перестраивается, то его характеристики не меняются. При этом частотная характеристика контуров УПЧ может быть получена достаточно близкой к прямоугольной, так как в нем могут быть использованы фильтры любой степени сложности. Именно по этой причине супергетеродинные приемники обеспечивают высокую избирательность. Поскольку УПЧ работает на существенно более низкой частоте, чем УРЧ, он может обеспечить существенно большее усиление, так как усилительные свойства элементов улучшаются, по мере понижения частоты. Кроме того, при снижении частоты уменьшится влияние паразитных обратных связей, что способствует повышению коэффициента устойчивого усиления УПЧ. Это позволит обеспечить высокую чувствительность супергетеродинного приемника (порядка 1 мкВ).

Недостатком супергетеродинных приемников является наличие в них побочных каналов приема, главным из которых является зеркальный. Зеркальный канал имеет несущую частоту  $f_{з\text{ерк}}$ , отличающуюся от частоты полезного сигнала  $f_c$  на удвоенную промежуточную частоту  $f_{з\text{ерк}} = f_c + 2 f_{np}$  (рис. 1.12).

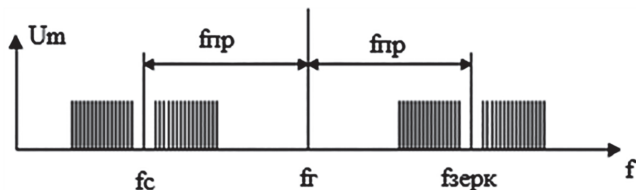


Рис. 1.12. К вопросу возникновения зеркальной помехи

Частоты  $f_{\text{зерк}}$  и  $f_c$  расположены зеркально (симметрично) относительно частоты гетеродина  $f_g$ . Разность между  $f_{\text{зерк}}$  и  $f_g$  равна промежуточной частоте, как и в случае полезного сигнала. Поэтому если на преобразователь частоты поступают сигналы станций  $f_{\text{зерк}}$  и  $f_c$ , то на его выходе обе станции дадут напряжение промежуточной частоты. Если сигнал частоты  $f_c$  является полезным, то сигнал частоты  $f_{\text{зерк}}$ , попавший на преобразователь, является помехой. Очевидно, что ослабление помехи по зеркальному каналу должно происходить до преобразователя частоты. Для улучшения избирательности по зеркальному каналу промежуточная частота должна быть высокой. Тогда несущие частоты  $f_c$  и  $f_{\text{зерк}}$  значительно различаются. При этом коэффициент передачи входной цепи (она тоже обладает резонансными свойствами) на частоте  $f_{\text{зерк}}$  существенно меньше, чем на частоте  $f_c$ , и сигнал зеркальной станции будет значительно подавлен входной цепью. При наличии в приемнике УРЧ зеркальная помеха дополнительно подавляется за счет избирательных свойств УРЧ.

Однако при высокой промежуточной частоте уменьшается коэффициент устойчивого усиления УПЧ и расширяется его полоса пропускания, что приводит к снижению чувствительности приемника и его избирательности по соседнему каналу. Как видно, требование к величине промежуточной частоты довольно противоречиво.

Другим побочным каналом является канал, частота которого равна промежуточной. Сигнал такой частоты, поступающий на вход преобразователя, без каких-либо изменений попадает на УПЧ. Для его устранения радиовещательные станции не должны работать на промежуточной частоте, а случайные помехи с частотами, близкими к промежуточной, должны быть подавлены соответствующими фильтрами на входе приемника.

В бытовых радиовещательных приемниках промежуточная частота составляет 465 кГц, т. е. она расположена в окне между границами радиовещательных диапазонов ДВ и СВ – 285,5–525 кГц.

В приемниках, работающих на магистральных линиях радиосвязи, требуются более высокая чувствительность и избирательность как по соседнему, так и по зеркальному каналам. Это невозможно выполнить при выборе одной промежуточной частоты, поэтому в таких приемниках применяют двойное преобразование частоты. При двойном преобразовании частоты первую промежуточную частоту выбирают достаточно высокой (порядка 1 МГц), за счет чего обеспечивается высокая избирательность по зеркальному каналу. Вторая промежуточная частота выбирается достаточно низкой (порядка 100 кГц), что позволяет получить высокий коэффициент устойчивого усиления в каскадах УПЧ и таким образом повысить чувствительность приемника при высокой избирательности по соседнему каналу.

## 1.10. Основные типы радиоприемных устройств [38]

### 1.10.1. Радиовещательные приемники

Основное назначение радиовещательных приемников – высококачественное воспроизведение музыкальных и речевых передач.

Радиовещательный прием осуществляется в километровом (150...300 кГц), гектометровом (300...1800 кГц) и метровом (66...108 МГц) диапазонах радиочастот. Для звукового вещания выделены определенные области частот, которые традиционно характеризуют как диапазоны длинных волн ДВ, средних волн СВ, коротких волн КВ и ультракоротких волн УКВ. Коротковолновый диапазон разбивается на ряд поддиапазонов, расположенных вблизи волн с длиной 75, 49, 41, 31, 25, 19, 16, 13 и 11 метров.

В зависимости от условий эксплуатации радиоприемные устройства подразделяются на стационарные, переносные, автомобильные и миниатюрные. По электроакустическим параметрам и по комплексу потребительских удобств они делятся на четыре группы сложности: 0, 1, 2 и 3.

Аналоговые сигналы звукового вещания имеют следующие виды модуляции: АМ, ЧМ, ЧМ-стерео и АМ-стерео. В некоторых странах наряду с аналоговыми используются цифровые сигналы. В России Государственная комиссия по радиочастотам (ГКРЧ) приняла решение об организации в ряде регионов опытных зон экспериментального цифрового звукового радиовещания стандарта DRM в диапазоне 3,95–26,1 МГц. Стандарт DRM (от англ. *Digital Radio-Mondiale*) является системой монофонического радиовещания (один звуковой канал), однако при использовании более широкой полосы частот радиоспектра (отличной от принятого частотного плана), можно организовать передачу стереофонической программы (два канала). DRM позволяет вести вещание с качеством, сравнимым с ЧМ, используя частоты ниже 30 МГц (это позволяет увеличить дальность распространения сигнала). Использование диапазона УКВ рассматривается в рамках стандарта DRM+. Стандарт DRM предполагает использование части старой аппаратуры вещания, в частности антенн, для снижения затрат. Вещание в формате DRM устойчиво к эффектам затухания и интерференции сигнала, которым подвержено обычное вещание.

Современные радиовещательные приемники, как правило, строятся по супергетеродинной схеме с однократным преобразованием частоты. Прямое усиление используется лишь в миниатюрных переносных приемниках с низкими показателями качества, а двукратное – в дорогих приемниках, приближающихся по показателям к профессиональным.

Ключевая особенность приемников прямого преобразования – отсутствие зеркального и прямого канала приема. Поэтому приемники прямого преобразования могут не содержать высокоизбирательных входных цепей,

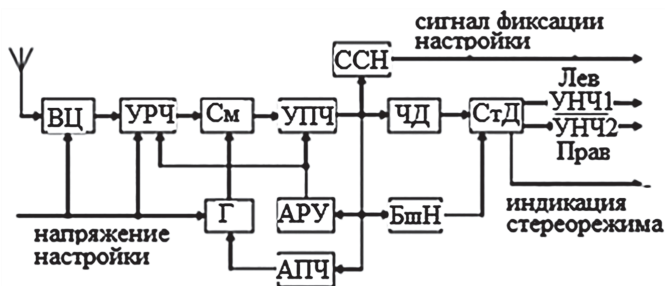


а все остальные узлы и блоки можно упаковать в одну микросхему без существенного количества навесных элементов. Именно такие дешевые миниатюрные приемники встраивают в многофункциональные гаджеты типа сотовых телефонов.

Станции, работающие в ДВ и СВ-диапазонах, принимаются на встроенную ферритовую (магнитную) антенну. Программы КВ и УКВ-диапазона принимаются на штыревую (телескопическую) антенну. В приемнике может быть предусмотрена работа и от внешней антенны.

В качестве примера на рис. 1.13 приведен вариант структурной схемы супергетеродинного радиовещательного приемника ЧМ-стереосигналов при однократном преобразовании частоты.

Сигнал от антенны поступает на входную цепь ВЦ, представляющую собой узкополосный фильтр, и далее на усилитель радиочастоты УРЧ. После преобразования частоты в смесителе См сигнал усиливается в усилителе промежуточной частоты УПЧ и направляется в частотный детектор.



**Рис. 1.13.** Пример структурной схемы радиоприемного тракта вещательного приемника:

ВЦ – входная цепь, УРЧ – усилитель радиочастоты, См – смеситель, Г – гетеродин, УПЧ – усилитель промежуточной частоты, ЧД – частотный детектор, СтД – стереодекодер, УНЧ – усилитель низкой частоты, АРУ – автоматическая регулировка усиления, АФЧ – автоматическая подстройка частоты, БшН – бесшумная настройка, ССН – схема слежения за настройкой

При стереофоническом вещании разделение сигналов левого (Л) и правого (П) каналов происходит в стереодекодере СтД, звуковые сигналы с которого поступают в усилители низких (звуковых) частот. Автоматическая подстройка частоты АФЧ обеспечивает точность и стабильность настройки на станцию. Автоматическая регулировка усиления АРУ обеспечивает стабильность уровня сигнала на входе детектора. Паразитная амплитудная модуляция устраняется за счет применения схемы частотного детектора, нечувствительной к ней.



Для удобства слушателя вводятся дополнительные схемы: схема бесшумной настройки БшН и схема слежения за настройкой ССН.

При приеме АМ-сигналов промежуточная частота, как правило, выбирается из стандартного ряда частот: 455, 465 кГц для АМ и узкополосной ЧМ, 10,7 МГц при приеме широкополосных ЧМ-сигналов.

В стереовещании для передачи так называемого комплексного стереосигнала используются более широкополосные сигналы с полярной модуляцией (стандарт OIRT) и с пилот-тоном (стандарт CCIR).

Для современных радиовещательных приемников наиболее характерны следующие особенности:

- улучшение основных показателей качества,
- отказ от механических и электромеханических узлов и деталей,
- применение цифровых систем управления, синтезаторов частот и микропроцессоров,
- а также миниатюризация и повышение требований к дизайну.

Улучшение показателей качества осуществляется за счет применения современной элементной базы и схемотехники. Существует большое число транзисторов, устойчиво работающих на высоких частотах, имеющих большие коэффициенты усиления, малые собственные шумы, хорошую линейность характеристик. Применяются электронные системы настройки с помощью варикапов и всевозможные устройства подавления помех. Выпускается широкая номенклатура специализированных интегральных микросхем и больших интегральных микросхем, на которых выполняются любые блоки радиоприемного устройства и даже практически весь тракт приемника.

Бытовой радиоприемник должен иметь хорошие эргономические характеристики и удовлетворять требованиям художественной эстетики.

### *1.10.2. Магистральные приемные устройства*

Под магистральной связью понимают прямую (без ретрансляций) одностороннюю или двустороннюю дальнюю связь между отдельными корреспондентами. Наиболее характерными особенностями магистральных линий связи является их большая протяженность (до десятков тысяч километров), высокие требования к достоверности передачи информации и достаточно большой ее объем.

Для магистральной связи используется диапазон частот 3 до 30 МГц. Применяются различные виды модуляции, обеспечивающие телефонный или телеграфный режим работы. Из многочисленных применяемых режимов назовем следующие: А1 – телеграфия при амплитудной манипуляции, А3 – телефония при амплитудной модуляции, F1 – телеграфия при угловой

частотной (или фазовой) манипуляции, F3 – телефония при частотной модуляции. Кроме упомянутых выше двухполосных сигналов, широко применяются однополосные, в том числе с ослабленной или подавленной несущей. При излучениях типов А1, А3, F1, F3 используют слуховой прием сигналов на одну или две пары телефонов, а также на громкоговоритель. Телеграфные сигналы часто регистрируются непосредственно на телеграфный аппарат.

Выделяют три основных класса магистральных радиоприемных устройств.

К первому классу относятся адаптивные приемники, реализующие предельно достижимые на данном уровне развития радиотехники параметры. Они могут иметь большие габариты, высокую стоимость, потреблять значительную мощность от источников питания, обслуживаться достаточно квалифицированным персоналом.

Ко второму классу относятся приемники с плавной или дискретной установкой частоты, имеющие нестабильность частоты приема не более  $5 \cdot 10^{-5}$  и высокие, но не предельные электрические показатели.

Третий класс – это приемники с плавной установкой частоты (с нестабильностью порядка  $5 \cdot 10^{-4}$ ), имеющие только слуховые виды работы, местное (ручное или автоматическое) управление, обладающие высокой надежностью и экономичностью, малыми габаритами и весом. Допускается незначительное ухудшение второстепенных электрических параметров по сравнению со вторым классом.

Пороговая чувствительность магистральных приемников составляет 7...13 дБ (коэффициент шума: 5...20 дБ).

Ослабление побочных каналов приема достигает 80...120 дБ.

Двухсигнальная избирательность нормируется на уровне 60...100 дБ.

Для расширения динамического диапазона используются ручная и автоматическая регулировки усиления, имеющие глубину регулировки соответственно 55...80 (ручная) и 55...115 (автоматическая) децибел.

В главном тракте приема используется двукратное или трехкратное преобразование частоты, что позволяет реализовать высокую селективность как по прямому, так и по зеркальному каналам приема.

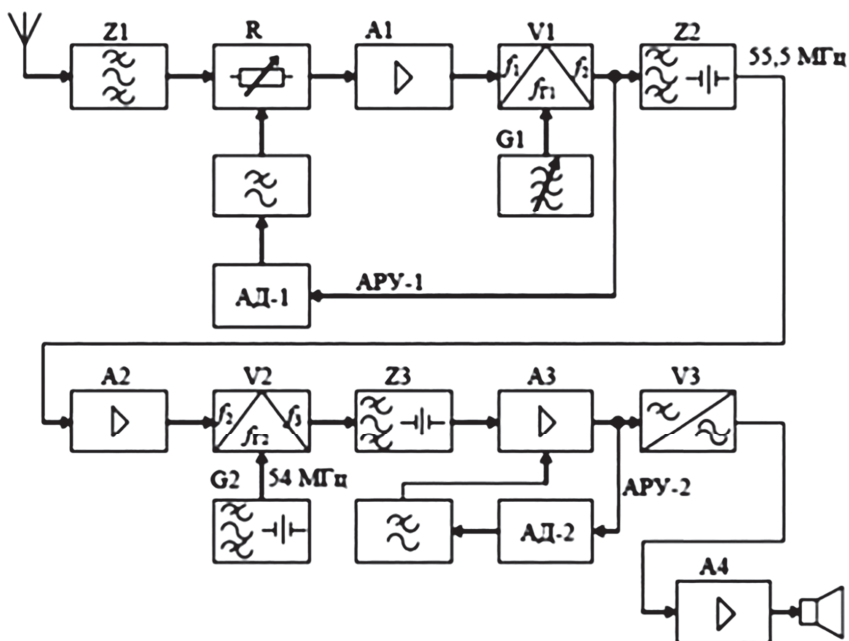
Первая промежуточная частота выбирается выше наибольшей частоты рабочего диапазона (35...50 МГц). В результате зеркальный канал оказывается далеко за пределами настройки приемника и достигается значительное (до 100 дБ) ослабление помеховых каналов приёма.

Основная селекция осуществляется уже в тракте первой промежуточной частоты приемника за счет применения кварцевых либо монолитных фильтров сосредоточенной селекции. При выборе второй промежуточной частоты руководствуются соображениями обеспечения избирательности по

соседнему и второму зеркальному каналам приема, а также согласования ширины спектра сигнала и полосы пропускания УПЧ. Значения второй промежуточной частоты в профессиональных приемниках варьируются от 0,2 до 1,6 МГц.

Перекрытие диапазона частот обеспечивается перестройкой одного (первого) гетеродина, при этом промежуточные частоты являются фиксированными. Однако возможны варианты с изменением частоты двух и более гетеродинов, а также с переменным значением первой промежуточной частоты.

Для примера рассмотрим вариант типовой структурной схемы профессионального приемника коротковолнового диапазона – рис. 1.14.



**Рис. 1.14.** Вариант структурной схемы профессионального коротковолнового приемника

Сигнал от антенны проходит через фильтр  $Z1$  входной цепи, аттенюатор  $R$  и усилитель  $A1$ , после чего поступает на первый смеситель  $V1$ . Фильтр  $Z1$  обычно представляет собой неперестраиваемую систему контуров, с помощью которой осуществляется предварительная селекция сигналов в пределах выбранного диапазона волн. Полоса пропускания фильтра равна ширине поддиапазона. При смене поддиапазона меняется фильтр.

Высокочастотный аттенуатор R может иметь ручное или автоматическое управление. Его целесообразно выполнить на *p-i-n*-диодах, имеющих очень малое сопротивление в открытом состоянии. Благодаря этому для слабых сигналов коэффициент передачи аттенуатора имеет значение, близкое к единице.

Усилитель A1 должен удовлетворять требованиям высокой линейности и малого коэффициента шума. В рассматриваемой схеме это широкополосный неперестраиваемый усилитель.

Первое преобразование частоты осуществляется «вверх». Ориентируясь на международную регламентацию диапазона КВ (5...30 МГц), значение первой промежуточной частоты выбирают выше 30 МГц.

Генератор плавного диапазона G1 обеспечивает настройку приемника на частоту сигнала выбранной станции. Первая промежуточная частота выделяется фильтром Z2. Далее сигнал поступает на вход усилителя A2, нагрузкой которого является второй преобразователь частоты V2.

Вторая промежуточная частота выбирается достаточно низкой. На ней происходит основное усиление сигнала.

Второй гетеродин G2 – неперестраиваемый и высокостабильный. Его частота выбирается в соответствии со стандартом на частоты современного ряда кварцевых резонаторов.

Сигнал второй промежуточной частоты выделяется фильтром Z3 и усиливается резонансным усилителем A3, после чего поступает на вход детектора V3.

Низкочастотный сигнал с выхода детектора усиливается усилителем низких частот A4, нагрузкой которого является динамик.

Радиоприемник снабжен двухпетлевой системой автоматической регулировки усиления. Цепь АРУ-1 состоит из детектора АРУ АД-1 и фильтра низких частот. Эта цепь обеспечивает линейность работы усилителей A1 и A2 при резком возрастании уровня сигналов в антенне. Она является защитой не только от перегрузки каскадов приемника полезным сигналом высокого уровня, но и от интермодуляционных искажений, вызываемых одновременным действием мощных внеполосных помех. С этой целью управляющее напряжение в цепь АРУ-1 снимается до полосового фильтра Z2, т. е. до проведения основной фильтрации. В случае помехи высокого уровня коэффициент передачи аттенуатора R уменьшается, что предотвращает появление перекрестной модуляции или интермодуляционной помехи.

В цепь АРУ-2 входят детектор АРУ АД-2 и фильтр низких частот. Эта цепь предотвращает перегрузку усилителя низких частот A4 в случае резкого возрастания уровня полезного сигнала. В этом случае действие

АРУ-2 сводится к уменьшению усиления УПЧ-2 АЗ и обеспечению линейности его работы.

К усилителю первой промежуточной частоты предъявляются высокие требования по линейности. В качестве усилительных приборов выбирают малощумящие биполярные или полевые транзисторы. Принимаются меры по обеспечению высокой температурной стабильности режима каскадов. Усиление первой промежуточной частоты обычно составляет около 20 дБ. Частотная селекция обеспечивается применением кварцевых фильтров, фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ), электромеханических фильтров или фильтров на керамической основе.

Ко второму смесителю предъявляют, как и к первому, высокие требования по линейности, но менее жесткие требования по шумам.

Второй усилитель промежуточной частоты УПЧ-2 должен обеспечить основное усиление в главном тракте приемника, а также достаточно глубокую регулировку усиления. Его усиление меняется системой АРУ-2 от нескольких тысяч до нескольких десятков. Регулировка усиления не должна ухудшать линейности тракта. Для усиления могут использоваться дискретные элементы или интегральные микросхемы. Возможно использование нескольких идентичных каскадов. С выхода УПЧ-2 сигнал подается на вход детектора.

Современные тенденции развития техники приема состоят в том, что в магистральные приемники вводятся различного рода ручные и автоматические регулировки отдельных параметров (усиления, избирательности, частоты настройки) или даже предусматриваются автоматические изменения его общей структуры и алгоритма работы в зависимости от непрерывно меняющихся условий связи. Это позволяет обеспечить близкий к оптимальному прием при достаточно быстрых изменениях характеристик сигналов и помех. Специальная аппаратура автоматического контроля позволяет по заранее введенной программе производить как оценку работоспособности приемника, так и оценку качества принимаемого сигнала. Все эти меры значительно увеличивают надежность приема сообщения.

### *1.10.3. Приемники цифровых данных*

Особенностями устройств передачи и приема цифровых данных являются:

- формирование информационного сигнала в виде цифровой последовательности значений, например нулей и единиц. При этом для ана-

логового сигнала обязательна процедура аналого-цифрового преобразования – квантования значений сигнала по уровню в дискретные моменты во времени;

- формирование излучаемого сигнала путём манипуляции сигнала генератора несущей частоты одной информационной последовательностью (или сразу несколькими последовательностями при частотном и временном уплотнении);
- простота точного восстановления информационной последовательности в приемнике, т. к. небольшие помехи и искажения передаваемого сигнала при демодуляции сравнительно легко «отбрасываются» решающим устройством при сопоставлении уровня сигнала одному значению из небольшого множества (либо «0», либо «1» для бинарного сигнала);
- возможность применения специальных помехоустойчивых кодов, квазиоптимальных и адаптивных методов приема сигналов, цифровой обработки сигнала (ЦОС) с запоминанием большого числа параметров и массивов самого сигнала;
- приемники цифровых данных с ЦОС обеспечивают высокую стабильность характеристик за счет отсутствия свойственных аналоговым цепям параметрических уходов. Аппаратура ЦОС не требует настройки, а элементная база более однородна.

Однако цифровым узлам присущи и недостатки, в основном связанные с большей аппаратурной сложностью: большее потребление, необходимость учёта и согласования узлов по тактовой частоте, увеличение задержки доставки сигнала. Можно также отметить, что при недостаточном соотношении уровня сигнал/шум в радиоприемниках цифровых данных выходной сигнал, выдаваемый на оконечное устройство, пропадает (должен игнорироваться полностью или частично), т. к. потеря синхронизации не позволяет «различать» старшие и младшие разряды в данных, в то время как для радиоприемников аналоговых сигналов речевое сообщение можно воспринимать со слышимыми шумами и искажениями. Частичную потерю данных можно минимизировать различными способами избыточного кодирования и перемешивания информационных пакетов по времени и по частоте излучаемого сигнала.

Передача цифровых данных осуществляется преимущественно в выделенных диапазонах 433,92 МГц, 868,3 МГц, 800–900 МГц, 1800–1900 МГц и 2,4 ГГц. Поскольку передача сигнала ведется, как правило, на малое расстояние (от 1 до 2000 м) и в условиях значительного уровня городских помех, большое значение при проектировании таких

приемников уделяется их эффективной чувствительности и избирательности. Обычно чувствительности приемников цифровых сигналов лежат в диапазоне 90–110 дБм, полосы пропускания в диапазоне от 3 кГц до 54 МГц. Кроме того, приемники такого вида зачастую являются мобильными, поэтому особые требования предъявляются к их массогабаритным показателям.

Для передачи цифровых данных используются сигналы с различными современными (частотно-эффективными) методами манипуляции: частотной (ЧМн), фазовой (ФМн), амплитудно-фазовой (АФМн).

Сигнал с амплитудной манипуляцией (АМн) менее помехоустойчив, но наиболее прост при формировании, приеме и демодуляции. Полоса пропускания радиотракта выбирается исходя из значения допустимых искажений либо из условия получения максимального отношения сигнала к помехе.

Линейная додетекторная часть радиотракта приемников цифровых данных может строиться по тем же структурным схемам приемников аналоговых сигналов. В большинстве случаев приемники цифровых данных строятся по супергетеродинной схеме с однократным преобразованием частоты, но также встречаются свёрхрегенеративные приемники и приемники прямого преобразования.

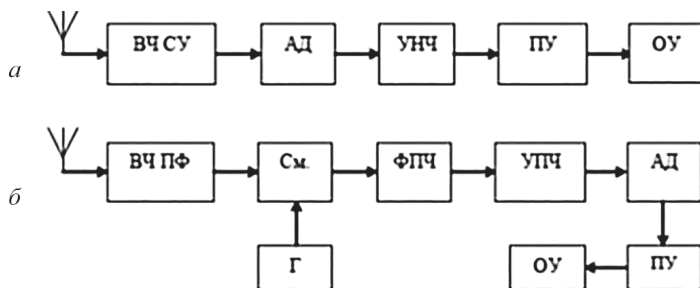
Так как на выходе такого приемника (на входе ОУ) должен присутствовать сигнал в цифровом виде, в качестве последнего каскада ставится пороговое устройство (ПУ) – компаратор (для бинарной информационной посылки) или дешифратор. При этом структурные схемы таких приемников могут выглядеть так, как показано на рис. 1.15, а, б.

Приемник прямого усиления удобен и прост в реализации при фиксированной настройке для случая приема широкого спектра сигналов или при отсутствии сигналов и помех на побочных каналах.

Высокочастотный селективный усилитель ВЧ СУ в таких приемниках строится на основе фильтра на поверхностных акустических волнах, имеющего малые габариты и высокие селективные свойства.

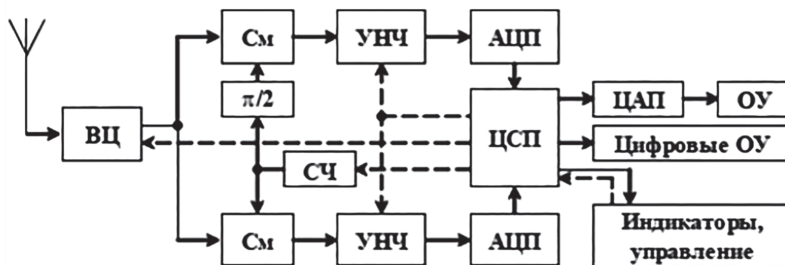
Такие же фильтры, как правило, используются и в фильтре промежуточной частоты ФПЧ, и в качестве полосовых фильтров ВЧ ПФ, включенных на рис. 1.15, б в качестве входной цепи супергетеродинного приемника. Таким образом, специфика приема сигналов цифровых данных заключается в основном в детектировании и в последдетекторной обработке сигнала.





**Рис. 1.15.** Примеры структурных схем приемников цифровых данных: *a* – прямое усиление; *б* – супергетеродин

Рассмотрим пример упрощенной структурной схемы приемника прямого преобразования с использованием цифрового сигнального процессора (ЦСП), где решение проблем синхронизации элементарных посылок эффективно решается без усложнения аппаратной структуры – рис. 1.16.



**Рис. 1.16.** Пример структурной схемы приемника на базе цифрового сигнального процессора

При прямом преобразовании синтезатор частоты СЧ настраивается на частоту несущего колебания, и на смесители подаются сигналы, смещённые по фазе на  $\pi/2$ .

Обработка сигнала выполняется аналогично квадратурной схеме оптимального некогерентного приемника без необходимости знания начальной фазы принимаемого сигнала, но здесь полученные в смесителях и усиленные в УНЧ квадратурные составляющие после аналого-цифровых преобразований поступают в ЦСП для последующей программно-аппаратной обработки в соответствии с выбранным типом модуляции/манипуляции. Выходной сигнал поступает на цифровые оконечные устройства и/или через ЦАП на аналоговые ОУ. Современные ЦСП могут содержать встроенные декодеры, шины параллельных и последовательных интерфейсов, блоки АЦП, ЦАП, ШИМ, которые могут быть использованы для управления синтезатором частоты СЧ и параметрами (коэффициентами усиления, полосой



частот) ВЦ, УРЧ, УНЧ. На индикаторы может выдаваться произвольная информация, в том числе частоты настройки, вид модуляции и качество сигнала, параметры режима работы приемника и т. д.

#### 1.10.4. Приемники сотовой связи [38]

Несмотря на многообразие моделей сотовых радиотелефонов, все они имеют сходную конструкцию. Каждый имеет передающее и приемное устройства, устройства преобразования и воспроизведения речи, устройство контроля и управления, антенну, звонок, клавиатуру и дисплей. В зависимости от модели они могут различаться размерами, составом комплектующих элементов, функциональными характеристиками и другими показателями. Структурная схема радиотелефона, работающего в стандарте *GSM*, приведена на рис. 1.17.

Обычно в таких радиотелефонах имеются аналоговая и цифровая части, которые могут выполняться на отдельных платах.

Антенна выполняет одновременно функции приемной и передающей. Она представляет собой укороченную спиральную антенну, по характеристикам аналогичную стандартной полуволновой антенне.

Передатчик и приемник работают не одновременно, и передача осуществляется только в течение  $1/8$  длительности кадра. Это значительно уменьшает расход энергии аккумуляторной батареи и увеличивает время ее работы без подзарядки.

Принимаемый сигнал после прохождения полосового входного фильтра усиливается МШУ и поступает на первый вход смесителя. На второй вход смесителя поступает сигнал гетеродина  $f_{прм}$  с синтезатора частот. Сигнал первой промежуточной частоты  $f_{пр1}$  проходит через полосовой фильтр на поверхностных акустических волнах (ПАВ) и усиливается усилителем УПЧ1, после чего поступает на вход второго смесителя. На второй вход смесителя поступает сигнал гетеродина  $f_g$  с генератора частот.

Полученный сигнал второй промежуточной частоты  $f_{пр2}$  фильтруется, усиливается УПЧ2 и поступает на аналого-цифровой преобразователь АЦП, где преобразуется в сигнал, необходимый для работы сигнального процессора CPU.

В режиме передачи информационный цифровой сигнал, сформированный CPU, поступает на I/Q-генератор, где происходит формирование модулирующего сигнала. Последний поступает в фазовый модулятор, с которого сигнал  $f_{фм}$  поступает в смеситель. Полученный сигнал  $f_{с1}$  через полосовой фильтр поступает в усилитель мощности УМ, управляемый с помощью CPU. Полученный сигнал через полосовой фильтр излучается в пространство.

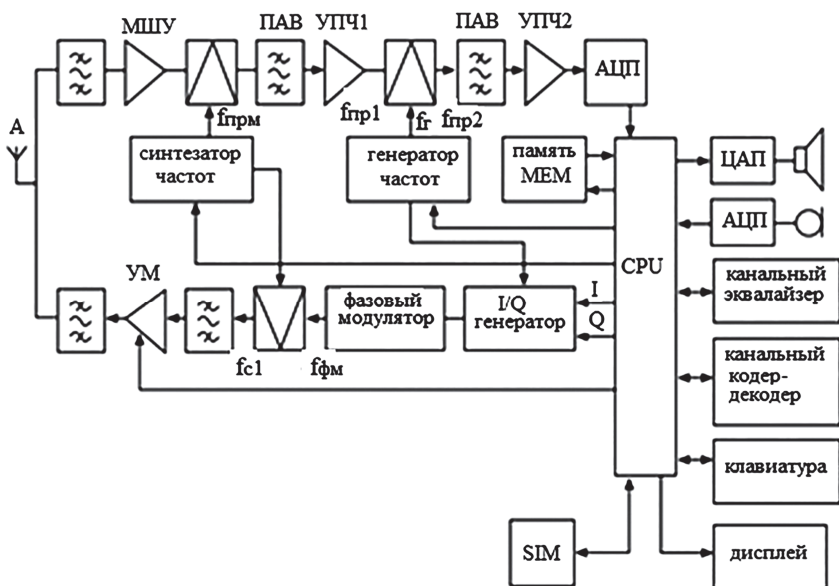


Рис. 1.17. Структурная схема радиотелефона стандарта GSM

Цифровая логическая часть телефона состоит из цифрового сигнального процессора CPU, памяти MEM, канального эквалайзера, канального кодера/декодера, SIM-карты, преобразователей АЦП и ЦАП, клавиатуры и дисплея. Она выполняет задачи, заключающиеся в демодуляции, кодировании, сжатии и восстановлении речевого сигнала, уменьшении шумов, обработке информации, вводимой с клавиатуры. Она выводит необходимую информацию на экран дисплея, производит обмен информацией с SIM-картой, обеспечивающей аутентификацию абонента и шифрование данных.

Для модуляции сигнала в стандарте GSM используется спектрально-эффективная гауссовская частотная модуляция с минимальным частотным сдвигом (GMSK).

Модуляция называется так потому, что информационные биты до модулятора проходят через фильтр нижних частот (ГФ) с гауссовской АЧХ. Формирование радиосигнала происходит таким образом, что в интервале, соответствующем одному биту, фаза несущей изменяется на  $90^\circ$ . Основой формирователя GMSK-сигнала является квадратурный (I/Q) модулятор, который состоит из двух умножителей и одного сумматора.

Достоинства такого метода модуляции заключаются в следующем:

- постоянная по уровню модуляция;
- узкий спектр частот на выходе усилителя мощности;
- хорошая помехоустойчивость.

Основные операции над сигналом в приемнике могут выполняться в аналоговой, цифровой или цифроаналоговой форме.

Усилительно-преобразовательный тракт обычно является аналоговым, демодуляция и последующая обработка сигналов в современных приемниках часто делается цифровой.

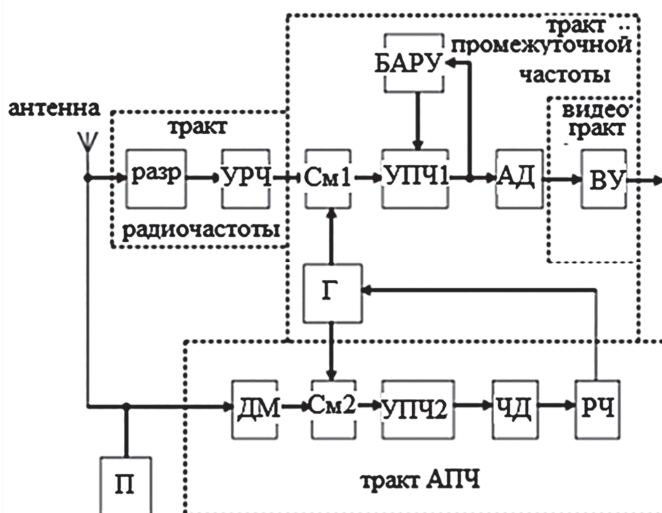
В качестве *активных элементов* широко применяются полевые и биполярные транзисторы и интегральные микросхемы. Элементная база постоянно обновляется.

*Конструктивно* приемники выполняются на основе печатного или объемного монтажа с использованием интегральных микросхем, представляющих собой каскады, узлы приемников и даже целые приемники [38].

#### 1.10.5. Радиолокационные приемники [38]

Как было показано ранее в разделе 1.8, радиолокационный приемник является частью радиолокационной станции (РЛС) и, как правило, работает от общей с передатчиком приемопередающей антенны. Различают РЛС непрерывного и импульсного излучения. Обработка сигнала в приемнике предусматривает обнаружение сигнала, отраженного от цели, и (или) определение его параметров, например, по задержке принятого сигнала (относительно зондирующего) определяется дальность до цели. Функции обнаружения сигнала и измерения его параметров могут быть расчленены. *Оптимальный приемник* простого импульсного сигнала состоит из двух частей: *широкополосной линейной части* и *оптимального обнаружителя* или *измерителя*. В широкополосном линейном тракте производится усиление сигнала до уровня, необходимого для нормальной работы обнаружителя или измерителя, а также предварительная фильтрация сигнала. На первом этапе приемное устройство РЛС работает в режиме обнаружения сигнала. На втором – решается задача измерения его параметров.

При проектировании РЛС задают определенные значения вероятности правильного обнаружения и вероятности ложной тревоги. Затем определяют отношение сигнал/шум, напряжение порога обнаружения и чувствительность приемника. Реализация оптимальных алгоритмов обнаружения иногда приводит к чрезмерному усложнению и удорожанию приемника. В этих случаях приходится изменять некоторые параметры оптимального алгоритма или видоизменять сам алгоритм, а иногда делать и то и другое. Пример варианта структурной схемы радиолокационного приемника, входящего в РЛС и работающего от общей антенны с передатчиком, приведена на рис. 1.18.



**Рис. 1.18.** Пример варианта структурной схемы радиолокационного приемника: П – передатчик, ДМ – делитель мощности, Разр. – разрядник, УРЧ – усилитель радиочастоты, См – смеситель, УПЧ – усилитель промежуточной частоты, АД – амплитудный детектор, ВУ – видеоусилитель, Г – гетеродин, ЧД – частотный дискриминатор, РЧ – регулятор частоты

Тракт радиочастоты состоит из *разрядника*, защищающего вход приемника в момент излучения сигнала передатчиком, и *усилителя радиочастоты*. В тракт промежуточной частоты входят *смеситель См-1*, *гетеродин*, *усилитель промежуточной частоты УПЧ-1* и *амплитудный детектор*.

Для защиты приемника от действия мощных импульсных помех, длительность которых превышает длительность полезного сигнала, введена *система быстросрабатывающей автоматической регулировки усиления БАРУ*, время срабатывания которой больше длительности сигнала, но меньше длительности помехи. Нестабильность частот передатчика и гетеродина компенсируется системой *автоматической подстройки частоты*, в которую входят делитель мощности, второй смеситель См-2, второй усилитель промежуточной частоты УПЧ-2, частотный дискриминатор и регулятор частоты. В видеотракте использован видеоусилитель. Для расширения динамического диапазона приемника в основном тракте часто используются *логарифмические* усилители.

Полоса пропускания приемника зависит от назначения РЛС и предъявляемых к ней технических требований. В тех случаях, когда первостепенное значение имеет дальность действия станции и вопрос точности определения расстояния особо не оговорен, полосу пропускания приемника выбирают оптимальной с точки зрения характеристик обнаружения, как уже было описано выше.

Промежуточная частота выбирается в интервале 30...120 МГц, при этом руководствуются следующими основными соображениями:

- повышение промежуточной частоты улучшает фильтрацию составляющей промежуточной частоты после видеодетектора;
- для лучшего воспроизведения формы огибающей импульса период промежуточной частоты должен составлять не более 0,05 от длительности импульса;
- низкая промежуточная частота обеспечивает повышенную устойчивость УПЧ, позволяет уменьшить его коэффициент шума, но требует более совершенной системы АПЧ;
- большая избирательность по зеркальному каналу обеспечивается при выборе более высокой промежуточной частоты.

## Контрольные вопросы по разделу I

1. Приведите состав и назначение элементов структурной схемы радиoliniи.
2. Приведите структурные схемы организации симплексной и дуплексной радиосвязи.
3. Приведите состав и назначение элементов системы спутникового вещания «НТВ Плюс».
4. Приведите принцип работы спутниковой системы радиосвязи для рынка информационных услуг для коллективных и индивидуальных пользователей.
5. Приведите краткую характеристику работы сотовой сети радиосвязи стандарта GSM.
6. Приведите краткую характеристику работы системы радиосвязи через Интернет.
7. Приведите краткие характеристики систем GPS и ГЛОНАСС.
8. Приведите краткую характеристику работы беспроводной локальной сети Wi-Fi.
9. Приведите краткую характеристику работы беспроводных сетей Bluetooth.
10. Приведите классификацию радиоприемных устройств.
11. Приведите структурную электрическую схему приемника прямого усиления и назначение его элементов.
12. Приведите структурную электрическую схему супергетеродинного радиоприемника и назначение его элементов.
13. Для чего предназначен преобразователь частоты радиоприемника? Каков принцип его работы?
14. В чем заключаются преимущества и недостатки супергетеродинного приемника?
15. Приведите частотную характеристику преобразователя частоты.
16. Что такое «побочные каналы приема» в супергетеродинном приемнике?
17. Что такое «помехи по соседнему каналу» в супергетеродинном приемнике?
18. Приведите основные способы ослабления побочных каналов приема в супергетеродинном приемнике?
19. Приведите особенности построения радиовещательных приемников.
16. Приведите особенности построения магистральных приемных устройств.
20. Приведите особенности построения радиоприемников цифровых данных.
21. Приведите особенности построения радиоприемников сотовой связи.
22. Приведите принципы радиолокации и особенности построения радиолокационного приемника.

Письмо в редакцию

*Дорогая редакция!*

*Формулировку закона Ома необходимо уточнить следующим образом:  
«Если использовать тщательно отобранные и безупречно подготовленные  
исходные материалы, то при наличии некоторого навыка из них можно  
сконструировать электрическую цепь, для которой измерения отношения  
тока к напряжению, даже если они производятся в течение ограниченного  
времени, дают значения, которые после введения соответствующих поправок  
оказываются равными постоянной величине».*

Копенгаген

А. М. Б. Розен

Из книги «Ученые шутят»

## **РАЗДЕЛ II. СХЕМОТЕХНИКА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ. КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ**

### **Тема 2. Технические характеристики радиоприемных устройств [19]**

#### **2.1. Чувствительность**

Чувствительность – способность приемника принимать слабые сигналы. Количественной мерой чувствительности является минимальный уровень сигнала в антенне (ЭДС  $E_a$ , мкВ – в диапазоне частот до УВЧ, или мощность  $P_a$ , мкВт – в диапазоне частот от СВЧ и выше), при котором переданная информация воспроизводится с заданной мерой качества. Критерий качества определяется видом принимаемого сигнала. При телефонии это отношение сигнал/шум на выходе приемника. При приеме цифровых двоичных сигналов – вероятность ошибки.

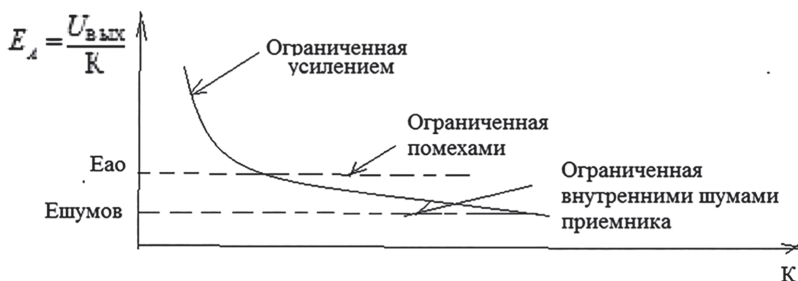
Факторы, ограничивающие чувствительность:

- Усиление приемника,
- Помехи радиоприему.

Напряжение на выходе линейного додетекторного тракта приемника прямо пропорционально ЭДС в антенне  $E_a$  и коэффициенту усиления этого тракта  $K$ :

$$U_{\text{вых}} = E_a K$$

Поэтому при заданном постоянном значении  $U_{\text{вых}}$  значение требуемой ЭДС в антенне обратно пропорционально коэффициенту усиления (рис. 2.1).



**Рис. 2.1.** Зависимость чувствительности приемника от коэффициента усиления (до входа детектора)

Как видно из рисунка, нижний порог чувствительности ограничен двумя порогами.

Первый порог – это чувствительность, ограниченная внутренними помехами – шумами (это параметр собственно приемника). Этот порог используется при проектировании и использовании, например РПУ планетного радиолокатора с чувствительностью  $P_a = 10^{-21}$  Вт в диапазоне СВЧ, где уровень внешних помех мал.

Основными источниками внутренних (собственных) шумов приемника являются:

- тепловые шумы резисторов, конденсаторов;
- шумы транзисторов (дробовые шумы – шумы, обусловленные флуктуацией эмиттерного и коллекторного переходов; шумы перераспределения токов между электродами; тепловые шумы активных сопротивлений базы и коллектора);
- шумы антенны (тепловые шумы активного сопротивления потерь антенны и шумы приема шумовых излучений окружающей среды).

Второй порог – чувствительность, ограниченная внешними помехами. Этот порог используется при проектировании, например, РПУ декаметрового диапазона с чувствительностью  $E_a = 0,5 \dots 15$  мкВ (в этом диапазоне большой уровень внешних помех).

Основными внешними помехами приемника являются:

- мультипликативные помехи. Среда распространения содержит неоднородности, вызывающие поглощение и рассеяние энергии сигнала, многолучевое распространение, доплеровский сдвиг частоты, изменение поляризации волн. В результате возникают замирания, искажается форма сигнала, возникает интерференция, т. е. возникают



помехи из-за случайных изменений комплексной передаточной функции среды распространения;

- аддитивные помехи – помехи, суммирующиеся с полезным сигналом; в зависимости от того, где находится источник искажения сигнала – различают внутриканальные или внеканальные;
- естественные помехи – атмосферные, шумы теплового излучения земли, космические шумы;
- искусственные помехи – непреднамеренные и индустриальные; специально организованные;
- непреднамеренные – сторонние радиопередатчики, гетеродины близко расположенных приемников;
- индустриальные – промышленные объекты, медицинское оборудование, транспорт и т. д.

Помехоустойчивость – способность приемника противостоять действию помех. Внутриканальные помехи убираются (уменьшаются) за счет помехоустойчивых кодов, специальной обработкой сигналов. Внеканальные помехи убираются за счет частотной селекции.

Наряду с измерением чувствительности в абсолютных единицах (вольтах и ваттах) используют относительную единицу измерения – дБм – чувствительность относительно 1 мВт, выраженную в децибелах

$$P_{A[\text{дБм}]} = 10 \lg \left( \frac{P_{A[\text{мВт}]}}{1_{[\text{мВт}]}} \right).$$

Например, чувствительность приемника беспроводного сетевого адаптера стандарта 802.11b, используемого в ЛВС, при пропускной способности 2 Мбит/с может равняться – 90 дБм. Каждый адаптер состоит из высокоскоростного радиомодема, обеспечивающего прием и передачу сигналов, и процессора, отвечающего за сетевые функции, включая формирование кадров и реализацию алгоритма доступа к среде передачи.

## 2.2. Коэффициент шума и шумовая температура приемника

### 2.2.1. Определения коэффициента шума

Есть два определения коэффициента шума.

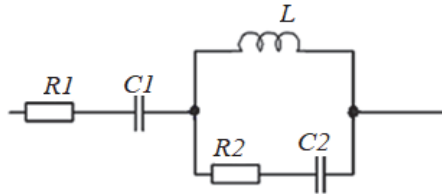
1. Первое определение. Коэффициентом шума приемника называется отношение полной мощности шума  $P_{\text{швых}}$  на выходе додетекторного тракта приемника к части этой мощности  $P_{\text{швых0}}$ , которую создает включенный на вход эквивалент антенны.



$$\Pi_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{ш вых}}}{P_{\text{ш вых0}}}$$

Существует две трактовки определения эквивалента антенны.

Первая трактовка: эквивалент антенны – это двухполюсник с усредненными параметрами антенны, близкими к реальным (вероятным) параметрам антенны (рис. 2.2):



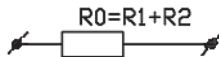
**Рис. 2.2.** Физический эквивалент открытой антенны радиовещательного приемника НЧ, ВЧ диапазона ( $L = 20$  мкГн;  $R1 = 50$  Ом;  $C1 = 125$  пФ;  $R2 = 320$  Ом;  $C2 = 400$  пФ)

На низких и средних частотах сопротивление индуктивности  $X_L = \omega L$  мало и эквивалентная схема может быть упрощена (рис. 2.3):



**Рис. 2.3.** Эквивалент антенны приемника на НЧ (СЧ)

На высоких частотах сопротивление  $X_L$  велико, сопротивления  $X_{C1}$  и  $X_{C2}$  малы и тогда эквивалентная схема принимает вид (рис. 2.4):



**Рис. 2.4.** Эквивалент антенны приемника на ВЧ.

Приемную антенну можно представить в виде генератора ЭДС  $\dot{E}_a$  или генератора тока  $\dot{I}_a$  (рис. 2.5):



**Рис. 2.5.** Представление приемной антенны в виде генератора ЭДС или генератора тока

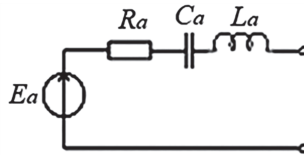
где

$$\begin{aligned} \dot{I}_a &= \frac{\dot{E}_a}{\dot{Z}_a} = \dot{E}_a \cdot \dot{Y}_a; \\ \dot{Z}_a &= r_a + jx_a; \\ \dot{Y}_a &= \frac{1}{\dot{Z}_a} = \dot{G}_a + j\dot{B}_a \end{aligned}$$

– комплексные сопротивление и проводимость антенны:

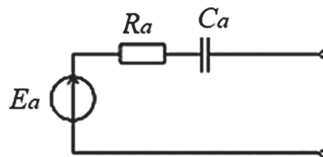
$$G_a = \frac{r_a}{|\dot{Z}_a|^2}, \quad B_a = -b \frac{x_a}{|\dot{Z}_a|^2}.$$

Вторая трактовка эквивалента антенны: эквивалентом антенны называется линейный двухполюсник, сопротивление которого равно выходному сопротивлению антенны. Сопротивление ненастроенной антенны,  $\dot{Z}_a$  зависит от частоты случайным образом. Если ее размеры невелики по сравнению с длиной волны, то эквивалент антенны может быть представлен (рис. 2.6):



**Рис. 2.6.** Эквивалент антенны при малых ее размерах по сравнению с длиной волны

В диапазоне НЧ (СЧ)  $\omega L_a \ll 1/\omega C_a$ , тогда (рис. 2.7):



**Рис. 2.7.** Эквивалент антенны при малых ее размерах по сравнению с длиной волны на НЧ

В диапазоне ВЧ  $\dot{Z}_a$  имеет сложный характер (как индуктивный, так и емкостный).

В диапазоне ОВЧ (более коротких волнах) используют антенны, настроенные на среднюю частоту диапазона, где антенна обладает активным сопротивлением  $R_a$ .

Если  $R_A$  равно сопротивлению фидера, то ее соединяют с ним непосредственно. В других случаях используют специальные согласующие устройства.

Реальная чувствительность (ограниченная внутренними шумами) зависит от коэффициента усиления  $K$ , уровня собственных шумов, приведенных ко входу антенны, и требуемого порогового превышения заданного уровня сигнала над шумами.

2. Второе определение коэффициента шума. Коэффициентом шума приемника называется величина, которая показывает, во сколько раз отношение сигнал/шум на входе приемника больше отношения сигнал/шум на его выходе

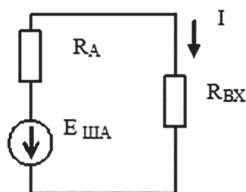
$$Ш_{пр} = \frac{P_{свх} / P_{ш вх}}{P_{с вых} / P_{ш вых}}$$

Эти определения эквивалентны, так как

$$Ш_{пр} = P_{свх} P_{ш вых} / P_{с вых} P_{ш вх} = P_{ш вых} / P_{ш вх} K = P_{ш вых} / P_{ш вых0}$$

### 2.2.2. Определение шумовой мощности, поступающей на вход приемника от антенны

В частотных диапазонах, где важную роль играет коэффициент шума, используются настроенные антенны, т. е. антенны, сопротивление которых носит резистивный характер. Поэтому эквивалентом антенны является резистор – источник теплового шума. Эквивалентная схема шумящего резистора, подключенного к входу приемника, имеет следующий вид (рис. 2.8).



**Рис. 2.8.** Эквивалентная схема шумящего резистора, подключенного к входу приемника

Так как

$$I = \frac{E_A}{R_A + R_{ВХ}};$$

$$P = I^2 \cdot R_{ВХ}$$

и

$$P = \frac{E_A^2}{(R_A + R_{BX})^2} \cdot R_{BX},$$

то средний квадрат шумовой ЭДС определяется из соотношения общего вида  $P = E^2/R$ , для которого

$$\overline{E_{шA}}^2 = 4kT\Pi R_A, \text{ (Вт} \cdot \Omega\text{)},$$

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Вт}}{\text{Гц} \cdot \text{Град}}$$

постоянная Больцмана,  $T$  – температура по шкале Кельвина, ( $T = 290 \text{ }^\circ\text{К}$  – комнатная температура),

$$kT = 4 \cdot 10^{-21} \frac{\text{Вт}}{\text{Гц}}$$

$\Pi$  – полоса частот, в которой производится измерение мощности шума.

Найдем шумовую мощность, поступающую на вход приемника

$$P_{ш\text{вх}} = \frac{\overline{E_{шA}}^2}{(R_A + R_{BX})^2} R_{BX} = kT\Pi \frac{4R_A R_{BX}}{(R_A + R_{BX})^2} = kT\Pi q_1 \text{ (Вт)}$$

где

$$q_1 = \frac{4R_A R_{BX}}{(R_A + R_{BX})^2}$$

коэффициент согласования на входе приемника. В режиме согласования  $q_1 = 1$ , в режиме рассогласования  $q_1 < 1$ .

### 2.2.3. Связь коэффициента шума приемника с параметрами его отдельных каскадов

На рис. 2.9 представлен додетекторный тракт приемника в виде последовательно включенных шумящих каскадов, каждый из которых характеризуется коэффициентом шума, коэффициентом усиления по мощности и коэффициентом согласования на его входе.



**Рис. 2.9.** Последовательное соединение шумящих каскадов додетекторного тракта приемника

Требуется выразить коэффициент шума приемника через параметры всех его каскадов. По определению

$$\text{Ш}_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{ш вых}}}{P_{\text{ш вых}0}}$$

где

$$P_{\text{ш вых}0} = \kappa \text{ТП} q_1 K_1 K_2 \dots K_N,$$

$$P_{\text{ш вых}} = P_{\text{ш вых}0} + \Delta P_{\text{ш}1} K_2 \dots K_N + \Delta P_{\text{ш}2} K_3 \dots K_N + \Delta P_{\text{ш}N} K_N$$

Здесь  $\Delta P_{\text{ш}N}$  – мощность шумов, генерируемая N-м каскадом.

Для определения  $\Delta P_{\text{ш}N}$  воспользуемся определением коэффициента шума N-го каскада

$$K_{\text{ш}n} = \frac{P_{\text{ш вых}n}}{P_{\text{ш вых}0n}}$$

где

$$P_{\text{ш вых}0N} = \kappa \text{ТП} q_n K_n$$

Мощность шума, генерируемая n-м каскадом, равна

$$\Delta P_{\text{ш}N} = P_{\text{ш вых}N} - P_{\text{ш вых}0N} = \kappa \text{ТП} q_n K_n (\text{Ш}_N - 1)$$

Разделив  $P_{\text{ш вых}}$  на  $P_{\text{ш вых}0}$  с учетом последнего соотношения, получим

$$\text{Ш}_{\text{пр}} = \text{Ш}_1 + (q_2/q_1) (\text{Ш}_2 - 1)/K_1 + (q_3/q_1)(\text{Ш}_3 - 1)/K_1 K_2 + \dots$$

На основании последнего соотношения можно сделать следующие выводы:

- основной вклад в коэффициент шума вносят его первые каскады;
- влияние последующих каскадов тем меньше, чем больше коэффициент усиления предшествующих каскадов.

#### 2.2.4. Связь коэффициента шума и чувствительности

Определим количественную меру чувствительности приемника, задавшись отношением сигнал/шум на выходе додетекторного тракта

$$P_{\text{свых}}/P_{\text{швых}} = b$$

Входящие в последнее соотношение мощности сигнала и шума определяются следующим образом

$$P_{\text{свых}} = P_{A0} q_1 K, \quad P_{\text{швых}} = \kappa \text{ТП} q_1 K \text{Ш}_{\text{пр}}$$

Из трех последних соотношений получим

$$P_{A0} = kT \Pi \text{Ш}_{\text{пр}} b$$

Таким образом, количественная мера чувствительности по мощности прямо пропорциональна коэффициенту шума.

Чувствительность, определенная при отношении сигнал /шум на выходе детекторного тракта, равном единице ( $b = 1$ ), называется пороговой. Она равна

$$P_{A0\text{пор}} = kT \Pi \text{Ш}_{\text{пр}}.$$

Из соотношения для  $P_{A0}$  следуют способы повышения чувствительности приемника:

- снижение коэффициента шума за счет применения малошумящих входных каскадов с высоким коэффициентом усиления по мощности;
- сужение полосы пропускания приемников;
- применение помехоустойчивых демодуляторов, которые работают при малых отношениях сигнал/шум.

### 2.3. Селективность

Селективностью называется способность радиоприемника выделять полезный сигнал из спектра электромагнитных колебаний в месте приема.

Различают частотную, фазовую, амплитудную, временную, пространственную, поляризационную селективность и селективность по форме сигнала.

Так как в радиовещании и большинстве систем радиосвязи сигналы различаются по частоте, то основным видом селективности является частотная селективность. Она применяется во всех приемниках без исключения.

Количественной мерой селективности является отношение уровня помехи к уровню сигнала на входе приемника, при котором получается заданное допустимое отношение сигнал/помеха на выходе приемника

$$Se = \frac{U_{\text{П ВХ}}}{U_{\text{С ВХ}}} \quad \text{при} \quad \frac{U_{\text{С ВЫХ}}}{U_{\text{П ВЫХ}}} = b_{\text{доп}}.$$

В отличие от помехоустойчивости и чувствительности селективность нельзя оценить одним числом, т. к. из-за наличия электронных приборов (транзисторов, микросхем) с нелинейными характеристиками,

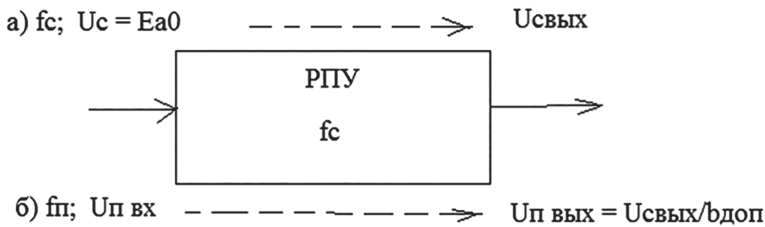
эффекты, вызванные одновременным прохождением сигнала и помех, могут отличаться от тех, какие имели бы место при их раздельном прохождении.

Различают односигнальную и многосигнальную селективности.

Способ измерения односигнальной селективности иллюстрируется рис. 2.10. Он состоит в следующем:

- сначала на вход приемника подается сигнал с частотой  $f_c$  и с напряжением, равным чувствительности радиоприемника  $U_{свх} = E_{a0}$ , и измеряется напряжение на его выходе  $U_{свых}$ ;
- затем сигнал с входа приемника снимается и подается помеха с частотой  $f_p$ ; напряжение помехи на входе  $U_{пвх}$  увеличивается до тех пор, пока напряжение помехи на выходе не достигнет значения

$$U_{пвых} = U_{свых} / b_{доп}$$



**Рис. 2.10.** Схема измерения односигнальной селективности

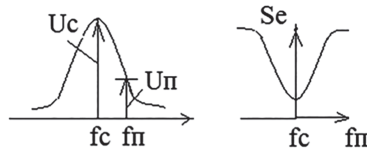
При определении односигнальной селективности принимают  $b_{доп} = 1$ . Тогда

$$S_e = \frac{U_{пвх}}{U_{свх}} = \frac{U_{пвых} / K_{п}}{U_{свых} / K_{с}} = \frac{K_{с}}{K_{п}} \frac{1}{b_{доп}}$$

Таким образом, односигнальная селективность при  $b_{доп} = 1$  показывает, во сколько раз коэффициент усиления приемника для сигнала больше коэффициента усиления для помехи при раздельной подаче сигнала и помехи.

На рис. 2.11 приведена АЧХ приемника, настроенного на частоту сигнала  $f_c$ , и зависимость селективности от частоты помехи. Из рисунка видно, что по мере увеличения частоты помехи относительно частоты сигнала односигнальная селективность увеличивается.





**Рис. 2.11.** АЧХ додетекторного тракта приемника, настроенного на частоту сигнала, и зависимость селективности от частоты помехи

## 2.4. Стабильность характеристик приемника

*Стабильностью* называется способность приемника обеспечивать в течение определенного достаточно длительного времени прием нужного сигнала без ручных регулировок и без недопустимого ухудшения селективности и чувствительности.

Различают *частотную стабильность* и *стабильность коэффициента усиления*.

Частотная стабильность. Пусть в супергетеродинном приемнике  $f_{пр} = f_r - f_c$ , где

$$f_r = f_{r0} + \delta f_r,$$

$$f_c = f_{c0} + \delta f_c$$

Тогда

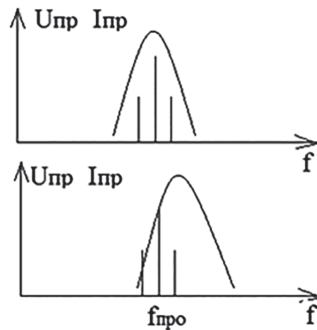
$$f_{пр} = f_{r0} + \delta f_r - f_{c0} - \delta f_c = f_{пр0} + \delta f_{пр},$$

где

$$f_{пр0} = f_{r0} - f_{c0}$$

$$\delta f_{пр} = \delta f_r - \delta f_c$$

Таким образом, преобразованная частота сигнала  $f_{пр}$  отличается от номинального значения промежуточной частоты  $f_{пр0}$ , на которую настроен тракт промежуточной частоты приемника. Из рис. 2.12 видно, что при этом нижняя и верхняя боковые спектра сигнала усиливаются по-разному.



**Рис. 2.12.** АЧХ тракта промежуточной частоты и спектры сигнала при отсутствии и наличии частотной нестабильности

Следовательно, возникают искажения сигнала. Если сигнал выйдет за пределы полосы пропускания тракта промежуточной частоты, то резко упадут чувствительность и селективность приемника.

Для повышения частотной стабильности используют синтезаторы частоты для формирования гетеродинных колебаний. Относительная суточная нестабильность частоты современных синтезаторов составляет  $10^{-8}$ .

Стабильность коэффициента усиления требуется только в измерительных приемниках

Способы стабилизации коэффициента усиления:

- стабилизация питающих напряжений,
- применение ООС,
- калибровка коэффициента усиления по эталонному сигналу.

## 2.5. Искажения сигнала в приемнике. Динамический диапазон

Под искажениями сигнала в приемнике понимается степень изменения закона модуляции сигнала при прохождении через приемный тракт.

*Линейные искажения* обусловлены инерционностью элементов приемного тракта и не сопровождаются появлением в спектре сигнала новых составляющих; они не зависят от входного сигнала и глубины модуляции.

Линейные искажения могут быть амплитудными и фазовыми.

*Амплитудные искажения* проявляются в изменении амплитуд спектральных составляющих. Они определяются амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) (рис. 2.13): зависимостью  $U_{\text{вых}}$  на выходе приемника от частоты модуляции  $F_m$  входного сигнала при гармоническом законе модуляции, неизменных частоты настройки, амплитуде и глубины модуляции входного сигнала

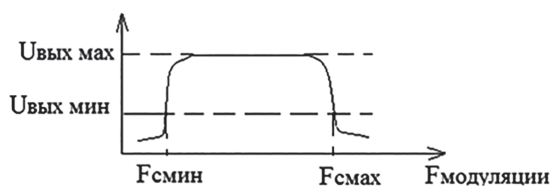


Рис. 2.13. Зависимость  $U_{\text{вых}}$  на выходе приемника от частоты модуляции  $F_m$  входного сигнала

Обычно  $U_{\text{вых}}$  нормируют к номинальному выходному напряжению при частоте модуляции  $F_m = 400$  или  $1000$  Гц:

$$X_{\text{дб}} = 20 \lg (U_{\text{вых}} / U_{\text{вых на } 1000 \text{ Гц}})$$

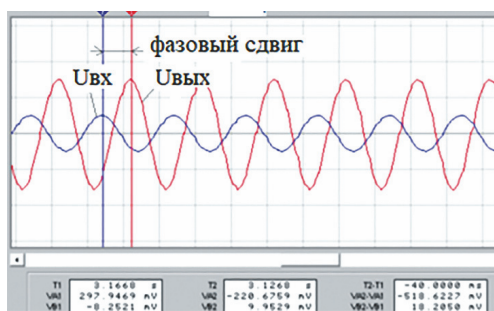
Спад АЧХ на  $F_{\text{смин}}$  обусловлен увеличением (относительно средней частоты диапазона усиливаемых частот) сопротивления межкаскадных

конденсаторов или трансформаторов. Спад АЧХ на  $F_{смах}$  относительно средней частоты диапазона усиливаемых частот обусловлен уменьшением сопротивлений  $C_{вх}$  и  $C_{вых}$  усилительных приборов и емкости монтажа. В тракте ВЧ величина амплитудных искажений в основном зависит от ограничения полосы пропускания, которая в свою очередь определяется требуемой селективностью.

*Фазовые искажения* (рис. 2.14 и 2.15) оцениваются фазочастотной характеристикой (ФЧХ) или характеристикой группового запаздывания. ФЧХ – это фазовый угол между напряжением на выходе и огибающей модулирующего параметра входного сигнала от частоты модуляции и постоянстве всех других параметров сигнала.



**Рис. 2.14.** Фазочастотная характеристика



**Рис. 2.15.** Фазовый угол между напряжением на выходе и огибающей модулирующего параметра входного сигнала

После измерения фазового угла  $\Delta\varphi$  на частоте сигнала  $f_c$  вычисляют групповое время запаздывания:

$$\tau_3 = \tau - \Delta\varphi / 2\pi F_M$$

Мерой фазовых искажений служит разность (нормируется)

$$\Delta x_\varphi = \tau_3 \max - \tau_3 \min$$

*Нелинейные искажения* (рис. 2.16; рис. 2.17) сопровождаются появлением в спектре выходного колебания новых составляющих: они зависят от уровня входного сигнала и глубины его модуляции.

Нелинейные искажения оцениваются коэффициентом гармоник:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1}$$

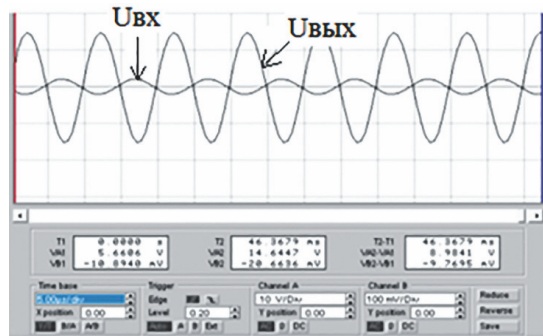
или коэффициентом нелинейных искажений:

$$K_{\text{НИ}} = \sqrt{\frac{(U_2^2 + U_3^2 + \dots)}{(U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots)}}$$

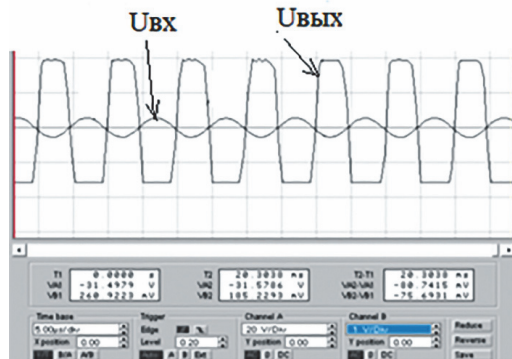
Между ними есть связь:

$$K_{\text{НИ}} = \frac{K_{\Gamma}}{\sqrt{1 + K_{\Gamma}^2}}$$

при  $K_{\Gamma} \leq 0,1$ ,  $K_{\text{НИ}} \approx K_{\Gamma}$



**Рис. 2.16.** Форма напряжения на входе усилителя и на его выходе при отсутствии нелинейных искажений



**Рис. 2.17.** Форма напряжения на выходе усилителя при наличии нелинейных искажений (при входном неискаженном сигнале)

При слуховом приеме существенны только АЧХ и нелинейные искажения: фазовые (небольшие) – не ощущаются. При визуальном приеме особенно важны и АЧХ, и ФЧХ. При этом основной характеристикой является *переходная характеристика* (ПХ) (рис. 2.18): исследуется скачок напряжения (единичный импульс).



**Рис. 2.18.** Переходная характеристика прохождения сигнала через приемный тракт

Время запаздывания (задержки)  $t_z$  анализируется при проведении специальных исследований для определения разности времени прихода сигнала по различным путям. Время нарастания  $t_n$  определяется полосой пропускания

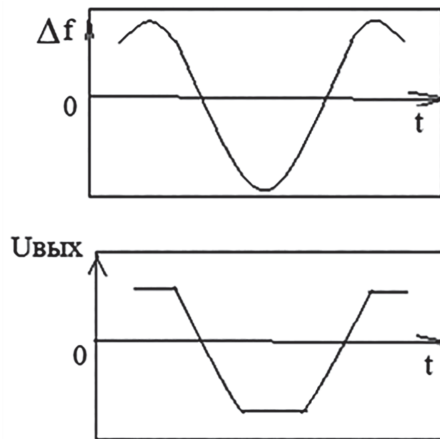
$$t_n = 1/\Pi_{0,707}$$

Увеличение  $t_n$  в телевидении приводит к «размазыванию» картинки.

При интенсивности затухания колебаний  $\Delta_1 \geq 5\%$  нарушается восприятие телевизионной картинки. При  $\Delta_2 \geq 2\%$  «двоится» изображение.

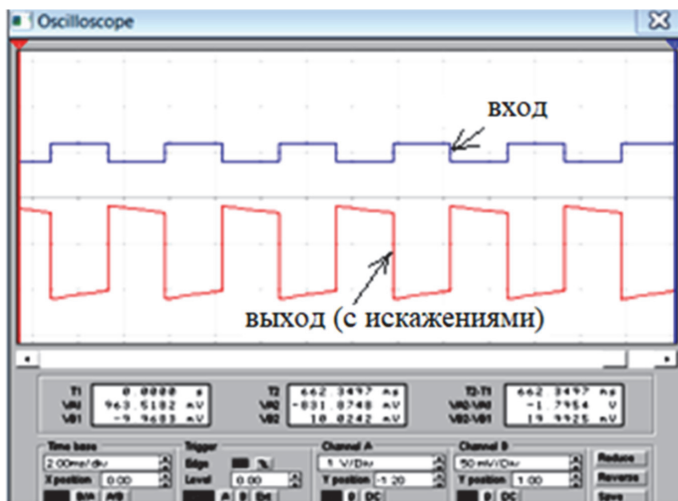
При увеличении интенсивности затуханий колебаний  $\Delta_1, 2, 3$ , например, в радиолокации приводит к ложным целям на экране локатора.

На рис. 2.19 показан случай возникновения нелинейных искажений при синусоидальном законе изменения отклонения частоты входного сигнала от ее среднего значения для выходного напряжения приемника частотной модуляции. Форма сигнала на выходе приемника отличается от закона изменения отклонения частоты, следовательно, имеют место нелинейные искажения.



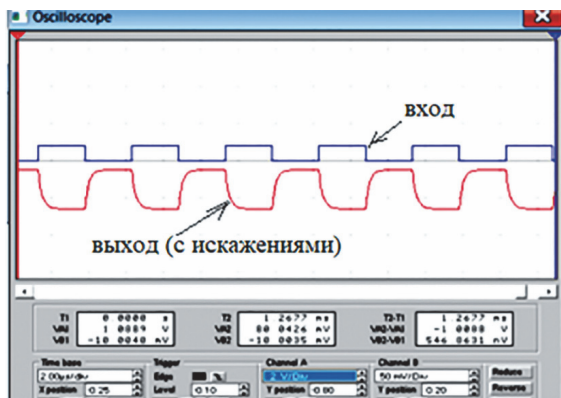
**Рис. 2.19.** Нелинейные искажения ЧМ сигнала

На рис. 2.20 показаны искажения импульса при его прохождении через усилитель, у которого ограничена полоса пропускания в низкочастотном диапазоне его АЧХ.



**Рис. 2.20.** Искажения импульса при его прохождении через усилитель при ограничении полосы пропускания в низкочастотном диапазоне

На рис. 2.21 показаны искажения импульса при его прохождении через усилитель, у которого ограничена полоса пропускания в высокочастотном диапазоне его АЧХ.



**Рис. 2.21.** Искажения импульса при его прохождении через усилитель при ограничении полосы пропускания в высокочастотном диапазоне

*Амплитудной характеристикой* называется зависимость амплитуды первой гармоники выходного напряжения от амплитуды изменения модулируемого параметра входного сигнала при гармоническом законе модуляции и постоянстве всех остальных параметров сигнала.

*Динамическим диапазоном* радиоприемника называется отношение максимального входного сигнала в антенне, прием которого происходит с допустимыми искажениями, к чувствительности приемника.

$$D = E_{a \max} / E_{a0}$$

Способы расширения динамического диапазона приемника:

- повышение чувствительности (снижение  $E_{A0}$ ),
- повышение линейности приемного тракта для увеличения  $E_{A \max}$ ,
- применение автоматической регулировки усиления, которая обеспечивает уменьшение усиления при увеличении входного сигнала, что предотвращает перегрузки выходных каскадов, а значит, увеличивает  $E_{A \max}$ .

## Контрольные вопросы по теме

1. Что такое чувствительность приемника и что является количественной мерой чувствительности?
2. Какие факторы ограничивают чувствительность?
3. Приведите зависимость чувствительности приемника от коэффициента усиления его додетекторного тракта.
4. Приведите основные источники внутренних (собственных) шумов приемника.
5. Приведите основные источники внешних шумов приемника.
6. Приведите два определения коэффициента шума приемника.
7. Приведите две трактовки определения эквивалента антенны.
8. Как определяется шумовая мощность, поступающая на вход приемника?
9. Как определяется коэффициент шума приемника через параметры всех его каскадов?

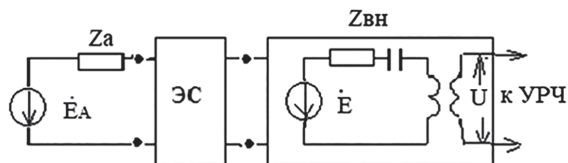


10. Что такое шумовая температура приемника?
11. Как определяется связь коэффициента шума и чувствительности?
12. Что такое селективность и приведите виды селективностей.
13. Что такое частотная селективность?
14. Что является количественной мерой частотной селективности?
15. Как определяются односигнальная селективность?
16. Что такое частотная стабильность и стабильность коэффициента усиления?
17. Приведите способы обеспечения частотной стабильности и стабильности коэффициента усиления?
18. Что такое линейные искажения в приемнике?
19. Что такое нелинейные искажения в приемнике?
20. Приведите переходную характеристику прохождения сигнала через приемный тракт.
21. Какими характеристиками оценивается приемник с точки зрения искажений?

### Тема 3. Схемотехника входных цепей радиоприемника [19]

#### 3.1. Назначение, структура и классификация входных цепей

*Входная цепь* (рис. 3.1) предназначена для селективной передачи сигнала из антенны на вход первого каскада приемника с наименьшими потерями и искажениями.



**Рис. 3.1.** Структурная схема входной цепи

Входные цепи должны обеспечивать:

1. Селективность при действии сильных помех, вызывающих перекрестную модуляцию и другие нелинейные явления.
2. Селективность по побочным каналам приема.
3. Полосу пропускания, достаточную для неискаженного приема сигнала.
4. Минимально возможную величину собственных шумов.
5. Максимально возможный коэффициент передачи.
6. Слабое влияние изменения параметров антенны на стабильность показателей качества приемника.
7. Простоту осуществления перестройки в заданном диапазоне частот в сочетании с надежностью конструкции, малыми габаритами и весом.
8. Необходимое постоянство характеристик в диапазоне частот.

Входная цепь, удовлетворяющая указанным выше требованиям, состоит из *резонансной системы* (одиночного колебательного контура или

полосового фильтра) и *элемента связи с антенной*. Резонансная система обеспечивает селективность при заданной полосе пропускания.

Влияние антенны на резонансную систему сводится к внесению в первый контур резонансной системы через элемент связи ЭДС  $\dot{E}$  и комплексного сопротивления  $Z_{вн}$ .

Элемент связи с антенной имеет разное назначение в зависимости от типа антенны. При работе с настроенной антенной он обеспечивает согласование по мощности между антенной и резонансной системой входной цепи. При работе с ненастроенной антенной элемент связи ослабляет влияние изменения параметров антенны на стабильность параметров резонансной системы.

Под *коэффициентом передачи входной цепи* понимается отношение выходного напряжения  $\dot{U}_к$  ЭДС в антенне  $\dot{E}_A$

$$\dot{K}_{вц} = \frac{\dot{U}}{\dot{E}_A}.$$

Последнее соотношение можно представить в виде

$$\dot{K}_{вц} = \frac{\dot{U}}{\dot{E}_A} = \frac{\dot{E}}{\dot{E}_A} \frac{\dot{U}}{\dot{E}} = \dot{K}_A \dot{K}_\phi, \quad (3.1)$$

где  $\dot{K}_A = \frac{\dot{E}}{\dot{E}_A}$  – коэффициент антенной связи,  $\dot{K}_\phi = \frac{\dot{U}}{\dot{E}}$  – коэффициент передачи фильтра (резонансной системы).

Классификация входных цепей:

*по типу резонансной системы*

1. Одноконтурная.
2. Многоконтурная (как правило, двухконтурная).

*по типу настройки*

1. С постоянной (фиксированной) настройкой.
2. С переменной настройкой.

*по способу перестройки в пределах диапазона*

1. С плавной перестройкой.
2. С дискретной перестройкой

*по способу управления настройкой*

1. С механической настройкой.
2. С электронной настройкой.

*по типу связи с антенной*

1. Связанная с настроенной антенной.
2. Связанная с ненастроенной антенной.

по виду элемента связи с антенной

1. С емкостной связью через разделительный конденсатор.
2. С трансформаторной связью.
3. С комбинированной связью.

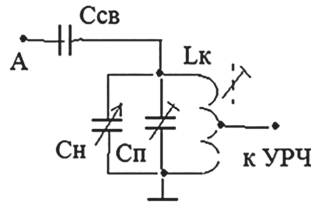
по виду связи со входом следующего каскада

1. С полным включением колебательного контура.
2. С частичным включением колебательного контура при трансформаторной, автотрансформаторной, емкостной и комбинированной связи.

## 3.2. Варианты схем входных цепей

### 3.2.1. Одноконтурная входная цепь с внешнеемкостной связью с антенной

Схема входной цепи приведена на рис. 3.2. Элементы схемы: настроечный конденсатор  $C_H$ , подстроечный конденсатор  $C_P$ , катушка индуктивности  $L$ , конденсатор связи с антенной  $C_{св}$ . Подстроечный конденсатор и элемент подстройки катушки индуктивности (сердечник) обеспечивают требуемые значения граничных частот диапазона (поддиапазона) приемника.



**Рис. 3.2.** Одноконтурная входная цепь с внешнеемкостной связью с антенной

Конденсатор  $C_{св}$  используется для связи с ненастроенной антенной.

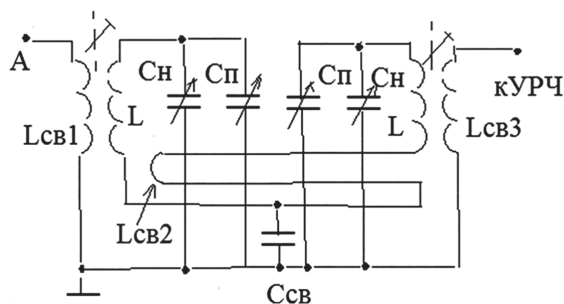
Чем меньше емкость этого конденсатора, тем меньше влияние изменения параметров антенны на стабильность настройки контура входной цепи.

### 3.2.2. Входная цепь с двухконтурным полосовым фильтром и трансформаторной связью с антенной

Схема входной цепи приведена на рис. 3.3. Элементы схемы: настроечные конденсаторы  $C_H$ , подстроечные конденсаторы  $C_P$ , катушки индуктивности  $L$ , конденсатор внутриемкостной связи между контурами  $C_{св}$ , индуктивность связи между контурами  $L_{св2}$ , индуктивность связи с антенной  $L_{св1}$ , индуктивность связи со следующим каскадом  $L_{св3}$ .

Комбинированная связь между контурами обеспечивает постоянство полосы пропускания входной цепи при ее перестройке в пределах

диапазона. Это объясняется тем, что полоса пропускания двухконтурного полосового фильтра зависит от частоты настройки и коэффициента связи между контурами: чем выше частота и чем сильнее связь, тем шире полоса пропускания.



**Рис. 3.3.** Двухконтурная входная цепь с комбинированной связью между контурами и трансформаторной связью с антенной

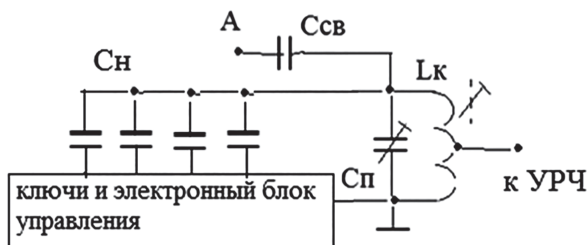
Коэффициент связи между контурами при комбинированной связи равен

$$k = k_L + k_C,$$

где  $k_L$  – коэффициент индуктивной связи,  $k_C = \frac{C_3}{C_c}$  – коэффициент емкости связи,  $C_3$  – эквивалентная емкость контура. Так как при увеличении частоты настройки сопротивление  $X_{с3}$  уменьшается, то возможно поддержание постоянства полосы пропускания входной цепи при ее перестройке в пределах диапазона.

### 3.2.3. Входная цепь с дискретным конденсатором

Схема одноконтурной входной цепи с дискретным конденсатором в качестве элемента настройки и функциональная схема дискретного конденсатора приведены на рис. 3.4.



**Рис. 3.4.** Входная цепь с дискретным конденсатором

Дискретный конденсатор состоит из переключаемых конденсаторов постоянной емкости, причем емкость каждого следующего конденсатора в две раза больше емкости предыдущего. Поэтому количество градаций емкости дискретного конденсатора, а значит, количество фиксированных частот настройки контура равно  $2^m$ , где  $m$  – количество дискретных конденсаторов.

На вход блока управления электронными ключами поступает  $m$ -разрядная двоичная кодовая комбинация от микропроцессорной системы управления радиоприемником.

Достоинство входной цепи с дискретным конденсатором – отсутствие механических элементов перестройки, недостаток – ограниченное количество частот фиксированной настройки.

### 3.2.4. Входная цепь с варикапной настройкой

Схема входной цепи приведена на рис. 3.5.

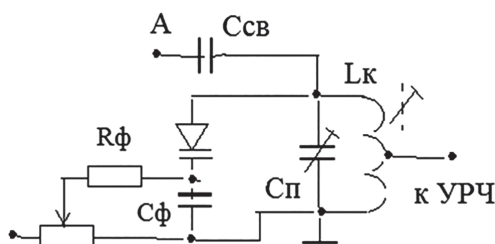
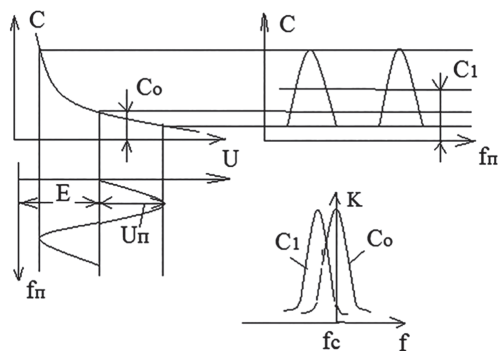


Рис. 3.5. Входная цепь с варикапной настройкой

Элементом настройки является *варикап*, емкость которого зависит от приложенного к нему запирающего напряжения. Зависимость емкости варикапа от запирающего напряжения показана на рис. 3.6. Это напряжение поступает на варикап с потенциометра через фильтр  $R\phi$ ,  $C\phi$ . Достоинство варикапной настройки – простота и компактность элемента настройки, недостаток – зависимость емкости варикапа от напряжения сильной помехи. Эта зависимость иллюстрируется рис. 3.6.

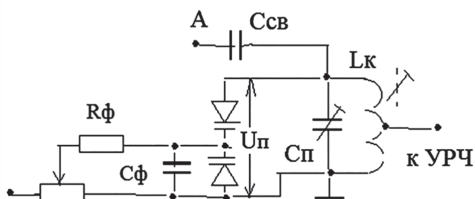
При отсутствии помехи емкость варикапа определяется напряжением постоянного смещения  $E$  и равна  $C_0$ . При этой емкости контур настроен на резонансную частоту, равную частоте принимаемого сигнала  $f_c$ . При появлении сильной синусоидальной помехи с амплитудой  $U_p$  емкость варикапа изменяется во времени с частотой помехи, постоянная составляющая этой емкости  $C_1 > C_0$ , резонансная характеристика контура смещается в область более низких частот, контур оказывается расстроенным относительно частоты принимаемого сигнала.



**Рис. 3.6.** Влияние сильной помехи на частоту настройки контура

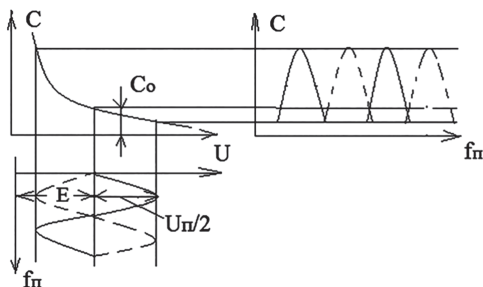
При изменении амплитуды помехи коэффициент передачи входной цепи для сигнала будет изменяться, что приводит к перекрестной модуляции. Ослабить влияние помехи можно, используя встречно-последовательное включение варикапов, как это показано на рис. 3.7.

Из рис. 3.7 видно, что при встречно-последовательном включении варикапов к каждому из них прикладывается только половина напряжения помехи в противофазе.



**Рис. 3.7.** Входная цепь с встречно-последовательным включением варикапов

Поэтому увеличению емкости одного варикапа соответствует уменьшение емкости второго, что видно из рис. 3.8. В результате емкость последовательного соединения варикапов оказывается примерно постоянной.



**Рис. 3.8.** Изменение емкости встречно-последовательно включенных варикапов при действии помехи

### 3.3. Примеры схем входных цепей

А) трансформаторная связь (рис. 3.9).

Примечание: здесь и ниже применена схема частичного включения по входу усилителя радиочастоты из-за низкого  $R_{вх}$  биполярного транзистора.

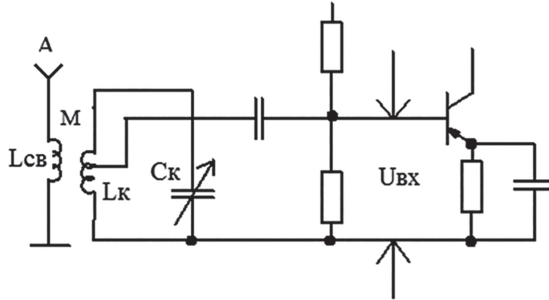


Рис. 3.9. Схема входной цепи с трансформаторной связью

Б) емкостная связь (рис. 3.10).

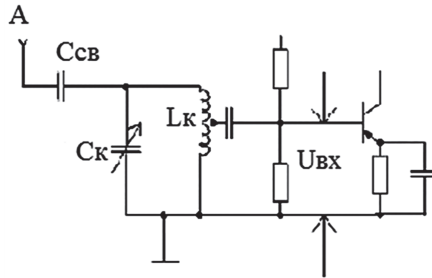


Рис. 3.10. Схема входной цепи с емкостной связью

В) автотрансформаторная связь (рис. 3.11).

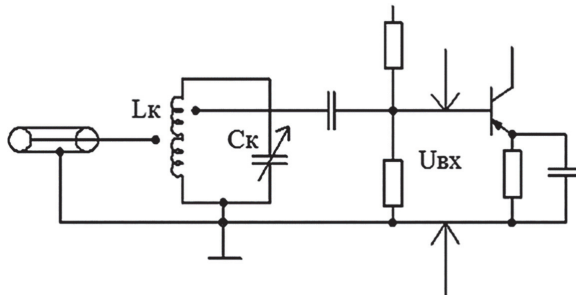


Рис. 3.11. Схема входной цепи с автотрансформаторной связью



Г) комбинированная связь (рис. 3.12).

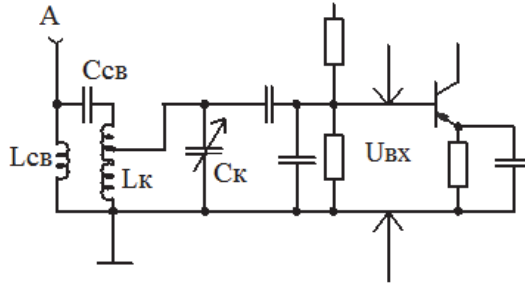


Рис. 3.12. Схема входной цепи с комбинированная связью

Д) двухконтурная входная цепь (рис. 3.13).

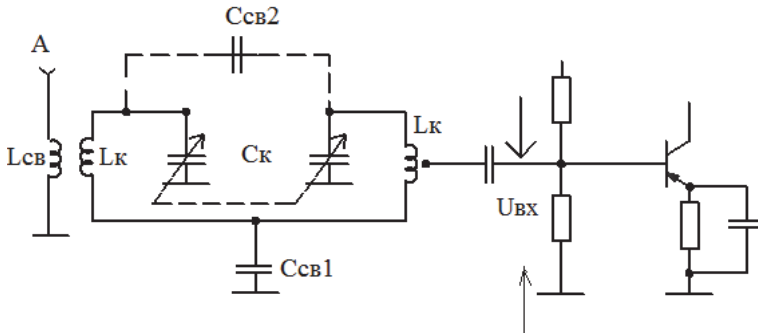


Рис. 3.13. Схема двухконтурной входной цепи

Особенности двухконтурной схемы:

- 1) с антенной – трансформаторная связь;
- 2) между контурами – внутриемкостная связь через Cсв1 и внешнеемкостная – через Cсв2. Характеристика контура – почти прямоугольная, что обеспечивает хорошую селективность.

### 3.4. Способы перекрытия диапазона частот (особенности)

Перекрывать диапазон рабочих частот  $f_{\min} \div f_{\max}$  можно либо изменяя индуктивность  $L_k$ , либо емкость  $C_k$  контура.

Рассмотрим достоинства и недостатки обоих вариантов.

а) емкость  $C_k$  – постоянна, перекрытие диапазона осуществляется переменной индуктивностью  $L_k$ . Параметры контура:

$$\rho = \frac{1}{\omega_0 C_k} - \text{характеристическое сопротивление;}$$

$$d_K = \frac{r}{\rho} = r \cdot \omega_0 \cdot C_K - \text{затухание контура};$$

$r$  – потери (активные) в контуре.

С ростом частоты:

– активные потери в контуре  $r$  растут пропорционально росту частоты.

В связи с этим затухание контура увеличивается с ростом частоты  $\omega$  пропорционально квадрату изменения частоты;

– полоса пропускания контура на уровне 0,707

$$\Pi_{0,7} = \omega_0 \cdot d_K$$

– увеличивается пропорционально кубу изменения частоты;

– проводимость контура

$$G_0 = \frac{d_K}{\rho} = \omega_0 \cdot C_K \cdot d_K$$

– также увеличивается пропорционально кубу изменения частоты.

Таким образом, параметры контура при настройке индуктивностью изменяются резко, что нежелательно;

б) индуктивность  $L_K$  – постоянна, перекрытие диапазона осуществляется переменной емкостью  $C_K$ .

$$\rho = \omega_0 \cdot L_K; \quad d_K = \frac{r}{\rho} = \frac{r}{\omega_0 \cdot L_K}.$$

С ростом частоты:

– активные потери в контуре  $r$  растут пропорционально росту частоты.

В связи с этим и затухание контура, и его добротность

$$Q = \frac{1}{d_K}$$

– не зависят от изменения частоты;

– полоса пропускания контура на уровне 0,707

$$\Pi_{0,707} = \omega_0 \cdot d_K,$$

и резонансное сопротивление контура

$$R_0 = \frac{1}{G_0} = \omega_0 \cdot C_K \cdot L_K$$

– увеличиваются пропорционально частоте.

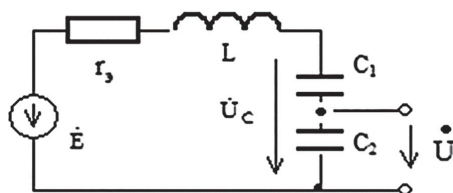
Т. е., при перекрытии широкого диапазона частот переменной емкостью  $C_K$  параметры контура изменяются менее резко, поэтому желательна емкостная настройка.

Настройку контура переменной индуктивностью целесообразно применять в узком диапазоне изменения частоты.

### 3.5. Коэффициент передачи, селективность и полоса пропускания одиночного колебательного контура входной цепи

Определим общие соотношения, не зависящие от вида связи контура, характеризующие одноконтурные входные цепи на данной частоте.

На рис. 3.14 приведена эквивалентная схема контура входной цепи, частично подключенного к входу следующего каскада.



**Рис. 3.14.** Эквивалентная схема контура входной цепи с емкостной связью со следующим каскадом

Частичное включение обеспечивается применением емкостного делителя напряжения  $C_1, C_2$ . На схеме  $\dot{E}$  – ЭДС, вносимая в контур из антенны,  $r_3 = r_k + r_{внА} + r_{внсл}$  – эквивалентное сопротивление потерь колебательного контура,  $r_k$  – сопротивление потерь контура,  $r_{внА}$  – сопротивление, вносимое в контур из антенны,  $r_{внсл}$  – сопротивление, вносимое в контур следующим каскадом,  $L$  – индуктивность контура,  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$  – емкость контура,  $\dot{U}_c$  – напряжение на конденсаторе,  $\dot{U}$  – выходное напряжение.

Под *коэффициентом включения контура*  $p$  понимается отношение выходного напряжения к напряжению на контуре (на реактивном элементе контура)

$$p = \frac{U}{U_c} = \frac{C}{C_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (3.2)$$

Определим сопротивление контура при последовательном обходе

$$Z = r_3 + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}.$$

Характеристическое сопротивление контура равно

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C},$$

где

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

– резонансная частота контура.

Эквивалентное затухание контура определяется соотношением

$$d_3 = \frac{r_3}{\rho}.$$

С учетом последних соотношений сопротивление контура равно

$$Z = \rho(d_3 + jy),$$

где

$$y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$$

– *относительная расстройка*.

Для определения комплексного коэффициента передачи выразим  $\dot{U}$  через  $\dot{E}$ :

$$\dot{U} = \frac{\dot{E}}{\rho(d_3 + jy)} \frac{1}{j\omega C} p.$$

Из последнего соотношения следует, что на *любой частоте коэффициент передачи контура*:

$$\dot{K}_\phi = -j \frac{\omega_0}{\omega} \frac{p}{d_3 + jy} \quad (3.3)$$

Модуль комплексного коэффициента передачи контура равен

$$K_\phi = \frac{\omega_0}{\omega} \frac{p}{\sqrt{d_3^2 + y^2}}. \quad (3.4)$$

Из последнего соотношения определим *резонансный коэффициент передачи* (при  $\omega = \omega_0$ ):

$$K_{\phi 0} = \frac{p}{d_3} = p Q_3, \quad (3.5)$$

где  $Q_3$  – эквивалентная добротность контура.

Определим селективность контура.

*Селективность контура* показывает во сколько раз коэффициент передачи контура для сигнала больше его коэффициента передачи для помехи

$$Se = \frac{K_c}{K_{\Pi}}.$$

Поскольку контур настраивается на частоту сигнала, то  $K_c = K_{\phi 0}$ . Коэффициент передачи для помехи равен

$$K_{\Pi} = K_{\phi} \text{ при } \omega = \omega_{\Pi},$$

где  $\omega_{\Pi}$  – частота помехи.

Таким образом,

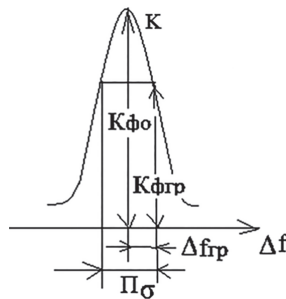
$$K_c = \frac{p}{d_3} \quad K_{\Pi} = \frac{\omega_c}{\omega_{\Pi}} \frac{p}{\sqrt{d_3^2 + y_{\Pi}^2}}.$$

Селективность контура определяется следующим соотношением

$$Se = \frac{K_c}{K_{\Pi}} = \frac{\omega_{\Pi}}{\omega_c} \sqrt{1 + \left(\frac{y_{\Pi}}{d_3}\right)^2}. \quad (3.6)$$

Из последнего соотношения следует, что селективность тем больше, чем меньше эквивалентное затухание контура и чем больше относительная расстройка помехи относительно частоты принимаемого сигнала.

Определим *полосу пропускания контура*. На рис. 3.15 показана АЧХ контура.



**Рис. 3.15.** АЧХ одиночного колебательного контура

Здесь  $\Pi_{\sigma}$  – полоса пропускания контура при неравномерности АЧХ в полосе пропускания, равной  $\sigma$ ,  $K_{\phi гр}$  – коэффициент передачи на границе полосы пропускания при абсолютной расстройке относительно резонансной частоты контура  $\Delta f_{гр}$ .

Под *неравномерностью*  $\sigma$  для АЧХ в полосе пропускания понимается отношение максимального коэффициента передачи в полосе пропускания к минимальному. В рассматриваемом случае

$$\sigma = \frac{K_{\phi 0}}{K_{\phi \text{гр}}} . \quad (3.7)$$

На основании (3.4)

$$K_{\phi \text{гр}} = \frac{\omega_0}{\omega_{\text{гр}}} \frac{p}{\sqrt{d_3^2 + y_{\text{гр}}^2}} .$$

При малых расстройках ( $\Delta\omega_{\text{гр}} \ll \omega_0$ ) отношение  $\frac{\omega_0}{\omega_{\text{гр}}} \approx 1$ , а относительная расстройка определяется следующим соотношением

$$y_{\text{гр}} = \frac{f_{\text{ГР}}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{\text{ГР}}} = \frac{(f_{\text{ГР}} - f_0)(f_{\text{ГР}} + f_0)}{f_0 f_{\text{ГР}}} \ll \frac{2\Delta f_{\text{ГР}}}{f_0} = \frac{\Pi_{\sigma}}{f_0} .$$

Тогда

$$K_{\phi \text{гр}} \approx \frac{p}{d_3 \sqrt{1 + \left(\frac{\Pi_{\sigma}}{f_0 d_3}\right)^2}} .$$

Подставив в (3.7) выражения для  $K_{\phi 0}$  и  $K_{\phi \text{гр}}$ , получим

$$\sigma = \sqrt{1 + \left(\frac{\Pi_{\sigma}}{f_0 d_3}\right)^2}$$

$$\Pi_{\sigma} = f_0 d_3 \sqrt{\sigma^2 - 1} \quad (3.8)$$

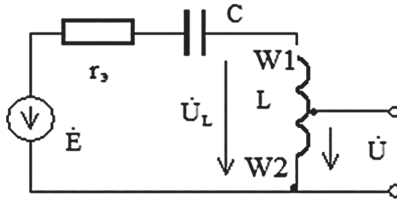
Из последнего соотношения следует, что полоса пропускания прямо пропорциональна резонансной частоте контура, его эквивалентному затуханию и увеличивается с увеличением допустимой неравномерности в полосе пропускания (с уменьшением уровня отсчета полосы, который обратно пропорционален  $\sigma$ ).

Наряду с рассмотренным вариантом, у входного контура, у которого выходное напряжение снимается с индуктивности, используют вариант, представленный на рис. 3.16, где

$$p = \frac{U}{U_L} = \frac{w_2}{w_1 + w_2} .$$

Здесь:

$W1$  – количество витков катушки индуктивности, с которых снимается выходное напряжение,  $W1 + W2$  – количество витков катушки.



**Рис. 3.16.** Эквивалентная схема контура входной цепи с автотрансформаторной связью со следующим каскадом

Комплексный коэффициент передачи контура определяется соотношением

$$\dot{K}_\phi = j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{p}{d_3 + jy}. \quad (3.9)$$

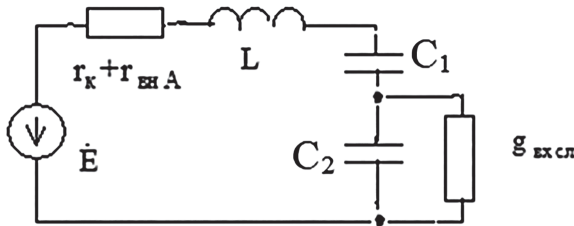
Селективность контура равна

$$Se = \frac{K_c}{K_\Pi} = \frac{\omega_c}{\omega_\Pi} \sqrt{1 + \left( \frac{y_\Pi}{d_3} \right)^2} \quad (3.10)$$

Полоса пропускания определяется по (3.8), как и для предыдущего варианта.

### 3.6. Определение затухания и емкости, вносимых в контур следующим каскадом

На рис. 3.17 показана эквивалентная схема входной цепи с подключенной параллельно выходу входной проводимостью следующего каскада  $g_{вхсл}$ .



**Рис. 3.17.** Входная цепь с подключенной к ее выходу входной проводимостью следующего каскада



Требуется определить сопротивление, вносимое в контур входной проводимостью следующего каскада и соответствующее ему вносимое затухание. Для решения этой задачи найдем сопротивление параллельно включенных конденсатора  $C_2$  и проводимости  $g_{вх сл}$

$$Z = \frac{1}{g_{вх сл} + j\omega_0 C_2} = \frac{g_{вх сл} - j\omega_0 C_2}{g_{вх сл}^2 + (\omega_0 C_2)^2}.$$

Определим резистивную составляющую этого сопротивления при  $(\omega_0 C_2)^2 \ll g_{вх сл}^2$

$$r_{вн сл} \approx \frac{g_{вх сл}}{(\omega_0 C_2)^2} = \frac{g_{вх сл}}{(\omega_0 C)^2} \left( \frac{C}{C_2} \right)^2 = p^2 \rho^2 g_{вх сл}.$$

Затухание, вносимое в контур, равно

$$d_{вн сл} = p^2 \rho g_{вх сл}. \quad (3.11)$$

Затухание, вносимое в контур, прямо пропорционально входной проводимости следующего каскада, характеристическому сопротивлению и квадрату коэффициента включения. Из последнего соотношения следует, что эффективным способом уменьшения вносимого затухания, а значит, повышения селективности контура является его частичное включение.

Определим емкость, вносимую в контур при подключении к его выходу входной емкости следующего каскада. Для этого воспользуемся эквивалентной схемой рис. 3.18.

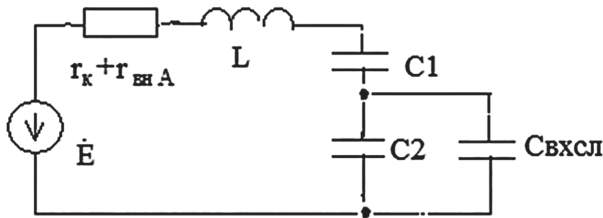


Рис. 3.18. Входная цепь с подключенной к ее выходу входной емкостью следующего каскада

При подключении к контуру емкости  $C_{вх.сл}$  его емкость изменится на следующую величину

$$C_{вн сл} = \frac{C_1 (C_2 + C_{вх сл})}{C_1 + C_2 + C_{вх сл}} - \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = p^2 C_{вх сл}. \quad (3.12)$$

Последнее соотношение справедливо при выполнении условия

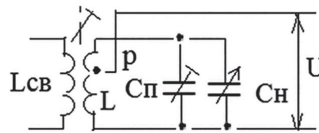
$$C_1 + C_2 \ll C_{\text{вхсл}} .$$

Таким образом, емкость, вносимая в контур, прямо пропорциональна входной емкости следующего каскада и квадрату коэффициента включения контура.

Частичное включение является эффективным способом уменьшения влияния внешних реактивных элементов на стабильность настройки колебательного контура.

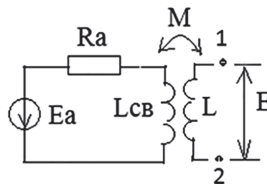
### 3.7. Входная цепь при связи с настроенной антенной

На рис. 3.19 приведена принципиальная схема одноконтурной входной цепи с трансформаторной связью с антенной.



**Рис. 3.19.** Одноконтурная входная цепь с трансформаторной связью с антенной

Определим коэффициент передачи входной цепи при связи с настроенной антенной. Согласно (3.1) коэффициент передачи входной цепи равен произведению коэффициента антенной связи  $K_a$  на коэффициент передачи колебательного контура  $K_f$ . Для определения коэффициента антенной связи обратимся к эквивалентной схеме рис. 3.20, где  $R_a$  – сопротивление антенны,  $M$  – взаимная индуктивность контурной катушки и катушки связи,  $E$  – ЭДС, вносимая в контур из антенны, равная напряжению холостого хода между точками 1 и 2.



**Рис. 3.20.** Эквивалентная схема для определения коэффициента антенной связи

Выразим ЭДС, вносимую в контур, через ЭДС в антенне

$$\dot{E} = \frac{\dot{E}_A j\omega_0 M}{R_A + j\omega_0 L_C} .$$

Найдем комплексный коэффициент антенной связи и его модуль

$$\dot{K}_{A0} = \frac{j\omega_0 M}{R_A + j\omega_0 L_c} \quad K_{A0} = \frac{\omega_0 M}{\sqrt{R_A^2 + (\omega_0 L_c)^2}} \quad (3.13)$$

Определим сопротивление, вносимое в контур из антенны

$$Z_{вн A} = \frac{(\omega_0 M)^2}{R_A + j\omega_0 L_c} = \frac{(\omega_0 M)^2}{R_A^2 + (\omega_0 L_c)^2} (R_A - j\omega_0 L_c).$$

Резистивная составляющая этого сопротивления равна

$$r_{вн A} = \frac{(\omega_0 M)^2}{R_A^2 + (\omega_0 L_c)^2} R_A = K_{A0}^2 R_A.$$

Из последнего соотношения видно, что сопротивление, вносимое в контур из антенны, прямо пропорционально сопротивлению антенны и квадрату коэффициента антенной связи.

Затухание, вносимое в контур из антенны, равно

$$d_{вн A} = \frac{r_{вн A}}{\rho} = \frac{K_{A0}^2 R_A}{\rho} \quad (3.14)$$

Определим коэффициент передачи входной цепи

$$K_{вц0} = K_{A0} \frac{p}{d_3} = K_{A0} \frac{p}{d_k + \frac{K_{A0}^2 R_A}{\rho} + d_{вн сл}}$$

Из последнего соотношения следует, что при увеличении коэффициента антенной связи коэффициент передачи входной цепи сначала увеличивается, а затем начинает уменьшаться из-за увеличения затухания, вносимого в контур из антенны.

*Оптимальный коэффициент антенной связи*, при котором коэффициент передачи входной цепи максимален, равен

$$K_{A0opt} = \sqrt{\frac{d_3 \rho}{2 R_A}} \quad (3.15)$$

При оптимальном коэффициенте передачи имеет место режим согласования на входе приемника: затухание, вносимое в контур из антенны, равно половине его эквивалентного затухания.

Максимальный коэффициент передачи входной цепи определяется следующим соотношением

$$K_{\text{вцmax}} = p \sqrt{\frac{R_3}{2R_A}}, \text{ где } R_3 = \frac{\rho}{d_3} \quad (3.16)$$

Для определения оптимального коэффициента связи  $K_{\text{opt}}$  приравняем  $K_{\text{a0opt}}^2$  из (2.15) и  $K_{\text{a0}}^2$  из (3.13) при  $M = M_{\text{opt}}$  и учтем, что  $M_{\text{opt}} = k_{\text{opt}} \sqrt{L L_{\text{св}}}$

$$\frac{d_3}{2} \frac{\rho}{R_A} = \frac{(\omega_0 M_{\text{opt}})^2}{R_A^2 + (\omega_0 L_c)^2} = \frac{k_{\text{opt}}^2 \omega_0 L \omega_0 L_c}{R_A^2 + (\omega_0 L_c)^2}$$

или

$$\frac{d_3}{2} = k_{\text{opt}}^2 \frac{R_A \omega_0 L_c}{R_A^2 + (\omega_0 L_c)^2}.$$

Минимальное значение оптимального коэффициента связи получается при максимуме дроби

$$\frac{R_A \omega_0 L_c}{R_A^2 + (\omega_0 L_c)^2},$$

который имеет место, если  $R_A = \omega_0 L_c$ . При выполнении последнего условия минимальное значение оптимального коэффициента связи равно

$$k_{\text{opt min}} = \sqrt{d_3}. \quad (3.17)$$

Из условия максимума дроби находим индуктивность связи  $L_c$ , при которой обеспечивается режим согласования на входе приемника

$$L_c = \frac{R_A}{\omega_0}.$$

## Контрольные вопросы по теме

1. Каково назначение входных цепей радиоприёмника?
2. Какие требования предъявляются к входным цепям радиоприёмников?
3. Приведите структурную схему входной цепи. Из каких составных частей состоит входная цепь и что они обеспечивают?
4. Что такое коэффициент передачи входной цепи? Приведите его параметры.
5. Приведите классификацию входных цепей.
6. Приведите схему одноконтурной входной цепи с внешнемкостной связью и назначение ее элементов.

7. Приведите схему двухконтурной входной цепи с комбинированной связью между контурами и трансформаторной связью с антенной и назначение ее элементов.
8. Приведите схему входной цепи с дискретным конденсатором и назначение ее элементов.
9. Приведите схему входной цепи с варикапной настройкой и принцип ее работы.
10. Приведите способы перекрытия диапазона частот, их достоинства и недостатки.
11. Приведите соотношения для коэффициента передачи, полосы пропускания и селективности для одиночного контура входной цепи. Что такое неравномерность АЧХ для одиночного контура входной цепи.
12. Чему равны затухание и емкость, вносимые в одиночный контур входной цепи следующим каскадом?

## **Тема 4. Схемотехника резонансных усилителей радиочастоты [19]**

### **4.1. Назначение, классификация и требования к резонансным усилителям**

*Резонансные усилители* предназначены для обеспечения необходимого усиления и частотной селективности радиоприемника.

Классификация резонансных усилителей:

– *по принципу и особенностям процесса усиления*

1. Усилители на невзаимных усилительных элементах с прохождением сигнала в одном направлении.

2. Регенеративные.

3. Сверхрегенеративные.

4. Параметрические.

5. Квантовые

– *по виду усилительных элементов*

1. Транзисторные.

2. Диодные.

3. Интегральные

– *по виду селективных цепей*

1. С одиночным колебательным контуром.

2. С полосовым фильтром

– *по способу настройки*

1. С переменной настройкой в диапазоне частот.

2. С фиксированной настройкой

– *по применению в радиоприемнике*

1. Усилители радиочастоты.

2. Усилители промежуточной частоты.

Сформулируем требования к усилителям радиочастоты и усилителям промежуточной частоты.

Требования к УРЧ:

1. Усиление, достаточное для получения заданного отношения сигнал-шум на входе преобразователя частоты.
2. Низкий коэффициент шума.
3. Высокая линейность усиления.
4. Селективность по побочным каналам приема.
5. Простота и конструктивная надежность перестройки в диапазоне частот.

Требования к УПЧ:

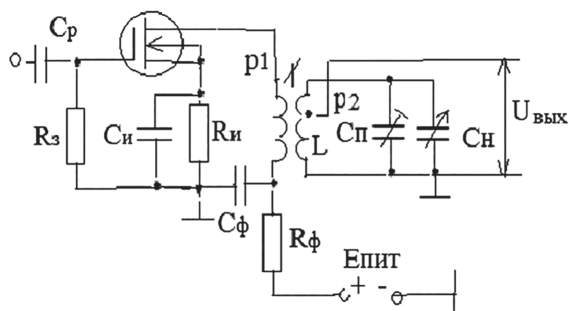
1. Высокое устойчивое усиление.
2. Низкий коэффициент шума (в приемниках без УРЧ и диодными преобразователями частоты).
3. Высокая селективность по соседнему каналу приема, т. е. при сравнительно малых расстройках относительно частоты принимаемого сигнала.

#### **4.2. Варианты схем резонансных усилителей на невзаимных усилительных элементах**

*Невзаимным* называется усилительный элемент, в котором сигнал проходит преимущественно в одном направлении: со входа на выход, и практически отсутствует его прохождение в обратном направлении. Типичным невзаимным усилительным элементом является транзистор.

На рис. 4.1 приведена схема одноконтурного резонансного усилителя на полевом транзисторе с изолированным затвором и n-каналом. Резистор  $R_i$  в цепи истока обеспечивает автоматическое смещение рабочей точки за счет протекания через него постоянной составляющей тока истока. Это напряжение через резистор в цепи затвора  $R_z$  поступает на затвор. Конденсатор  $C_i$  устраняет отрицательную обратную связь по переменному току. Колебательный контур состоит из индуктивности  $L$ , емкости настроенного конденсатора  $C_n$  и емкости подстроечного конденсатора  $C_p$ .

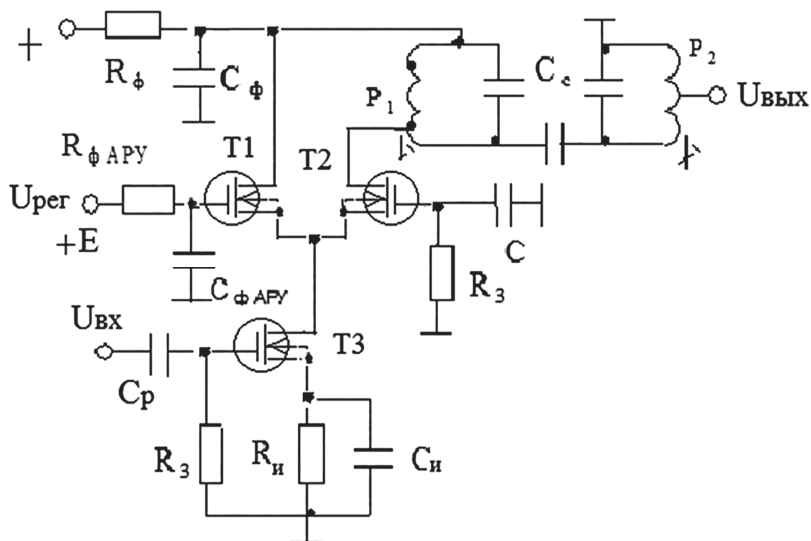
Контур частично включен в цепь стока транзистора (трансформаторное включение с коэффициентом включения  $p_1$ ) и частично подключен к входу следующего каскада (автотрансформаторное включение с коэффициентом включения  $p_2$ ). Постоянное напряжение подается в цепь стока через фильтр  $R_f, C_f$ . Конденсатор  $C_p$  – разделительный. Данный каскад является типичным усилителем радиочастоты.



**Рис. 4.1.** Транзисторный резонансный усилитель с одиночным колебательным контуром

На рис. 4.2 приведена принципиальная схема резонансного усилителя с двухконтурным полосовым фильтром, в котором в качестве усилительного элемента используется дифференциальный каскад на трех транзисторах.

Входной сигнал через разделительный конденсатор  $C_p$  поступает в цепь затвора транзистора T3 и управляет током стока этого транзистора, который перераспределяется между транзисторами T1 и T2.



**Рис. 4.2.** Усилитель с двухконтурным полосовым фильтром на трехтранзисторном дифференциальном каскаде

В цепь стока транзистора T2 включен двухконтурный полосовой фильтр с внешнеемкостной связью между контурами за счет конденсатора  $C_c$ . Первый контур фильтра частично включен в цепь стока T2 (коэффи-

циент включения  $p_1$ ). Второй контур частично подключен к входу следующего каскада (коэффициент включения  $p_2$ ). В усилителе осуществляется автоматическая регулировка усиления за счет перераспределения тока транзистора ТЗ между транзисторами Т1 и Т2. Это перераспределение осуществляется путем подачи в цепь затвора Т1 постоянного положительного регулирующего напряжения  $U_{рег}$  через фильтр автоматической регулировки усиления  $R_{фАРУ}$ ,  $C_{фАРУ}$ . При увеличении регулирующего напряжения уменьшается ток транзистора Т2, что приводит к уменьшению коэффициента усиления каскада. Величина напряжения смещения  $E$  выбирается так, чтобы при отсутствии регулирующего напряжения транзистор Т1 был закрыт, а коэффициент усиления каскада был бы максимальным. При полностью закрытом Т1 усилитель является двухкаскадным усилителем, выполненным по схеме «общий затвор-общий исток». Такие усилители называются каскодными. Достоинство каскодных усилителей – высокое устойчивое усиление. Элементы цепей питания:  $R_i$  – резистор стабилизации рабочей точки;  $R_3$  – резистор для подачи напряжения смещения; конденсатор  $C_i$  устраняет отрицательную обратную связь по переменному току; конденсатор  $C$  соединяет по переменному току затвор Т2 с корпусом; через фильтр  $C_f$ ,  $R_f$  подается питающее напряжение в цепи стоков транзисторов. Данный усилитель с фиксированной настройкой может использоваться в качестве усилителя промежуточной частоты радиоприемника. Усиление радиосигналов в приемнике осуществляется на радиочастоте, и после преобразователей – на промежуточной частоте.

Входные каскады – усилители радиочастоты (УРЧ) – должны иметь малый коэффициент шума, большое  $R_{вх}$ , высокую линейность усиления (линейную амплитудную характеристику), поэтому их выполняют часто на полевых транзисторах. В УРЧ на СВЧ применяют полевые и биполярные транзисторы, туннельные диоды; применяются квантовые, параметрические усилители. И в усилителях (УРЧ и УПЧ) вместе с усилением необходимо обеспечивать высокую селективность. Для этого применяют резонансные цепи: колебательные контуры, фильтры из связанных контуров. Усилители, где АЧХ близка к прямоугольной форме благодаря фильтрам, называют полосовыми. В УРЧ и УПЧ применяют, как правило, два варианта схем построения: схемы с ОЭ и ОБ на биполярных транзисторах, схемы с ОИ и ОЗ на полевых транзисторах. Усилители с ОЭ позволяют получать наибольшее усиление по мощности (метровый диапазон и более длинные волны). Усилители с ОБ – отличаются высокой устойчивостью против самовозбуждения. Они применяются в дециметровых и сантиметровых диапазонах волн. Анализ их идентичен. УРЧ в приемнике, как правило, перестраиваемые, применяются в диапазоне частот; УПЧ работают на одной фиксированной частоте. Коэффициент передачи  $K_{упч} = 10^4 \div 10^6$ .

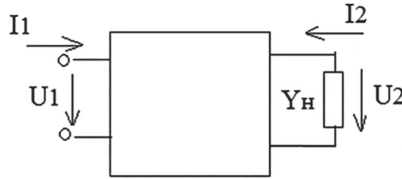


### 4.3. Эквивалентная схема невзаимного усилительного элемента

В режиме детектирования слабых сигналов *невзаимный усилительный элемент* является линейным четырехполюсником (рис.4.3), который описывается системой линейных уравнений с использованием Y-параметров

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2 \end{aligned} \quad (4.1)$$

где  $Y_{11} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1}$  при  $\dot{U}_2 = 0$



**Рис. 4.3.** Усилительный элемент как линейный четырехполюсник  
входная проводимость

$$Y_{12} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \text{ при } \dot{U}_1 = 0$$

– проводимость обратной передачи (обратной связи),

$$Y_{21} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} \text{ при } \dot{U}_2 = 0$$

– проводимость прямой передачи (крутизна),

$$Y_{22} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \text{ при } \dot{U}_1 = 0$$

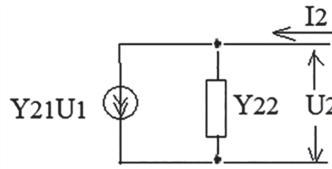
– выходная проводимость.

Отметим:

1. В идеальном невзаимном усилительном элементе проводимость обратной связи равна нулю  $Y_{12} = 0$ .

2. Если усилительный элемент используется на частоте, значительно меньшей предельной частоты по крутизне, то проводимость прямой передачи равна статической крутизне усилительного элемента  $Y_{21} = S$ .

На основании второго уравнения системы 4.1 получим эквивалентную схему усилительного элемента со стороны выхода, представленную на рис. 4.4.



**Рис. 4.4.** Эквивалентная схема усилительного элемента со стороны выхода

Схема включает генератор тока  $Y_{21}\dot{U}_1$ , параллельно которому включена выходная проводимость  $Y_{22}$ . Для получения полной эквивалентной схемы определим входную проводимость усилителя при конечной проводимости нагрузки  $Y_H$ .

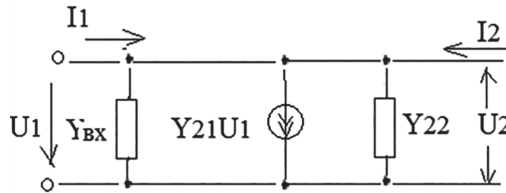
Из схемы рис. 4.3 следует, что

$$\dot{I}_2 = -\dot{Y}_H \dot{U}_2.$$

Подставив последнее соотношение во второе уравнение системы (4.1), выразим  $\dot{U}_2$  через  $\dot{U}_1$

$$\dot{U}_2 = -\frac{\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{22} + Y_H} \dot{U}_1.$$

Подставив последнее соотношение в первое уравнение системы, и разделив  $\dot{I}_1$  на  $\dot{U}_1$ , определим входную проводимость усилителя (рис. 4.5):



**Рис. 4.5.** Эквивалентная схема усилительного элемента

$$\dot{Y}_{BX} = \dot{Y}_{11} - \frac{\dot{Y}_{21}\dot{Y}_{12}}{\dot{Y}_{22} + \dot{Y}_H}. \quad (4.2)$$

Из полученного соотношения следует, что при наличии внутренней обратной связи через усилительный элемент ( $Y_{12} \neq 0$ ) входная проводимость усилителя  $Y_{BX}$  отличается от проводимости усилительного элемента в режиме короткого замыкания на выходе  $Y_{11}$ , и зависит от проводимости нагрузки

#### 4.4. Анализ однокаскадного резонансного усилителя с автотрансформаторным включением колебательного контура

Принципиальная схема однокаскадного резонансного усилителя на полевом транзисторе приведена на рис.4.6.

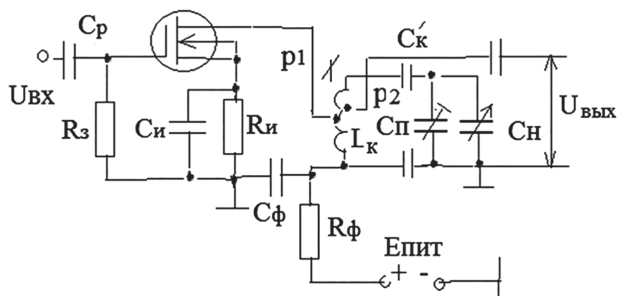


Рис. 4.6. Однокаскадный резонансный усилитель с автотрансформаторным включением контура

Колебательный контур образован индуктивностью  $L_k$  и емкостью  $C_k$  которая определяется емкостями всех конденсаторов, входящих в контур, в основном, емкостями настроенного и подстроенного конденсаторов. Контур частично включен в цепь стока транзистора (коэффициент включения  $p_1$ ) и во входную цепь следующего каскада (коэффициент включения  $p_2$ ).

Резистор  $R_з$  затвора и резистор  $R_i$  стабилизации рабочей точки, резистор  $R_ф$  фильтра в цепи стока определяют режим работы транзистора по постоянному току.

Задачей анализа является определение коэффициента усиления, селективности и полосы пропускания усилителя. Для ее решения перейдем от принципиальной схемы к эквивалентной, заменив транзистор с цепями питания эквивалентной схемой усилительного элемента со стороны выхода. Учтем при этом, что выходная проводимость усилительного элемента и входная проводимость следующего каскада носят емкостный характер. Поэтому на эквивалентной схеме проводимость  $Y_{22}$  заменим резистивной проводимостью  $g_{22}$  и выходной емкостью  $C_{22}$ , включенными параллельно, а входную проводимость следующего каскада  $Y_{вх.сл}$  представим резистивной проводимостью  $g_{вх.сл}$  и входной емкостью  $C_{вх.сл}$ , также включенными параллельно. Параллельный колебательный контур представляется на эквивалентной схеме параллельно включенными индуктивностью  $L_k$ , емкостью  $C_k$  и проводимостью контура при резонансе  $g_k$ . В результате получим эквивалентную схему, приведенную на рис. 4.7.

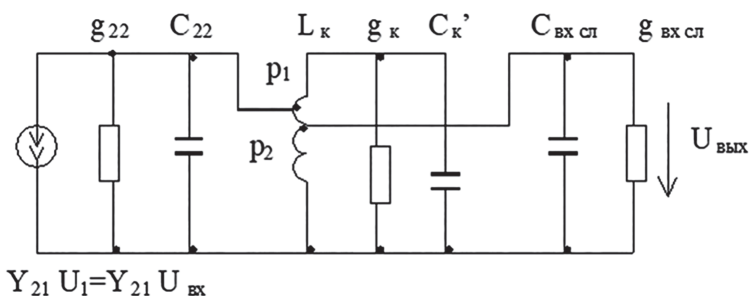


Рис. 4.7. Эквивалентная схема усилителя

Упростим эквивалентную схему рис. 4.7, объединив проводимости  $g_{22}$ ,  $g_k$ ,  $g_{вх сл}$  в одну эквивалентную проводимость  $g_3$  и объединив емкости  $C_{22}$ ,  $C_k$ ,  $C_{вх.сл}$  в одну эквивалентную емкость  $C_k$ :

$$g_3 = g_k + p_1^2 g_{22} + p_2^2 g_{вх сл},$$

$$C_k = C_k' + p_1^2 C_{22} + p_2^2 C_{вх сл} \quad (4.3)$$

В результате получим эквивалентную схему рис. 4.8, которую используем для анализа.

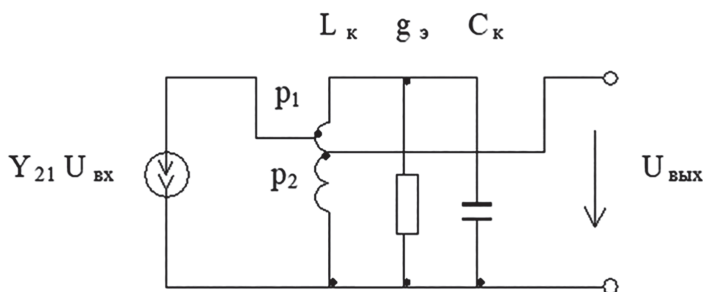


Рис. 4.8. Преобразованная эквивалентная схема усилителя

Сначала определим комплексное сопротивление колебательного контура

$$Z_{\Theta} = \frac{1}{g_3 + \frac{1}{j\omega L_K} + \frac{1}{j\omega C_K}} = \frac{\rho}{g_3 \rho + j \frac{\omega}{\omega_0} - j \frac{\omega_0}{\omega}} = \frac{\rho}{d_3 + jy},$$

где

$$d_3 = (g_k + p_1^2 g_{22} + p_2^2 g_{вх сл}) \rho = d_k + p_1^2 \rho g_{22} + p_2^2 \rho g_{вх сл}$$

– эквивалентное затухание колебательного контура, которое складывается из собственного затухания контура  $d_k$ , затухания, вносимого

в контур со стороны выхода усилительного элемента  $p_1^2 \rho g_{22}$  и затухания, вносимого со стороны входа следующего каскада  $p_2^2 \rho g_{вх.сл}$ ;

$$y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$$

– относительная расстройка.

Выразим выходное напряжение усилителя  $\dot{U}_{вх}$  через ток генератора тока  $Y_{21} \dot{U}_{вх}$

$$\dot{U}_{вх} = -Y_{21} p_1^2 Z_3 \frac{p_2}{p_1} \dot{U}_{вх} = -Y_{21} \frac{\rho}{d_3 + jy} p_1 p_2 \dot{U}_{вх}.$$

Определим *комплексный коэффициент усиления усилителя*

$$\dot{K} = -Y_{21} \frac{\rho}{d_3 + jy} p_1 p_2. \quad (4.4)$$

*Модуль комплексного коэффициента усиления равен*

$$K = |Y_{21}| \frac{\rho}{\sqrt{d_3^2 + y^2}} p_1 p_2 \quad (4.5)$$

При  $y = 0$  найдем *резонансный коэффициент усиления*

$$K_0 = |Y_{21}| \frac{\rho}{d_3} p_1 p_2 \quad (4.6)$$

Выразив эквивалентное затухание контура через собственное и вносимое затухания, получим:

$$K_0 = |Y_{21}| \frac{\rho}{d_k + p_1^2 \rho g_{22} + p_2^2 \rho g_{вх.сл}} p_1 p_2$$

Исследование последнего соотношения на экстремум позволяет определить оптимальные коэффициенты включения колебательного контура при заданном значении эквивалентного затухания, при которых коэффициент усиления усилителя максимален.

*Оптимальные коэффициенты включения* получаются тогда, когда затухание, вносимое в контур со стороны усилительного элемента равно затуханию, вносимому со стороны входа следующего каскада

$$p_{1opt}^2 \rho g_{22} = p_{2opt}^2 \rho g_{вх.сл} = \frac{d_3 - d_k}{2}.$$

При выполнении этого условия получим

$$p_{1opt} = \sqrt{\frac{d_3 - d_k}{2\rho g_{22}}}, \quad p_{2opt} = \sqrt{\frac{d_3 - d_k}{2\rho g_{вх.сл}}} \quad (4.7)$$

Подставляя значения оптимальных коэффициентов включения в (3.6), найдем *максимальный коэффициент усиления* усилителя

$$K_{0\max} = \frac{1}{2} \frac{|Y_{21}|}{\sqrt{g_{22} g_{\text{вх сл}}}} \frac{d_3 - d_k}{d_3} \quad (4.8)$$

Из последнего соотношения видно, что при собственном затухании контура значительно меньшем эквивалентного максимальный коэффициент усиления усилителя зависит только от параметров усилительного элемента.

Для определения селективности усилителя воспользуемся (3.5) при  $y = 0$  (усиление для сигнала) и при  $y = y_{\text{п}}$  (усиление помехи). В результате получим

$$Se = \frac{K_c}{K_{\text{п}}} = \frac{K_0}{K_{f_{\text{п}}}} = \sqrt{1 + \left(\frac{y_{\text{п}}}{d_3}\right)^2}, \quad (4.9)$$

где  $y_{\text{п}} = \frac{f_{\text{п}}}{f_c} - \frac{f_c}{f_{\text{п}}}$ .

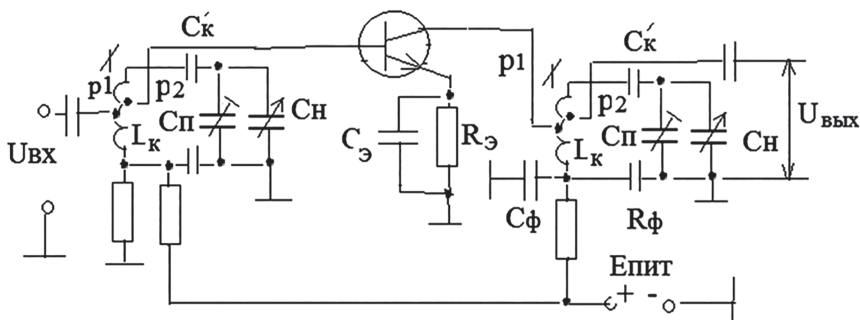
Из последнего соотношения следует, что *селективность усилителя* тем больше, чем больше относительная расстройка помехи и чем меньше эквивалентное затухание контура.

*Полоса пропускания резонансного усилителя* определяется так же, как и полоса пропускания одноконтурной входной цепи

$$\Pi_{\sigma} = f_0 d_3 \sqrt{\sigma^2 - 1} \quad (4.10)$$

#### **4.5. Влияние внутренней обратной связи через усилительный прибор на устойчивость работы резонансного усилителя**

На рис. 4.9 приведена принципиальная схема одноконтурного резонансного усилителя с одиночным колебательным контуром на входе. Контур на входе усилителя может быть или контуром входной цепи, или контуром предшествующего усилительного каскада. Входной и выходной контуры настроены на одну частоту  $f_0$ .



**Рис. 4.9.** Принципиальная схема одноконтурного резонансного усилителя с одиночным контуром на входе

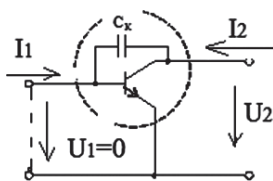
Согласно (4.2) входная проводимость усилителя определяется следующим соотношением

$$Y_{\text{вх}} = Y_{11} + \Delta Y_{\text{вх}}, \quad \text{где} \quad \Delta Y_{\text{вх}} = -\frac{Y_{21} Y_{12}}{Y_{22} + Y_{\text{н}}} \quad (4.11)$$

Приращение входной проводимости  $\Delta Y_{\text{вх}}$ , зависящее от проводимости нагрузки  $Y_{\text{н}}$ , имеет место только при наличии обратной связи через усилительный прибор  $Y_{12} \neq 0$ .

Задачей последующего анализа является выяснение влияния проводимости  $\Delta Y_{\text{вх}}$  на резонансную характеристику входного контура.

При решении этой задачи учтем, что в транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, обратная связь обусловлена, в основном, емкостью коллекторного перехода  $C_{\text{к}}$ . Примем, что усилитель работает на частоте, которая значительно ниже предельной частоты транзистора по крутизне. При этих предположениях транзистор можно представить в виде безинерционного транзистора, параметры которого не зависят от частоты, и подключенной к нему емкости коллекторного перехода, как это показано на рис. 4.10.



**Рис. 4.10.** Эквивалентная схема транзистора, используемая для исследования устойчивости резонансного усилителя

Согласно этой схеме, проводимость прямой передачи равна

$$Y_{21} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1 \text{ при } \dot{U}_2=0} = S. \quad (4.12)$$

Для определения проводимости обратной связи учтем, что в режиме короткого замыкания на входе

$$\dot{I}_1 = -j\omega C_k \dot{U}_2.$$

Следовательно,

$$Y_{12} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2 \text{ при } \dot{U}_1=0} = -j\omega C_k. \quad (4.13)$$

Входящая (4.11) сумма проводимостей  $Y_{22} + Y_n$  представляет собой эквивалентную проводимость выходного колебательного контура, пересчитанную в выходную цепь транзистора через квадрат коэффициента включения  $p$

$$Y_{22} + Y_n = \frac{g_{\text{э}2}(1 + j\xi_2)}{p_1^2}, \quad (4.14)$$

где  $g_{\text{э}2}$  – эквивалентная проводимость выходного контура при резонансе,

$$\xi_2 = \frac{y_2}{d_{\text{э}2}}$$

– обобщенная расстройка выходного контура,

$$y_2 = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$$

– относительная расстройка выходного контура,  $d_{\text{э}2}$  – эквивалентное затухание выходного контура. После подстановки (3.12) – (3.14) в (3.11) получим

$$\Delta Y_{\text{вх}} = \frac{S j\omega C_k p_1^2}{g_{\text{э}2}(1 + j\xi_2)} = j \frac{S\omega C_k p_1^2}{g_{\text{э}2}} \frac{1 - j\xi_2}{1 + \xi_2^2}.$$

Резистивная составляющая проводимости  $\Delta Y_{\text{вх}}$  определяется следующим соотношением

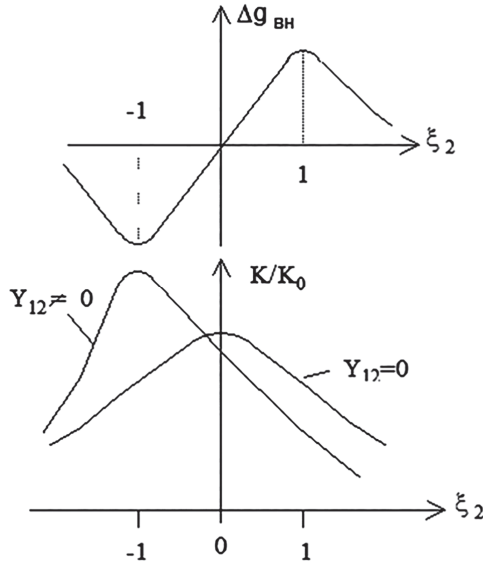
$$\Delta g_{\text{вх}} = \frac{S\omega C_k p_1^2}{g_{\text{э}2}} \frac{\xi_2}{1 + \xi_2^2}.$$



Определим проводимость, вносимую во входной контур

$$\Delta g_{\text{вн}} = (p_2')^2 \frac{S\omega C_{\text{к}} p_1^2}{g_{\text{э}2}} \frac{\xi_2}{1 + \xi_2^2} \quad (4.15)$$

Зависимость проводимости, вносимой во входной контур, от обобщенной расстройки выходного контура приведена на рисунке 4.11.



**Рис. 4.11.** Зависимость проводимости, вносимой во входной контур, от обобщенной расстройки выходного контура

Из рисунка видно, что вносимая проводимость равна нулю на резонансной частоте выходного контура, положительна на частотах выше резонансной и отрицательна на частотах ниже резонансной. Минимальное значение вносимой проводимости имеет место при  $\xi_2 = -1$  и равно

$$\Delta g_{\text{вн min}} = -\frac{1}{2} \frac{S\omega C_{\text{к}} (p_1 p_2')^2}{g_{\text{э}2}} \quad (4.16)$$

Затухание, вносимое в контур прямо пропорционально вносимой проводимости. Таким образом, на частотах выше резонансной эквивалентное затухание контура увеличивается, а коэффициент передачи уменьшается из-за положительного вносимого затухания; на частотах ниже резонансной эквивалентное затухание уменьшается, а коэффициент передачи увеличивается из-за отрицательного затухания, вносимого в контур. В результате резонансная характеристика контура искажается так, как это показано на рис. 4.11.

При  $Y_{12} \neq 0$  резонанс входного контура смещается ниже резонансной частоты выходного контура. Полоса пропускания сужается по сравнению с полосой пропускания входного контура при отсутствии обратной связи через усилительный прибор  $Y_{12} = 0$ .

В случае, когда вносимое отрицательное затухание полностью компенсирует собственное затухание контура, возникает самовозбуждение усилителя. Самовозбуждение – предельный случай неустойчивой работы усилителя, который допускать нельзя. Ограничивается также степень искажения резонансной характеристики усилителя из-за действия обратной связи.

Степень искажения резонансной характеристики оценивается коэффициентом устойчивости усилителя.

Под *коэффициентом устойчивости* понимается отношение минимального значения эквивалентной проводимости входного колебательного контура при наличии обратной связи через усилительный прибор к значению этой проводимости при отсутствии обратной связи

$$K_{уст} = \frac{g_{\partial 1} + \Delta g_{вн\ min}}{g_{\partial 1}} = 1 - \frac{1}{2} \frac{S \omega C_{к} (p_1 p_2')^2}{g_{\partial 1} g_{\partial 2}}. \quad (4.17)$$

Усилитель абсолютно устойчив при  $K_{уст} = 1$ . Из (4.17) видно, что коэффициент устойчивости тем ближе к единице, чем меньше величина проходной емкости – емкости коллекторного перехода, чем ниже рабочая частота усилителя, чем больше проводимости контуров и чем меньше их коэффициенты включения.

Из (4.17) видно, что частичное включение колебательных контуров является эффективным средством повышения устойчивости резонансных усилителей.

Считается, что искажения резонансной характеристики находятся в допустимых пределах, коэффициент устойчивости равен

$$K_{уст. доп} = 0,7 \dots 0,9.$$

Выясним, какая связь существует между коэффициентом устойчивости и резонансным коэффициентом усиления усилителя при

$$g_{\partial 1} = g_{\partial 2} = g_{\partial}, \quad p_2' = p_2.$$

Для этого перепишем (4.17) в следующем виде

$$K_{уст} = 1 - \frac{1}{2} \frac{S^2 (p_1 p_2)^2}{g_{\partial}^2} \frac{\omega C_{к}}{S} = 1 - \frac{1}{2} K_0^2 \frac{\omega C_{к}}{S} \quad (4.18)$$

Из последнего соотношения видно, что увеличение резонансного коэффициента усиления  $K_0$  сопровождается уменьшением коэффициента устойчивости.

Потребовав, чтобы фактический коэффициент устойчивости, определяемый по (4.18) был больше или равен допустимому коэффициенту устойчивости  $K_{уст. доп}$ , найдем *максимальный коэффициент устойчивого усиления*

$$K_{0max} \leq \sqrt{\frac{2(1 - K_{уст доп})S}{\omega C_k}} \quad (4.19)$$

Впервые эта формула была получена выдающимся специалистом в области радиоприемных устройств членом корреспондентом Академии Наук СССР В. И. Сифоровым для резонансного усилителя на электронной лампе. В формуле В. И. Сифорова вместо емкости коллекторного перехода транзистора использовалась емкость «анод-управляющая сетка» электронной лампы.

Достоинство формулы В. И. Сифорова состоит в том, что она позволяет до проектирования определить достижимый коэффициент усиления усилителя, если известны его рабочая частота и параметры усилительного элемента. Из формулы видно, что коэффициент усиления усилителя тем выше, чем больше отношение крутизны к проводимости емкости коллекторного перехода.

#### 4.6. Способы повышения устойчивости усилителей

Известны пассивные и активные способы повышения устойчивости. Пассивные сводятся к уменьшению фактического коэффициента усиления, чтобы выполнялось усиление  $K_0 \leq K_{0уст}$ . Для этого достаточно, уменьшить коэффициент включения  $p_1$  или  $p_2$ .

Например:

$$p_2 = \sqrt{\frac{(d_{\mathcal{E}} - d_k) - p_1^2 \cdot \rho \cdot G_{22}}{\rho \cdot G_H}} \approx \sqrt{\frac{d_{\mathcal{E}} - d_k}{\rho \cdot G_H}}$$

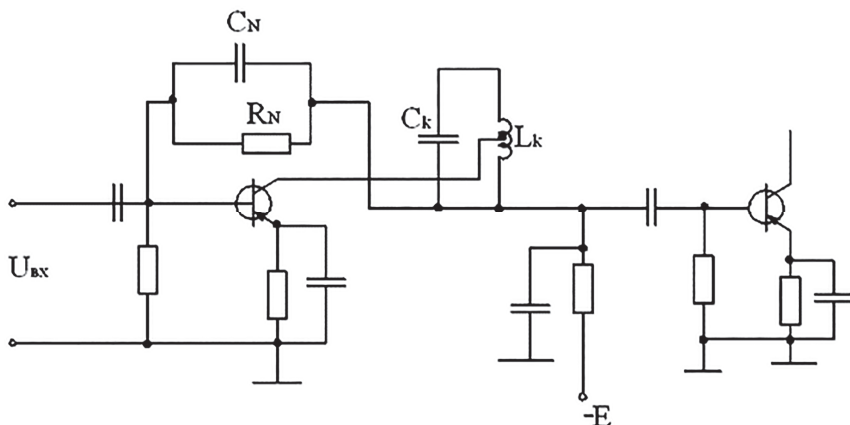
где

$$d_{\mathcal{E}} = d_k + p_1^2 \cdot \rho \cdot G_{22} + p_2^2 \cdot \rho \cdot G_H$$

Активные способы позволяют повысить резонансный коэффициент усиления  $K_{0уст}$  и тем самым реализовать потенциальные усилительные возможности активных приборов. К ним относятся:

- нейтрализация внутренней обратной связи противоположной внешней обратной связью и
- каскодное соединение активных элементов.

Внутреннюю обратную связь можно нейтрализовать с помощью специальных цепей. Напряжение обратной связи через цепь нейтрализации подается на вход усилителя в противофазе с тем, что поступает через цепь внутренней отрицательной обратной связи. Для этого используется трансформаторный или автотрансформаторный фазоинвертор (рис. 4.12).



**Рис. 4.12.** Схема с автотрансформаторным фазоинвертором и параллельной цепью нейтрализации  $R_N C_N$

Эта схема применима в узком диапазоне частот (в широкополосных усилителях не применяется).

*Каскадное включение* усилителей – это включение двух усилительных приборов, когда выход первого усилительного прибора гальванически соединяется со входом второго (без частотнозависимых связей).

Влияние внутренней ОС уменьшается, так как общая проводимость ОС определяется обратной проводимостью двух усилительных приборов. Это схемы «ОЭ-ОБ», «ОЭ-ОЭ» и другие. Схемы «ОЭ-ОЭ» используют на частотах  $f_0 \leq 1-2$  МГц, например в УПЧ радиовещательных РПУ. Схемы «ОЭ-ОБ» используются в широкополосных усилителях на полевых транзисторах (что соответствует схемам «ОИ-ОЗ»; «ОИ-ОИ»).

## 4.7. Полосовые усилители

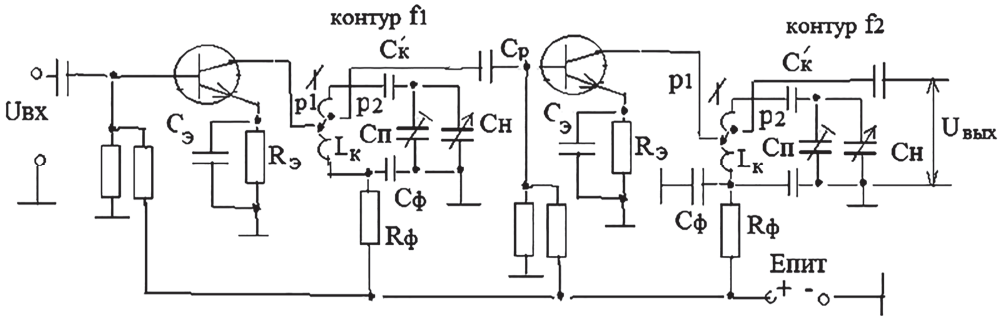
### 4.7.1. Двухкаскадный усилитель с одиночными взаимно расстроенными контурами (расстроенная пара)

На рис. 4.13 приведена принципиальная схема двухкаскадного усилителя с одиночными взаимно расстроенными контурами

Резонансные частоты контуров определяются следующими соотношениями

$$f_1 = f_0 - \delta f_0, \quad f_2 = f_0 + \delta f_0,$$

где  $f_0$  – средняя частота полосы пропускания усилителя. Эквивалентные затухания контуров дз одинаковы.



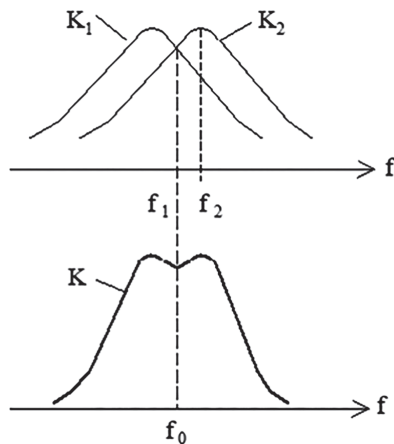
**Рис. 4.13.** Двухкаскадный усилитель с одиночными взаимно расстроенными контурами

На рис. 4.14 приведены АЧХ первого ( $K_1$ ) и второго ( $K_2$ ) каскадов и результирующая АЧХ двухкаскадного усилителя, где  $K = K_1 K_2$ .

Комплексный коэффициент усиления двухкаскадного усилителя равен

$$\dot{K} = \dot{K}_1 \dot{K}_2 = \frac{K_{1,0} K_{2,0}}{(1 + j\xi_1)(1 + j\xi_2)}, \quad (4.20)$$

где  $K_{1,0}$  и  $K_{2,0}$  – резонансные коэффициенты усиления первого и второго каскадов соответственно,  $\xi_1$  и  $\xi_2$  – обобщенные расстройки контуров первого и второго каскадов, которые равны



**Рис. 4.14.** АЧХ первого ( $K_1$ ), второго ( $K_2$ ) каскадов и двухкаскадного усилителя ( $K$ )

$$\xi_1 = \frac{2(f - f_1)}{f_1 d_3} \approx \frac{2(f - f_0 + \delta f_0)}{f_0 d_3} = \xi + \xi_0,$$

$$\xi_2 = \frac{2(f - f_2)}{f_2 d_3} \approx \frac{2(f - f_0 - \delta f_0)}{f_0 d_3} = \xi - \xi_0,$$

где

$$\xi = \frac{2(f - f_0)}{f_0 d_3}$$

– обобщенная расстройка относительно средней частоты полосы пропускания,

$$\xi_0 = \frac{2 \delta f_0}{f_0 d_3}$$

– параметр расстройки.

С учетом последних соотношений выражение для комплексного коэффициента передачи можно представить в следующем виде

$$\dot{K} = \dot{K}_1 \dot{K}_2 = \frac{K_{1,0} K_{2,0}}{(1 + j(\xi + \xi_0))(1 + j(\xi - \xi_0))} = \frac{K_{1,0} K_{2,0}}{(1 + j\xi)^2 + \xi_0^2} \quad (4.21)$$

Модуль комплексного коэффициента передачи равен

$$K = \frac{K_{1,0} K_{2,0}}{\sqrt{(1 - \xi^2 + \xi_0^2)^2 + 4\xi^2}} = \frac{K_{1,0} K_{2,0}}{\sqrt{(1 - \xi_0^2 + \xi^2)^2 + 4\xi_0^2}}. \quad (4.22)$$

Исследование последнего соотношения на экстремум дает экстремальную точку при  $\xi = 0$  и еще две точки экстремума при

$$\xi = \pm \sqrt{\xi_0^2 - 1}$$

При  $\xi_0 > 1$  АЧХ усилителя является двугорбой, как показано на рис. 4.18, а при  $\xi_0 \leq 1$  – одногорбой.

Коэффициент усиления на центральной частоте полосы пропускания получим из (4.22) при  $\xi = 0$

$$K_0 = \frac{K_{1,0} K_{2,0}}{1 + \xi_0^2}. \quad (4.23)$$

Коэффициент усиления на центральной частоте полосы пропускания прямо пропорционален резонансным коэффициентам усиления первого и второго каскадов и уменьшается с увеличением параметра расстройки контуров усилителя.

При определении селективности усилителя учтем, что коэффициентом усиления для сигнала является коэффициент усиления на центральной частоте полосы пропускания  $K_0$ , а коэффициентом усиления для помехи  $K_n$  при  $\xi = \xi_n$ .

Разделив коэффициент усиления для сигнала на коэффициент усиления для помехи, получим

$$Se = \frac{\sqrt{(1 + \xi_n^2 - \xi_0^2)^2 + 4\xi_0^2}}{1 + \xi_0^2},$$

где

$$\xi_n = \frac{2(f_n - f_0)}{f_0 d_{\mathcal{E}}}. \quad (4.24)$$

Можно показать, что полоса пропускания усилителя определяется следующим соотношением

$$n_{\sigma} = f_0 d_{\mathcal{E}} \sqrt{\xi_0^2 - 1 + 2\xi_0 \sqrt{\sigma^2 - 1}} \quad (4.25)$$

Из него видно, что, как и в усилителе с одиночным контуром, полоса пропускания прямо пропорциональна центральной частоте полосы и эквивалентному затуханию контуров и увеличивается с увеличением допустимой неравномерности усиления в полосе. Кроме того, она зависит от параметра расстройки: чем больше параметр расстройки  $\xi_0$ , тем шире полоса пропускания. Наряду с расстроенными парами, для формирования требуемой АЧХ используются расстроенные тройки колебательных контуров.

#### 4.7.2. Усилитель с двухконтурным полосовым фильтром

Схема усилителя приведена на рис. 4.15.

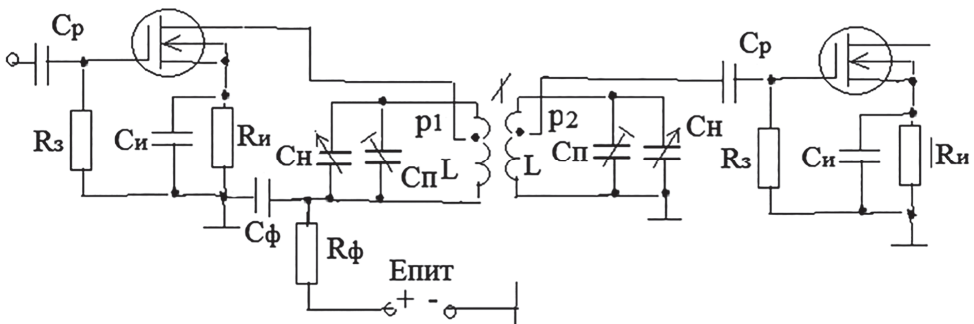


Рис. 4.15. Усилитель с двухконтурным полосовым фильтром

Двухконтурный полосовой фильтр состоит из двух колебательных контуров (L, C), настроенных на одну частоту.

Первый контур фильтра включен в цепь стока транзистора данного каскада, а второй контур во входную цепь следующего. Связь между контурами индуктивная. Фактор связи  $\eta = k/d_3$ , где  $k = M/L$  – коэффициент связи,  $M$  – взаимная индуктивность между контурными катушками,  $d_3$  – эквивалентное затухание контуров.

Резонансный коэффициент усиления усилителя равен

$$K_0 = SR_3 p_1 p_2 \frac{\eta}{1 + \eta^2}. \quad (4.26)$$

Он отличается от коэффициента усиления усилителя с одиночным контуром множителем, зависящим от фактора связи между контурами.

При увеличении фактора связи коэффициент усиления усилителя сначала увеличивается, достигает максимального значения при факторе связи  $\eta = 1$ , а затем уменьшается из-за усиления взаимного влияния контуров друг на друга и появления провала АЧХ на центральной частоте полосы пропускания. АЧХ усилителя по форме совпадает с АЧХ расстроенной пары при одинаковых затуханиях контуров и при условии, что фактор связи усилителя с двухконтурным полосовым фильтром равен параметру расстройки расстроенной пары. Селективность и полосу пропускания усилителя с двухконтурным полосовым фильтром можно рассчитать по соответствующим формулам для расстроенной пары, заменив в них  $\xi_0$  на  $\eta$ .

#### 4.8. Усилитель с электромеханическим фильтром

Особенностью усилителя (рис. 4.16) является применение для формирования АЧХ электромеханического фильтра.

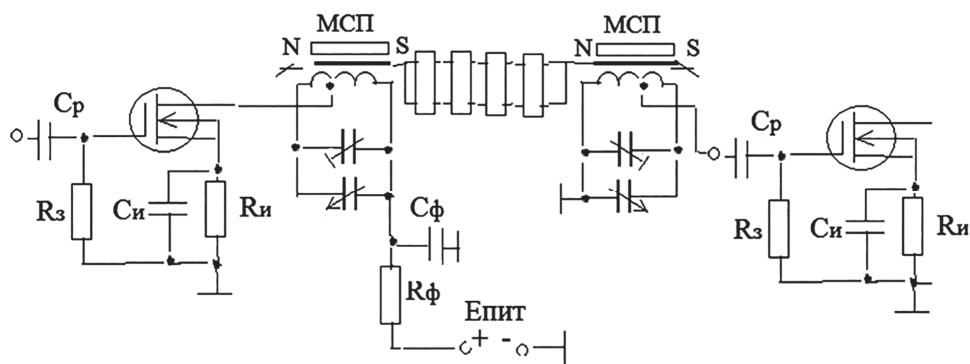


Рис. 4.16. Усилитель с электромеханическим фильтром



*Электромеханический фильтр* состоит из двух магнитоstrictionных преобразователей (МСП) и механических резонаторов с механическими связками.

Эффект магнитоstrictionции открыт Джоулем в 1842 г.

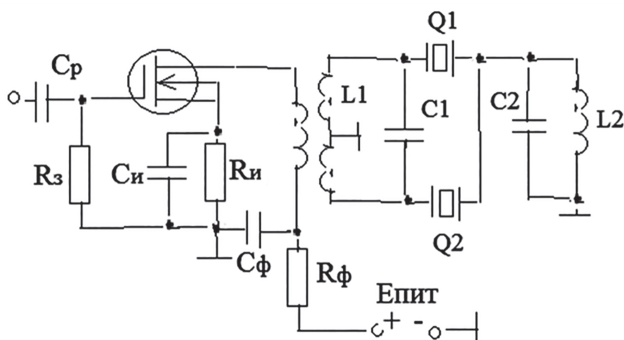
Он состоит в изменении формы и размера некоторых материалов (никель, пермаллой) в магнитном поле. Относительное изменение составляет порядка  $\Delta L/L = 10^{-6}$ .

Постоянный магнит МСП создает магнитное поле смещения, а контурные катушки – магнитный поток возбуждения. Механические резонаторы представляют собой пластины, диски, цилиндрические стержни из упругого материала (стали, алюминия). Добротность механических резонаторов существенно выше добротности электрических резонаторов и составляет  $Q_M = 2000 \dots 3000$ , что обеспечивает более высокую селективность электро-механических фильтров.

Малые размеры электромеханических фильтров объясняются существенно меньшей скоростью распространения механических колебаний по сравнению с электрическими. Следовательно, существенно меньшей длиной волны механических колебаний при одной и той же частоте колебаний. Например, фильтр ЭМПФ-5-465-6, настроенный на частоту 465 кГц имеет полосу пропускания  $\Pi_{3дб} = 5,6 - 6,4$  кГц, избирательность по соседнему каналу – 56 дБ,  $R_{вх} = 10$  кОм;  $R_{вых} = 1$  кОм. Затухание в полосе – 8,5 дБ. Такие фильтры имеют почти прямоугольную форму АЧХ, малые габариты и хорошую температурную стабильность. Центральная частота полосы пропускания электромеханических фильтров составляет сотни килогерц или единицы мегагерц.

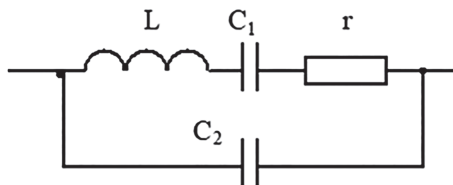
#### 4.9. Усилитель с кварцевым фильтром

На рис. 4.17 приведена схема усилителя с *кварцевым фильтром*, выполненным по мостовой схеме.



**Рис. 4.17.** Усилитель с кварцевым фильтром

Плечами моста являются: кварцевые резонаторы Q1 и Q2 и две половины катушки индуктивности L1. В одну диагональ моста включен конденсатор C1, а во вторую – колебательный контур L2, C2. Контур L1, C1 и L2, C2 настроены на частоту принимаемого сигнала. Эквивалентная схема кварцевого резонатора приведена на рис. 4.18. *Кварцевый резонатор* представляет собой колебательный контур, характеризующийся двумя резонансными частотами: частотой последовательного резонанса  $\omega_1 = 1/\sqrt{LC_1}$  и частотой параллельного резонанса  $\omega_2 = 1/\sqrt{LC}$ , где  $C = C_1C_2/(C_1 + C_2)$ .



**Рис. 4.18.** Эквивалентная схема кварцевого резонатора

Кварцевые резонаторы выбираются так, чтобы частота последовательного резонанса кварцевого резонатора Q1 была на величину  $\delta f_0$  меньше, а частота последовательного резонанса кварцевого резонатора Q2 была на величину  $\delta f_0$  больше средней частоты полосы пропускания фильтра. Тогда в пределах полосы пропускания фильтра мост окажется разбалансированным, а напряжение в диагонали моста (на контуре L2, C2) максимальным. По мере удаления от резонансных частот кварцевых резонаторов различие между их сопротивлениями уменьшается, мост оказывается в режиме, близком к балансу, выходное напряжение резко падает. Благодаря высокой добротности кварцевых резонаторов  $(5...20)10^3$  усилитель имеет относительно узкую полосу пропускания и высокую селективность.

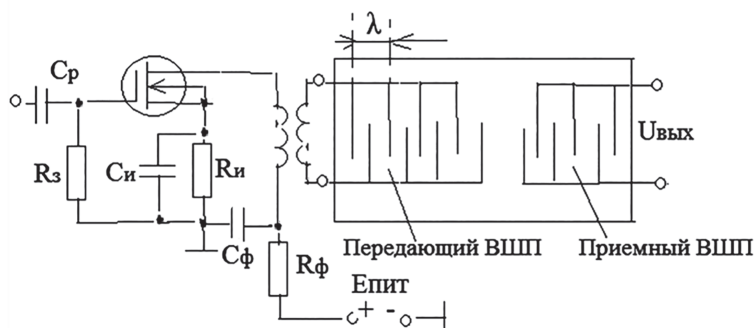
#### **4.10. Усилитель с фильтром на поверхностных акустических волнах**

На рис. 4.19 показана принципиальная схема усилителя и топология фильтра на поверхностных акустических волнах (ПАВ).

*Фильтр на ПАВ* представляет собой тонкую пластину из пьезокерамики, на которой находятся два встречноштыревых преобразователя (ВШП).

Они наносятся на пластину путем вакуумного напыления алюминия. Каждый ВШП состоит из двух гребенок. Расстояние между штырями каж-

дой гребенки равно длине волны. Расстояние между штырями двух противоположных гребенок равно половине длины волны. Это обеспечивает необходимое фазирование колебаний, создаваемых каждым штырем.



**Рис. 4.19.** Схема усилителя и топология фильтра на поверхностных акустических волнах

Сигнал, воздействующий на передающий ВШП, создает переменное электрическое поле, вызывающее упругие деформации (растяжение и сжатие), которые распространяются по пластине в виде ПАВ со скоростью 3000 м/с.

В приемном ВШП происходит преобразование ПАВ в электрические колебания. АЧХ фильтра зависит от количества штырей и закона изменения длины штырей в направлении распространения волны – аподизации. При постоянной длине штырей получается АЧХ с пульсациями, как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания. Аподизация сглаживает пульсации.

Фильтры на ПАВ используют на частотах 30 МГц...3 ГГц.

Катушка индуктивности на входе фильтра образует с входной емкостью фильтра параллельный колебательный контур, настроенный на частоту сигнала, что увеличивает коэффициент усиления и повышает селективность усилителя.

Аподизация – это степень перекрытия (закон перекрытия) соседних электродов по длине. Изменяя ее, можно получить АЧХ, близкую к прямоугольной и максимально плоскую.

Фильтры на ПАВ имеют ряд достоинств: можно получать (изменяя закон аподизации) АЧХ не только прямоугольной формы, но и сложной, несимметричной формы, например для ТЛВ; при этом ФЧХ остается линейной, что очень существенно.

Диапазон их применения очень широк. Используется компьютерная оптимизация АЧХ таких фильтров.

## Контрольные вопросы по теме

1. Каково назначение УРЧ радиоприемника и какие требования к нему предъявляются?
2. Приведите классификация резонансных усилителей.
3. Что такое невзаимный усилительный элемент?
4. Приведите требования к УРЧ.
5. Приведите требования к УПЧ.
6. Приведите схему однотранзисторного УРЧ с одиночным колебательным контуром; объясните назначение его элементов. Приведите варианты схем, используемых в УРЧ и УПЧ.
7. Приведите эквивалентную схему невзаимного усилительного элемента и систему линейных уравнений с использованием  $Y$ -параметров для его описания.
8. Как влияет внутренняя обратная связь через усилительный элемент ( $Y_{12} \neq 0$ ) на входную проводимость усилителя  $Y_{вх}$ ?
9. Чему равны резонансный коэффициент усиления и максимальный коэффициент усиления для УРЧ с автотрансформаторным включением колебательного контура?
10. Чему равны оптимальные коэффициенты включения для УРЧ с автотрансформаторным включением колебательного контура?
11. Чему равны селективность усилителя и полоса пропускания резонансного усилителя с одиночным колебательным контуром?
12. Приведите зависимость расстройки входного контура от вносимой проводимости при расстройке выходного контура.
13. Что понимают под коэффициентом устойчивости резонансного усилителя? Что такое максимальный коэффициент усиления усилителя?
14. Какие существуют методы повышения устойчивости резонансных усилителей?
15. Приведите принципиальную схему усилителя с электромеханическим фильтром и принцип ее работы.
16. Приведите принципиальную схему усилителя с кварцевым фильтром и принцип ее работы.
17. Приведите принципиальную схему усилителя с фильтром на поверхностных акустических волнах (ПАВ) и принцип ее работы.

## Тема 5. Схемотехника преобразователей частоты [19]

### 5.1. Назначение, основные требования и классификация преобразователей частоты

*Преобразователь* частоты предназначен для переноса спектра сигнала из одной области частот в другую без изменения закона модуляции. Преобразователь частоты состоит из преобразующего элемента (ПЭ), источника вспомогательных колебаний (гетеродина) с частотой  $f_г$  и фильтра, выделяющего полезный продукт преобразования на частоте  $f_{пр}$ . При действии на входе ПЭ колебаний с частотами  $f_c$  и  $f_г$  в выходном токе ПЭ образуются *комбинационные составляющие* вида

$$|nf_{\Gamma} \pm mf_c|.$$

В преобразователях частоты для устройств приема и обработки сигналов как правило  $m = 1$ , поэтому преобразователь частоты является линейным четырехполюсником по отношению к входному сигналу.

При  $n = 1$  преобразование называется *простым*, при  $n > 1$  – *комбинационным*.

При  $f_{\text{пр}} = f_c - nf_{\Gamma}$  имеет место преобразование *без инверсии* спектра, при  $f_{\text{пр}} = nf_{\Gamma} - f_c$  – *с инверсией спектра* (рис. 5.1).

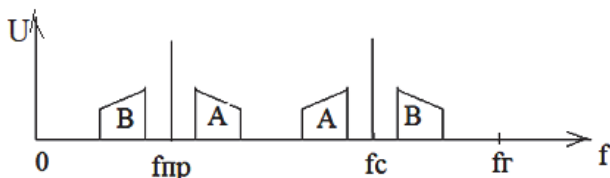


Рис. 5.1. Преобразование частоты с инверсией спектра

Структурная схема преобразователя частоты (рис. 5.2):

Для преобразования используются линейные цепи с периодически изменяющимися параметрами: ПЭ – преобразовательный элемент; Г – гетеродин; Ф – фильтр.

Режим ПЭ периодически изменяется во времени под действием напряжения Г с частотой  $f_{\Gamma}$ ; в результате изменяется крутизна ПЭ, что приводит к преобразованию сигнала.

Предположим, что к ПЭ со строго квадратичной ВАХ  $I = \varphi(U)$  приложено напряжение  $U_{\Gamma}$  гетеродина и некоторое начальное напряжение смещения  $U_c$  (рис. 5.3).

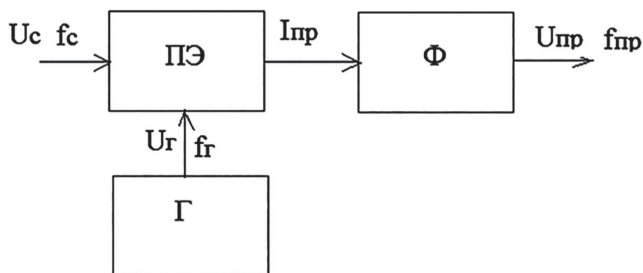
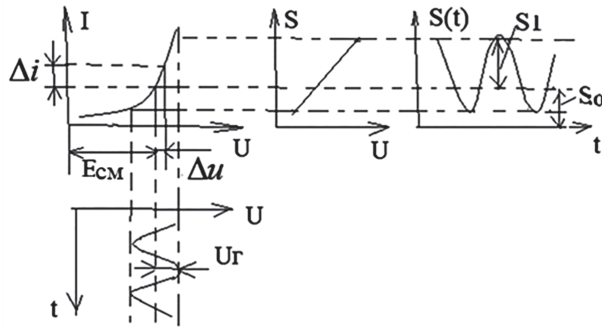


Рис. 5.2. Структурная схема ПЧ



**Рис. 5.3.** Изменение крутизны ПЭ под действием напряжения гетеродина

Под действием напряжения гетеродина  $u = E_{cm} + U_g$  рабочая точка ПЭ начинает периодически изменяться во времени, и крутизна будет изменяться от  $S'$  до  $S''$ .

Так как

$$S = \frac{di_2}{du},$$

то при квадратичной ВАХ зависимость  $S(u)$  линейна от напряжения  $u$ . Следовательно, при косинусоидальном напряжении  $U_g$  крутизна  $S$  будет изменяться тоже по косинусоидальному закону и содержит постоянную составляющую  $S_0$  и первую гармонику  $S_1$ :

$$S(t) = S_0 + S_1 \cdot \cos \omega_2 t.$$

Ток  $i_{пр} = i_2$  на выходе ПЭ:  $i_2 \approx S(t) \cdot U_C$ ; (приблизительно, т. к. не учтена нагрузка).

Если

$$u_C = U_C \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_c),$$

тогда

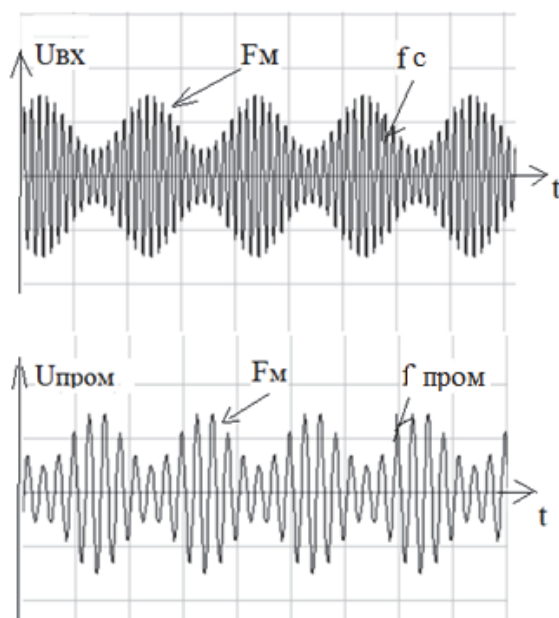
$$i_2 = (S_0 + S_1 \cdot \cos \omega_2 t) \cdot U_C \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_c) = S_0 \cdot U_C \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_c) + 0,5 \cdot S_1 \cdot U_C \cdot \cos[(\omega_2 + \omega_c) \cdot t + \varphi_c] + 0,5 \cdot S_1 \cdot U_C \cdot \cos[(\omega_2 - \omega_c) \cdot t - \varphi_c].$$

Т. е., ток на выходе ПЭ содержит составляющие трех частот:  $f_c$ ;  $(f_g + f_c)$ ;  $(f_g - f_c)$ . Используя фильтр, получаем, например, составляющую:

$$i_{2np} = 0,5 \cdot S_1 \cdot U_C \cdot \cos[(\omega_2 - \omega_c) \cdot t - \varphi_c],$$

т. е. амплитуда выходного тока ПЭ пропорциональна амплитуде  $U_c$  и сохраняется информация о фазе исходного колебания.

Соотношения сигнала на входе и напряжение на выходе ПЧ показано на рис. 5.4:



**Рис. 5.4.** Соотношения сигнала с частотой на входе ПЧ и на выходе ПЧ

Т. е., при преобразовании частоты закон модуляции не нарушается, а изменяется только частота несущего колебания на выходе преобразователя

При  $U_{г} = 0$ ;  $S_1 = 0$ ;  $i_{2пр} = 0$  – преобразования не происходит. Чем больше  $U_{г}$ , тем больше  $S_1$ , тем больше  $i_{2пр}$ .

Основным параметром, характеризующим эффективность процесса преобразования, является коэффициент передачи преобразователя, под которым понимают отношение амплитуды выходного напряжения промежуточной частоты  $U_{пр}$  к амплитуде напряжения входного сигнала  $U_c$

$$K_{пр} = \frac{U_{пр}}{U_c}$$

Требования к преобразователям частоты:

- максимальный коэффициент передачи;
- максимальный коэффициент передачи;
- максимальный коэффициент передачи;

- линейность по отношению к преобразуемому сигналу;
- минимальный уровень побочных каналов приема;
- минимальный коэффициент шума;
- минимальная связь между резонансными цепями сигнала и гетеродина.

Классификация преобразователей частоты:

*по типу преобразующего элемента (ПЭ)*

- ПЧ на невзаимном безынерционном ПЭ (транзисторные, интегральные),
- ПЧ на взаимном безынерционном ПЭ (резистивный диодный, на туннельном диоде),
- емкостные преобразователи частоты;

*по способу получения колебаний гетеродина*

- с отдельным гетеродином,
  - с совмещенным гетеродином;
- по способу управления выходным током ПЭ*
- с двойным управлением,
  - с одинарным управлением.

*по количеству ПЭ в преобразователе*

- простые ПЭ (один ПЭ),
- балансные (два ПЭ),
- кольцевые (четыре ПЭ);

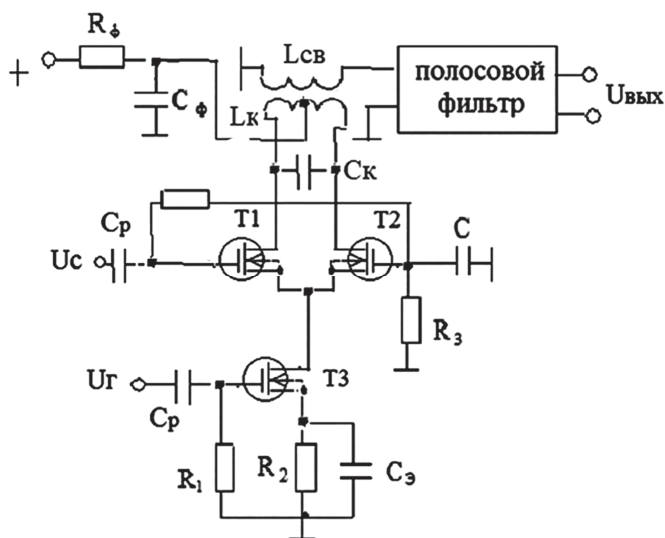
*по соотношению частот гетеродина и сигнала в преобразователе*

- неинвертирующий преобразователь частоты – если положение боковых полос не изменяется (при  $f_{пч} = f_c - f_{пч}$ ),
- инвертирующий преобразователь частоты – если положение боковых полос меняется местами (при  $f_{пч} = f_c - f_c$ ).

## 5.2. Варианты схем преобразователей частоты

На рис. 5.5 приведена принципиальная схема балансного преобразователя частоты на базе трехтранзисторного дифференциального каскада с отдельным гетеродином, который на схеме не показан. Напряжение гетеродина поступает в цепь затвора транзистора Т3 и изменяет ток стока этого транзистора с частотой гетеродина. Напряжение сигнала действует между затворами транзисторов Т1 и Т2 и управляет перераспределением тока стока Т3 между транзисторами Т1 и Т2.





**Рис. 5.5.** Балансный преобразователь частоты на трехтранзисторном дифференциальном каскаде

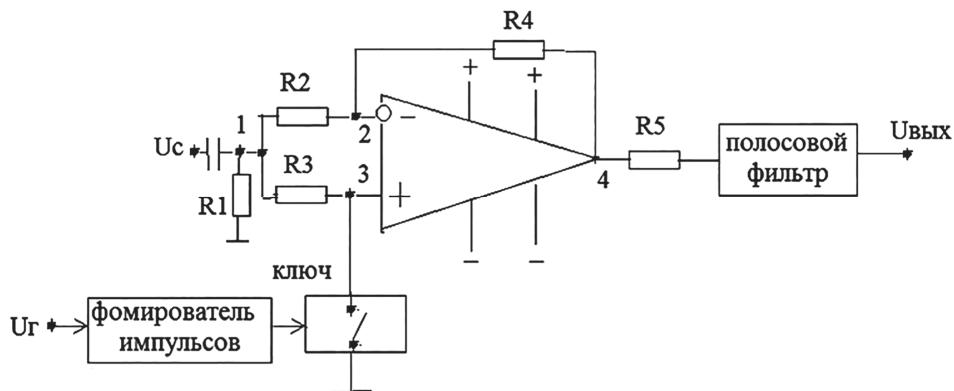
Поскольку ток, изменяющийся с частотой гетеродина, перераспределяется с частотой сигнала, то в цепях стоков транзисторов T1 и T2 появляются составляющие тока промежуточной частоты. Так как напряжения сигнала прикладываются к затворам T1 и T2 в противофазе, то составляющие токов стоков этих транзисторов также находятся в противофазе, но равны по абсолютной величине. В результате ток промежуточной частоты обтекает контур  $L_k C_k$ , настроенный на промежуточную частоту, и создает на нем падение напряжения промежуточной частоты, которое через катушку связи  $L_{св}$  поступает на полосовой фильтр (ПФ) промежуточной частоты для дальнейшей фильтрации. Элементы цепей постоянного тока аналогичны цепям резонансного усилителя на трехтранзисторном дифференциальном каскаде.

Достоинством схемы является подавление колебания гетеродина на выходе преобразователя частоты, так как токи с частотой гетеродина в катушке выходного контура направлены навстречу друг другу. По той же причине в такой схеме происходит ослабление шумов гетеродина и уменьшение степени их прохождения на выход смесителя. Как и в усилительных двухтактных схемах, в данных преобразователях частоты подавляются четные гармоники входного сигнала.

Аналоговый преобразователь частоты имеет следующий недостаток. По отношению к сигналу, имеющему частоту, равную промежуточной, он ведет себя как резонансный усилитель напряжения с относительно высоким коэффициентом усиления. В устройствах приема и обработки

сигналов для предотвращения прохождения колебания промежуточной частоты с входа такого преобразователя на его выход применяют различные меры подавления колебания этой частоты. Например, параллельно входу подключают последовательный резонансный контур, настроенный на частоту  $f_{пч}$ , который выполняет роль шунтирующего контура.

На рис. 5.6 приведена функциональная схема преобразователя частоты на операционном усилителе. Напряжение сигнала  $U_c$  частотой  $f_c$  поступает на инвертирующий вход операционного усилителя, а напряжение гетеродина  $U_g$  – на вход преобразователя синусоидального напряжения в последовательность прямоугольных импульсов с уровнями логического нуля и логической единицы.

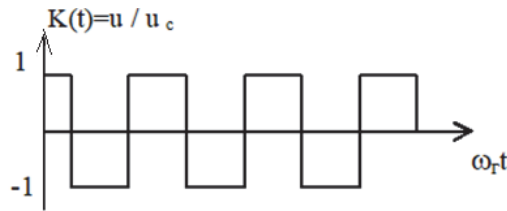


**Рис. 5.6.** Преобразователь частоты на операционном усилителе

Прямоугольные импульсы частоты гетеродина управляют электронным ключом, который соединяет неинвертирующий вход усилителя с корпусом. При замкнутом ключе и  $R_2 = R_4$  коэффициент передачи усилителя равен  $-1$ , а при разомкнутом ключе он равен  $1$ .

Это объясняется следующим. Так как в идеальном операционном усилителе входные токи равны нулю, то при разомкнутом ключе падение напряжения на  $R_3$  равно нулю, следовательно, потенциал точки 3 равен потенциалу точки 1. Поскольку падение напряжения между входами идеального усилителя равно нулю, то потенциал точки 2 равен потенциалу точки 1, т. е. ток через  $R_2$  отсутствует, а значит, отсутствует ток через  $R_4$ . Последнее означает, что потенциал точки 4 равен потенциалу точки 1.

На рис. 5.7 показана зависимость мгновенного коэффициента передачи усилителя от времени.



**Рис. 5.7.** Временная зависимость мгновенного коэффициента передачи операционного усилителя

Эту зависимость можно представить рядом Фурье

$$K(t) = \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n \omega_r t),$$

где  $K_n$  – амплитуда  $n$ -й гармоники коэффициента передачи. Заметим, что при четных  $n$  амплитуда  $n$ -й гармоники равна нулю. При  $u_c = U_c \cos(\omega_c t)$  – напряжение на выходе операционного усилителя равно

$$\begin{aligned} u &= u_c K(t) = U_c \cos(\omega_c t) \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n \omega_r t) = \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} U_c K_n \cos((n \omega_r - \omega_c) t) + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} U_c K_n \cos((n \omega_r + \omega_c) t) \end{aligned}$$

При  $\omega_{np} = n \omega_r - \omega_c$  напряжение промежуточной частоты на выходе преобразователя определится следующим соотношением

$$u_{np} = \frac{1}{2} U_c K_n \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_5} K_{пф} \cos(\omega_{np} t),$$

где  $R_{вх}$  – входное сопротивление полосового фильтра (ПФ) промежуточной частоты, а  $K_{пф}$  – его коэффициент передачи. Следовательно, коэффициент передачи преобразователя равен

$$K_{np} = \frac{1}{2} K_n \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_5} K_{пф}.$$

Резистор  $R_5$  обеспечивает согласование на входе полосового фильтра, при малом выходном сопротивлении усилителя сопротивление резистора примерно равно входному сопротивлению фильтра.

При преобразовании по первой гармонике

$$K_1 = \frac{4}{\pi},$$

поэтому коэффициент передачи преобразователя равен

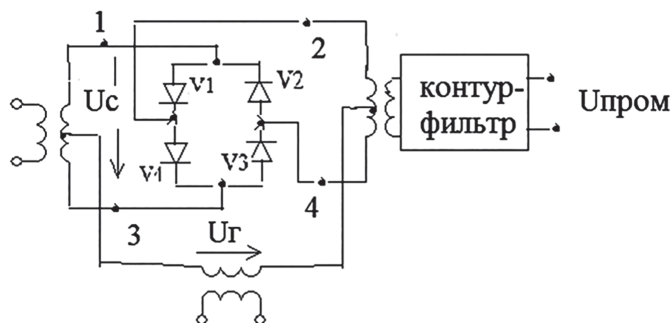
$$K_{пр} = \frac{K_{пф}}{\pi}.$$

Достоинством преобразователя является отсутствие канала прямого прохождения (канала промежуточной частоты), т. к. отсутствует постоянная составляющая коэффициента передачи, и отсутствие побочных каналов приема, обусловленных четными высшими гармониками мгновенного коэффициента передачи операционного усилителя.

На рис. 5.8 приведена принципиальная схема кольцевого диодного преобразователя частоты.

Диоды V1-V4 образуют плечи моста. Напряжение сигнала поступает в одну из диагоналей моста, нагрузка – контур промежуточной частоты включен в другую диагональ моста, а между средними точками обмоток трансформаторов включен источник гетеродинных колебаний.

Напряжение гетеродина существенно выше напряжения сигнала. Под действием этого напряжения изменяются сопротивления диодов. В положительный полупериод гетеродинного напряжения открываются диоды V1 и V3, точка 1 соединяется с точкой 2, а точка 3 с точкой 4 через малые сопротивления открытых диодов, мгновенный коэффициент передачи диодного моста равен 1.



**Рис. 5.8.** Кольцевой диодный преобразователь частоты

В отрицательный полупериод гетеродинного напряжения открыты диоды V2 и V4, точка 1 соединяется с точкой 4, а точка 3 с точкой 2 через малые сопротивления открытых диодов, мгновенный коэффициент передачи диодного моста равен  $-1$ . Таким образом, по принципу работы этот преобразователь частоты подобен преобразователю частоты на операционном усилителе, но может работать на более высоких частотах.

### 5.3. Частотная характеристика ПЧ

Частотной характеристикой преобразователя частоты называют зависимость его коэффициента усиления от частоты сигнала  $\omega_c$  при неизменной частоте гетеродина  $\omega_g = \text{const}$  (рис. 5.9)

$$\left[ K_{ПЧ} = \frac{U_{ПЧ}}{U_C} \right] = f(\omega_c)$$

На рис. 5.9 показаны:

$f_{ПЧ}$  – полезный продукт преобразования частот  $f_c$  и  $f_g$ ;

Для сигналов, действующих на входе преобразователя:

$f_c = f_g - f_{ПЧ}$  – полезный канал (основной) на частоте  $f_c$ ;

$f_{зерк} = f_c + f_{ПЧ}$  – зеркальный (к основному) канал (помеха);

$f_{ПЧ} = f_g - f_c$  – прямой канал (помеха).

Кроме того, существуют *дополнительные каналы* (помехи) на гармониках частоты гетеродина (на рис. показаны дополнительные каналы только на 2-й гармонике частоты гетеродина).

Для исключения прямого канала промежуточную частоту  $f_{ПЧ}$  выбирают за пределами диапазона  $f_{\min} \div f_{\max}$  приемника, или на входе РПУ включают фильтр-пробку, настроенный на  $f_{ПЧ}$ .

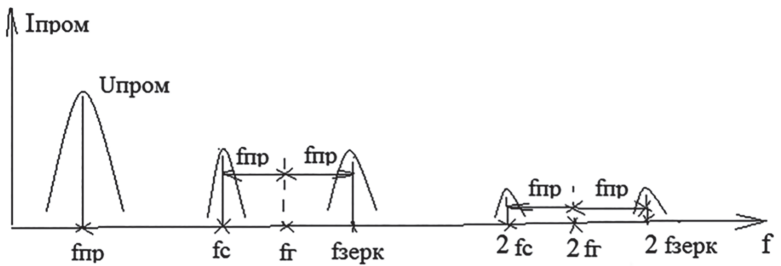


Рис. 5.9. Частотная характеристика ПЧ

Остальные нежелательные каналы ослабляются:

- преселектором (выбором необходимого числа фильтров, добротности контуров и т. д.);
- выбором режима ПЧ, когда уровень гармоник ПЧ будет минимален;
- выбором схемы ПЧ, где  $f_{зк} = 0$ ;
- применением *двойного преобразования* (первая промежуточная частота выбирается достаточно высокой для ослабления помех по зеркальному каналу, а вторая промежуточная частота выбирается достаточно низкой для ослабления помех по соседним каналам);
- выбором необходимой величины  $f_{ПЧ}$ .

При выборе величины промежуточной частоты  $f_{\text{ПР}}$  руководствуются следующими (достаточно противоречивыми) соображениями.

- необходимо (желательно) выбирать  $f_{\text{ПР}} \ll f_{\text{min}} \div f_{\text{max}}$  рабочего диапазона для ослабления помех по соседним каналам. На низких частотах обеспечивается высокая добротность контуров и, соответственно, узкая полоса пропускания с хорошей крутизной скатов их характеристик. Кроме того, повышается устойчивость усиления;
- $f_{\text{ПР}}$  должна быть «удалена» от мощной радиостанции, близко расположенной и по частоте и расстоянию, которая будет мешать по прямому каналу;
- частоту  $f_{\text{ПР}}$  желательно выбирать как можно выше рабочего диапазона частот – улучшается избирательность по каналу зеркальной частоты  $f_{\text{ЗК}}$ , повышается стабильность работы автоподстройки частоты приемника. Однако при этом понижается устойчивость УПЧ.

Существуют специальные номограммы для правильной расстановки частот гетеродина, сигнала и выбора промежуточной частоты. Как правило, выбор промежуточной частоты зависит от назначения приемника:

- для радиовещательных РПУ СВ и КВ диапазонов, как правило,  $f_{\text{ПРОМ}} = 465$  кГц;
- для радиовещательных РПУ метрового диапазона выбирается  $f_{\text{ПР}} = 6,5$  мГц;
- для телевизионного вещания  $f_{\text{ПР}} = 38$  мГц (для канала изображения) и  $f_{\text{ПРОМ}} = 31,5$  мГц (для канала звука);
- для радиолокационных РПУ  $f_{\text{ПР}} = 15 - 100$  мГц.

#### 5.4. Свисты в преобразователях

При простом преобразовании промежуточная частота равна:

$$f_{\text{ПР}} = f_{\text{Г}} - f_{\text{С}}$$

Этот же сигнал может быть получен от какой-либо мешающей станции, или из-за нелинейности ВАХ преобразователя:

$$f_{\text{КОМБ}} = (nf_{\text{Г}} \pm mf_{\text{С}}) = f_{\text{ПР}},$$

который поступает вместе с полезной  $f_{\text{ПР}}$  на вход УПЧ. Тогда на вход детектора поступит сумма сигналов  $f_{\text{ПР}}$  и  $f_{\text{КОМБ}}$ . Их биения будут протектированы и на выходе РПУ будут колебания

$$F_{\text{К}} = |f_{\text{ПР}} - f_{\text{КОМБ}}| \approx 1 \text{ КГц},$$

проявляющиеся в виде акустических сигналов – «свистов». Их характерная особенность – они зависят от настройки гетеродина приемника.

Из-за биения колебаний двух соседних, близко расположенных станций могут быть образованы интерференционные *свисты* с частотой

$$F_{И} = f_{ПР1} - f_{ПР2} = f_{Г} - f_{С1} - (f_{Г} - f_{С2}) = f_{С2} - f_{С1}.$$

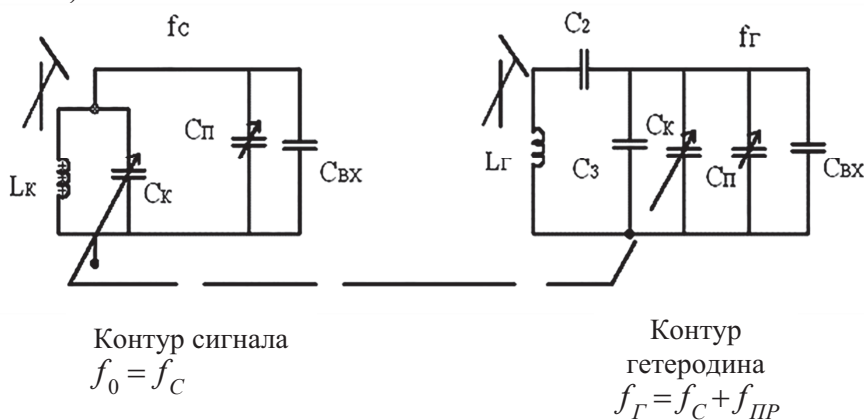
Их основная особенность – независимость от настройки приемника (изменяется только интенсивность свистов).

Борьба со свистами:

- повышение селективности преселектора (повышение добротности контуров, увеличение их количества и др.);
- выбор режима преобразователя (обеспечение высокой линейности по крутизне выбором квадратичной характеристики УЭ);
- ограничение уровня сигнала  $U_C$  (до допустимого уровня);
- выбор специальных схем преобразователей (например, балансных);
- правильный выбор промежуточной частоты  $f_{ПР}$ .

### 5.5. Одноручечная настройка приемника. Сопряженная настройка

При работе приемника в диапазоне частот для обеспечения постоянства промежуточной частоты необходимо одновременно перестраивать и входные цепи, и контур гетеродина. Такая настройка называется «*сопряженной*». Кроме того, желательно для удобства оператора настройку вести одной ручкой, когда селектор и гетеродин настраиваются одновременно (рис. 5.10).



**Рис. 5.10.** Сопряженная настройка резонансных контуров

Обычно применяют двоянный блок переменных конденсаторов  $C_k$ , а в контур гетеродина добавляют конденсаторы  $C_2$  и  $C_3$  для соблюдения настроек контуров гетеродина и селектора. Коэффициенты перекрытия  $K_{ПД}$  при  $f_Г > f_c$ :

для селектора:

$$K_{ПДС} = \frac{f_{C \max}}{f_{C \min}}$$

для гетеродина  $K_{ПДГ}$ :

$$\begin{aligned} K_{ПДГ} &= \frac{f_{Г \max}}{f_{Г \min}} = \frac{f_{C \max} + f_{ПР}}{f_{C \min} + f_{ПР}} = \frac{f_{C \max}}{f_{C \min}} \cdot \frac{1 + f_{ПР}/f_{C \max}}{1 + f_{ПР}/f_{C \min}} = \\ &= K_{ПДС} \cdot \frac{1 + f_{ПР}/f_{C \max}}{1 + f_{ПР}/f_{C \min}} \end{aligned}$$

Таким образом, для сопряжения настроек должно быть условие

$$K_{ПДГ} < K_{ПДС}.$$

При  $f_{Г} < f_{C}$  получаем, что коэффициент перекрытия гетеродина

$$K_{ПДГ} = K_{ПДС} \cdot \frac{1 - f_{ПР}/f_{\max}}{1 - f_{ПР}/f_{\min}}$$

должен быть больше коэффициента перекрытия сигнала КПДС, что практически невыполнимо. Поэтому в диапазонных РПУ берут  $f_{Г} > f_{C}$ .

Для каждого гетеродина обычно выбирают величины емкостей конденсаторов: при этом на частоту гетеродина  $f_{Г \min}$  влияет величина  $C_2$ , а на  $f_{Г \max}$  влияет величина  $C_3$ .

На рис. 5.11 приведен график сопряжения настроек контуров.

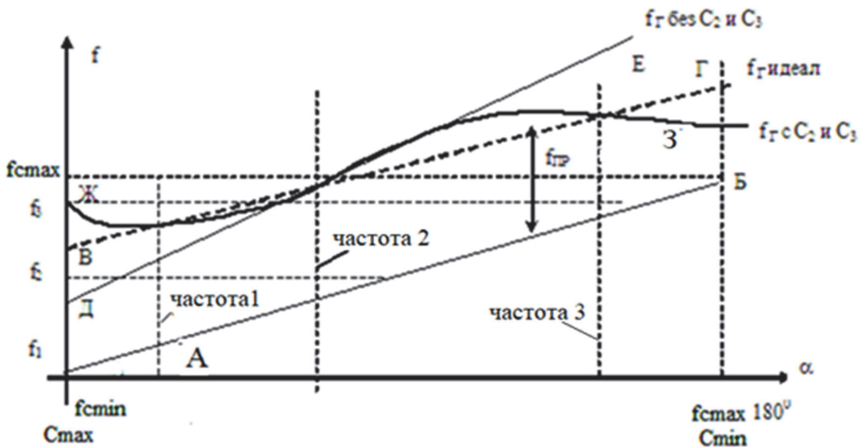


Рис. 5.11. График сопряжения настроек контуров



Конструктивно сдвоенный блок переменных конденсаторов  $C_K$  выполняется таким образом, чтобы частоты контуров менялись линейно с углом  $\alpha^0$  поворота пластин конденсатора – т. е. обеспечивалась так называемая «*прямочастотная*» настройка. Линия АБ на рис.5.11 показывает изменение частоты селектора  $f_C$  от угла  $\alpha^0$  поворота пластин настроечного конденсатора  $C_K$ . Линия ВГ показывает требуемое (идеальное) изменение частоты гетеродина  $f_{Гидеал}$ :

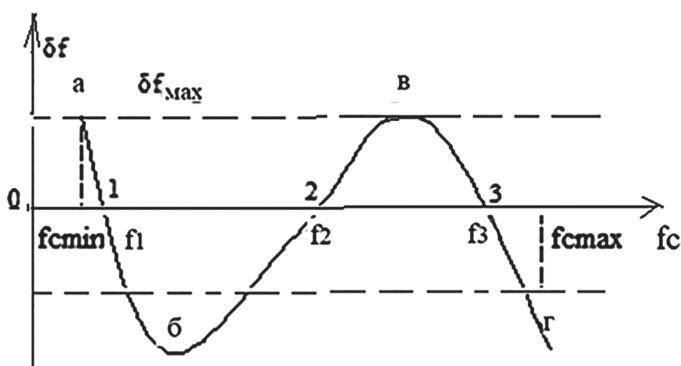
$$f_{Гидеал} = f_C + f_{ПР}.$$

Линия ДЕ показывает изменение частоты гетеродина  $f_Г$  без конденсаторов  $C_2$  и  $C_3$ . При этом сопряжение будет только на частоте 2, а на  $f_{C\max}$  и  $f_{C\min}$  настройка контура сигнала будет не совпадать с настройкой контура гетеродина. В этой точке конденсаторы  $C_2$  и  $C_3$  почти не влияют на частоту гетеродина  $f_Г$ . Линия ЖЗ – это линия сопряжения при учете конденсаторов  $C_2$  и  $C_3$ : на частоте  $f_{Г\min}$  емкость  $C_2$  уменьшает полную емкость контура гетеродина  $C_{Полн.Г}$  (так как включена последовательно), и частота 1 соответствует сопряжению настроек; частота 2 осталась на месте ( $C_2$  и  $C_3$  почти не влияют). На частоте  $f_{Г\max}$  емкость  $C_3$  увеличивает полную емкость гетеродина, и частота 3 также соответствует сопряжению. Таким образом, с помощью  $C_2$  и  $C_3$  можно только в 3-х точках получить полное сопряжение контуров.

Ошибка сопряжения:

$$\delta f = f_Г - f_{Гидеал} = f_Г - (f_C - f_{ПР})$$

Зависимость этой ошибки от частоты называют *кривой сопряжения* (рис. 5.12).



**Рис. 5.12.** Кривая сопряжения контуров

Если выбрать частоты сопряжения  $f_1$  и  $f_3$  совпадающими с  $f_{C\max}$  и  $f_{C\min}$  соответственно, то в этих точках  $\delta f = 0$  имеется полное сопряжение, но на

частотах в интервале  $f_1 \div f_2$  и  $f_2 \div f_3$  будет велика ошибка  $\delta f$ . Поэтому  $f_{C \max}$  и  $f_{C \min}$  выбирают относительно  $f_1$  и  $f_3$  таким образом, чтобы максимальная ошибка  $\delta f$  была минимальной (по кривой а, б, в, г).

Сопряжение в диапазоне рассчитывают по методике Сифорова В. И. или по специальным номограммам. При этом допустимая расстройка преселектора  $|\delta f|_{\max}$  (частота гетеродина поддерживается точно) выбирается из допустимо возможного пропускания спектра сигнала (или допустимых искажений)

$$|\delta f|_{\max} + \frac{P_C}{2} \leq \frac{P_{УРЧ}}{2},$$

где  $P_C$  – полоса частот сигнала;  $P_{УРЧ}$  – полоса частот для УРЧ, включая преселектор. Откуда определяется

$$P_{УРЧ} \geq P_C + 2|\delta f|_{\max}.$$

## Контрольные вопросы по теме

1. Каково назначение преобразователя частоты в радиоприемнике?
2. Что такое преобразование: простое, комбинационное, без инверсии спектра, с инверсией спектра?
3. Приведите частотную характеристику преобразователя частоты.
4. Что является основным параметром, характеризующим эффективность процесса преобразования.
5. Приведите требования к преобразователям частоты.
6. Приведите классификацию преобразователей частоты.
- 8 Объясните принцип работы балансного преобразователя частоты на трёхтранзисторном дифференциальном каскаде.
9. Объясните принцип работы преобразователя частоты на операционном усилителе.
11. Объясните принцип работы кольцевого диодного преобразователя частоты.
12. Что такое крутизна преобразования? Поясните суть графического метода ее нахождения через малосигнальную крутизну преобразующего элемента.
13. Что такое обратное преобразование частоты? Дайте определение крутизны обратного преобразования.
14. Приведите основные способы подавления побочных каналов преобразования частоты.
15. Как осуществляется сопряжение гетеродинного и сигнального контуров?
16. Что называют погрешностью сопряжения? Как она определяется?
17. Что такое интерференционные свисты в супергетеродинном радиоприемнике? Приведите способы их устранения.
18. Что такое свистящие настройки приемника? Приведите способы их устранения.
19. В каких режимах преобразования может использоваться диод СВЧ? Приведите принципиальную схему резистивного преобразователя и принцип его работы.

## Тема 6. Схемотехника амплитудных детекторов [19]

### 6.1. Назначение амплитудных детекторов

*Детектором* называют устройство, служащее для создания напряжения, изменяющегося в соответствии с законом модуляции одного из параметров входного сигнала.

Классификация детекторов по виду радиосигнала:

Радиосигналы гармонические непрерывные (рис. 6.1).

Сообщение может быть заложено или в изменении амплитуды  $U_{вх}$  с частотой модулирующего сигнала  $F_m$  (АМ), или фазы  $U_{вх}$  (ФМ), или частоты сигнала  $f_c$  (ЧМ).

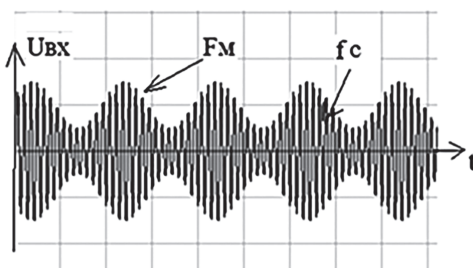


Рис. 6.1. Гармонический непрерывный радиосигнал с АМ

Соответственно, различают детекторы амплитудные (АД), фазовые (ФД) и частотные (ЧД).

Радиоимпульсные сигналы (рис. 6.2).

Сообщение заложено в изменении или величины  $U_{пик}$ , или частоты сигнала  $f_c$ , или времени начала импульса  $\tau_{ни}$ , или времени длительности импульса  $\tau_{и}$ .

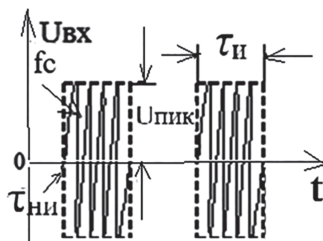


Рис. 6.2. Радиоимпульсный сигнал

Соответственно, различают детекторы радиоимпульсов амплитудной ( $U_{пик}$ ), частотной ( $f_{вх}$ ), широтно-импульсной ( $\tau_i$ ), временной импульсной ( $\tau_{ни}$ ) модуляции.

Видеоимпульсные сигналы (рис. 6.3).

Сообщение заложено в изменении: или величины  $U_{пик}$ , или длительности импульса  $t_{и}$ , или времени начала импульса  $t_{ни}$ , или периода следования импульсов  $T$ .

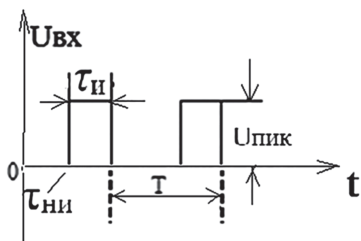


Рис. 6.3. Видеоимпульсные сигналы

Соответственно, различают детекторы видеоимпульсов амплитудно-импульсной (АИМ), широтно-импульсной (ШИМ), временной импульсной, или фазово-импульсной (ВИМ или ФИМ) модуляции. Возможно изменение комбинации импульсов в группе – это относится к кодово-импульсной модуляции (ИКМ).

Детектор, реагирующий на амплитуду  $U_{пик}$ , называют пиковым детектором.

*Амплитудный детектор (АД)* – это устройство, на выходе которого создается напряжение, изменяющееся в соответствии с законом модуляции амплитуды входного гармонического сигнала. Если на входе  $U_{вх}$  модулировано по амплитуде с частотой  $F$ , то на выходе АД имеется напряжение  $E_d$ , изменяющееся с частотой  $F$  (по тому же закону, что и модулирующее на входе). Спектр на входе АД содержит несущую частоту  $f$  и боковые полосы  $f \pm F$ ; спектр на выходе содержит постоянную составляющую  $E_{d0}$  ( $f = 0$ ) и переменную составляющую с частотой модуляции  $F$  и амплитудой  $U_F$ . Т. е., на выходе АД имеется совершенно другой спектр, которого нет на входе (рис. 6.4). Амплитудные детекторы предназначены для неискаженного воспроизведения огибающей АМ сигнала.

Основные требования к амплитудным детекторам:

- минимальные линейные и нелинейные искажения выходного сигнала;
- минимальные высокочастотные пульсации выходного напряжения;
- большое входное сопротивление;
- большой коэффициент передачи.

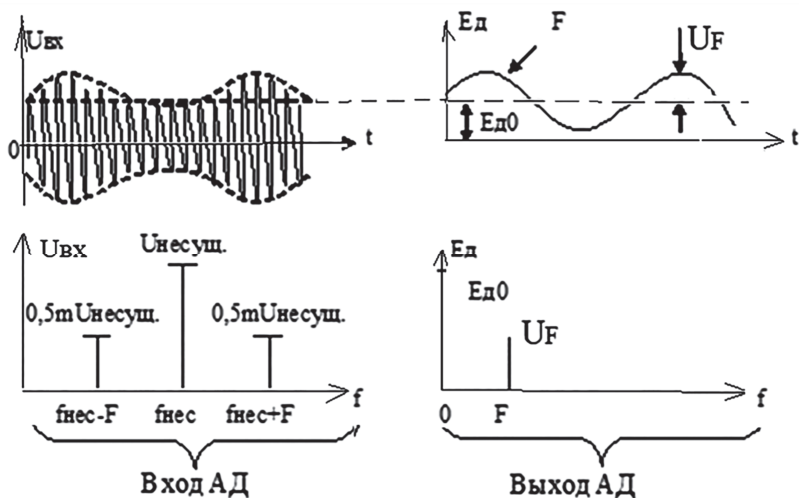


Рис. 6.4. Амплитуда и спектр на входе и выходе АД

Классификация амплитудных детекторов:

*по принципу действия:*

- нелинейные детекторы;
- линейные детекторы с периодически изменяющимися параметрами (синхронные детекторы).

*по типу детектирующего элемента:*

- детекторы на невзаимных детектирующих элементах (транзисторные, на ОУ);
- детекторы на взаимных детектирующих элементах (диодные).

*по виду цепи невзаимного детектирующего элемента, в которой происходит детектирование:*

- эмиттерный;
- коллекторный;
- стоковый;
- истоковый.

## 6.2. Диодные амплитудные детекторы

Диодные АД строятся либо по последовательной (рис. 6.5), либо по параллельной схеме (рис. 6.6).

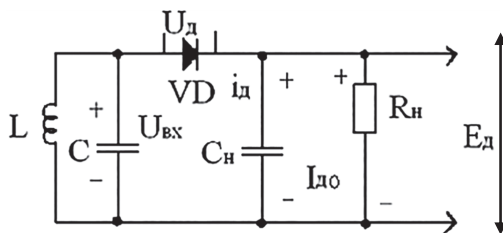


Рис. 6.5. Схема последовательного диодного АД

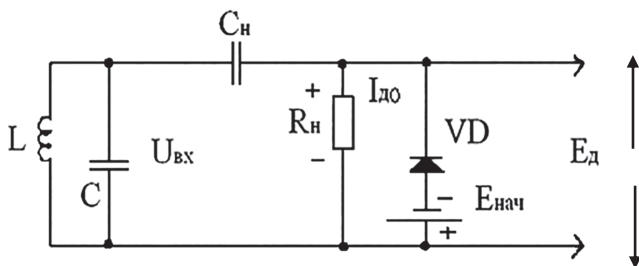


Рис. 6.6. Схема параллельного диодного АД

Временная трактовка работы АД (рис. 6.7).

Если на входе АД действует периодический сигнал  $U_{BX} = U_C \cdot \cos \omega_c t$ , то можно показать, что при положительной полуволне диод открыт,  $C_n$  заряжается в интервале  $0 - t_1$ . При сопротивлении диода  $r_d$  постоянная времени заряда мала и составляет  $\tau_z = r_d \cdot C_n$ . Заряд конденсатора происходит быстро. При отрицательной полуволне конденсатор  $C_n$  разряжается с постоянной времени  $\tau_p = R_n C_n$ , которая значительно больше постоянной времени заряда, так как  $R_n \gg r_d$ ; конденсатор  $C_n$  медленно разряжается за период  $t_1 \div t_2$ . Напряжение на диоде составляет  $U_d = U_{вх} - E_d$ . По мере роста заряда напряжение  $E_d$  возрастает и стремится закрыть диод. Разряд идет до момента  $t_2$ , при котором напряжение на диоде  $U_d = 0$ . С этого момента диод открывается и начинает снова заряжаться. Таким образом, напряжение  $E_d$  становится пульсирующим с частотой сигнала. Так как постоянная времени разряда  $\tau_p$  велика, то уровень пульсации напряжения  $E_d$  мал, и форма напряжения на выходе детектора практически повторяет форму входного модулирующего напряжения.

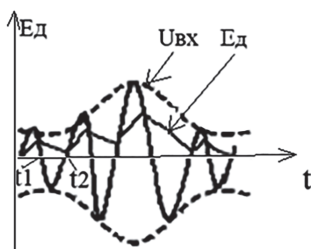


Рис. 6.7. Временные зависимости напряжений на входе и выходе

Спектральная трактовка работы АД (рис. 6.8).

Предположим, что  $U_{вх} = \text{const}$  (нет модуляции), тогда  $E_d = \text{const}$  (в установившемся режиме). Так как  $U_d = U_{вх} - E_d$ , то напряжение  $E_d$  обуславливает отрицательное напряжение смещения на диоде, относительно которого прикладывается  $U_{вх}$ .

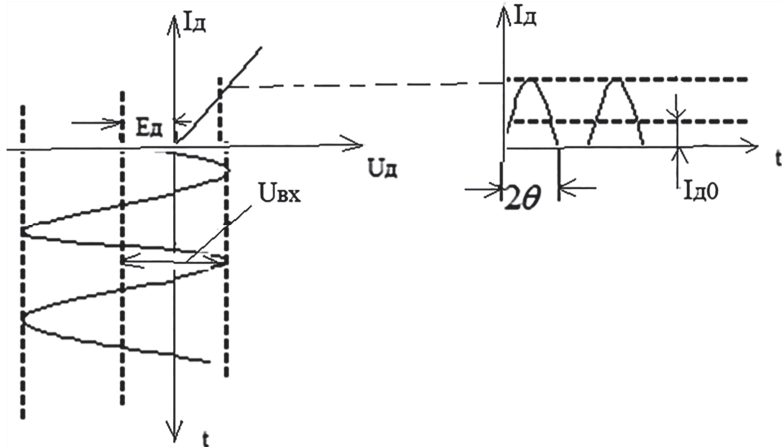


Рис. 6.8. Взаимосвязь входного, выходного напряжения и напряжения смещения для АД

Представим идеальную ВАХ диода. Тогда ток диода  $i_d$  протекает в течение времени (периода)  $2\theta$  ( $\theta < 90^\circ$ ). В этом токе, естественно, есть постоянная составляющая  $I_{д0}$ , протекающего по цепи: диод – резистор  $R_n$  – L – диод; этот ток создает напряжение  $E_d = I_{д0} \cdot R_n$ .

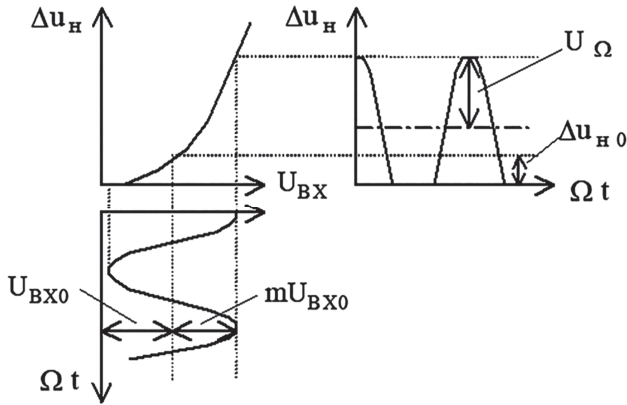
Составляющие тока  $i_d$  с частотами  $f_c, 2f_c, \dots$  протекают по цепи: диод –  $C_n$  – LC контур – диод. Если напряжение  $U_{вх}$  промодулировано по амплитуде (АМ колебание), то  $E_d$  изменяется в соответствии с законом изменения  $U_{вх}$  (было показано ранее), изменяя смещение на диоде.

*Детекторной характеристикой* амплитудного детектора называется зависимость приращения постоянного напряжения на нагрузке детектора, вызванного действием входного сигнала, от амплитуды напряжения входного немодулированного сигнала (рис. 6.9). По детекторной характеристике определяются *коэффициенты передачи детектора* (для немодулированного  $K_d$  и модулированного  $K_{д\Omega}$  сигналов):

$$K_d = \frac{\Delta u_{н0}}{U_{вх0}}, \quad K_{д\Omega} = \frac{U_\Omega}{mU_{вх0}},$$

где  $\Delta u_{н0}$  – приращение напряжения на нагрузке при действии на входе немодулированного синусоидального сигнала с амплитудой  $U_{вх0}$ . Напряжение  $U_\Omega$  – амплитуда первой гармоники выходного низкочастотного нап-

ряжения, изменяющегося с частотой модуляции  $\Omega$ ;  $m$  – коэффициент глубины модуляции входного АМ сигнала при синусоидальном законе модуляции.



**Рис. 6.9.** Детекторная характеристика амплитудного детектора и ее использование для определения коэффициентов передачи и выходного сигнала

Важной характеристикой детектора является его входное сопротивление.

Входным сопротивлением детектора называется отношение амплитуды входного немодулированного сигнала к амплитуде первой гармоники входного сигнала с частотой несущей

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}0}}{I_{\text{вх}1}}.$$

### 6.3. Последовательный амплитудный диодный детектор в режиме детектирования сильного сигнала

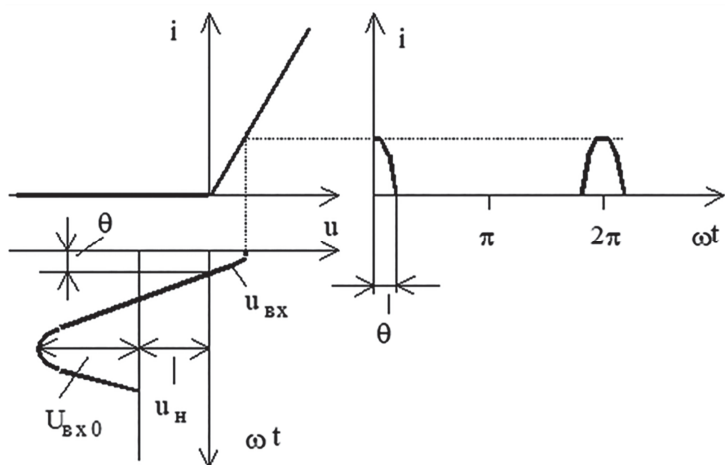
Для определения *детекторной характеристики* и *коэффициента передачи детектора* воспользуемся спектральными представлениями.

В режиме детектирования сильного сигнала можно воспользоваться грубой линейно-ломаной аппроксимацией вольтамперной характеристики диода, представленной на рис. 6.10,

$$i = \begin{cases} Su & \text{при } u \geq 0 \\ 0 & \text{при } u < 0 \end{cases}, \quad (6.1)$$

где  $S$  – крутизна нарастающего участка вольтамперной характеристики.





**Рис. 6.10.** Вольтамперная характеристика и временные диаграммы входного напряжения и тока диода в режиме детектирования сильного сигнала

Из схемы (рис. 6.6) детектора видно, что к диоду прикладываются переменное напряжение входного сигнала с амплитудой  $U_{вх0}$  и напряжение на нагрузке  $u_n$ , которое является подзапирающим для диода.

Из рис. 6.11 следует, что

$$\begin{aligned} u_n &= U_{вх0} \cos \theta \\ u &= U_{вх0} \cos(\omega t) - u_n = U_{вх0} (\cos(\omega t) - \cos \theta) \end{aligned} \quad (6.2)$$

Подставляя последнее соотношение в (6.1), получим

$$i = \begin{cases} S U_{вх0} (\cos(\omega t) - \cos \theta) & \text{при } \theta \geq \omega t \geq 0 \\ 0 & \text{при } \pi \geq \omega t > \theta \end{cases}$$

Используя последнее соотношение, определим постоянную составляющую тока диода

$$\begin{aligned} I &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} S U_{вх0} (\cos(\omega t) - \cos \theta) d(\omega t) = \\ &= \frac{S U_{вх0}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \end{aligned}$$

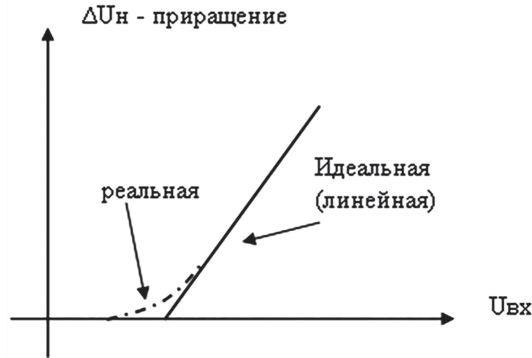
Напряжение на нагрузке равно

$$u_n = I R_n = \frac{S R_n U_{вх0}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta).$$

Напряжение  $U_H$  – это напряжение источника смещения плюс постоянное напряжение на выходе  $E_{до}$  детектора за счет детектирования без сигнала модуляции (без АМ).

$$u_H = E_{см} + E_{до}; E_{до} = I_{до} \cdot R_H.$$

Выражение  $u_H = f(S; R_H; U_{вх}, \cos\theta)$  – это *детекторная характеристика* (рис. 6.11).



**Рис. 6.11.** Зависимость приращения выходного напряжения АД от уровня входного сигнала

*Коэффициент передачи* детектора для немодулированного колебания

$$K_D = \frac{\Delta U_H}{U_{вх0}}$$

Используя наряду с последним соотношением выражение для  $u_H$  из (5.2), получим трансцендентное уравнение для определения угла отсечки

$$\text{tg}\theta - \theta = \frac{\pi}{SR_H}.$$

Из него видно, что угол отсечки не зависит от амплитуды входного сигнала, следовательно, *в режиме детектирования сильного сигнала детекторная характеристика диодного детектора линейна*, а его коэффициент передачи равен

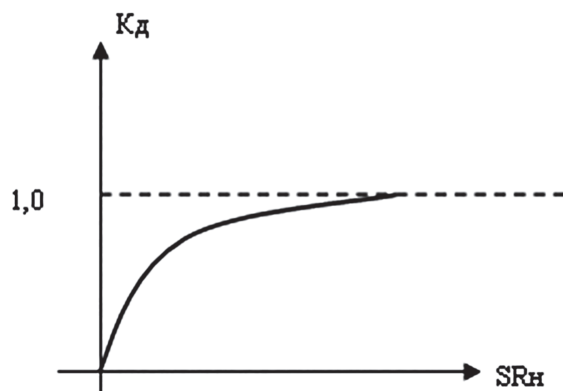
$$K_D = \cos\theta, \tag{6.3}$$

т. е. детектор – *линейный*.

При увеличении  $SR_H$  (рис. 6.12):

$$\theta \rightarrow 0$$

$$\cos\theta \rightarrow 1; K_D \rightarrow 1$$



**Рис. 6.12.** Зависимость коэффициента передачи АД от угла отсечки (сопротивления нагрузки)

При малых значениях угол отсечки равен

$$\theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR_H}}.$$

Таким образом, чем больше произведение крутизны диода и сопротивления нагрузки, тем ближе коэффициент передачи к единице (без модуляции).

Углом отсечки определяются все основные параметры детектора. Емкость  $C_H$  выбирают так, чтобы не было частотных искажений.

Если имеется режим АМ колебаний, т. е.  $U_{вх0} = U_{m0}(1 + m \cdot \cos \Omega t)$  – входное модулированное напряжение, то напряжение на выходе детектора

$$U_H = U_{m0} \cdot \cos \theta (1 + m \cdot \cos \Omega t).$$

Амплитуда переменной составляющей выходного напряжения

$$U_{\Omega} = mU_{m0} \cdot \cos \theta$$

Коэффициент передачи АД при АМ

$$K_D = \frac{U_{\Omega}}{m \cdot U_{m0}} = \cos \theta.$$

Таким образом, и без АМ и при АМ детекторная характеристика линейна, а коэффициент передачи детектора  $K_D$  один и тот же. Если детектируется слабый сигнал, то  $K_D$  мал. Из-за этого режим слабого сигнала практически не используется.

## 6.4. Эмиттерный детектор

Принципиальная схема детектора приведена на рис. 6.13. По принципу работы этот детектор подобен последовательному диодному детектору, т. к. переход база-эмиттер можно рассматривать как эквивалентный диод. Однако имеется одно существенное отличие: входной ток – ток базы – существенно меньше тока, протекающего через нагрузку – тока эмиттера. Последнее означает, что при одинаковых значениях сопротивления нагрузки в обоих детекторах – входное сопротивление эмиттерного детектора значительно (примерно в  $h_{21э}$  раз) больше.

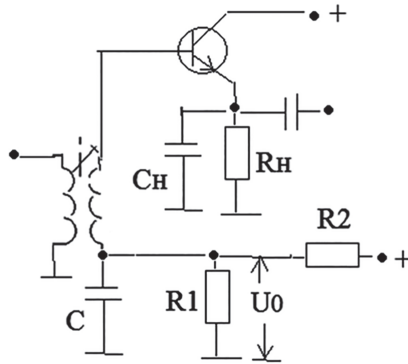


Рис. 6.13. Эмиттерный детектор

Базовый делитель  $R_1$ ,  $R_2$  с конденсатором  $C$  создают в цепи базы небольшое начальное смещение  $u_0$ , повышающее эффективность детектирования, как это показано на рис. 6.14

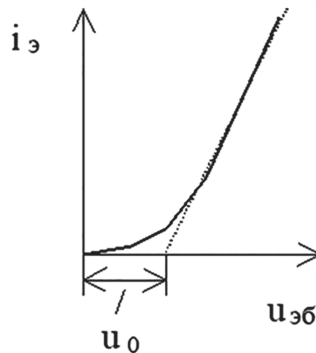


Рис. 6.14. Смещение напряжением рабочей точки вольтамперной характеристики транзистора

## 6.5. Диодный детектор с удвоением напряжения

Диодный детектор с удвоением напряжения (рис. 6.15) содержит два диода  $V_1$  и  $V_2$ , которые по переменному току включены параллельно, а по постоянному току последовательно, резистор нагрузки  $R_H$  и два конденсатора нагрузки  $C_{H1}$  и  $C_{H2}$ .

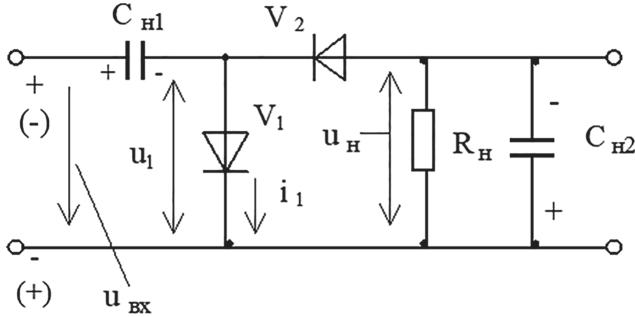


Рис. 6.15. Диодный детектор с удвоением напряжения

В положительный полупериод входного напряжения диод  $V_1$  открыт, а  $V_2$  закрыт. Конденсатор  $C_{H1}$  быстро заряжается через малое сопротивление открытого диода  $V_1$  до напряжения примерно равного амплитуде входного напряжения. В отрицательный полупериод входного напряжения  $V_1$  закрыт, а  $V_2$  открыт. Конденсатор  $C_{H2}$  быстро заряжается через малое сопротивление  $V_2$  под действием суммы напряжений на входе и на конденсаторе  $C_{H1}$ . Поэтому  $C_{H2}$  заряжается примерно до величины, равной удвоенной амплитуде входного сигнала. На рис.6.16 приведена вольтамперная характеристика диода  $V_1$  и временная диаграмма напряжения, приложенного к этому диоду.

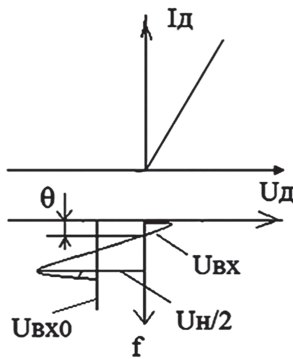


Рис. 6.16. Вольтамперная характеристика диода  $V_1$  и временная диаграмма напряжения, приложенного к этому диоду

Из принципиальной схемы детектора следует, что к каждому диоду прикладывается половина постоянного напряжения на нагрузке, а из рисунка 6.16 видно, что

$$\frac{u_H}{2} = U_{вх0} \cos \theta.$$

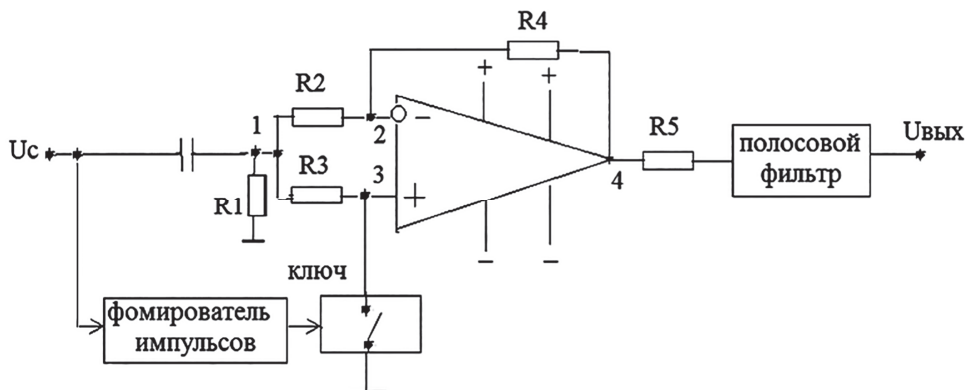
Следовательно,

$$u_H = 2U_{вх0} \cos \theta.$$

Все рассмотренные выше амплитудные детекторы являются нелинейными детекторами, т. к. результат детектирования обусловлен нелинейностью вольтамперной характеристики детектирующего элемента.

### 6.6. Синхронный амплитудный детектор на операционном усилителе

Функциональная схема детектора приведена на рис. 6.17. Она отличается от схемы преобразователя частоты на операционном усилителе (рис. 5.6) тем, что управление электронным ключом осуществляется последовательностью прямоугольных импульсов, полученных путем преобразования входного сигнала, т. е. осуществляется с частотой несущей входного сигнала.

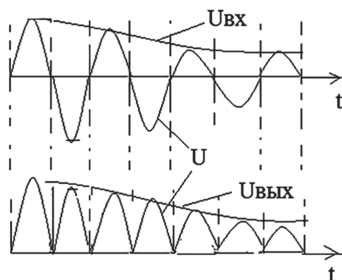


**Рис. 6.17.** Функциональная схема синхронного амплитудного детектора на операционном усилителе

В результате положительному полупериоду входного напряжения соответствует мгновенный коэффициент передачи операционного усилителя, равный 1, а отрицательному – коэффициент передачи, равный –1. В резуль-

тате на выходе операционного усилителя получается пульсирующий сигнал  $u$ , совпадающий с положительными полупериодами и инвертированными отрицательными полупериодами входного сигнала, как это показано на рис. 6.18. Этот сигнал сглаживается фильтром нижних частот. В результате выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  повторяет закон изменения амплитуды входного сигнала.

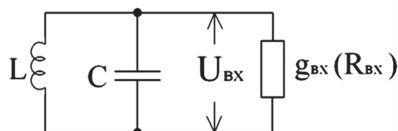
Мгновенный коэффициент передачи изменяется синхронно с входным сигналом, поэтому данный детектор называется синхронным.



**Рис. 6.18.** Временные диаграммы напряжений на входе и выходе синхронного амплитудного детектора

## 6.7. Входное сопротивление последовательного диодного АД

Диодный АД потребляет ток источника сигнала, величина которого определяется *входным сопротивлением*  $R_{\text{вх}}$  (или проводимостью  $g_{\text{вх}}$ ) – см. рис. 6.19.



**Рис. 6.19.** Входное сопротивление АД

При напряжении на входе АД (без модуляции)

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \cos \omega t$$

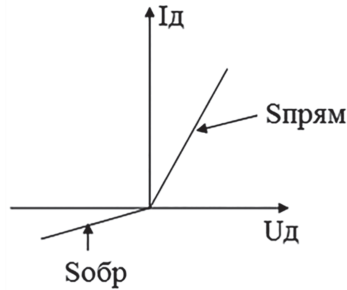
ток через диод может быть представлен:

$$i_{\text{Д}} = I_{\text{Д}0} + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos \omega t + \dots$$

при этом

$$R = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{m1}}; \quad g_{\text{вх}} = \frac{I_{m1}}{U_{\text{вх}}}.$$

При представлении характеристики диода по рис. 6.20



**Рис. 6.20.** Идеальная ВАХ диода

ток через диод может быть представлен:

$$i_{\text{Д}} = S_{\text{прям}} \cdot U_{\text{вх}} \cdot (\cos \omega t - \cos \theta) \text{ при } 0 < \omega t < \theta$$

$$i_{\text{Д}} = S_{\text{обр}} \cdot U_{\text{вх}} \cdot (\cos \omega t - \cos \theta) \text{ при } 0 < \omega t < \pi$$

Обозначим

$$S_{\text{Э}} = S_{\text{прям}} - S_{\text{обр}};$$

Тогда при наличии  $E_{\text{см}}$  (начального) на АД

$$g_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{м1}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{S_{\text{Э}}}{\pi} \cdot (\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta) + S_{\text{обр}}$$

Если  $E_{\text{нач}} = 0$ , то

$$g_{\text{вх}} = \frac{(2 + S_{\text{обр}} \cdot R_{\text{H}})}{R_{\text{H}}}$$

или

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{H}}}{2 + 3S_{\text{обр}} \cdot R_{\text{H}}}$$

Если  $S_{\text{обр}} \cong 0$ , то  $R_{\text{вх}} = 0,5 \cdot R_{\text{H}}$

Зависимость  $R_{\text{вх}} = f(R_{\text{H}})$  обусловлена не тем, что нагрузка диода  $R_{\text{H}}$  по току включена последовательно с диодом. Так как нагрузка  $R_{\text{H}}$  зашунтирована конденсатором  $C_{\text{H}}$ , переменное напряжение с частотой сигнала на  $R_{\text{H}}$  отсутствует. В диодном АД источник сигнала сам шунтирует диод, который открыт в течение периода  $2\theta$ . При возрастании  $R_{\text{H}}$  возрастает  $E_{\text{д}}$ , при этом угол отсечки  $\theta$  уменьшается и диод открывается на меньшую часть периода, что приводит к увеличению  $R_{\text{вх}}$ .



## 6.8. Параллельный диодный детектор

Схема параллельного диодного детектора представлена на рис. 6.21. Принцип работы параллельного и последовательного АД совпадает. Ток  $I_{Д0}$  проходит по цепи  $VD - R_H - E_{нач} - VD$ . Расчетные формулы – те же самые. При определении  $R_{вх}$  необходимо учитывать, что первая гармоника тока параллельного АД (входного тока) протекает не только через  $VD$ , но и через  $R_H$ .

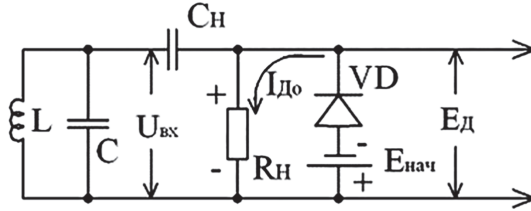


Рис. 6.21. Параллельный диодный детектор

Поэтому

$$g_{вх\ паралл} = g_{вх} + \frac{1}{R_H}$$

или

$$R_{вх\ паралл} = \frac{R_{вх\ посл} \cdot R_H}{R_{вх\ посл} + R_H}$$

Таким образом,

$$R_{вх\ паралл} < R_{вх\ посл} \quad \text{или} \quad R_{вх\ паралл} \approx \frac{R_H}{3},$$

т. е. происходит более сильное шунтирование источника сигнала, чем при последовательном АД.

Кроме того, на выходе параллельного АД присутствует полное переменное входное напряжение  $U_{вх}$ . Поэтому для выделения полезного напряжения  $E_d$  на выходе АД необходим фильтр  $R\phi C\phi$  (рис. 6.22):

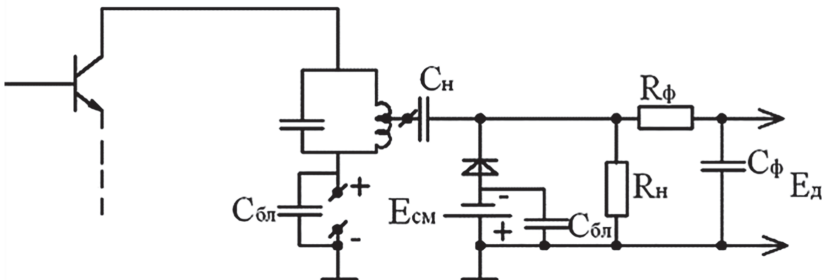


Рис. 6.22. Схема выделения полезного напряжения на выходе АД с помощью фильтра  $R\phi C\phi$

Параллельные АД применяют тогда, когда на его входе присутствует, помимо полезного сигнала, постоянное напряжение питания, например питание предыдущего каскада. Развязка от него осуществляется за счет конденсатора  $C_n$  или разделительного конденсатора  $C_p$ .

## 6.9. Нелинейные искажения при детектировании АМ колебаний

### 6.9.1. Искажения из-за нелинейности ВАХ

Начальный участок ВАХ – нелинейный. Для германиевых диодов  $U_{нелин.} \approx 0,1В$ . На этом участке и возникают нелинейные искажения. Для их устранения необходимо поддерживать (рис. 6.23):

– без модуляции

$$U_{ВХ\ min} > U_{нел}$$

– при наличии модуляции

$$U_{несущ.} > U_{нел} / 1 - m$$

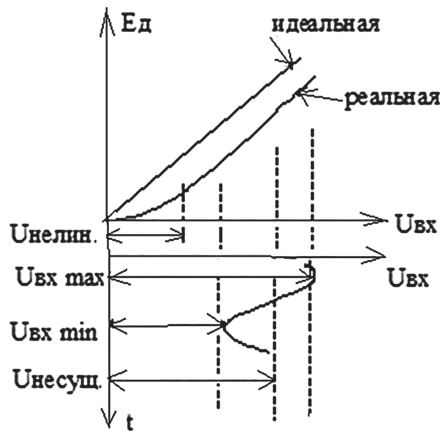
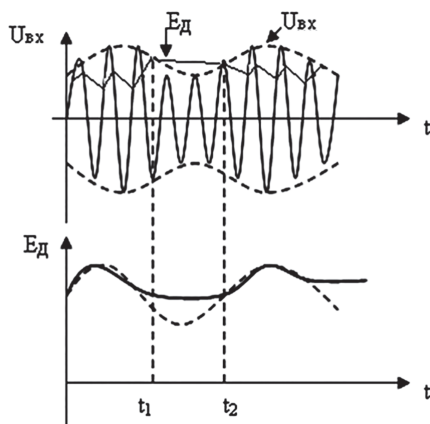


Рис. 6.23. Искажения из-за нелинейности ВАХ

### 6.9.2. Искажения из-за большой постоянной времени нагрузки

При большой постоянной времени нагрузки  $t_n$  (рис. 6.24) конденсатор  $C_n$  не успевает разрядиться между полупериодами входного напряжения  $U_{вх}$ , т. е.  $E_d$  убывает медленнее, чем уменьшается амплитуда  $U_{вх}$ , что и обуславливает искажения  $U_{вых}$  АД.



**Рис. 6.24.** Искажения из-за большой постоянной времени нагрузки  $\tau_H$

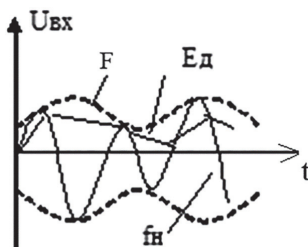
Условие отсутствия искажений – скорость разряда  $C_H$  должна быть больше скорости спада  $U_{вх}$ , т. е.

$$\tau_H = R_H \cdot C_H < \frac{\sqrt{1 - m^2}}{m\Omega}$$

– на самой высокой модулирующей частоте.

### 6.9.3. Искажения из-за соизмеримости частот модуляции $F$ и частот несущей

При соотношении  $f_H \gg F$  частот несущей  $f_H$  и модуляции  $F$  и при правильно выбранной постоянной времени  $\tau_H$  (рис. 6.25) емкость  $C_H$  успевает следить за огибающей  $U_{вх}$ . Однако при соотношении  $f_H = (2 \div 3) F$  напряжение  $I_d$  практически перестает «отслеживать» частоту модуляции  $F$ .



**Рис. 6.25.** Искажения из-за соизмеримости частот несущей  $f_H$  и модуляции  $F$

Поэтому для устранения этих искажений выбирают

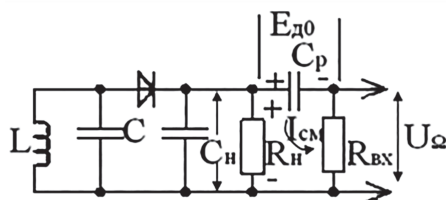
$$f_{несущ} = f_{промеж} = (5 \div 10) F_{\max}$$

#### 6.9.4. Искажения из-за разделительного конденсатора

Обычно в РПУ постоянная времени  $\tau_{разд} = C_p \cdot R_{вх}$  велика – много больше периода модулирующей частоты

$$T_F = 1/F$$

На разделительном конденсаторе  $C_p$  (рис. 6.26) выделяется постоянная составляющая  $E_{д0}$ , а на  $R_{вх}$  выделяется НЧ-составляющая  $U_{\Omega}$ ; сумма  $E_{д0} + U_{\Omega}$  равна исходному напряжению  $E_d$  на выходе АД.

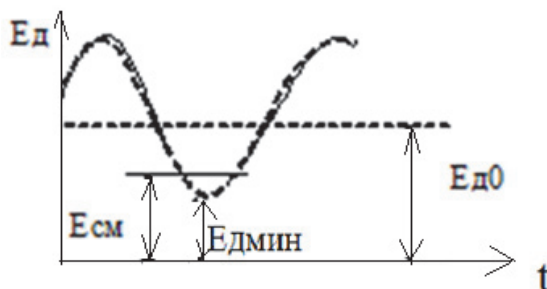


**Рис. 6.26.** Последовательный АД с разделительным конденсатором  $C_p$

При уменьшении  $U_{\Omega}$  до  $E_{дmin}$ ,  $C_p$  становится источником запирающего напряжения на диоде

$$E_{см.} = \frac{E_{д0} \cdot R_n}{R_n + R_{вх.}}$$

Так как емкость  $C_p$  велика, то она не успевает разрядиться за период частоты модуляции  $F$  (при минимальном напряжении) и напряжение на резисторе  $R_n$  не уменьшается до  $E_{дmin}$  (рис. 6.27). Этот срез проявляется на всех частотах модуляции и искажения заметны на слух.



**Рис. 6.27.** Искажения из-за разделительного конденсатора  $C_p$

Для борьбы с этим видом искажений выбирают  $U_{вх min} > E_{см}$  при условии

$$(1 - m) \geq \frac{R_H}{R_H + R_{BX}}.$$

Обычно сопротивление нагрузки  $R_H$  и глубина модуляции  $m$  заданы. Тогда способом борьбы с этим видом искажений является правильный выбор:

$$R_{BX} \geq \frac{m \cdot R_H}{1 - m}.$$

Дополнительно для борьбы с этим видом искажений (из-за большой величины  $\tau_{разд} = C_{разд} \cdot R_{BX}$ ) используются детектор с разделенной нагрузкой (рис. 6.28).

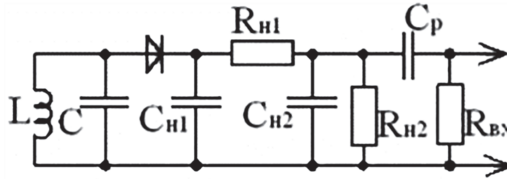


Рис. 6.28. Детектор с разделенной нагрузкой

Сопротивление нагрузки разделено:  $R_H = R_{H1} + R_{H2}$ ; так как выбирается  $R_{H1} \gg R_{H2}$ , то за счет разряда емкости  $C_P$  напряжение смещения  $E_{см}$  выделяется, в основном, на  $R_{H2}$ . При этом  $E_{см}$  значительно уменьшается, уменьшаются и искажения. Но при этом происходит и уменьшение Кд. За счет 2-х конденсаторов  $C_{H2}$  и  $C_{H1}$  улучшается фильтрация для частоты  $f_{пр}$ .

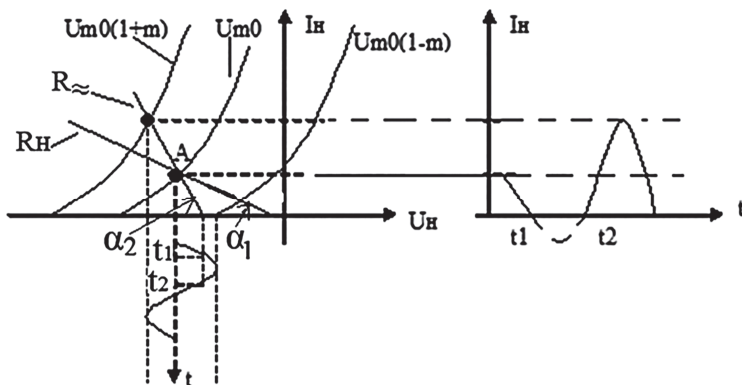
#### 6.9.5. Искажения, обусловленные различием сопротивлений нагрузки амплитудного детектора по постоянному и переменному току

По постоянному току нагрузка АД определяется сопротивлением  $R_H$ . Так как  $X_{Cp} \approx 0$ , то по переменному току нагрузка  $R_{\approx}$  определяется параллельным сопротивлением  $R_H$  и  $R_{BX}$ :

$$R_{\approx} = \frac{R_H \cdot R_{BX}}{R_H + R_{BX}} < R_H$$

Угол наклона линии нагрузки по постоянному току  $\alpha_1$  меньше угла наклона линии нагрузки по переменному току  $\alpha_2$ .

Семейство характеристик выпрямления идеального диода представлено на рис. 6.29:



**Рис. 6.29.** Нагрузочные характеристики для постоянного и переменного токов при детектировании

В режиме несущей на нагрузке будет выделяться постоянное напряжение, определяемое точкой А пересечения нагрузочной линии по постоянному току  $R_{\approx}$  и характеристики выпрямления  $U_{m0}$  ( $m = 0$ ).

При изменении амплитуды входного сигнала от  $U_{m0}$  ( $m - 1$ ) до  $U_{m0}$  ( $m + 1$ ) из-за другого наклона линии нагрузки по переменному току  $R_{\approx}$  ( $\alpha_2$ ) появляются нелинейные искажения в интервале  $t_1 \div t_2$ , так как в этом промежутке времени диод закрыт.

Условием отсутствия частотных искажений в этом случае является выбор

$$X_{Cp} = \frac{1}{\Omega_H C_p} \ll R_{BX}.$$

При этих условиях наклоны характеристик нагрузок по переменному и постоянному току  $R_{\approx}$  и  $R_H$  совпадают.

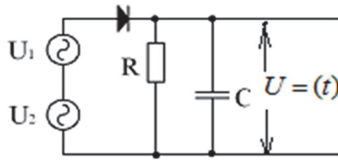
### 6.10. Работа амплитудного детектора при воздействии двух колебаний

Часто на входе АД действует два сигнала: или сигнал и помеха; или два колебания различного назначения на одной или разных частотах; с АМ или без модуляции и т. д. – возможно много вариантов.

Рассмотрим простейший случай: оба сигнала немодулированные, различной частоты (рис. 6.30).

$$u_1 = U_1 \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_1);$$

$$u_2 = U_2 \cdot \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$$

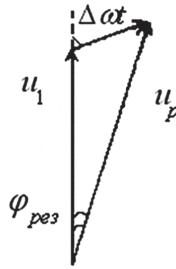


**Рис. 6.30.** Действие на входе АД двух сигналов

Их сумма может быть представлена одним колебанием

$$U_{рез} = u_1 + u_2 = U_p(t) \cdot \cos[\omega_1 t + \varphi_{рез}(t)],$$

промодулированным по амплитуде и фазе (рис. 6.31).



**Рис. 6.31.** Векторная диаграмма для двух напряжений

Амплитуда результирующего колебания

$$U_{рез} = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + 2u_1 u_2 \cdot \cos \Delta \omega t}$$

и фаза

$$\operatorname{tg} \varphi_{рез}(t) = \frac{U_1 \cdot \sin \Delta \omega t}{U_1 + U_2 \cdot \cos \Delta \omega t},$$

где  $\Delta \omega = \omega_1 - \omega_2$  – разностная частота (рис. 6.31).

АД не реагирует на фазу колебаний. Рассмотрим только амплитудные соотношения.

Считаем детектор линейным и безинерционным для разностной частоты. В общем случае напряжение на выходе детектора

$$u_{=} = K_D \cdot U_P; \text{ при } \frac{1}{\Delta \omega C} \gg R.$$

Тогда

$$u_{=} = K_D \cdot U_P = K_D \cdot \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \Delta \omega t},$$

или

$$u_{\pm} = K_{\text{Д}} \cdot U_1 \sqrt{1 + \frac{U_2^2}{U_1^2} + \frac{2U_2}{U_1} \cdot \cos \Delta \omega t} = K_{\text{Д}} \cdot U_1 \cdot \sqrt{1+x}.$$

При  $U_1 > 3U_2$   $x < 1$ .

Используя разложения вида

$$\sqrt{1+x} \cong 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \dots,$$

получим:

$$u_{\pm} = K_{\text{Д}} \cdot \left( U_1 + \frac{1}{4} \cdot \frac{U_2^2}{U_1} + U_2 \cdot \cos \Delta \omega t \right).$$

Приращения колебаний на нагрузке:

$$\Delta U_{1\pm} = K_{\text{Д}} \cdot U_1 \quad \Delta U_{2\pm} = K_{\text{Д}} \cdot \frac{U_2^2}{4U_1}$$

$$\frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} = \frac{U_2^2}{4U_1^2} \ll \frac{U_2}{U_1},$$

где  $U_2 / U_1$  – приращения сигналов на входе детектора.

Т. е. на выходе АД сильный сигнал подавляет слабый. В присутствии сильного сигнала линейный АД ведет себя по отношению к слабому как квадратичный детектор:

$$K_{\text{Д}2} = \frac{\Delta U_{\pm 2}}{U_2} = \frac{K_{\text{Д}} \cdot U_2}{4U_1} \ll K_{\text{Д}},$$

т. е., если  $U_1$  – полезный сигнал, а  $U_2$  – помеха, то при  $U_1 > U_2$  на выходе АД отношение сигнал/помеха улучшается.

При обратном соотношении уровней сигнала и помехи помеха подавит полезный сигнал. Поэтому необходимо напряжение помехи уменьшать в предварительных каскадах (до детектора).

Случай модулированных колебаний. Пусть имеется два модулированных колебания

$$u_1(t) = U_{01}(1 + m_1 \cos \Omega_1 t)$$

$$u_2(t) = U_{02}(1 + m_2 \cos \Omega_2 t).$$

причем АД безинерционен как для модулирующих частот  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$ , так и для разностной частоты  $\Delta \omega$ , где  $\Delta \omega \approx \Omega_1 \approx \Omega_2$ , т. е. частоты сигналов достаточно близки.



При этом на выходе АД:

$$\frac{U_{\Omega_2}}{U_{\Omega_1}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{m_2}{m_1} \cdot \frac{U_{02}^2}{U_{01}^2},$$

т. е. подавление слабого сигнала сильным также присутствует, но оно в два раза ниже.

В инерционном детекторе, где постоянная времени нагрузки детектора значительно превышает период колебания разностной частоты, разностная частота значительно превышает модулирующую частоту

$$\Delta\omega \gg \Omega_1, \Delta\omega \gg \Omega_2)$$

подавление слабого колебания сильным не наблюдается.

### 6.11. Детектирование радиоимпульсов

Детекторы радиоимпульсов применяют в приемниках импульсных сигналов (рис. 6.32)

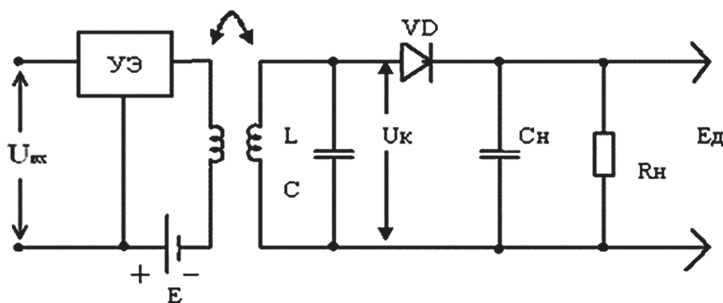
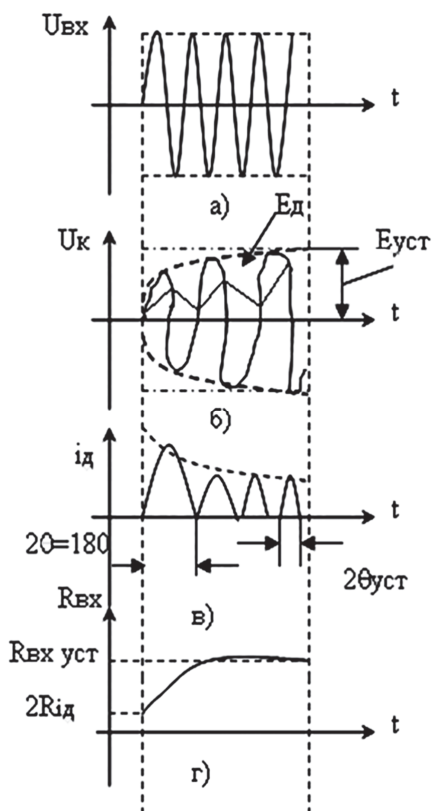


Рис. 6.32. Детектор радиоимпульсов

Предположим, что на входе детектора имеется идеальный импульс (рис. 6.33, а).

Полоса пропускания контура усилительного элемента настолько широка, что при подключении детектора напряжение на нем имеет практически прямоугольную форму (штрихпунктирная линия на рис. 6.33, б). За периоды ВЧ полуволны диод заряжается – разряжается, и к концу импульса на емкости нагрузки  $C_n$  устанавливается напряжение  $E_{уст}$  (рис. 6.33, б). В начальный момент времени угол отсечки тока диода  $\theta \approx 90^\circ$ , т. е. ток протекает весь полупериод  $U_k$ . По мере нарастания  $E_d$  до  $E_{дустан}$ , угол  $\theta$  уменьшается, стремясь к установившемуся состоянию:

$$\theta_{уст} = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_{прям}} \cdot R_H}$$



**Рис. 6.33.** Диаграммы, отображающие работу детектора радиоимпульсов

Это приводит к изменению постоянной составляющей  $I_{Д0}$  и первой гармоники  $I_{m1}$  диода. Это изменение  $I_{m1}$  приводит к изменению  $R_{вх}$  диода. В начальный момент ( $\theta \approx 90^\circ$ ) внутреннее сопротивление открытого диода  $R_{i\theta}$  мало и сильно шунтирует контур:

$$R_{вхнач} \cong \frac{2}{S} \cong 2R_{i\theta}$$

По мере установления  $E_{д}$  с уменьшением угла отсечки  $\theta$  возрастает  $R_{вх}$ . В установившемся режиме  $R_{вх} \approx 0,5R_{н}$ , что много больше резонансного сопротивления контура  $R_{ое}$  и шунтирования контура нет. Таким образом, напряжение на выходе АД имеет нарастающую форму (рис. 6.33, б). По окончании действия импульса напряжение на  $C_{н}$  разряжается через  $R_{н}$  по экспоненте (рис. 6.33, б):

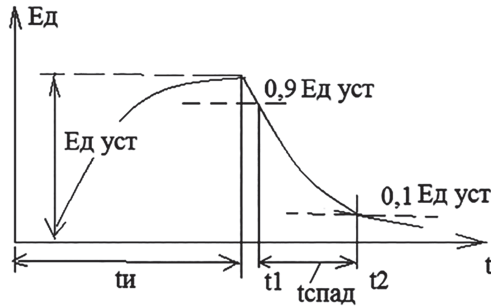
$$u_{вых}(t) = E_{д} \cdot \exp(-t/R_{н}C_{н}).$$

Таким образом, при детектировании радиоимпульсов имеет место два переходных процесса, приводящих к искажению импульса (рис. 6.34):

- искажается передний фронт импульса;
- изменяется задний фронт импульса.

Так как сопротивление нагрузки  $R_n$  велико, то задний фронт искажается сильнее, чем передний. Время спада  $t_{\text{спад}} = t_1 \div t_2$  устанавливается от  $0,9E_{\text{уст}}$  до  $0,1E_{\text{уст}}$ , или  $t_{\text{спад}} = 2,3R_n C_n$ .

Считается допустимым, если  $t_{\text{спад}} \leq 0,25t_i$ . Время нарастания  $\tau_n = R_n C_n \approx 0,1t_i$ . Для уменьшения  $t_{\text{спад}}$  надо уменьшать  $R_n$  (или  $\tau_n$ ).



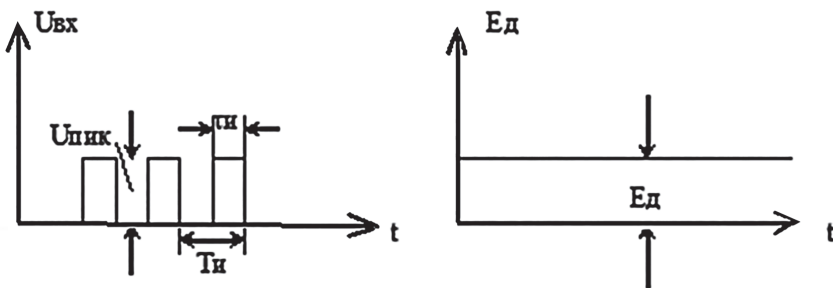
**Рис. 6.34.** Два переходных процесса, приводящих к искажению импульса

Но уменьшение  $R_n$  ведет к уменьшению  $R_{вх}$ , и соответственно, к шунтированию контура и, как следствие, к уменьшению коэффициента передачи  $K_d$ .  $C_n$  выбирают обычно, из сопоставления с собственной емкостью диода  $C_d$ :

$$C_n = (9 \div 10)C_d.$$

## 6.12. Пиковый детектор

*Пиковый детектор* предназначен для детектирования импульсов постоянного тока. Напряжение на его выходе (рис. 6.35) пропорционально пиковому напряжению видеоимпульсов, например, в телевидении.



**Рис. 6.35.** Входное и выходное напряжение пикового детектора

Напряжение на выходе детектора определяется:

$$E_{Д} = U_{\text{пик}} \cdot \frac{\tau_u}{T_{И}} = \frac{U_{\text{пик}}}{Q}$$

где  $Q = \frac{T_{И}}{\tau_u}$  – скважность.

При высокой скважности коэффициент передачи  $K_{Д}$  мал. Поэтому детектирование применяют при скважности  $Q < 10$ . Как правило, используют параллельную схему пикового детектора (рис. 6.36). Это обусловлено тем, что на его входе действует напряжение источника питания  $E_{п}$  усилительного каскада видеоусилителя.

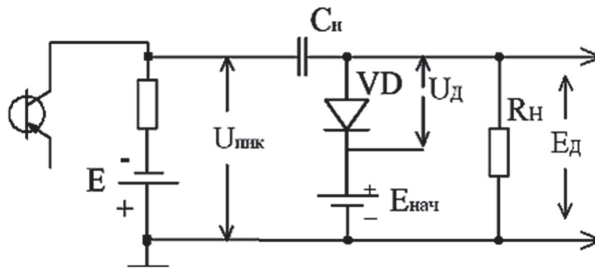


Рис. 6.36. Схема пикового детектора

Временная трактовка работы пикового детектора изображена на рис. 6.37:

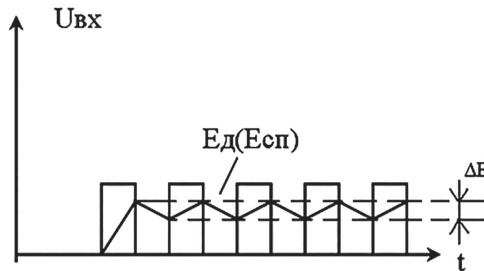


Рис. 6.37. Временная трактовка работы пикового детектора

Напряжение на нагрузке практически устанавливается до номинального значения за время действия первого импульса и далее колеблется в небольших пределах  $\Delta E$ . Спектральная трактовка работы пикового детектора (рис. 6.38)

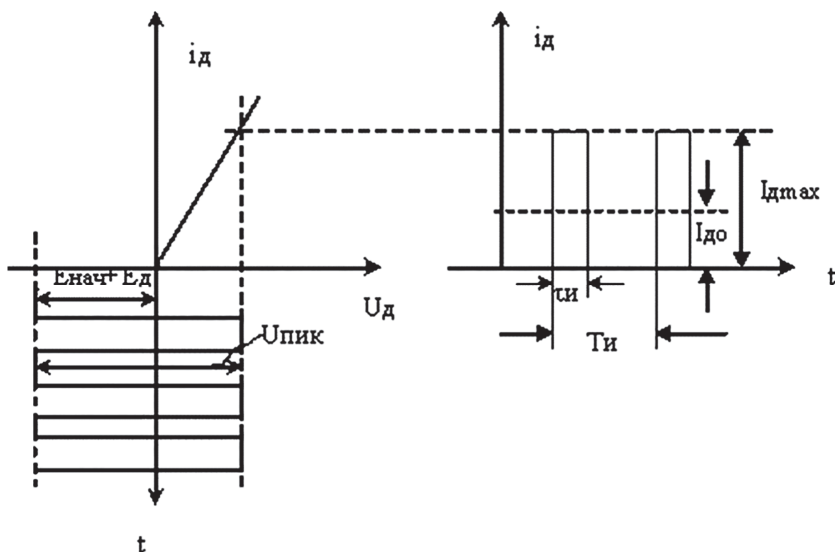


Рис. 6.38. Спектральная трактовка работы пикового детектора

Напряжение на нагрузке детектора:

$$E_D = I_{D0} \cdot R_H = (U_{пик} - E_{нач} - E_D) \cdot \frac{S \cdot R_H}{Q}$$

или

$$E_D = \frac{U_{пик} - E_{нач}}{1 + \left( \frac{Q}{S \cdot R_H} \right)}$$

Коэффициент передачи равен

$$K_D = \frac{E_D}{U_{пик}} = \frac{1}{1 + \frac{Q}{S \cdot R_H}} < 1$$

и является функцией скважности.

Для увеличения коэффициента передачи  $K_D$  необходимо увеличивать крутизну  $S$  и сопротивление нагрузки  $R_H$ .

### Контрольные вопросы по теме

1. Что такое детектор сигнала?
2. Приведите классификацию детекторов по виду радиосигнала.
3. Приведите основные требования к амплитудным детекторам.
4. Приведите классификацию амплитудных детекторов.
5. Приведите принципиальную схему параметрического (синхронного) АД и принцип его работы.

6. В чем заключается основное отличие синхронного детектора от преобразователя частоты?
7. Приведите принцип работы диодного АД, построенного по последовательной схеме. Приведите временную и спектральную трактовки работы АД.
8. Что такое детекторная характеристика АД и как по ней определяются коэффициенты передачи для немодулированного и модулированных сигналов?
9. Как определяются детекторная характеристика и коэффициенты передачи в режиме сильного сигнала для немодулированного и модулированных сигналов последовательного амплитудного детектора?
10. В чем особенность работы последовательного амплитудного детектора в режиме детектирования слабых сигналов?
11. Как определяется угол отсечки  $\theta$  тока диода детектора в режиме сильного сигнала? Как он зависит от сопротивления нагрузки  $R_n$ ?
12. Приведите принципиальную схему эмиттерного детектора и принцип его работы.
13. Приведите принципиальную схему диодного детектора с удвоением напряжения и принцип его работы.
14. Приведите принципиальную схему синхронного амплитудного детектора на операционном усилителе и принцип его работы.
15. Приведите особенности определения входного сопротивления последовательного диодного АД и его зависимость от сопротивления нагрузки.
16. Приведите особенности определения входного сопротивления параллельного диодного АД и его зависимость от сопротивления нагрузки.
17. Приведите перечень причин возникновения нелинейных искажений при детектировании АМ колебаний и основные методы их устранения.
18. Приведите особенности работы детектора с разделенной нагрузкой.
19. В чем заключаются особенности работы линейного безинерционного амплитудного детектора при воздействии двух колебаний при наличии и отсутствии модуляции?
20. В чем заключаются особенности работы линейного инерционного амплитудного детектора при воздействии двух колебаний при наличии и отсутствии модуляции?
21. Приведите схему детектора радиоимпульсов, принцип его работы и диаграммы, отображающие работу детектора радиоимпульсов.
22. Какие переходные процессы имеют место при детектировании радиоимпульсов и к чему они приводят?
23. Приведите схему пикового детектора, особенности его работы, а также временную и спектральную трактовки его работы.

## Тема 7. Схемотехника амплитудных ограничителей [8]

### 7.1. Амплитудные ограничители. Назначение.

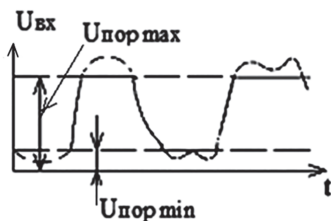
#### Виды ограничителей

*Амплитудный ограничитель* предназначен для поддержания постоянства амплитуды выходного напряжения при изменяющейся амплитуде входного сигнала.

Виды ограничителей:

- ограничители мгновенных значений
- амплитудные ограничители

В ограничителях мгновенных значений обеспечиваются постоянство максимальных либо минимальных значений, либо тех и других (рис.7.1):

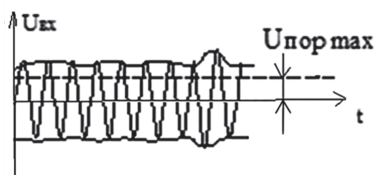


**Рис. 7.1.** Форма напряжения на входе и выходе амплитудного ограничителя при ограничении мгновенных значений

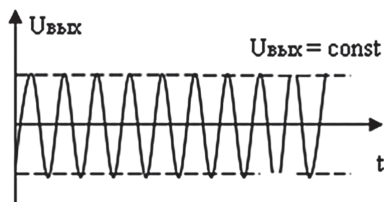
Особенность данного вида ограничения:

- форма напряжения на выходе отличается от входного;
- имеются участки с постоянным напряжением на выходе.

*Амплитудные ограничители:* случай для ограничения синусоидальных колебаний с меняющейся амплитудой (рис. 7.2, а)



**Рис. 7.2, а.** Форма напряжения на входе амплитудного ограничителя при ограничении синусоидальных колебаний с меняющейся амплитудой



**Рис. 7.2, б.** Форма напряжения на выходе амплитудного ограничителя при ограничении синусоидальных колебаний с меняющейся амплитудой

Напряжение по амплитуде на выходе ограничителя (рис. 7.2, б) постоянное, а частота и фаза при ограничении не изменяется. Такие АО, не внося заметных искажений в частотную и фазовую модуляции, устраняют паразитную амплитудную модуляцию.

*Ограничение – нелинейная операция*; при этом на выходе появляются дополнительные гармонические составляющие. Для их устранения устанавливается фильтр (рис. 7.3):

- фильтр выделяет 1-ю гармонику тока (если исключить фильтр, то получится ограничитель мгновенных значений).

В зависимости от вида нелинейного элемента применяются либо диодные, либо транзисторные ограничители.

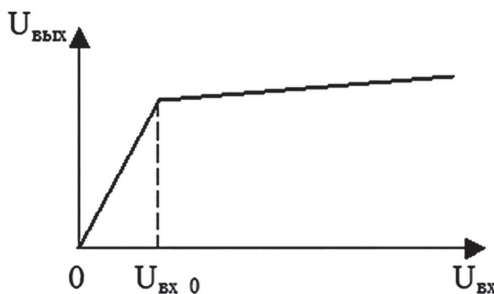


**Рис. 7.3.** Структурная схема амплитудного ограничителя

*Амплитудной характеристикой* амплитудного ограничителя (характеристикой ограничения) называется зависимость амплитуды выходного напряжения от амплитуды напряжения входного немодулированного сигнала.

Типичная характеристика ограничения представлена на рис. 7.4:

На начальном участке характеристики при  $U_{вх} < E$  амплитуда выходного напряжения прямо пропорциональна амплитуде входного напряжения. При дальнейшем увеличении  $U_{вх}$  амплитуда выходного напряжения изменяется в небольших пределах.



**Рис. 7.4.** Амплитудная характеристика амплитудного ограничителя

В идеальном случае она должна быть постоянной. Амплитуда входного напряжения  $U_{вх0}$ , при превышении которой каскад входит в режим ограничения, называется порогом ограничения.



## 7.2. Варианты построения амплитудных ограничителей

### 7.2.1. Амплитудный ограничитель с односторонним ограничением и переменной отсечкой

Принципиальная схема ограничителя приведена на рис. 7.5.

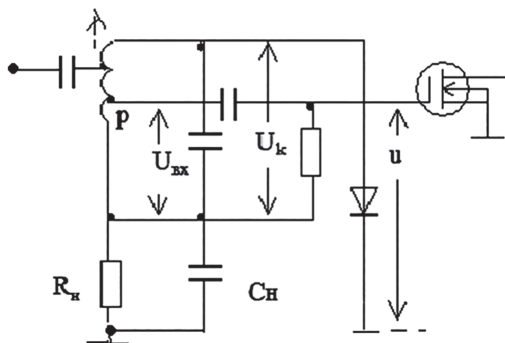


Рис. 7.5. Амплитудный ограничитель с односторонним ограничением и переменной отсечкой

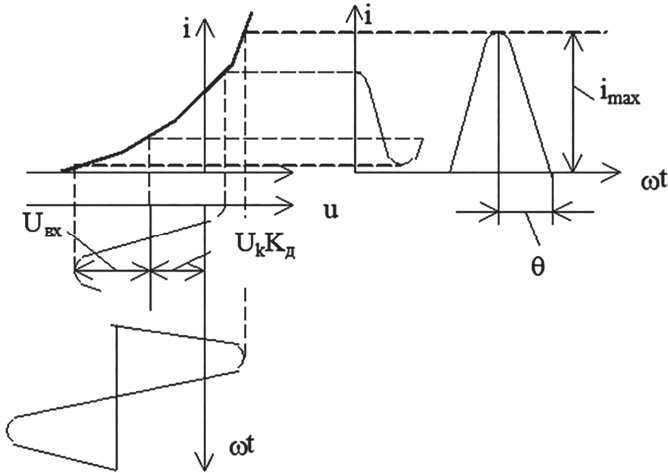
В цепь затвора полевого транзистора включен последовательный амплитудный детектор. Напряжение с амплитудой  $U_k$  поступает на детектор с входного колебательного контура. Постоянное напряжение на сопротивлении нагрузки детектора  $R_n$  равно  $U_k K_d$ , где  $K_d$  – коэффициент передачи амплитудного детектора. Это напряжение является напряжением отрицательного смещения для транзистора. Наряду с напряжением смещения на входе транзистора действует переменное напряжение с амплитудой  $U_{вх} = pU_k$  ( $p$  – коэффициент включения).

Из рис. 7.6 видно, что при малых амплитудах входного напряжения выходной ток  $I$  изменяется в пределах участка проходной вольтамперной характеристики близкого к линейному, каскад работает в режиме усиления, амплитуда выходного напряжения прямо пропорциональна амплитуде входного сигнала.

Чем больше амплитуда входного напряжения, тем больше напряжение смещения на затворе транзистора, и каскад переходит в режим работы с отсечкой выходного тока.

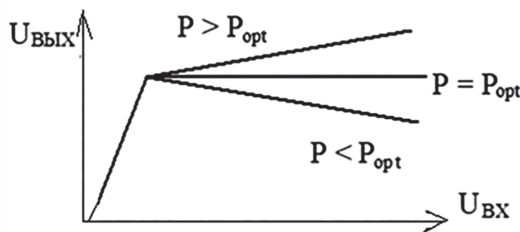
Так как амплитудный ограничитель имеет резонансную нагрузку, настроенную на частоту входного сигнала, то падение напряжения на нагрузке создается только первой гармоникой выходного тока. Амплитуда первой гармоники тока увеличивается с увеличением максимального значения тока  $I_{max}$  и угла отсечки  $\theta$ . Поскольку с увеличением  $I_{max}$  угол отсечки уменьшается, то появляется возможность поддержания постоянства

амплитуды первой гармоники тока, следовательно, и амплитуды выходного напряжения. При больших значениях коэффициента включения  $p$  максимальное значение тока  $I_{\max}$  увеличивается в большей степени, чем уменьшается угол отсечки, имеет место режим недоограничения. При малых значениях коэффициента включения  $p$  максимальное значение тока  $I_{\max}$  увеличивается в меньшей степени, чем уменьшается угол отсечки, имеет место режим переограничения. Следовательно, существует оптимальное значение коэффициента включения  $p_{\text{опт}}$ , при котором амплитуда выходного напряжения остается постоянной при изменении амплитуды входного напряжения.



**Рис. 7.6.** Проходная вольтамперная характеристика транзистора и временные диаграммы входного напряжения и выходного тока транзистора

Сказанное иллюстрируется рис. 7.7. Достоинство данного амплитудного ограничителя является возможность обеспечения постоянства амплитуды выходного напряжения при изменении амплитуды входного сигнала в широких пределах.



**Рис. 7.7.** Амплитудные характеристики ограничителя с односторонним ограничением и переменной отсечкой при различных значениях коэффициента включения

### 7.2.2. Двусторонний амплитудный ограничитель

На рис. 7.8 показан трехтранзисторный дифференциальный каскад.

На транзисторе Т3 собран генератор стабильного тока, ток которого  $I$  перераспределяется между транзисторами Т1 и Т2 под действием напряжения  $U$ , действующего на дифференциальном входе между базами Т1 и Т2. Дифференциальный вход является входом ограничителя. Резонансная нагрузка – колебательный контур – включена в коллекторную цепь Т2.

На рис. 7.9 показана зависимость выходного тока  $I$  от напряжения на дифференциальном входе и временные диаграммы входного напряжения и выходного тока при разных значениях амплитуды входного напряжения.

При  $U = 0$  ток генератора стабильного тока распределяется поровну между транзисторами Т1 и Т2.

При увеличении положительного значения напряжения  $U$  ток  $I$  уменьшается, достигая нулевого значения при  $U = u_0$ . При уменьшении отрицательного напряжения  $U$  ток  $I$  увеличивается, достигая значения тока  $I$  при полностью закрытом транзисторе Т1. Это происходит при  $U = -u_0$ .

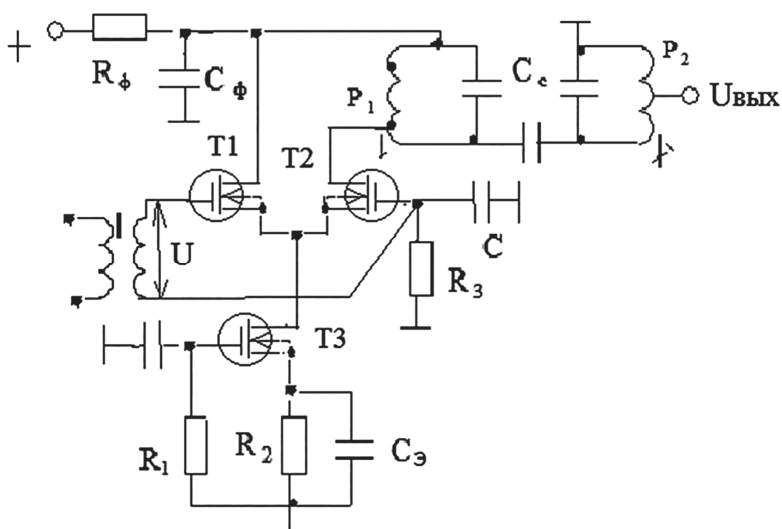
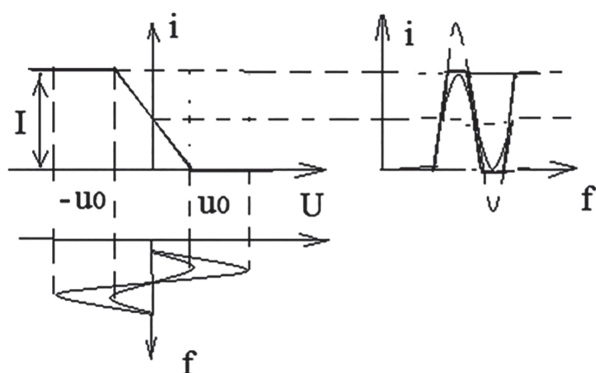


Рис. 7.8. Двусторонний амплитудный ограничитель



**Рис. 7.9.** Зависимость выходного тока от напряжения на дифференциальном входе и временные диаграммы входного напряжения и выходного тока

Из рисунка видно, что при амплитуде входного напряжения  $u < u_0$  выходной ток изменяется по синусоидальному закону, а его амплитуда прямо пропорциональна амплитуде входного напряжения, т. е. каскад работает в режиме усиления. При  $u > u_0$  имеет место отсечка тока с двух сторон. Выходной ток приобретает форму трапецеидальных импульсов, которые стремятся к прямоугольным по мере увеличения амплитуды входного напряжения, рост амплитуды первой гармоники этого тока замедляется.

В режиме ограничения амплитуда первой гармоники выходного тока изменяется от значения  $I/2$  до значения  $2I/\pi$ , т. е. в  $4/\pi$  раз. В таких же пределах изменяется амплитуда выходного напряжения.

### Контрольные вопросы по теме

1. Для чего предназначен амплитудный ограничитель в радиоприемнике?
2. Перечислите виды ограничителей и их особенности.
3. Приведите структурную схему амплитудного ограничителя и назначение его элементов;
4. Приведите амплитудную характеристику амплитудного ограничителя и ее особенности;
5. Приведите схему амплитудного ограничителя с односторонним ограничением и переменной отсечкой и ее особенности;
6. Приведите схему двустороннего амплитудного ограничителя и ее особенности;

## Тема 8. Схемотехника детекторов угловой (фазовой) модуляции [19]

### 8.1. Аналоговые фазовые детекторы. Балансный диодный фазовый детектор

Фазовый детектор предназначен для формирования выходного сигнала, повторяющего закон изменения фазового сдвига входного сигнала относительно опорного колебания.

Детекторной характеристикой фазового детектора называется зависимость приращения постоянного напряжения на нагрузке, вызванного действием входного сигнала, от фазового сдвига между входным немодулированным сигналом и опорным колебанием, частота которого равна частоте входного сигнала.

Особенностью детекторной характеристики фазового детектора является ее периодичность. Период характеристики равен  $2\pi$ . Типичной детекторной характеристикой является косинусоида.

Рассмотрим варианты построения балансного диодного фазового детектора. Принципиальная схема детектора приведена на рис. 8.1.

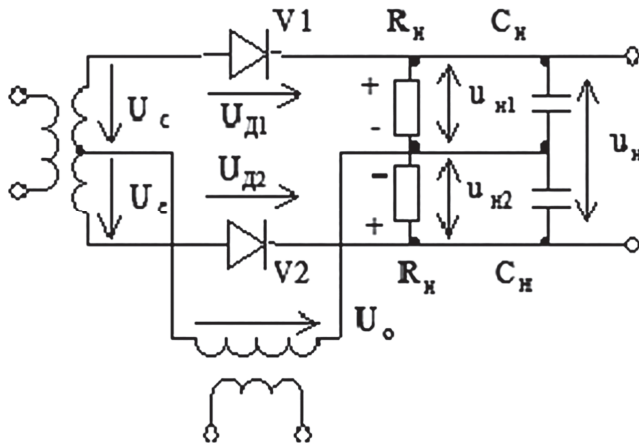


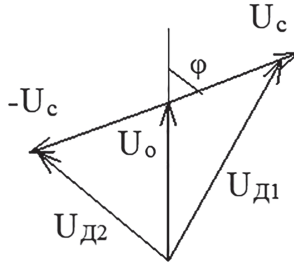
Рис. 8.1. Балансный диодный фазовый детектор

Детектор имеет сигнальный вход и вход опорного колебания. Он состоит из двух последовательных амплитудных детекторов, нагрузки которых включены последовательно.

Постоянная составляющая тока диода V<sub>1</sub> создает на сопротивлении нагрузки напряжение U<sub>н1</sub>. Постоянная составляющая тока диода V<sub>2</sub> создает на сопротивлении нагрузки напряжение U<sub>н2</sub>. Учитывая направления токов диодов, можно записать:

$$u_H = u_{H1} - u_{H2}.$$

Из схемы видно, что к диоду  $V_1$  приложена сумма опорного напряжения и напряжения сигнала, а к диоду  $V_2$  разность этих напряжений (рис. 8.2):



**Рис. 8.2.** Векторная диаграмма напряжений, приложенных к диодам детектора

Из векторной диаграммы напряжений, приложенных к диодам, видно, что амплитуды напряжений  $U_{д1}$  и  $U_{д2}$  зависят от фазового сдвига между вектором сигнала и вектором опорного колебания. В частности, при  $\varphi = \pi/2$  длины векторов одинаковы, значит,  $U_{H1} = U_{H2}$  и  $U_H = 0$ . При  $\varphi < \pi/2$  выходное напряжение положительно, а при  $\varphi > \pi/2$  – отрицательно.

Точное значение выходного напряжения определяется следующим соотношением

$$u_H = K_D (\sqrt{U_0^2 + U_0^2 + 2U_0U_c \cos \varphi} - \sqrt{U_0^2 + U_c^2 - 2U_0U_c \cos \varphi}),$$

где  $K_D$  – коэффициент передачи диодного детектора.

Можно показать, что

$$U_H \approx \begin{cases} 2K_D U_c \cos \varphi & \text{при } U_0 > U_c \\ 2K_D U_0 \cos \varphi & \text{при } U_c > U_0 \end{cases}$$

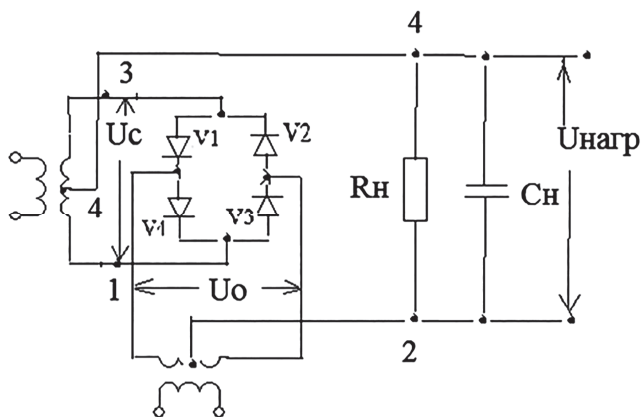
Последние соотношения описывают детекторную характеристику в общем и частных случаях. При  $U_c > U_0$  детекторная характеристика не зависит от напряжения входного сигнала, значит, не нужен амплитудный ограничитель перед детектором.

## 8.2. Кольцевой фазовый детектор

Принципиальная схема детектора приведена на рис. 8.3.

Детектор состоит из диодного моста, в одну из диагоналей которого подается входной сигнал, в другую – опорное колебание.

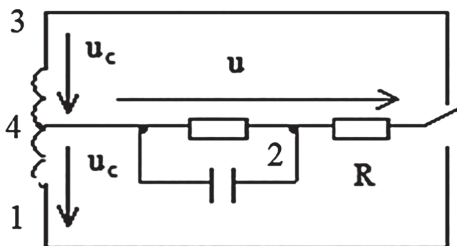
Нагрузка в виде параллельно соединенных резистора и конденсатора включена между средними точками вторичных обмоток сигнального трансформатора и трансформатора опорного колебания.



**Рис. 8.3.** Кольцевой фазовый детектор

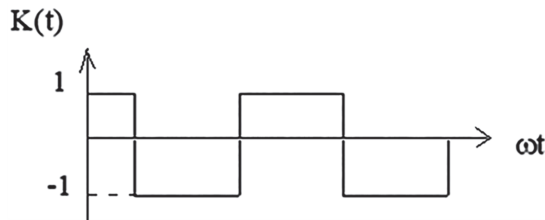
Опорное напряжение управляет диодным мостом. В положительный полупериод опорного напряжения открываются диоды V3 и V4, а диоды V1 и V2 закрыты. Точка 1 соединяется с точкой 2 через малые сопротивления открытых диодов и сопротивление источника опорного напряжения, пересчитанного к половинкам вторичной обмотки трансформатора опорного колебания. В отрицательный полупериод опорного колебания открываются диоды V1 и V2 и запираются диоды V3 и V4. Точка 3 соединяется через малое сопротивление с точкой 2.

Сказанному соответствует эквивалентная схема, приведенная на рис. 8.4.



**Рис. 8.4.** Эквивалентная схема кольцевого ФД

Из рисунка следует, что мгновенный коэффициент передачи диодного моста  $K(t) = U/U_c$  изменяется от  $-1$  до  $1$  так, как показано на рис. 8.5.



**Рис. 8.5.** Мгновенный коэффициент передачи диодного моста

Представим мгновенный коэффициент передачи рядом Фурье

$$K(t) = \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t).$$

При  $u_c = U_c \cos(\omega t + \varphi)$  напряжение  $u$  равно

$$u = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} U_c K_n \cos((\omega - n\omega)t + \varphi) + \\ + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} U_c K_n \cos((\omega + n\omega)t + \varphi).$$

Напряжение  $u$  содержит постоянную составляющую, которая выделяется на нагрузке

$$U_H = \frac{1}{2} K_1 U_c \cos \varphi = \frac{2}{\pi} U_c \cos \varphi.$$

### 8.3. Ключевой фазовый детектор

Функциональная схема ключевого фазового детектора приведена на рис. 8.6.

Детектор состоит из двух формирователей последовательностей прямоугольных импульсов с уровнями логического нуля и логической единицы из синусоидальных напряжений сигнала и опорного колебания, узла сложения по модулю два и нагрузки в виде параллельно соединенных резистора  $R_n$  и конденсатора  $C_n$ .

На рис. 8.7 приведены временные диаграммы, поясняющие работу детектора.



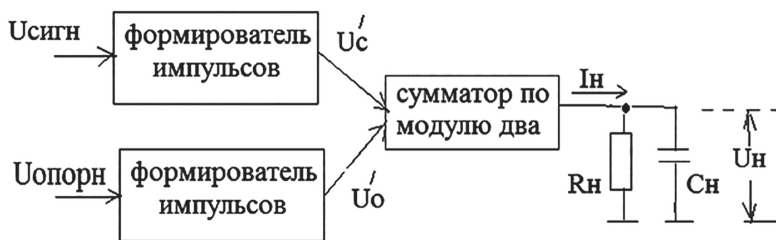


Рис. 8.6. Функциональная схема ключевого фазового детектора

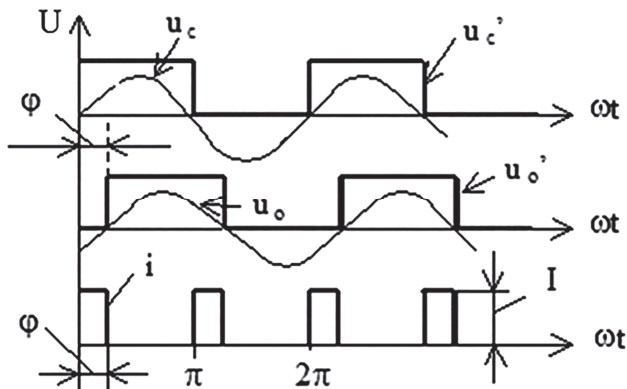


Рис. 8.7. Временные диаграммы напряжений и выходного тока ключевого фазового детектора

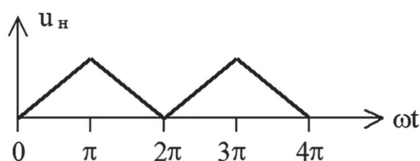
Из рисунка следует, что постоянная составляющая тока  $i$  определяется следующим соотношением

$$I_n = \begin{cases} I \frac{\varphi}{\pi} & \text{при } \pi \geq \varphi \geq 0 \\ I \frac{2\pi - \varphi}{\pi} & \text{при } 2\pi \geq \varphi > \pi \end{cases} .$$

Этот ток создает падение напряжения на нагрузке:

$$u_n = \begin{cases} IR_n \frac{\varphi}{\pi} & \text{при } \pi \geq \varphi \geq 0 \\ IR_n \frac{2\pi - \varphi}{\pi} & \text{при } 2\pi \geq \varphi > \pi \end{cases} .$$

Последнее соотношение описывает детекторную характеристику ключевого детектора, график которой представлен на рис. 8.8.



**Рис. 8.8.** Детекторная характеристика ключевого фазового детектора

Детекторная характеристика представляет собой периодическую функцию, период которой отображается равнобедренным треугольником с основанием  $2\pi$ .

### Контрольные вопросы по теме

1. Для чего предназначен фазовый детектор?
2. Что такое детекторная характеристика фазового детектора?
3. В чем заключается особенность детекторной характеристики фазового детектора?
4. Приведите принципиальную схему балансного диодного фазового детектора и ее особенности.
5. Приведите векторные диаграммы напряжений, приложенных к диодам детектора, в зависимости от частоты сигнала.
6. Приведите принципиальную схему кольцевого фазового детектора и ее особенности.
7. Приведите функциональную схему ключевого фазового детектора и ее особенности.
8. Приведите детекторную характеристику ключевого фазового детектора и ее особенности.

## Тема 9. Схемотехника частотных детекторов [19]

### 9.1. Назначение, основные характеристики частотных детекторов

*Частотный детектор* предназначен для получения выходного сигнала, повторяющего закон изменения частоты входного сигнала. Частотный детектор в РПУ выполняют одну из двух функций:

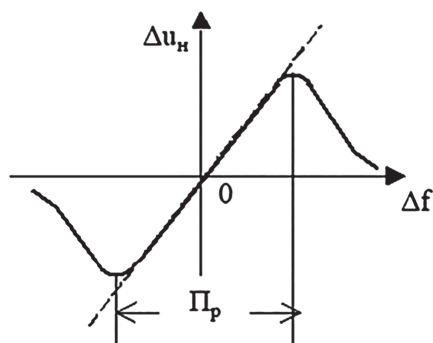
- 1) преобразование ЧМ сигнала в напряжение, которое изменяется во времени в соответствии с законом изменения частоты входного сигнала;
- 2) преобразование отклонения несущей частоты сигнала от ее номинального значения в постоянное напряжение, величина и знак которого характеризуют величину и знак этого отклонения.

1-я функция характерна для частотных детекторов – *демодуляторов ЧМ – колебаний*.

2-я функция необходима для выработки сигнала ошибки слежения в системах АПЧ. Здесь частотный детектор используется в качестве *частотного дискриминатора системы АПЧ*.

В принципиальном отношении требования, предъявляемые частотному демодулятору, отличаются от требований, предъявляемых к частотному дискриминатору. Это связано с формой входного сигнала: демодулятор должен реагировать на сигнал сложной формы, а дискриминатор должен вырабатывать реакцию на несущую (синусоиду) при отклонениях ее частоты от номинальной.

*Детекторной характеристикой частотного детектора* называется зависимость приращения постоянного напряжения на нагрузке, вызванного действием входного сигнала, от отклонения частоты входного сигнала от ее среднего значения. На рис. 9.1 приведены идеальная и типичная реальная детекторные характеристики.



**Рис. 9.1.** Реальная и идеальная детекторные характеристики частотного детектора

Идеальная характеристика – прямая, проходящая через начало координат – показана пунктиром.

Параметрами частотного детектора являются *крутизна* и *раствор детекторной характеристики*.

*Крутизной* называется производная детекторной характеристики, определенная в начале координат

$$S_{\text{чд}} = \frac{d(\Delta u_n)}{d(\Delta f)} \Big|_{\text{при } \Delta f=0}$$

*Раствором детекторной характеристики*  $\Pi_p$  называется интервал частот между двумя экстремальными точками детекторной характеристики. Требования, предъявляемые к крутизне  $S_{\text{чд}}$ , раствору  $\Pi_p$ , стабильности несущей частоты  $\omega_0$  могут быть сформулированы в общем виде:

- для данных  $\Pi_p$  и  $\omega_0$  крутизна  $S_{\text{чд}}$  должна быть максимальной, раствор  $\Pi_p$  должен соответствовать тому диапазону частотных отклонений  $\Delta\omega$ , которые возможны для данного РПУ. Несущая частота  $\omega_0$  должна быть достаточно стабильной.

Роль параметров частотного детектора различна в зависимости от назначения:

- при детектировании ЧМ колебаний необходимо, чтобы ЧД не вносил искажений в сообщение. Для этого необходима высокая линейность детекторной характеристики при большом растворе Пр, а также линейная и безинерционная передача всех составляющих компонентов сообщения.

В этом случае требования к крутизне  $S_{\text{чд}}$  и стабильности  $\omega_0$  могут быть ослаблены: проигрыш в  $S_{\text{чд}}$  компенсируется дополнительным усилением в усилителе низкой частоты. Ослабление стабильности может привести к тому, что на выходе появится постоянная составляющая, которая может быть отфильтрована последующими каскадами;

- при применении частотного детектора-дискриминатора необходима высокая крутизна  $S_{\text{чд}}$ , высокая стабильность  $\omega_0$ . Иначе будет высока ошибка при измерении частоты принимаемого сигнала, что приведет к ухудшению параметров АПЧ.

## 9.2. Принципы частотного детектирования

Рассмотрим два основных принципа построения частотных детекторов. На входе детектора действует напряжение изменяющейся частоты рис. 9.2, а:

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \cdot \cos \omega_{\text{вх}}(t)$$

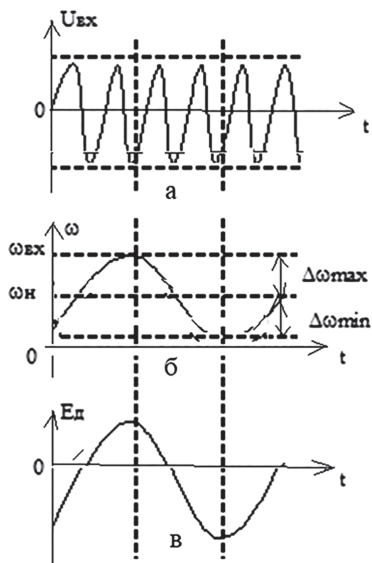


Рис. 9.2. Форма напряжения на входе и выходе частотного детектора

Например, частота сигнала изменяется по закону рис. 9.2, б:

$$\omega_{\text{ex}}(t) = \omega_{\text{н}} - \Delta\omega_{\text{max}} \cdot \cos\Omega t,$$

где  $\omega_{\text{н}}$  – несущая;  $\Delta\omega_{\text{max}}$  – девиация (изменение) частоты;  $\Omega$  – модулирующая частота. Тогда на выходе ЧД имеем сигнал по рис. 9.2, в. Спектр на выходе ЧД содержит совершенно другие частотные составляющие, которых не было во входном сигнале. ЧД нельзя реализовать с помощью линейных цепей с постоянными параметрами (не будет изменения спектра); нельзя реализовать с помощью нелинейных безинерционных цепей, например, диода, так как на его выходе могут быть изменения, зависящие от амплитуды, но не от фазы и частоты. ЧД можно реализовать, используя комбинацию линейных и нелинейных безинерционных цепей. Принцип частотного детектирования состоит в преобразовании ЧМ колебания в линейной системе в колебание с другим видом модуляции с последующим детектированием преобразованного колебания безинерционной нелинейной цепью.

Общая структурная схема частотного детектора представлена на рис. 9.3, а детекторная характеристика – на рис. 9.4: амплитудный ограничитель предназначен для устранения паразитный АМ.

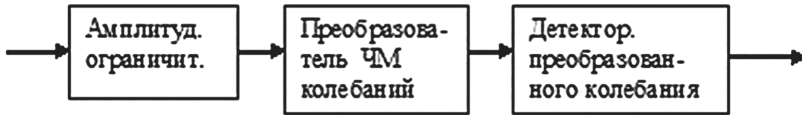


Рис. 9.3. Общая структурная схема частотного детектора

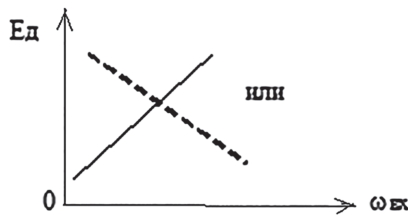
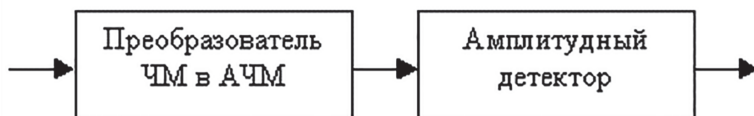


Рис. 9.4. Детекторная характеристика однотактного частотного детектора

### 9.2.1. Частотный детектор с использованием преобразователя частотно-модулированного сигнала в АЧМ сигнал

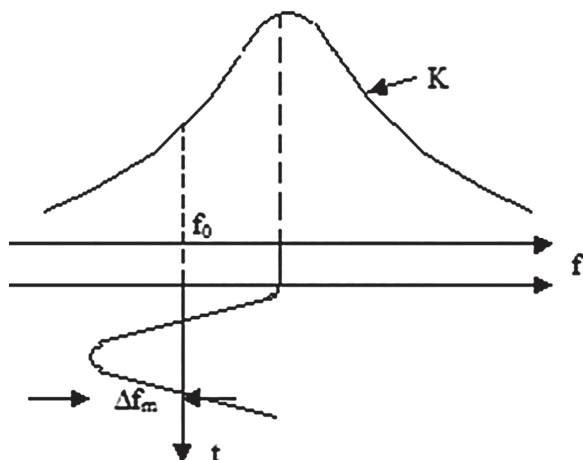
Частотный детектор может быть реализован с использованием преобразователя ЧМ сигнала в АЧМ сигнал, модулированный как по частоте, так и по амплитуде, и амплитудного детектора (рис. 9.5).



**Рис. 9.5.** Принцип построения частотного детектора на основе преобразования ЧМ в АЧМ

В качестве преобразователя ЧМ в АЧМ используют линейные электрические цепи, коэффициент передачи, которых зависит от частоты. Эта зависимость должна быть линейной или близкой к ней.

В качестве самого простого преобразователя ЧМ в АЧМ можно использовать одиночный колебательный контур, расстроенный относительно средней частоты ЧМ сигнала, как это показано на рис. 9.6.



**Рис. 9.6.** Колебательный контур как преобразователь ЧМ в АЧМ

На рисунке частота сигнала изменяется во времени по синусоидальному закону с девиацией частоты  $\Delta f_m$  в пределах левого ската АЧХ колебательного контура. Из рисунка видно, что при изменении частоты в такт с ней изменяется коэффициент передачи контура, следовательно, и амплитуда сигнала, т. е. наряду с частотной появляется амплитудная модуляция.

### 9.2.2. Частный детектор с использованием фазосдвигающей цепи

Частный детектор может быть реализован с использованием фазосдвигающей цепи, которая вносит фазовый сдвиг, зависящий от частоты входного ЧМ сигнала, и фазового детектора (рис. 9.7).



**Рис. 9.7.** Принцип построения частотного детектора с использованием фазосдвигающей цепи

Для усилителя (резонансного) с одиночным контуром комплексный коэффициент усиления (АЧХ) и ФЧХ (рис. 9.8 и 9.9):

$$K = -p \cdot q \cdot S \cdot R_{oe} / (1 + j\alpha),$$

где  $p$ ;  $q$  – коэффициенты включения;

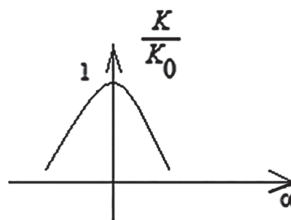
$\alpha = \frac{y}{d_{экр}}$  – обобщенная расстройка;

$y = \frac{2\Delta f}{f_0}$  – относительная расстройка;

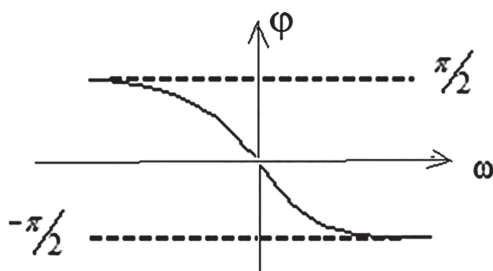
$d_{экр} = \frac{q}{R_{экр}}$  – затухание;

где  $R_{экр} = \frac{1}{g_{экр}}$ ;

$g_{экр} = \frac{1}{R_{oe}} + \frac{p^2}{R_i} + \frac{q^2}{R_{вхсл}}$  – проводимость

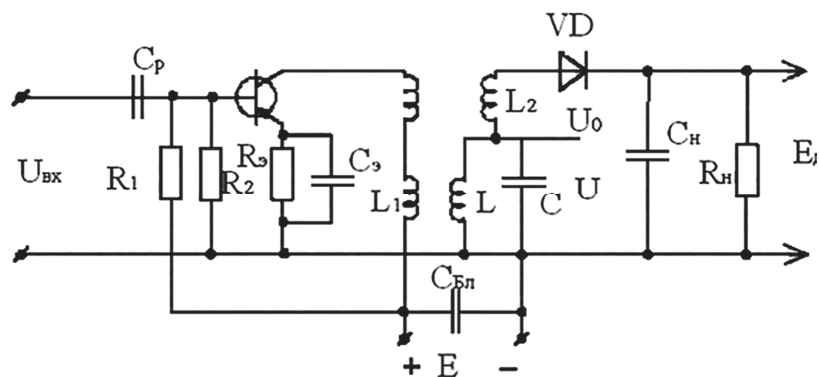


**Рис. 9.8.** АЧХ усилителя (резонансного) с одиночным контуром



**Рис. 9.9.** ФЧХ усилителя (резонансного) с одиночным контуром

- в некоторых пределах изменение фазы входного сигнала пропорционально изменению частоты:  $\varphi = f(\omega)$ . Тогда можно получить преобразование изменения фазы с помощью амплитудного детектора (рис. 9.10):



**Рис. 9.10.** Принципиальная схема резонансного усилителя с одиночным контуром с частотным детектированием с использованием амплитудного детектора

В LC контуре выделяется напряжение с частотой сигнала  $\omega_c$ . Ток детектируемого сигнала  $I$  наводит в контуре ЭДС, которая вызывает  $I_k$  (ток контура);  $I_k$  создает напряжение  $U$  на контуре, сдвиг фазы которого зависит от частоты сигнала (см. ФЧХ – рис. 9.9). Одновременно ток сигнала  $I$  создает на индуктивности  $L_2$  напряжение  $U_0$ , фаза которого совпадает с фазой тока  $I$  в широкой полосе частот.



Результирующее напряжение

$$U_{\Sigma} = \sqrt{U + U_0 + 2U_0U \cdot \cos\varphi}$$

детектируется амплитудным детектором (VD, R<sub>н</sub>, C<sub>н</sub>), напряжение на выходе которого E<sub>д</sub> пропорционально U<sub>Σ</sub>.

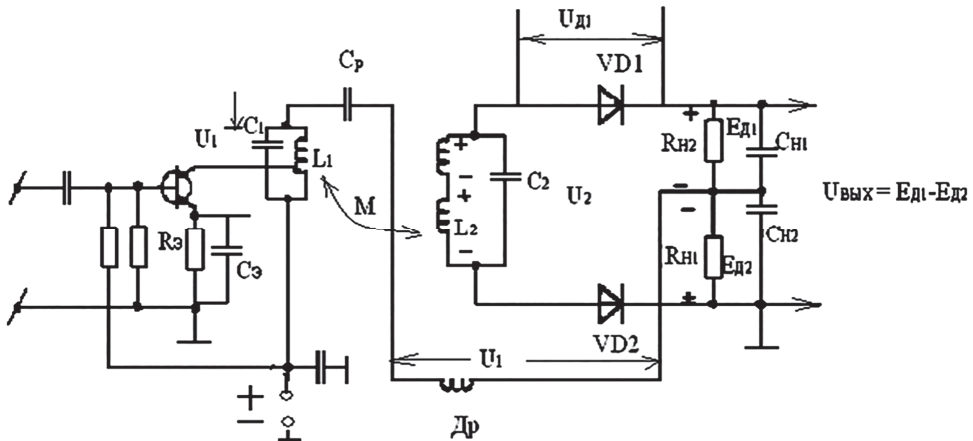
Так как U есть функция cosφ, то и E<sub>д</sub> – тоже является функцией cosφ, а cosφ – в свою очередь является функцией частоты сигнала.

Таким образом, напряжение на выходе детектора является функцией изменения частоты несущей E<sub>д</sub> = f(ω<sub>с</sub>).

### 9.3. Варианты построения аналоговых частотных детекторов

#### 9.3.1. Балансный детектор со связанными контурами

Преобразование ЧМ в ФМ, а затем детектирование с помощью амплитудного детектора – рис. 9.11.



**Рис. 9.11.** Принципиальная схема резонансного усилителя со связанными контурами и с частотным детектированием

Преобразователем модуляции является цепь L1C1 и L2C2, настроенная на несущую частоту (среднюю) ω<sub>сред</sub>, сигнала.

а) нет модуляции.

Несущая частота и частота настройки обоих контуров совпадают (f<sub>с</sub> = f<sub>0</sub> при резонансе обоих контуров) – рис. 9.12, а.

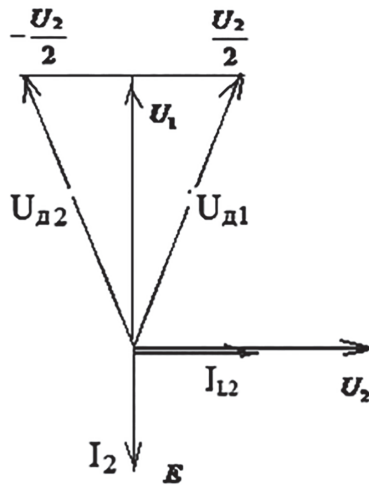


Рис. 9.12, а. Соотношения между  $U_{д1}$  и  $U_{д2}$  при  $f_c = f_0$

Напряжение  $U_1$  наводит в индуктивности  $L_1$  ток  $I_{L1}$ , который отстает от напряжения  $U_1$  на  $90^\circ$ . Этот ток наводит в контуре ЭДС  $E$ , опережающую ток  $I_{L1}$  на  $90^\circ$ . ЭДС  $E$  наводит в контуре ток  $I_2$ , совпадающий при резонансе с ЭДС  $E$ . Ток  $I_2$  создает падение напряжения  $U_2$ , опережающее ток  $I_2$  на  $90^\circ$ . Таким образом, напряжения  $U_1$  и  $U_2$  являются сдвинутыми относительно друг друга на  $90^\circ$ . Напряжения на диодах

$$U_{д1} = -U_{д2},$$

Так как

$$E_d = (|U_{д1}| - |U_{д2}|) \cdot K_d$$

где

$$U_{д1} = U_1 + 0.5U_2$$

$$U_{д2} = U_1 - 0.5U_2.$$

то выходное напряжения детектора

$$U_{ВЫХ} = E_d = 0$$

б) частота сигнала больше резонансной частоты ( $f_c > f_0$  рез.) – рис. 9.12, б. Напряжение  $U_1$  наводит в индуктивности  $L_1$  ток  $I_{L1}$ , который отстает от напряжения  $U_1$  на  $90^\circ$ . Этот ток наводит в контуре ЭДС  $E$ , опережающую ток  $I_{L1}$  на  $90^\circ$ . ЭДС  $E$  наводит в контуре ток  $I_2$ , который отстает от ЭДС  $E$  на угол  $\varphi$ , так как при  $f_c > f_0$  контур имеет индуктивный характер. Ток  $I_2$  наводит напряжение  $U_2$ , опережающее ток на  $90^\circ$ . Таким образом, напряжения  $U_1$  и  $U_2$  сдвинуты на угол  $> 90^\circ$ .

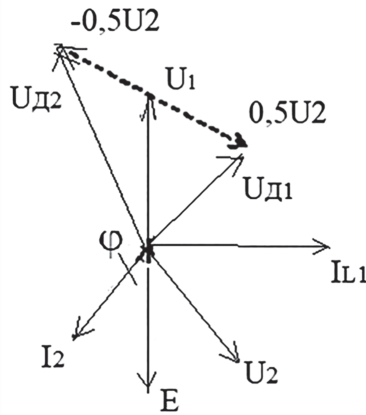


Рис. 9.12, б. Соотношения между  $U_{Д1}$  и  $U_{Д2}$  при  $f_c > f_0$

Так как

$$U_{Д1} = U_1 + 0,5U_2$$

$$U_{Д2} = U_2 - 0,5U_2;$$

а  $U_{Д1} > U_{Д2}$ , то результирующее напряжение на выходе детектора

$$E_{Д} = (|U_{Д1}| - |U_{Д2}|) \cdot K_{Д} \neq 0$$

в) частота сигнала меньше резонансной частоты  $f_c < f_{0\text{рез}}$  – рис. 9.12, в:

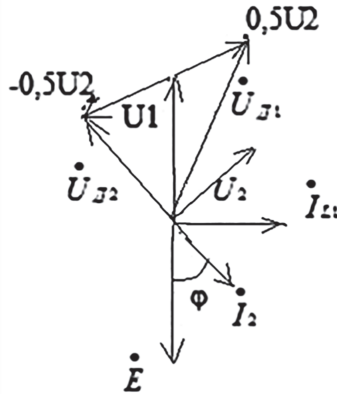


Рис. 9.12, в. Соотношения между  $U_{Д1}$  и  $U_{Д2}$  при  $f_c < f_0$

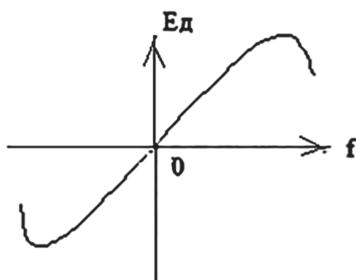
Напряжение  $U_1$  наводит в индуктивности  $L_1$  ток  $I_{Л1}$ , который отстает от напряжения  $U_1$  на  $90^\circ$ . Этот ток наводит в контуре ЭДС  $E$ , опережающую ток  $I_{Л1}$  на  $90^\circ$ . ЭДС  $E$  наводит в контуре ток  $I_2$ , который опережает ЭДС  $E$

на угол  $\varphi$ , так как при  $f_c < f_0$  контур имеет емкостный характер. Ток  $I_2$  наводит напряжение  $U_2$ , опережающее ток на  $90^\circ$ .

Таким образом, напряжения  $U_1$  и  $U_2$  сдвинуты на угол меньше  $90^\circ$ , а напряжение на выходе детектора

$$E_D = \left( |U_{D1}| - |U_{D2}| \right) \cdot K_D \neq 0$$

Итоговый результат представлен на рис. 9.13 в виде детекторной характеристики.



**Рис. 9.13.** Детекторная характеристика частотного детектора

### 9.3.2. Балансный диодный частотный детектор с взаимно расстроенными контурами

Принципиальная схема детектора приведена на рис. 9.14.

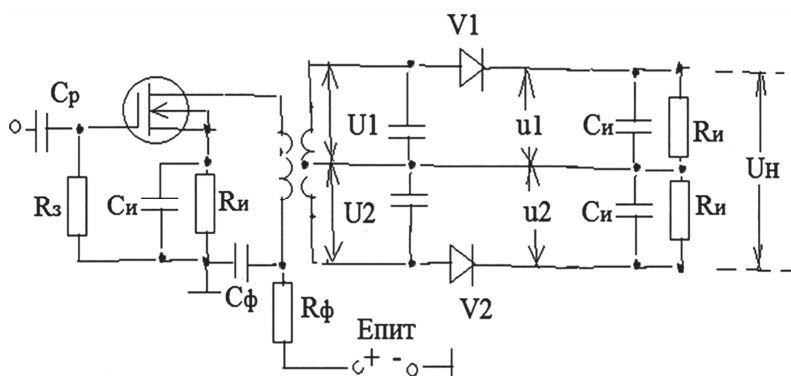
Частотный детектор состоит из двух последовательных амплитудных детекторов, на входы которых поступают сигналы с двух взаимно расстроенных контуров.

Два взаимно расстроенных контура выполняют функцию преобразования ЧМ в АЧМ. Из схемы видно, что

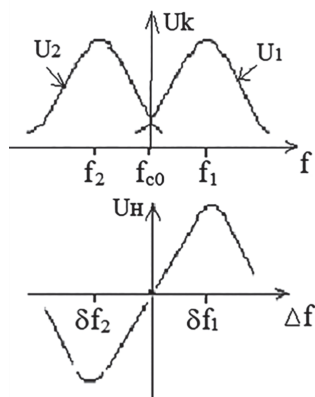
$$u_n = u_1 - u_2 = U_1 K_d U_2 K_d,$$

где  $K_d$  — коэффициент передачи амплитудного детектора.

На рис. 9.15 приведены АЧХ контуров и детекторная характеристика частотного детектора, построенная с учетом последнего соотношения.



**Рис. 9.14.** Балансный диодный частотный детектор с взаимно расстроенными контурами



**Рис. 9.15.** АЧХ колебательных контуров и детекторная характеристика частотного детектора

Крутизна детекторной характеристики зависит от параметра расстройки контуров

$$\xi_0 = \frac{2\delta f_0}{f_{c0}d_3},$$

где  $f_{c0}$  – средняя частота ЧМ сигнала;  $d_3$  – эквивалентное затухание контуров, а  $\delta f_0 = f_{c0} - f_1 = f_2 - f_{c0}$ .

При

$$\xi_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

крутизна детекторной характеристики максимальна и незначительно уменьшается при увеличении параметра расстройки.

Дальнейшее увеличение параметра расстройки, во-первых, резко уменьшает крутизну, во-вторых, приводит к нелинейным искажениям выходного сигнала из-за нелинейности рабочего участка детекторной характеристики.

### 9.3.3. Дробный частотный детектор (детектор отношений)

Схема детектора приведена на рис. 9.16.

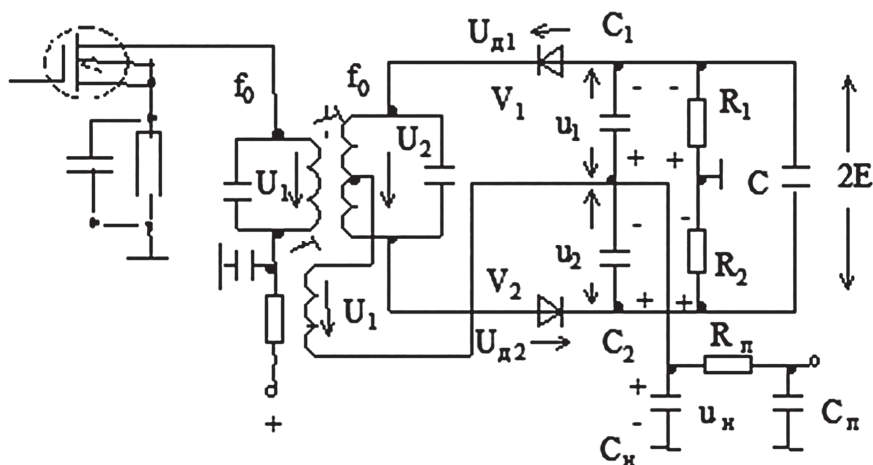


Рис. 9.16. Дробный частотный детектор

Детектор состоит из фазосдвигающей цепи и фазового детектора. В качестве фазосдвигающей цепи используется двухконтурный полосовой фильтр. Балансный фазовый детектор выполнен на диодах  $V_1$  и  $V_2$ . Особенностью фазового детектора является включение резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  и конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ . Это элементы образуют мост, в одну из диагоналей которого включен конденсатор нагрузки  $C_n$ . Из схемы видно, что параллельно резисторам включен конденсатор  $C$ . Емкость этого конденсатора выбирается так, чтобы при быстрых изменениях амплитуды входного сигнала детектора напряжение на конденсаторе оставалось неизменным.

Через резисторы  $R_1$  и  $R_2$  протекает один и тот же постоянный ток. Следовательно, при  $R_1 = R_2$  постоянные напряжения на них будут одинаковыми и равными  $E$ .

Согласно схеме,

$$u_1 - E - u_n = 0,$$

$$u_2 - E + u_n = 0$$

Из двух последних соотношений найдем напряжение на нагрузке

$$u_H = \frac{u_1 - u_2}{2}.$$

Учитывая, что  $u_1 + u_2 = 2E$ , перепишем выражение для  $u_H$  в следующем виде

$$u_H = E \frac{1 - \frac{u_2}{u_1}}{1 + \frac{u_2}{u_1}}.$$

Из последнего соотношения видно, что выходное напряжение зависит от отношения напряжений  $u_1$  и  $u_2$ , поэтому детектор получил название детектора отношений или дробного детектора.

Из рис. 9.16 видно, что напряжение на конденсаторе нагрузки  $C_1$  амплитудного детектора, выполненного на диоде  $V_1$ , равно

$$u_1 = U_{д1} K_d.$$

Напряжение на конденсаторе нагрузки  $C_2$  амплитудного детектора, выполненного на диоде  $V_2$ , равно

$$u_2 = U_{д2} K_d.$$

В последних соотношениях  $K_d$  – это коэффициент передачи амплитудных детекторов.

Подставляя последние соотношения в выражение для  $u_H$ , получим

$$u_H = \frac{U_{д1} - U_{д2}}{2} K_d.$$

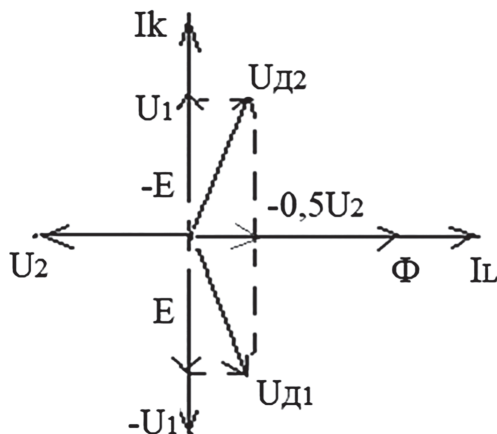
Таким образом, для определения напряжения на нагрузке нужно знать амплитуды напряжений, приложенных к диодам  $V_1$  и  $V_2$ . Из схемы рис. 9.16 видно, что

$$\begin{aligned} U_{д1} &= U_1 - 0,5U_2 \\ U_{д2} &= U_1 - 0,5U_2 \end{aligned} \quad (9.1)$$

Для того чтобы выяснить влияние частоты входного сигнала на выходное напряжение детектора, воспользуемся векторными диаграммами для нахождения  $U_{д1}$  и  $U_{д2}$ .

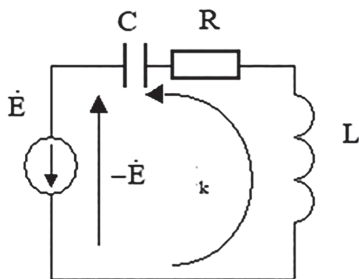
**Случай 1.** Частота сигнала на входе детектора равна частоте настройки контуров полосового фильтра  $f_c = f_{c0}$ .

Начнем построение векторной диаграммы с вектора напряжения на первом колебательном контуре  $U_1$  (рис. 9.17).



**Рис. 9.17.** Векторная диаграмма напряжений и токов в дробном детекторе при  $f_c = f_{c0}$

Это напряжение создает ток через индуктивность первого контура. Вектор этого тока  $I_L$  отстает от вектора напряжения  $U_1$  на 90 градусов. Ток  $I_L$  создает магнитный поток, вектор которого  $\dot{\Phi}$  совпадает по направлению с вектором тока. Магнитный поток возбуждает ЭДС во втором колебательном контуре. Вектор этой ЭДС  $E$  отстает от вектора магнитного потока на 90 градусов. На рисунке 9.18 показана эквивалентная схема второго колебательного контура с учетом вносимой в него ЭДС.



**Рис. 9.18.** Эквивалентная схема второго колебательного контура с учетом вносимой ЭДС

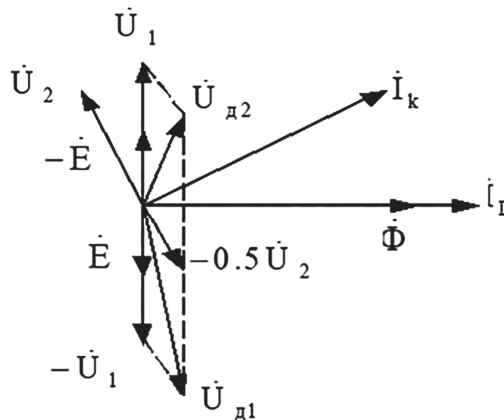
По отношению к ЭДС контур является последовательным. Вектору ЭДС соответствует вектор напряжения  $-E$  на последовательно включенных



индуктивности  $L$ , сопротивлению потерь  $R$  и емкости контура  $C$ . На частоте, равной резонансной частоте контура, сопротивление контура носит резистивный характер, поэтому вектор контурного тока  $\dot{I}_k$  совпадает по направлению с вектором напряжения  $-E$ . Ток  $\dot{I}_k$  создает падение напряжения на индуктивности контура, вектор которого  $\dot{U}_2$  опережает вектор тока на 90 градусов. С учетом взаимного расположения векторов  $U_1$  и  $U_2$  из соотношений (9.1) находим по правилу параллелограмма векторы напряжений, приложенных к диодам. Из векторной диаграммы видно, что длины векторов  $U_1$  и  $U_2$  одинаковы, т. е.  $U_{д1} = U_{д2}$ . Значит, напряжение на нагрузке детектора равно нулю.

**Случай 2.** Частота сигнала на входе детектора больше частоты настройки контуров полосового фильтра  $f_c > f_{c0}$ .

Векторная диаграмма для этого случая приведена на рис. 9.19.



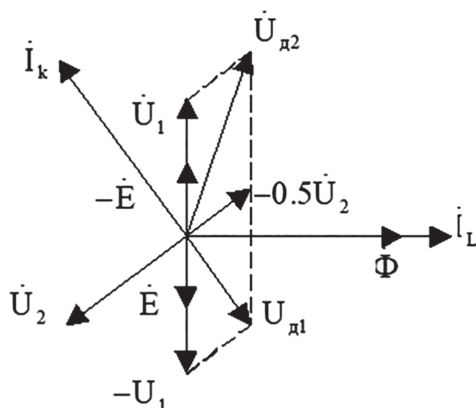
**Рис. 9.19.** Векторная диаграмма напряжений и токов в дробном детекторе при  $f_c > f_{c0}$

Начало ее построения вплоть до вектора  $-E$  не отличается от построения предыдущей векторной диаграммы.

Поскольку частота сигнала выше резонансной частоты последовательного колебательного контура, то его сопротивление на этой частоте носит индуктивный характер. Следовательно, вектор контурного тока  $\dot{I}_k$  отстает от вектора напряжения  $-E$ . Контурный ток создает падение напряжения на индуктивности. Вектор этого напряжения  $U_2$  опережает вектор тока на 90 градусов. В соответствии с (9.1) по правилу параллелограмма находим векторы напряжений, приложенных к диодам  $U_{д1}$  и  $U_{д2}$ . Из рисунка видно, что  $U_{д1} > U_{д2}$ . Следовательно, выходное напряжение детектора положительно.

**Случай 3.** Частота сигнала на входе детектора меньше частоты настройки контуров полосового фильтра  $f_c < f_{c0}$ .

Векторная диаграмма для этого случая приведена на рис. 9.20.

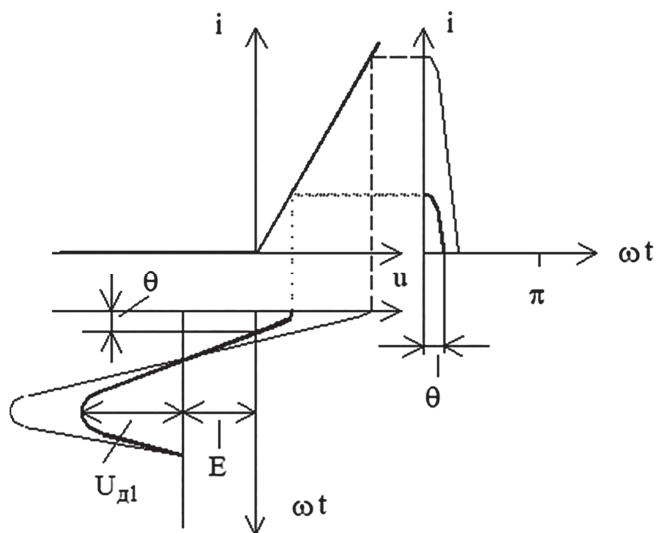


**Рис. 9.20.** Векторная диаграмма напряжений и токов в дробном детекторе при  $f_c < f_{c0}$

При построении этой диаграммы учтено, что на частоте ниже резонансной сопротивление последовательного колебательного контура носит емкостный характер. Следовательно, вектор тока  $I_k$  опережает вектор напряжения  $-E$ . Ток  $I_k$  создает падение напряжения  $U_2$  на индуктивности контура. Напряжения  $U_{d1}$  и  $U_{d2}$  определены на основании (9.1) по правилу параллелограмма. Из построения видно, что  $U_{d1} < U_{d2}$ . Значит, выходное напряжение детектора отрицательно. Более подробный анализ показывает, что детекторная характеристика дробного детектора соответствует рисунку 9.15. Приближение выходного напряжения детектора к нулю при больших расстройках объясняется ограниченностью полосы пропускания полосового фильтра. За пределами полосы пропускания фильтра напряжения на первом и втором контуре фильтра уменьшается по мере увеличения расстройки, стремясь к нулю.

Наряду с основной функцией детектирования ЧМ сигнала детектор выполняет функцию ограничения амплитуды входного сигнала. Это происходит за счет подключения конденсатора  $C$  параллельно резисторам  $R_1$  и  $R_2$  (рис. 9.16). Из-за большой постоянной времени  $C(R_1+R_2)$  напряжение на конденсаторе не изменяется при быстрых изменениях амплитуды входного сигнала. Из рисунка видно, что постоянное напряжение на конденсаторе  $2E$  является запирающим для двух диодов, которые включены по постоянному току последовательно. К каждому из них приложено напряжение  $E$ . На рис. 9.21 показана линейно-ломаная аппроксимация вольтамперной

характеристики  $V_1$  и временная диаграмма напряжения, приложенного к диоду.



**Рис. 9.21.** Линейно-ломаная аппроксимация вольтамперной характеристики  $V_1$  и временная диаграмма напряжения, приложенного к диоду

Из рисунка видно, что при постоянном напряжении  $E$  увеличение амплитуды переменного напряжения приводит к увеличению угла отсечки тока, а следствием увеличения угла отсечки является уменьшение входного сопротивления последовательных амплитудных детекторов, входящих в состав дробного детектора. Уменьшение сопротивления влечет увеличение затухания, вносимого в контуры, что препятствует увеличению амплитуды сигнала.

В заключение рассмотрим назначение ФНЧ Рп Сп, включенного на выходе детектора.

Он используется для снижения уровня шума на выходе детектора, спектральная плотность которого увеличивается с увеличением частоты, так как коэффициент передачи ФНЧ уменьшается с увеличением частоты выходного сигнала детектора. Поскольку этот фильтр снижает коэффициент передачи приемного тракта на верхних частотах модуляции на передающей стороне канала связи или вещания вводятся предискажения – увеличение коэффициента передачи на верхних частотах модуляции, для того чтобы обеспечить равномерную сквозную АЧХ тракта «прием-передача». Поэтому данный ФНЧ называют цепью коррекции предискажений.

### 9.3.4. Мультипликативный частотный детектор

Мультипликативный частотный детектор (рис. 9.22) состоит из фазосдвигающей цепи и фазового детектора. Фазосдвигающая цепь представляет собой делитель напряжения из конденсатора  $C$  и параллельного колебательного контура, настроенного на частоту  $f_0$ . Фазовый детектор выполнен на основе аналогового перемножителя напряжений с фильтром нижних частот на выходе.

Пусть на входах перемножителя действуют напряжения

$$u_1 = U_1 \cos(\omega t) \text{ и } u_2 = U_2 \cos(\omega t + \varphi)$$



Рис. 9.22. Функциональная схема мультипликативного частотного детектора

Тогда на его выходе получим

$$u = Au_1u_2 = \frac{1}{2}AU_1U_2 \cos \varphi + \frac{1}{2}AU_1U_2 \cos(2\omega t + \varphi).$$

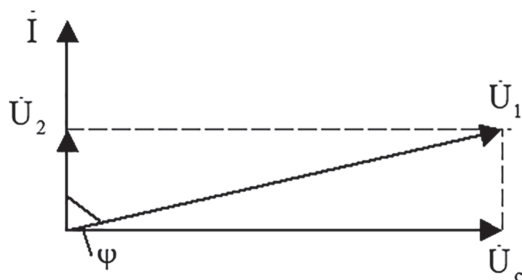
В последнем соотношении первое слагаемое представляет собой полезный продукт детектирования, а второе – побочный. Для устранения побочного продукта детектирования используется ФНЧ.

На выходе ФНЧ получим

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{2}AU_1U_2K_{\text{фнч}} \cos \varphi. \quad (9.2)$$

Выясним зависимость фазового сдвига  $\varphi$  от частоты входного сигнала с помощью векторных диаграмм. При построении диаграмм примем, что входные токи перемножителя на порядок меньше тока через конденсатор  $C$  и контур

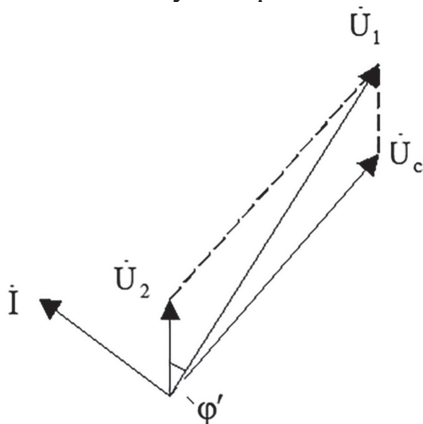
**Случай 1.** Частота сигнала равна резонансной частоте контура  $f_c = f_0$ . Начнем построение диаграммы (рис. 9.23) с вектора выходного напряжения  $U_2$ .



**Рис. 9.23.** Векторная диаграмма напряжений и тока мультипликативного частотного детектора при  $f_c = f_0$

На частоте, равной резонансной частоте контура, сопротивление контура носит резистивный характер, поэтому вектор тока  $I$  совпадает по направлению с вектором напряжения  $U_2$ . Ток  $I$  создает падение напряжения  $U_c$  на емкости  $C$ . Вектор  $U_c$  отстает от вектора тока  $I$  на 90 градусов. Вектор напряжения  $U_1$  находится как геометрическая сумма векторов  $U_c$  и  $U_2$  по правилу параллелограмма. Сопротивление контура и емкость конденсатора выбираются так, чтобы было  $U_c > U_2$ . Из векторной диаграммы видно, что  $\varphi < \pi/2$ . Значит, согласно (9.2) напряжение на выходе детектора положительно.

**Случай 2.** Частота сигнала больше резонансной частоты контура  $f_c > f_0$ . Векторная диаграмма для этого случая приведена на рис. 9.24.



**Рис. 9.24.** Векторная диаграмма напряжений и тока мультипликативного частотного детектора при  $f_c > f_0$ .

Так как на частоте выше резонансной сопротивление параллельного контура носит емкостный характер, вектор тока  $I$  опережает вектор напряжения  $U_2$ . Вектор напряжения  $U_c$  на емкости  $C$  отстает от тока на 90 градусов. Геометрическая сумма векторов  $U_2$  и  $U_c$  дает вектор входного напряжения  $U_1$ .

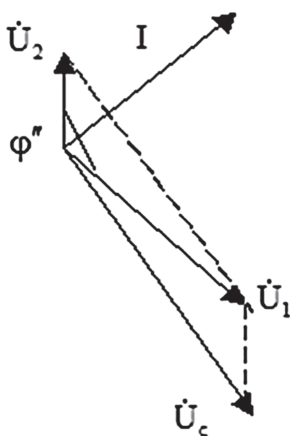
Из рисунка видно, что

$$\varphi' < \varphi < \frac{\pi}{2}.$$

Поэтому напряжение на выходе детектора положительно и больше напряжения, определяемого при  $f_c = f_0$ .

Случай 3. Частота сигнала меньше резонансной частоты контура  $f_c < f_0$ . Векторная диаграмма для этого случая приведена на рис. 9.25. Так как на частоте ниже резонансной сопротивление параллельного контура носит индуктивный характер, вектор тока  $I$  отстает от вектора напряжения  $U_2$ .

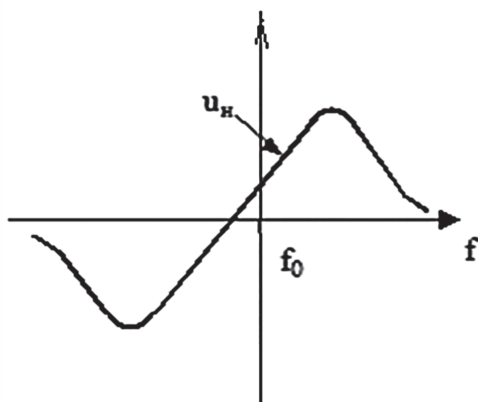
Вектор напряжения  $U_c$  на емкости  $C$  отстает от тока на 90 градусов. Геометрическая сумма векторов  $U_2$  и  $U_c$  дает вектор входного напряжения  $U_1$ . Из рисунка видно, что  $\varphi'' > \frac{\pi}{2}$ . Поэтому напряжение на выходе детектора отрицательно.



**Рис. 9.25.** Векторная диаграмма напряжений и тока мультипликативного частотного детектора при  $f_c < f_0$

Детекторная характеристика мультипликативного частотного детектора приведена на рис. 9.26. Особенностью детекторной характеристики является то, что резонансная частота параллельного колебательного контура

больше средней частоты ЧМ сигнала (точки перехода через нуль). Приближение выходного напряжения детектора к нулю за пределами раствора характеристики объясняется спадом АЧХ контура при больших расстройках.



**Рис. 9.26.** Детекторная характеристика мультипликативного частотного детектора

### Контрольные вопросы по теме

1. Для чего предназначен частотный детектор?
2. Какие функции выполняют частотные детекторы?
3. Что такое детекторная характеристика частотного детектора? Приведите идеальную и типичную реальную детекторные характеристики.
4. Дайте определение крутизне и раствору детекторной характеристики.
5. Сформулируйте требования к крутизне и раствору детекторной характеристики в зависимости от назначения частотного детектора.
6. С помощью каких цепей можно реализовать ЧД?
7. В чем заключается принцип частотного детектирования?
8. Приведите общую структурную схему частотного детектора и детекторную характеристику одноконтурного частотного детектора.
9. Приведите принцип построения частотного детектора на основе преобразования ЧМ в АЧМ.
10. Приведите принцип построения частотного детектора с использованием фазосдвигающей цепи.
11. Приведите принципиальную схему резонансного усилителя со связанными контурами и с частотным детектированием и принцип ее работы.
12. Приведите принципиальную схему дробного частотного детектора и принцип ее работы.
13. Приведите функциональную схему мультипликативного частотного детектора и принцип ее работы.

## Тема 10. Схемотехника регулировок в радиоприемниках [19]

### 10.1. Назначение и виды регулировок в РПУ

В процессе изготовления и эксплуатации РПУ для получения максимального качества приема необходимы регулировки ряда его показателей:

- частоты настройки;
- коэффициента усиления;
- полосы пропускания и др.;
- селективности,

которые обеспечиваются соответствующими регуляторами.

Регулировка может быть ручной и автоматической.

*Ручная регулировка*, как правило, применяется при изготовлении и первичной настройке исходных показателей РПУ.

*Автоматическая регулировка* применяется для поддержки показателей РПУ на требуемом уровне в процессе эксплуатации.

Некоторые регулировки выполняются смешанными (и ручными и автоматическими).

В схемах регулирования, как правило, используются микропроцессоры. Кроме того, в ряде случаев используется дистанционное управление.

### 10.2. Принцип действия, классификация систем автоматической регулировки усиления (АРУ)

Система АРУ предназначена для обеспечения малых изменений уровня сигнала на выходе додетекторного тракта приемника при больших изменениях уровня сигнала на его входе.

Пусть

$$m = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}, \quad n = \frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{вых min}}}.$$

Для обеспечения правильного соотношения  $m$  и  $n$  нужно, чтобы напряжению  $U_{\text{вх max}}$  соответствовал минимальный коэффициент усиления приемного тракта  $K_{\text{min}}$ , а напряжению  $U_{\text{вх min}}$  – соответственно,  $K_{\text{max}}$  (рис. 10.1):

В результате получим:

$$U_{\text{вых min}} = U_{\text{вх min}} K_{\text{max}}; \quad K_{\text{max}} = \frac{U_{\text{вых min}}}{U_{\text{вх min}}}$$
$$U_{\text{вых max}} = U_{\text{вх max}} K_{\text{min}}; \quad K_{\text{min}} = \frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{вх max}}}$$

для простой (1), задержанной (4) и бесшумной (5) АРУ.



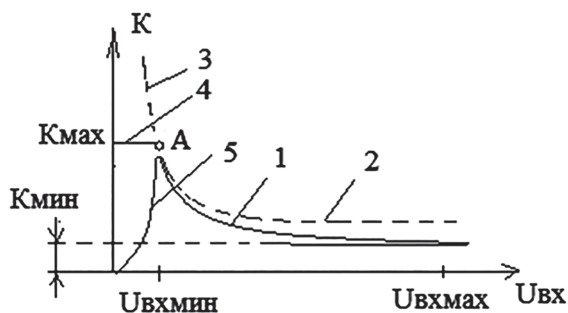


Рис. 10.1. Зависимости усиления приемника от уровня входного сигнала

Разделив  $U_{\text{выхmax}}$  на  $U_{\text{выхmin}}$  и обозначив  $p = K_{\text{max}}/K_{\text{min}}$ , получим:

$$n = m/p; \quad p = m/n;$$

Параметр  $p$  называется коэффициентом регулирования усиления. По характеру изменения коэффициента усиления в процессе регулировки различают регулировки:

- *простая,*
- *задержанная,*
- *бесшумная.*

При минимальном напряжении на входе  $U_{\text{вхmin}}$  усиление должно соответствовать величине  $K_{\text{max}}$  для обеспечения на выходе напряжения, достаточного для нормального восприятия сообщений  $U_{\text{вых min}}$ .

Минимальное напряжение  $U_{\text{вых min}}$  соответствует чувствительности РПУ. При увеличении входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  коэффициент усиления  $K$  должен уменьшаться.

АРУ обеспечивает постоянство выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$ , если эти величины будут связаны соотношением

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}.$$

Эта зависимость изображена на рис. 10.1 – кривая 1. Это идеальный случай. Обычно, строгого постоянства выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  не требуется. Допускается небольшое изменение его в некоторых пределах.

Максимальному напряжению на входе  $U_{\text{вх max}}$  соответствует максимальное выходное напряжение  $U_{\text{выхmax}}$  и при этом

$$K_{\text{min}} = \frac{U_{\text{выхmax}}}{U_{\text{вхmax}}},$$

чему соответствует кривая 2 на рис. 10.1 (реальный случай). Эта кривая проходит немного выше кривой до т. А.

Область регулирования ниже точки А небезразлична для проектирования. При входном сигнале меньше  $U_{вх\min}$  возникают искажения из-за шумов РПУ.

В простейшем случае закон регулирования может быть продолжением кривой 1 – по кривой 3. Такая регулировка усиления без нарушения непрерывности закона регулирования при снижении напряжения на входе  $U_{вх}$  меньше  $U_{вх\min}$  – это «простая» АРУ. Она не применяется по следующим причинам:

- при  $U_{вх} < U_{вх\min}$  выходное напряжение  $U_{вых}$  будет оставаться постоянным, но оно будет представлять собой смесь напряжения сигнала  $U_c$  и напряжения помехи  $U_p$ , причем, чем меньше  $U_c$ , тем больше будет доля  $U_p$ ;
- для обеспечения увеличения коэффициента усиления  $K > K_{\max}$  по кривой 3 необходимо дополнительное усиление, но это привело бы к усилению шума, а при выключении сигнала на выходе РПУ будут значительные шумы.

Для выхода из этого положения в т. А рис. 10.1 АРУ отключают. Коэффициент усиления  $K$  остается постоянным и равным  $K_{\max}$  (линия 4).

Включение АРУ «задерживается» до достижения входного напряжения  $U_{вх} = U_{вх\min}$ ; далее идет регулировка, которая обеспечивает выходное напряжение  $U_{вых}$  стабильным. Это – «задержанная» АРУ, или АРУ «с задержкой».

В процессе перестройки напряжение сигнала  $U_c$  исчезает, и на выходе РПУ появляются шумы. Для их исключения на этот период настройки коэффициент усиления  $K$  уменьшают по характеристике 5. Такая регулировка называется «бесшумной» АРУ. При простой АРУ и  $U_{вх} < E_A$  увеличение коэффициента усиления сопровождается увеличением уровня шумов. Поэтому применяют задержанную АРУ, при которой при  $U_{вх} < E_A$  регулирующее напряжение не вырабатывается и коэффициент усиления остается постоянным. Для того, чтобы отсутствовали шумы при перестройке приемника, уменьшают коэффициент усиления при  $U_{вх} < E_A$ .

Для автоматического изменения коэффициента усиления  $K$  используется специальное регулирующее напряжение, которое зависит от уровня входного сигнала.

Рассмотрим классификацию систем АРУ.

По способу получения регулирующего напряжения.

Наиболее простой способ получения регулирующего напряжения  $U_{рег}$  состоит в использовании выпрямленного напряжения сигнала  $U_c$ . Для этого может быть использован амплитудный детектор. Однако, требования к нему здесь другие, чем для условий приема АМ сигнала, когда детектор

должен воспроизводить огибающую сигнала. Если применить такой детектор для АРУ, то цепь АРУ подавит амплитудную модуляцию принимаемого сигнала, что, естественно, недопустимо, так как потеряется информация. Чтобы не было подавления модуляции регулирующее напряжение  $U_{рег}$  не должно содержать переменной составляющей.

Для этого применяются два способа:

- постоянная времени на выходе амплитудного детектора увеличивается таким образом, чтобы напряжение на емкости  $C_n$  оставалось равным максимальной амплитуде и обеспечивалось большое время разряда  $\tau_{разр}$ ; выходное напряжение отслеживает максимумы напряжения (пики), не воспроизводя огибающей (такой режим обеспечивает пиковый детектор).
- постоянная времени на выходе амплитудного детектора выбирается как у детектора для огибающей. Напряжение на выходе детектора  $E_d$  проходит через разделительный конденсатор для дальнейшего усиления, а для АРУ используют постоянную составляющую сигнала с выхода детектора (среднее значение), подаваемую в цепь АРУ через ФНЧ.

### 10.3. Структурные электрические схемы АРУ

#### 10.3.1. Обратная АРУ

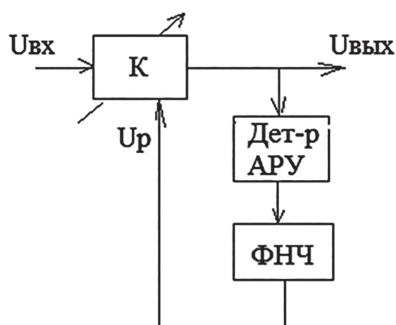


Рис. 10.2. Структурная схема обратной АРУ

В этой схеме регулирующее напряжение получается путем детектирования и последующей фильтрации выходного напряжения регулируемого тракта. ФНЧ – фильтр АРУ – применяют для того, чтобы избежать изменения коэффициента усиления с частотой модуляции при амплитудной модуляции и из-за изменения амплитуды сигнала под действием помех.

Достоинство обратной АРУ – простота, недостаток – невозможность обеспечения постоянства выходного напряжения, так как регулировка осуществляется за счет этого изменения.

### 10.3.2. Прямая АРУ

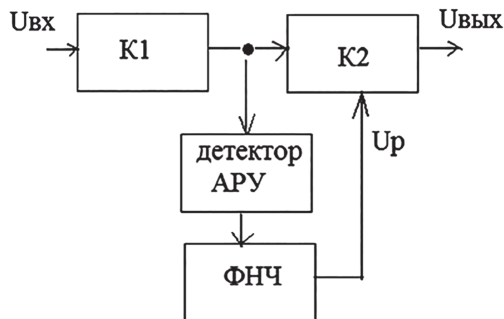


Рис. 10.3. Структурная схема прямой АРУ

В этой схеме регулирующее напряжение пропорционально амплитуде несущей на входе регулируемого тракта.

Достоинство – теоретическая возможность получения постоянного напряжения на выходе регулируемого тракта, недостаток – возможность перегрузки нерегулируемого тракта и первого каскада регулируемого. В отличие от обратной АРУ в прямой АРУ регулирующее напряжение  $U_{рег}$  не зависит от напряжения на выходе  $U_{вых}$ , и теоретически можно было бы получить постоянство  $U_{вых}$ . Однако:

- реализовать это можно было бы, если бы соблюдался закон регулирования по рис. 10.1, кривая 1. В реальных условиях это выполнить невозможно, так как регулирующее напряжение  $U_{рег}$  получают при использовании нелинейных элементов, их характеристики не позволяют обеспечить закон регулирования по кривой 1, возникают отклонения от нее, и, соответственно, непостоянство  $U_{вых}$ ;
- кроме того, трудности реализации прямой АРУ возникают из-за того, что напряжение на выходе  $K_2$  изменяется в  $100 \div 1000$  раз в диапазоне изменения входного напряжения от  $U_{вх\min}$  до  $U_{мах}$  и для АРУ возникают перегрузки, появляются нелинейные искажения.

Для устранения этого цепь АРУ должна иметь свою собственную цепь АРУ (внутреннюю), что усложняет РПУ. Ввиду этого такая схема в «чистом» виде не применяется, а применяют «смешанную» АРУ.

### 10.3.3. Смешанная (комбинированная) АРУ

Регулирующее напряжение  $U_{рег1}$  (рис. 10.4) осуществляет обратную регулировку усиления  $K1$ .

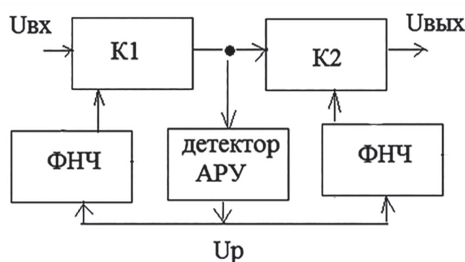


Рис. 10.4. Структурная схема комбинированной АРУ

Здесь требования к качеству регулирования невысоки, т. е. допускаются сравнительно большие изменения напряжения  $U_p$  (например, в несколько раз). Далее напряжение  $U_p$  используют для прямой регулировки усиления  $K2$ . Так как при этом необходимо изменять усиление лишь в несколько раз, расхождение теоретического и реального законов становятся небольшими, т. е. обеспечивается высокое качество регулирования по поддержанию сравнительно постоянного выходного напряжения.

### 10.3.4. Режимная АРУ

Усиление каскада (АРУ) можно изменять:

- за счет изменения режима работы каскада по постоянному току,
- изменением эквивалентного сопротивления нагрузки,
- изменением коэффициентов включения  $p$  и  $q$ ,
- изменением глубины отрицательной обратной связи,
- изменением параметров цепей, специально включаемых для целей регулировки.

Известно, что резонансный коэффициент усиления каскада

$$K_0 = p \cdot q \cdot S \cdot R_{э\text{кв}},$$

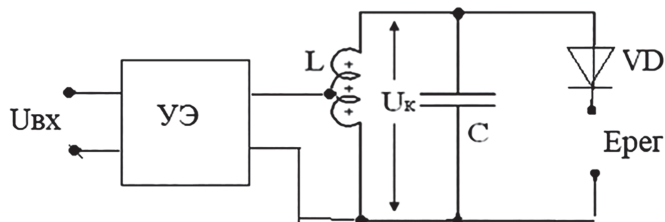
(здесь  $p$  и  $q$  – коэффициенты включения по входу и выходу, соответственно).

Как видно из формулы, резонансный коэффициент усиления  $K_0$  может быть изменен любым способом:

1. Регулировка усиления изменением крутизны осуществляется за счет изменения режима усилительного элемента УЭ (отсюда – режимная регулировка). Для этого нужно изменить смещение на УЭ, что вызывает существенное изменение крутизны усилительного элемента  $S$  в рабочей точке.

В полевом транзисторе изменяется в основном крутизна  $S$ . В биполярном транзисторе одновременно с крутизной  $S$  изменяются и проводимости  $g_{вх}$  и  $g_{вых}$ .

2. Регулировка усиления изменением резонансного сопротивления контура  $R_{экв}$  осуществляется подключением к контуру одного диода (рис. 10.5):

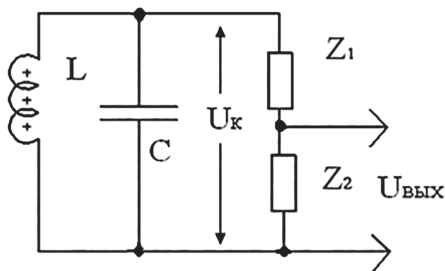


**Рис. 10.5.** Регулировка усиления изменением  $R_{экв}$  контура

При  $E_{пер} > U_k$  диод закрыт и контур практически не шунтируется,  $R_{экв}$  и коэффициент усиления  $K$  максимальны. При  $E_{пер} < U_k$  диод  $VD$  открывается и контур шунтируется.  $R_{экв}$  и коэффициент усиления  $K$  уменьшаются.

Недостаток этого способа – изменяется не только  $R_{экв}$  и коэффициент усиления  $K$ . Увеличивается полоса пропускания и уменьшается селективность. Такая регулировка применяется достаточно редко.

3. Регулировка усиления изменением коэффициентов включения  $p$  и  $q$  (рис. 10.6):



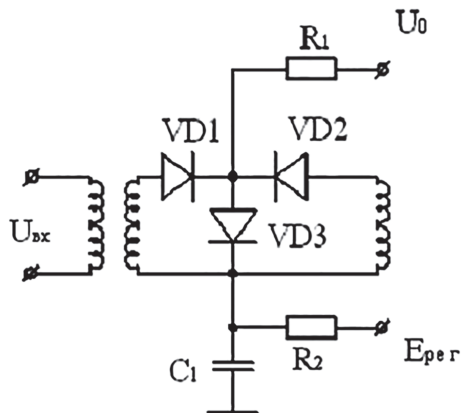
**Рис. 10.6.** Регулировка усиления изменением коэффициентов включения  $p$  и  $q$

В качестве элементов изменения коэффициентов включения – элементов  $Z_1$  и  $Z_2$  – могут быть применены или переменная индуктивность или переменная емкость.

Недостатки – изменяется настройка контура  $LC$ , что трудно предотвратить.

4. Регулировка усиления изменением ООС. При этом способе ООС вводится в цепь смещения эмиттера (цепочки  $R_3C_3$ ). В качестве регулирующего элемента используют варикапы: с увеличением регулирующего напряжения  $U_{рег}$  на варикапе его емкость уменьшается, что приводит к увеличению ООС и, соответственно, усиление  $K$  уменьшается.

5. Регулировка усиления изменением параметров цепей, специально включаемых для целей регулирования. При такой регулировке АРУ используются специально включаемые элементы, например аттенюаторы с переменным коэффициентом передачи (рис. 10.7):



**Рис. 10.7.** Регулировка усиления за счет аттенюатора с переменным коэффициентом передачи

При  $|E_{рег}| < |U_0|$  диоды VD1 и VD2 открыты. Диод VD3 – закрыт, контур не шунтируется, коэффициент передачи максимален. По мере увеличения регулирующего напряжения  $E_{рег}$  диоды VD1 и VD2 закрываются, диод VD3 открывается, что приводит к уменьшению коэффициента передачи.

## 10.4. Варианты схем электронных регуляторов усиления

### 10.4.1. Регулятор усиления на полевом транзисторе

На рис. 10.8 изображен резонансный усилитель на полевом транзисторе, в цепи затвора которого имеется начальное автоматическое смещение. Оно создается за счет падения напряжения постоянного тока истока на резисторе  $R_n$ .

В эту же цепь подается через фильтр  $R_{фАРУ} C_{фАРУ}$  отрицательное регулирующее напряжение от детектора АРУ. При увеличении абсолютного

значения этого напряжения рабочая точка смещается вниз по проходной вольтамперной характеристике на участок с меньшей крутизной

Уменьшение крутизны приводит к уменьшению коэффициента усиления.

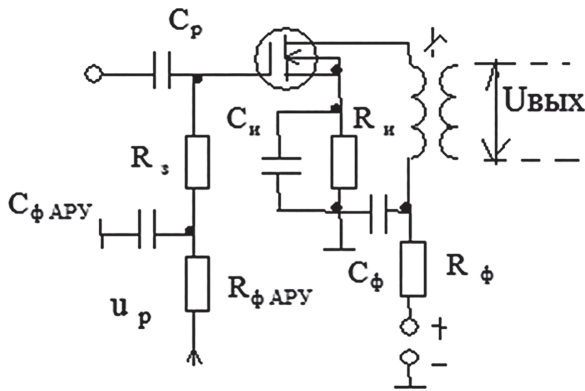


Рис. 10.8. Резонансный усилитель с режимной АРУ

#### 10.4.2. Регулятор усиления на основе трехтранзисторного дифференциального каскада

На рис. 10.9 приведена принципиальная схема резонансного усилителя на основе трехтранзисторного дифференциального каскада.

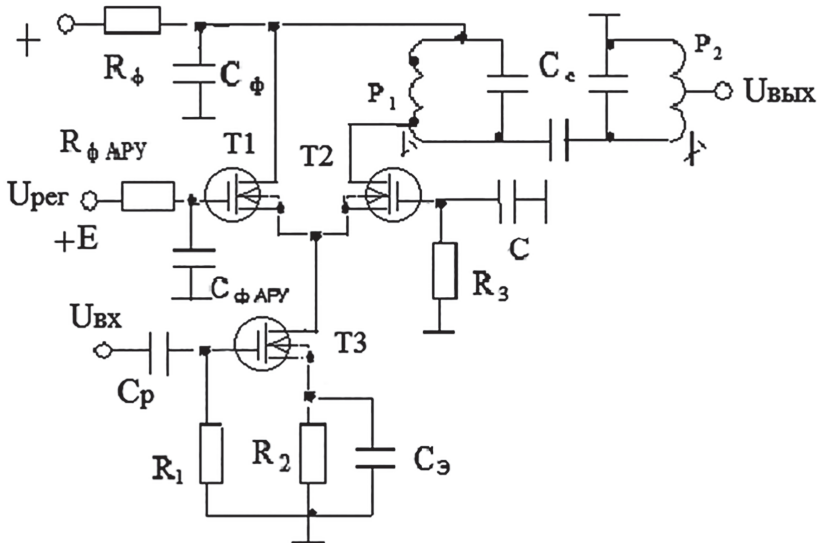


Рис. 10.9. Резонансный усилитель с АРУ путем перераспределения токов



В этом усилителе регулировка усиления осуществляется за счет перераспределения тока транзистора Т3 между транзисторами Т1 и Т2. В цепь затвора транзистора Т1 подаются напряжение постоянного смещения  $E$  и регулирующее положительное напряжение  $U_{рег}$ . Напряжение  $E$  выбирается так, чтобы при отсутствии регулирующего напряжения транзистор Т1 был закрыт, и весь ток транзистора Т3 протекал через Т2.

Коэффициент усиления усилителя в этом случае максимален. При появлении положительного регулирующего напряжения ток через Т1 увеличивается, а ток через Т2 уменьшается. В результате уменьшается коэффициент усиления.

#### 10.4.3. Регулятор усиления изменением глубины отрицательной обратной связи

На рисунке 10.10 приведена схема резонансного усилителя с плавной регулировкой усиления путем изменения глубины отрицательной обратной связи.

Обратная связь создается из-за сопротивления переменному току, действующего в цепи истока.

Это сопротивление создается параллельно включенными по переменному току резистором  $R_{и}$ , сопротивлением диода и резистором  $R$ .

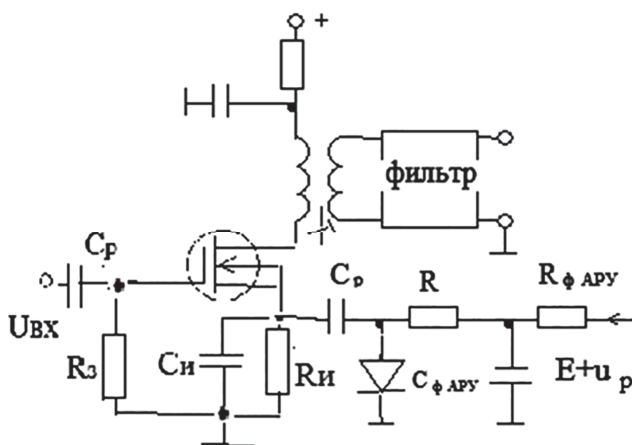


Рис. 10.10. Резонансный усилитель с АРУ путем изменения глубины отрицательной обратной связи

К диоду приложены положительное напряжение постоянного смещения  $E$  и отрицательное регулирующее напряжение  $u_p$ .

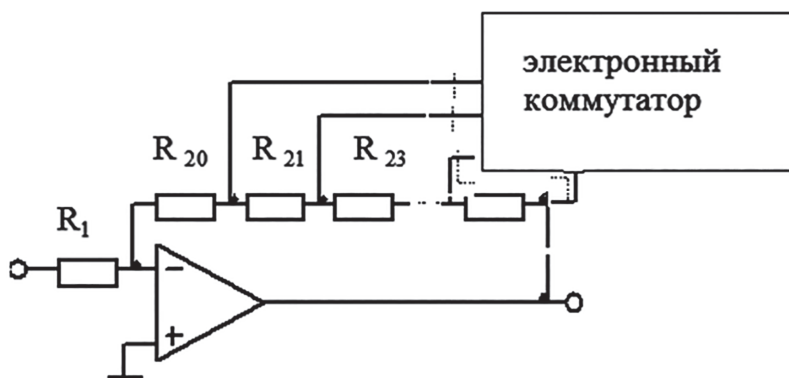
При отсутствии регулирующего напряжения диод открыт, его сопротивление минимально, коэффициент усиления усилителя максимален. При

подаче регулирующего напряжения сопротивление диода увеличивается глубина отрицательной обратной связи, коэффициент усиления усилителя уменьшается.

#### *10.4.4. Регулятор усиления на операционном усилителе с дискретной коммутацией резисторов, включенных в цепь обратной связи*

В предыдущем варианте регулятора усиления изменением глубины отрицательной обратной связи регулировка осуществлялась плавно.

На рис. 10.11 приведена функциональная схема операционного усилителя, в котором регулировка осуществляется дискретно путем коммутации резисторов, включенных в цепь обратной связи.



**Рис. 10.11.** Операционный усилитель с дискретной АРУ путем изменения глубины отрицательной обратной связи

Управление электронными ключами осуществляется двоичной кодовой комбинацией, поступающей от микропроцессорной системы управления радиоприемником.

#### *10.4.5. Регулятор усиления на основе делителя напряжения с регулируемым коэффициентом усиления*

Наряду с регулировкой усиления усилителей радиоприемника используются цепи, специально включенные для целей регулировки. Примером такой цепи является управляемый делитель напряжения, схема которого приведена на рисунке 10.12.

В поперечное плечо Г-образного делителя включен полупроводниковый диод, сопротивление которого зависит от приложенного напряжения.

При отсутствии регулирующего напряжения диод закрыт отрицательным напряжением смещения  $-E$ , коэффициент передачи делителя напряжения максимален.

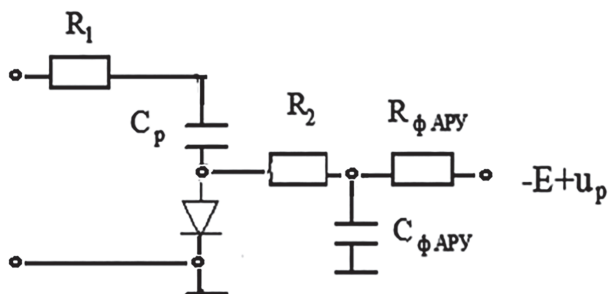


Рис. 10.12. Делитель напряжения с регулируемым коэффициентом усиления

Положительное регулирующее напряжение уменьшает сопротивление диода, следовательно, и коэффициент передачи делителя.

### 10.5. Характеристика регулирования простой обратной АРУ

*Характеристикой регулирования* системы АРУ называется зависимость амплитуды, несущей выходного напряжения регулируемого тракта от амплитуды несущей входного напряжения.

Пусть зависимость коэффициента усиления  $K$  от регулирующего напряжения определяется следующим соотношением

$$K = K_0(1 - a u_p) \quad \text{при} \quad 0 \leq a u_p \leq 1.$$

При обратной АРУ

$$u_p = U_{\text{вых}} K_D K_\Phi.$$

Выразим  $U_{\text{вых}}$  через  $U_{\text{вх}}$  с учетом двух последних соотношений

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} K_0 (1 - a U_{\text{вых}} K_D K_\Phi),$$

Откуда получаем

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}} K_0}{1 + a U_{\text{вх}} K_0 K_D K_\Phi}.$$

Из последнего соотношения видно, что при

$$a U_{\text{вх}} K_0 K_D K_\Phi \geq 1$$

амплитуда выходного напряжения стремится к постоянной величине.

Ранее приняли:

$$m = \frac{U_{BX \max}}{U_{BX \min}}; \quad n = \frac{U_{ВЫХ \max}}{U_{ВЫХ \min}}; \quad p = \frac{m}{n}$$

Как правило, коэффициент

$$p = \frac{m}{n}$$

должен быть очень большим.

Например: пусть РПУ радиовещания должен иметь

$$U_{BX \min} = 1 \text{ мкВ};$$

ближайшая РВ станция дает

$$U_{BX \max} = 20 \text{ мВ}$$

(при этом осуществляется прием без искажений из-за перегрузки).

Имеем

$$m = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = 2 \cdot 10^4$$

Пусть допустимый уровень  $n$  составляет

$$\frac{U_{ВЫХ \max}}{U_{ВЫХ \min}} = 2.$$

Тогда

$$p = \frac{m}{n} = 1 \cdot 10^4.$$

Обычно в одном каскаде  $n \leq 10$  (иначе появляются нелинейные искажения).

Поэтому:

- АРУ применяют в каскадах, ближе к входным, где сигналы еще сравнительно мало усилены, но при этом уменьшается селективность;
- для увеличения коэффициента связи по входу  $p$  при ограниченных коэффициентах регулирования в отдельных каскадах применяют АРУ в нескольких каскадах.

При этом

$$P_{\Sigma} = P_1 \cdot P_2 \cdot \dots \cdot P_n.$$

Кроме того, применяют не один способ, а смешанные способы АРУ.

## 10.6. Регулировка полосы пропускания

В радиовещательных РПУ регулировка полосы пропускания осуществляется, как правило, для ослабления помех и для изменения тембра звучания.

В профессиональной аппаратуре регулировка полосы пропускания осуществляется как в тракте промежуточной частоты, так и в последетекторной части РПУ. Причем регулировка осуществляется как плавно, так и дискретно.

1. Регулировка в тракте промежуточной частоты. Основное назначение регулировки полосы пропускания здесь – ослабление помех. Простейший способ регулировки – изменением резонансного сопротивления контура  $R_{0e}$ . При этом (как было показано выше) изменяется как полоса пропускания, так и коэффициент усиления.

2. Регулировка в последетекторной части РПУ применяется для регулирования тембра звучания. Полоса пропускания регулируется путем изменения АЧХ на НЧ и ВЧ.

Схема пассивного регулятора тембра на ВЧ показана на рис. 10.13.

Так как  $X_c = 1/\omega C$ , то при  $R_p \approx 0$  усиление на ВЧ будет минимальным, а при  $R_p = \max$  усиление на ВЧ будет максимальным.

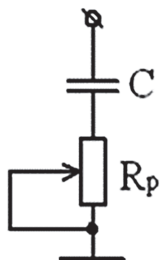


Рис. 10.13. Пассивный регулятор тембра на ВЧ

Схема пассивного регулятора тембра на НЧ показана на рис. 10.14.

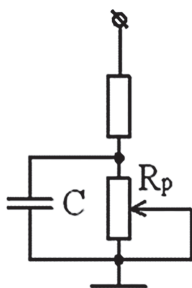


Рис. 10.14. Пассивный регулятор тембра на НЧ

На средних и высоких частотах регулятор имеет обычную характеристику. На низких частотах коэффициент усиления увеличивается из-за увеличения реактивного сопротивления  $X_c$  и, соответственно, меньшего шунтирования контура.

Схема активного регулятора тембра показана на рис. 10.15:

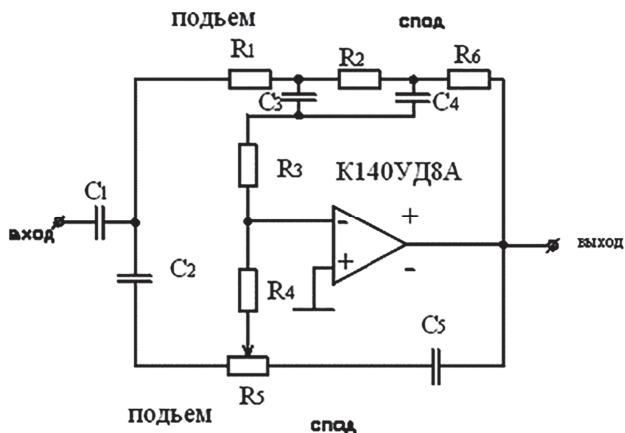


Рис. 10.15. Активный регулятор тембра

Это схема частотно-зависимой ООС на операционном усилителе. Для режима стерео применяют двухканальный усилитель с электронной регулировкой АЧХ (микросхему ИС К174УН10).

Элементы  $C_3$ ;  $C_4$ ;  $R_2$ ;  $R_1$ ;  $R_6$  дают регулировку (спад, подъем) тембра на НЧ; элементы  $C_2$ ;  $C_5$ ;  $R_5$  обеспечивают регулировку (спад, подъем) тембра на ВЧ.

### 10.7. Частотная автоматическая подстройка частоты

Изменение параметров окружающей среды, особенно температуры, ведет к изменению параметров резонансных цепей (емкости конденсаторов, величины индуктивности, емкости электронных приборов и т. д.). В результате изменяется частота контура, происходит сдвиг частотных характеристик усилителя (рис. 10.16). Это так называемая нестабильность частоты сигнала:

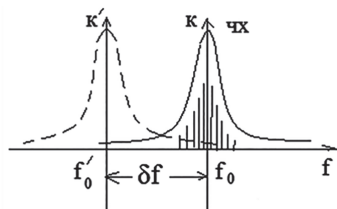


Рис. 10.16. Сдвиг частотных характеристик из-за изменения параметров окружающей среды

В результате возникают искажения сигнала или нарушение приема сигнала. Ухудшается селективность, в рабочую полосу (сдвинутую) может попасть помеха.

Дестабилизирующие факторы приводят к изменению частоты гетеродина: при этом сдвигается спектр сигнала относительно промежуточной частоты  $f_{\text{пром}}$ . (получится то же самое, что и рисунок выше). Т. к.  $f_{\text{пром}} \ll f_c$ , то нестабильность гетеродина сильно сказывается на общей нестабильности РПУ.

Обычно нестабильность частоты составляет

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx 10^{-3}$$

и менее, а изменение полосы пропускания при этом составляет  $\Delta\Pi \approx 10^{-2}$ , т. е. изменением частоты сигнала  $\Delta f$  можно пренебречь, особенно если применить кварцевые фильтры с высокой стабильностью.

Для компенсации дестабилизирующих факторов частоты гетеродина применяют *стабилизаторы частоты с кварцевой стабилизацией* (с шагом сетки 100 Гц для РПУ с дискретной настройкой).

Для РПУ с плавной настройкой для стабилизации частоты гетеродина применяют специальные *схемы автоматической подстройки частоты (АПЧ)*.

#### *10.7.1. Классификация устройства автоматической подстройки частоты*

Устройства АПЧ различают по следующим признакам.

Признак 1: по типу узла в приемнике, формирующего опорную частоту, с которой сравнивают частоту гетеродина. По этому признаку различают:

– *АПЧ по промежуточной частоте.*

Промежуточная частота  $f_{\text{пром}}$  сравнивается с частотой, при которой электрическая цепь приобретает характерные свойства: частота резонанса; частота баланса мостовой цепи; и т. д. (рис. 10.17):

За опорную частоту принимают частоту, при которой выходное напряжение частотного детектора (дискриминатора) равно нулю и которая соответствует  $f_{\text{пром}}$ .

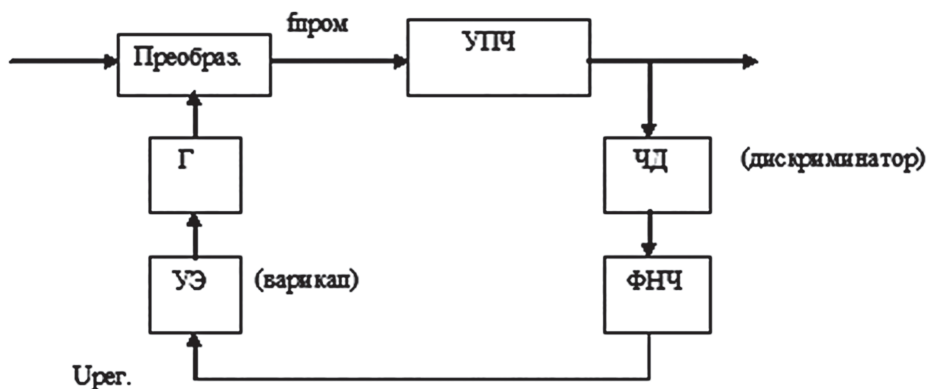


Рис. 10.17. Структурная схема АПЧ по промежуточной частоте

– АПЧ по частоте гетеродина.

Частота гетеродина  $f_{г}$  сравнивается с частотой стабильного опорного генератора  $f_{ог}$  – рис. 10.18:

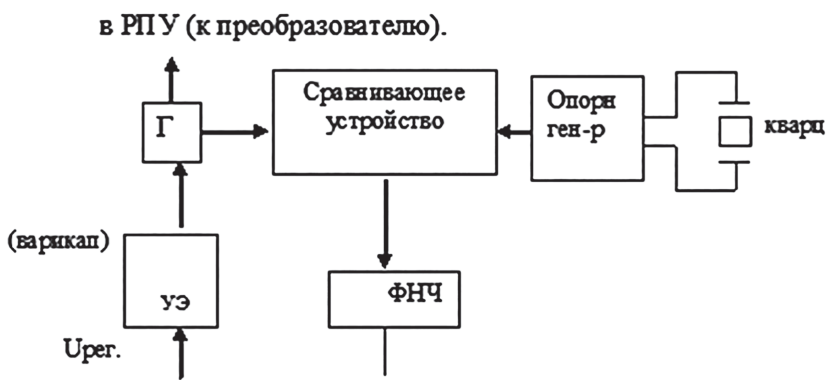


Рис. 10.18. Структурная схема АПЧ по частоте гетеродина

– Смешанная система АПЧ (рис. 10.19) – комбинация первых двух.

В этой схеме сравнивающее устройство и частотный детектор настроены на промежуточную частоту.

Признак 2 устройств АПЧ: по параметрам опорного и регулируемого колебаний, сравнение которых лежит в основе АПЧ. По этому признаку строятся системы АПЧ, где происходит:

- сравнение частот – частотная АПЧ (схемы 10.17 и 10.19),
- сравнение фаз – фазовая АПЧ (схема 10.18).

Для схем 10.17 и 10.19 с частотной автоподстройкой сравнение частот производится в частотном дискриминаторе.



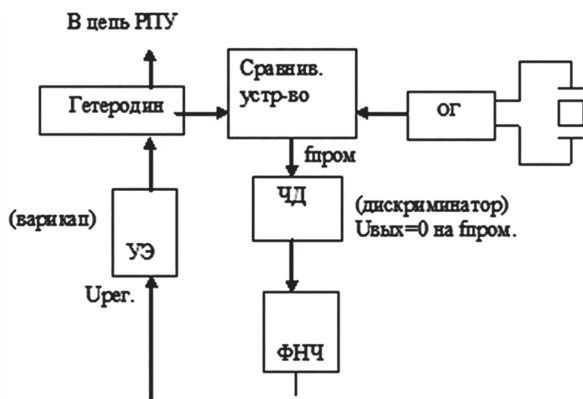


Рис. 10.19. Структурная схема смешанной АПЧ

Для схем 10.18 с фазовой автоподстройкой сравнение частот производится в фазовом детекторе. Для этих схем расхождение по частоте ( $f$  и  $f-\Delta f$ ) эквивалентно расхождению по периоду ( $T$  и  $T+\Delta T$ ). Расхождению по периоду, соответственно, соответствует фазовый сдвиг. Например, напряжение

$$u = U \cos(\omega + \Delta\omega)t$$

можно представить как

$$u = U \cos(\omega + \varphi),$$

где  $\varphi = \Delta\omega t$  – является фазовым параметром.

Например: сдвиг на один период колебания с частотой 1 Гц (одно колебание на секунду) соответствует сдвигу по фазе за  $1 \text{ с} = 2\pi$ .

Тогда изменению частоты на

$$\Delta f = 0,1 \frac{\text{Гц}}{\text{сек}}$$

соответствует фазовый сдвиг

$$\Delta\varphi = 0,1(2\pi) = 36^\circ \text{ и т. д.}$$

*Автоматическая подстройка частоты (АПЧ) предназначена для предотвращения ухода частоты сигнала за пределы полосы пропускания селективного тракта приемника.*

Пусть промежуточная частота равна  $f_{\text{пр}} = f_{\Gamma} - f_{\text{С}}$  и имеются нестабильности частот сигнала и гетеродина:

$$f_{\Gamma} = f_{\Gamma 0} + \Delta f_{\Gamma}, \quad f_{\text{С}} = f_{\text{С} 0} + \Delta f_{\text{С}}.$$

Тогда

$$f_{\text{ПР}} = f_{\text{ПР} 0} + \Delta f_{\Gamma} - \Delta f_{\text{С}},$$

где

$$f_{\text{ПР0}} = f_{\text{Г0}} - f_{\text{С0}}, \text{ а } \Delta f_{\text{ПР}} = \Delta f_{\text{Г}} - \Delta f_{\text{С}}.$$

Отклонение промежуточной частоты (преобразованной частоты сигнала) от ее номинального значения, а значит, от центральной частоты полосы пропускания тракта ПЧ снижает чувствительность, селективность приемника и вызывает нелинейные искажения сигнала. Поскольку  $\Delta f_{\text{ПР}}$  зависит от частоты гетеродина, то, изменяя частоту гетеродина, можно уменьшить отклонение промежуточной частоты от номинального значения.

Пусть

$$\Delta f_{\text{Г}} = \Delta f_{\text{Гнач}} + \Delta f_{\text{Гу}}; \text{ тогда } \Delta f_{\text{ПР}} = \Delta f_{\text{Гнач}} - \Delta f_{\text{С}} + \Delta f_{\text{Гу}}$$

(здесь  $\Delta f_{\text{Гу}}$  – отклонение частоты гетеродина, создаваемое управителем частоты гетеродина – см. ниже рис. 10.20).

Обозначим

$$\Delta f_{\text{ПРнач}} = \Delta f_{\text{Гнач}} - \Delta f_{\text{С}} -$$

начальное отклонение промежуточной частоты.

Тогда *основное уравнение системы АПЧ* можно записать в следующем виде

$$\Delta f_{\text{ПРост}} = \Delta f_{\text{ПРнач}} + \Delta f_{\text{Гу}} \quad (10.1)$$

остаточное отклонение промежуточной частоты.

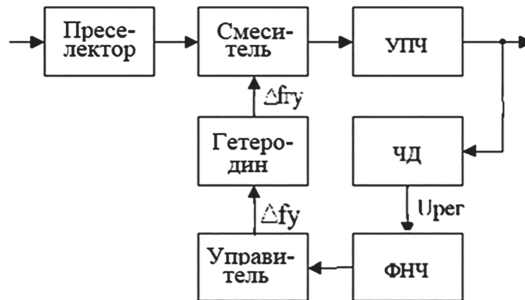
Можно показать, что если

$$f_{\text{ПР}} = f_{\text{С}} - f_{\text{Г}},$$

то уравнение системы АПЧ запишется следующим образом

$$\Delta f_{\text{ПРост}} = \Delta f_{\text{ПРнач}} - \Delta f_{\text{Гу}}. \quad (10.2)$$

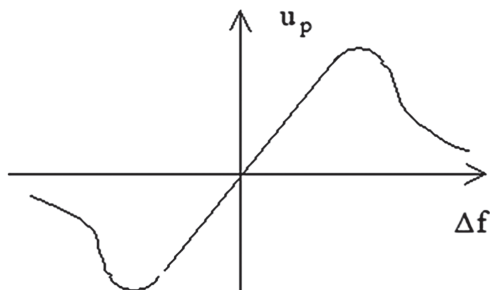
На рис. 10.20 показана структурная схема додетекторного тракта радиоприемника, охваченного частотной автоматической подстройкой частоты (ЧАПЧ).



**Рис. 10.20.** Структурная схема додетекторного тракта радиоприемника, охваченного частотной автоматической подстройкой частоты

В кольцо ЧАПЧ входят частотный дискриминатор (детектор), ФНЧ и управитель частотой гетеродина.

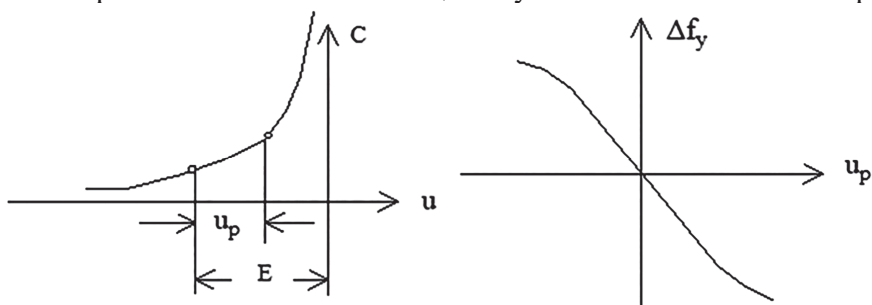
На рис. 10.21 приведена детекторная характеристика частотного дискриминатора.



**Рис. 10.21.** Детекторная характеристика частотного дискриминатора

В качестве управителя в системах автоподстройки, как правило, используются варикапы. На рисунке 10.22 приведена зависимость емкости варикапа от запирающего напряжения  $u$ . К варикапу приложены напряжение начального смещения  $E$  и регулирующее напряжение  $u_p$ .

При увеличении положительного регулирующего напряжения относительно напряжения начального смещения увеличивается емкость варикапа.



**Рис. 10. 22.** Зависимость емкости варикапа от запирающего напряжения и характеристика управителя

Следствием этого является уменьшение частоты, а значит, отрицательное приращение частоты. При увеличении абсолютного значения отрицательного регулирующего напряжения относительно напряжения смещения уменьшается емкость варикапа, увеличивается частота гетеродина и увеличивается положительное приращение частоты гетеродина, вызванное действием управителя. Зависимость отклонения частоты гетеродина из-за работы управителя  $\Delta f_y$  от регулирующего напряжения также приведена на рисунке 10.22.

### 10.7.2. Характеристика регулирования системы АПЧ

*Характеристикой регулирования системы АПЧ* называется зависимость остаточного отклонения частоты при замкнутом кольце АПЧ после завершения переходных процессов от начального отклонения частоты при разомкнутом кольце АПЧ.

Сначала найдем характеристику регулирования системы ЧАПЧ при малых начальных отклонениях частоты.

В пределах линейных участков характеристик частотного дискриминатора и управителя частотой гетеродина в установившемся режиме можно записать

$$\Delta f_{Гу} = S_y u_p = S_y S_{чд} \Delta f_{ПРост},$$

где  $S_y$  и  $S_{чд}$  – крутизна характеристики управителя и крутизна характеристики частотного дискриминатора, соответственно.

Подставляя последнее соотношение в (7.1), получим

$$\Delta f_{ПРост} = \frac{\Delta f_{ПРнач}}{1 - S_y S_{чд}} \quad (10.3)$$

Чтобы остаточное отклонение частоты было меньше начального, нужно потребовать выполнения условия

$$S_y S_{чд} < 0.$$

Если частота гетеродина меньше частоты сигнала, то

$$\Delta f_{ПРост} = \frac{\Delta f_{ПРнач}}{1 + S_y S_{чд}}. \quad (10.4)$$

В этом случае должно выполняться неравенство

$$S_y S_{чд} > 0.$$

*Коэффициент автоподстройки частоты* показывает, во сколько раз остаточное отклонение частоты меньше начального.

Таким образом, коэффициент автоподстройки равен

$$K_{АПЧ} = 1 + |S_y S_{чд}|.$$

Коэффициент автоподстройки характеризует эффективность АПЧ.

Особенностью системы ЧАПЧ является то, остаточное отклонение частоты равно нулю только при начальном отклонении равном нулю.

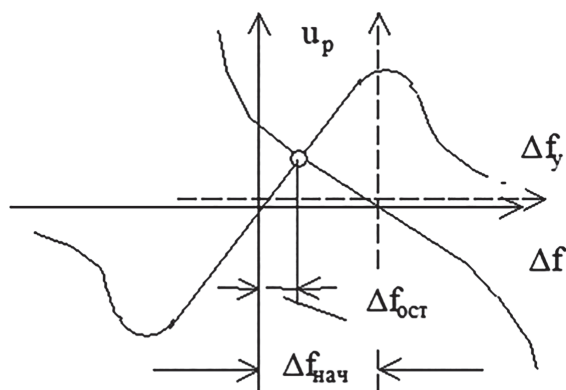
Во всех остальных случаях остаточное отклонение частоты существует, но его можно сделать достаточно малым за счет увеличения коэффициента автоподстройки. Ниже при обозначении начального и остаточного отклонения промежуточной частоты будем для простоты обозначений опускать индекс «ПР».

Для нахождения характеристики регулирования системы ЧАПЧ при больших начальных отклонениях воспользуемся графическим методом.

Сущность этого метода состоит в совмещении графиков детекторной характеристики и характеристики управителя (рис. 10.23).

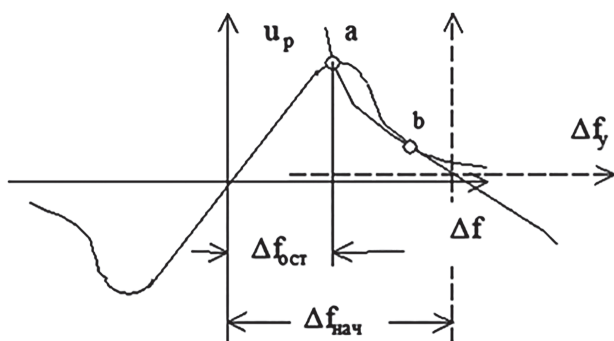
При этом совпадают оси частотного отклонения  $\Delta f$  этих характеристик, а начало координат характеристики управителя соответствует значению начального отклонения  $\Delta f_{\text{нач}}$ . В этом случае абсцисса точки пересечения двух характеристик дает значение остаточного отклонения  $\Delta f_{\text{ост}}$

Перемещение характеристики управителя вдоль оси частотного отклонения позволяет при другом значении начального отклонения определить остаточное отклонение.



**Рис. 10.23.** Графический метод определения остаточного отклонения частоты при заданном начальном при одной точке пересечения характеристик

Решение является однозначным, пока существует только одна точка пересечения двух характеристик. Дальнейшее перемещение характеристики управителя приводит к ситуации, когда имеется одна точка пересечения двух характеристик (а) (рис. 10.24) и одна точка касания (б).

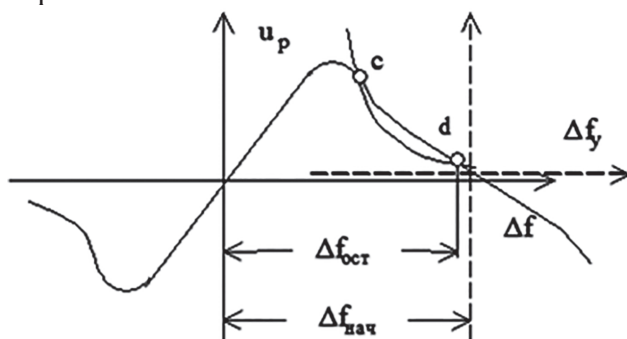


**Рис. 10.24.** Графический метод определения остаточного отклонения частоты при заданном начальном и одной точке пересечения (а) характеристик и одной точке касания (b)

При перемещении характеристики управителя слева направо при увеличении начального отклонения для перехода из точки **a** в точку **b** требуется скачок остаточного отклонения от значения остаточного отклонения в точке **a** к значению остаточного отклонения, соответствующего точке **b**.

Этот скачок мог бы произойти, если бы точка **a** оказалась точкой неустойчивого равновесия, а точка **b** точкой устойчивого равновесия. Однако из характеристик следует, что всякое увеличение остаточного отклонения по сравнению с значением в точке **a** вызывает такое изменение  $u_p$ , при котором происходит возврат системы в состояние, соответствующее точке **a**.

Последующее перемещение характеристики управителя вправо приводит к ситуации, представленной на рис. 10.25, когда появляется точка касания **c** и точка пересечения **d**.



**Рис. 10.25.** Графический метод определения остаточного отклонения частоты при заданном начальном и одной точке пересечения **d** характеристик и одной точке касания **c**

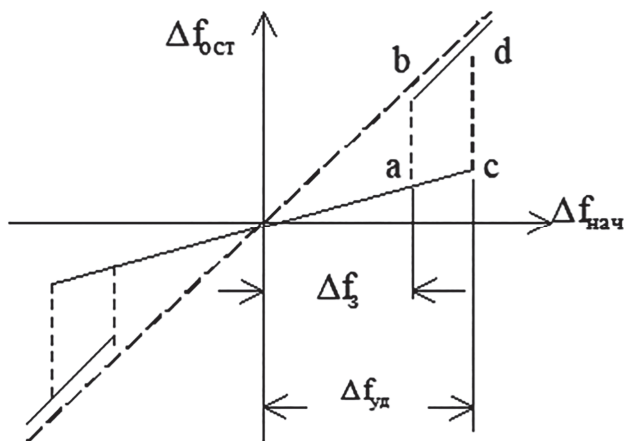
Точка **c** является точкой неустойчивого равновесия, так как всякое случайное увеличение остаточного отклонения по сравнению с значением

в точке **c** приводит к такому изменению регулирующего напряжения, при котором происходит дальнейшее увеличение остаточного отклонения, т. е. перескок в точку **d**.

Из рисунка видно, что остаточное отклонение в точке **d** примерно равно начальному отклонению. Следовательно, система выходит из состояния автоподстройки. Этот скачок остаточного отклонения показан на характеристике регулирования (рис. 10.26).

Удвоенное значение начального отклонения частоты, при котором система *выходит* из состояния автоподстройки  $\Delta f_{уд}$  называется *полосой удержания*.

Если определение остаточного отклонения графическим методом начать с больших начальных отклонений, то можно убедиться в том, остаточное отклонение будет оставаться примерно равным начальному до появления точки касания **b** и точки пересечения **a**. Следуя описанной методике, можно показать, что из точки пересечения **b** осуществляется переход в точку устойчивого равновесия **a**, т. е. система входит в состояние равновесия (рис. 10.26).



**Рис. 10.26.** Характеристика регулирования системы ЧАПЧ

Удвоенное значение начального отклонения частоты, при котором система *входит* в состояние автоподстройки,  $\Delta f_з$  называется *полосой захвата*. Аналогичные процессы происходят при отрицательных значениях начального отклонения. Из характеристики регулирования следует:

- полоса захвата системы ЧАПЧ меньше полосы удержания,
- остаточное отклонение частоты отлично от нуля при начальном отклонении, отличном от нуля. Характеристика регулирования строится в следующей последовательности:

1. Рассчитывается характеристика  $U_{рег} = f(\Delta f_{пр})$  для ЧД (рис. 10.27):

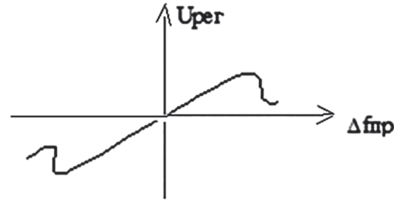


Рис. 10.27

2. Рассчитывается или получается экспериментальная характеристика изменения частоты гетеродина от  $U_{рег}$  (рис. 10.28):



Рис. 10.28

3. По первым двум характеристикам рассчитывается и строится характеристика  $\Delta f_{гу} = f(\Delta f_{пр})$  – (рис. 10.29)



Рис. 10.29

4. Определяем начальное изменение частоты гетеродина, которое (нужно) должна устранить АПЧ до величины  $\Delta f_{остаточ}$ :

$$\Delta f_{ПР.нач.} = \Delta f_{Гнач.} \pm \Delta f_C$$

Величину

$$\Delta f_{ПР.ост.} = \Delta f_{ПР.нач.} \pm \Delta f_{Гуправл.}$$

– «добавляет» цепь АПЧ.

Зависимость

$$\Delta f_{ПР.нач.} = f(f_{ПР})$$

– без АПЧ – это прямая, проходящая под углом  $45^\circ$  (пунктир на рис. 10.31).



Зависимость

$$\Delta f_{ПР.нач.} = \Delta f_{ПР.ост.} \pm \Delta f_{Гуправл.}$$

– с АПЧ – сплошная линия (рис. 10.30).

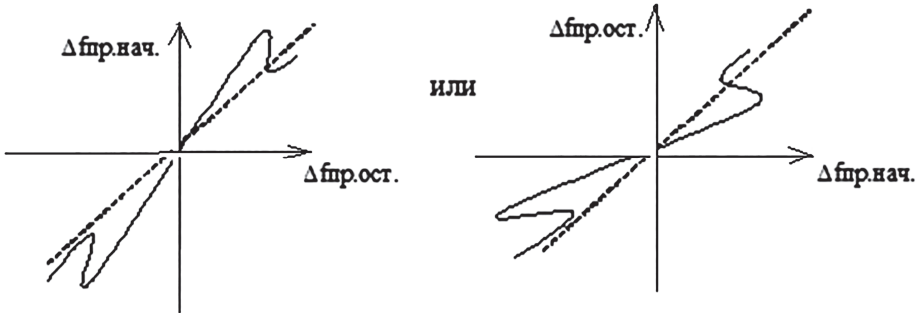


Рис. 10.30

Окончательно, правильно спроектированная система АПЧ в результате должна иметь характеристику, вид которой представлен на рис. 10.31:

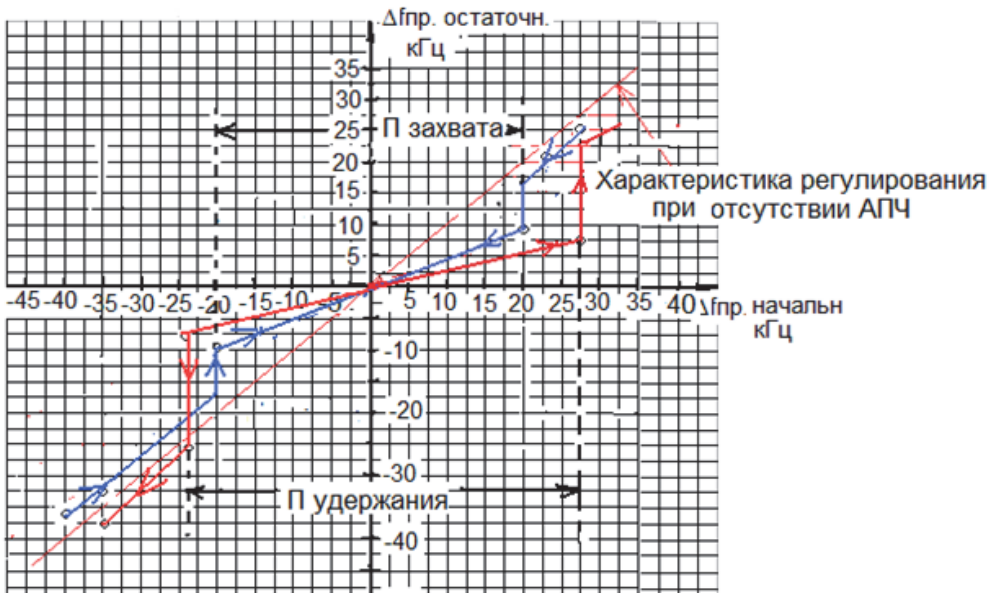


Рис. 10.31. Характеристика АПЧ

## 10.8. Фазовая автоматическая автоподстройка частоты

### 10.8.1. Структурная схема додетекторного тракта приемника с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ). Фазовый портрет

Структурная схема додетекторного тракта приемника с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ) приведена на рис. 10.32. Отличие построения системы ФАПЧ от системы ЧАПЧ состоит в том, что вместо частотного дискриминатора в ней используется фазовый с опорным генератором, настроенным на номинальное значение промежуточной частоты.



Рис. 10.32. Додетекторный тракт приемника с ФАПЧ

Фазовый детектор вырабатывает регулирующее напряжение, которое зависит от фазового сдвига выходного сигнала УПЧ относительно опорного сигнала, вырабатываемого опорным генератором

$$u_p = U \cos(\varphi).$$

Фазовый сдвиг зависит от постоянного начального фазового сдвига  $\varphi_0$  и фазового сдвига, обусловленного остаточным отклонением частоты

$$\varphi = \varphi_0 + \int_0^t \Delta \omega_{\text{ост}} dt.$$

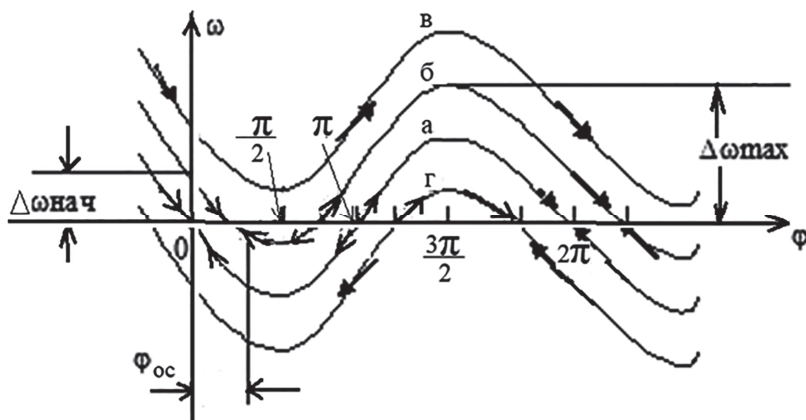
В пределах линейного участка характеристики управителя отклонение частоты гетеродина, вызванное управителем, равно

$$\Delta \omega_{\text{упр}} = 2\pi S_y u_p = 2\pi S_y U \cos \varphi.$$

Воспользовавшись уравнением автоподстройки (7.1), получим

$$\Delta \omega_{\text{ост}} = \frac{d\varphi}{dt} = \Delta \omega_{\text{нач}} + 2\pi S_y U \cos \varphi.$$

Последнее соотношение позволяет построить *фазовый портрет* системы ФАПЧ, т. е. зависимость первой производной мгновенной фазы  $d\varphi/dt$  от ее значения  $\varphi$  (рис. 10.33).



**Рис. 10.33.** Фазовый портрет и процесс изменения фазы подстраиваемого генератора

Стрелки на рисунке показывают, что при  $d\varphi/dt > 0$  фазовый угол изменяется в положительном направлении (вправо); при  $d\varphi/dt < 0$  фазовый угол изменяется в противоположном направлении. Стрелкам, направленным встречно друг к другу в точках по оси  $\varphi$  соответствует устойчивое состояние системы автоподстройки; для разнонаправленных стрелок – состояние неустойчивое.

Линия а) – начальная расстройка  $\Delta\omega = 0$ ; фазовый сдвиг стремится к  $\varphi = 0$ , т. е. соответствует устойчивому значению (или  $\varphi = 2\pi$ ). Состояние (точка) при  $\varphi = \pi$  является неустойчивым.

Линия б) – имеется начальная расстройка  $\Delta\omega$ ; фаза  $\varphi$  стремится к устойчивому значению  $\varphi \neq 0$ , где частоты  $\omega_c = \omega_{\text{опорн}}$ ;  $\varphi_{\text{ост}}$  тем больше, чем больше  $\Delta\omega_{\text{нач}}$ .

Линия в) – соответствует состоянию, когда начальная расстройка  $\Delta\omega_{\text{нач}} > \Delta\omega_{\text{мах}}$ , которую может обеспечить ФД при максимальном регулирующем напряжении  $U_{\text{регмах}}$ . При этом траектория не пересекает ось абсцисс, т. е. подстройка не действует, знак  $d\varphi/dt$  не изменяется.

Линия г) – соответствует расстройке  $\Delta\omega$  в другую сторону по сравнению с линией б); процесс точно такой же, но устойчивое положение смещается относительно 0 (или  $2\pi, 4\pi$  и т. д.).

Из рисунка видно, что косинусоида с амплитудой  $2\pi S_y U$ , приподнятая над осью абсцисс на расстояние  $\Delta\omega_{\text{нач}}$ , пересекает эту ось (рис. 10.34).

Белые точки пересечения на рис. 10.34 являются точками устойчивого равновесия, т. к. увеличение фазы  $\varphi$  в этой точке приводит к росту отрицательного значения производной  $d\varphi/dt$ , т. е. к росту скорости изменения фазы.

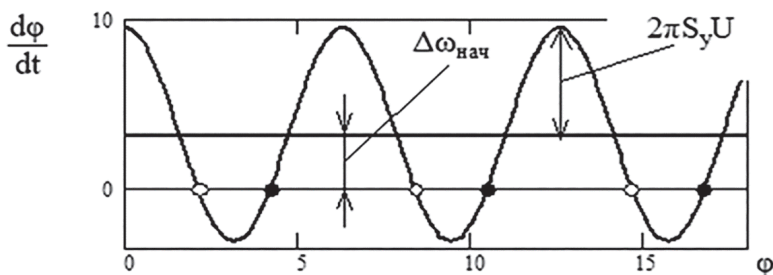


Рис. 10.34. Фазовый портрет системы ФАПЧ

В результате система возвращается в прежнее состояние. Случайному уменьшению фазы соответствует положительное приращение значения производной. И в этом случае система возвращается в состояние, соответствующее данной точке. Аналогичным образом можно показать, что черные точки являются точками неустойчивого равновесия.

Наличие хотя бы одной точки устойчивого равновесия означает, что в установившемся режиме

$$\frac{d\varphi}{dt} = \Delta\omega_{\text{нач}} = 0.$$

Следовательно, пока имеет место пересечение кривой оси абсцисс, остаточное отклонение равно нулю при заданном начальном отклонении. Условием наличия точек пересечения является

$$\Delta\omega_{\text{нач}} < 2\pi S_y U.$$

### 10.8.2. Характеристика регулирования системы ФАПЧ

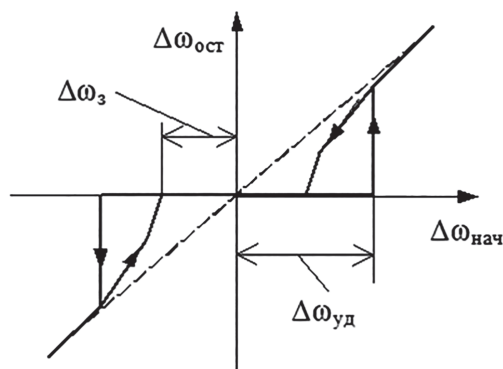
Характеристика регулирования системы ФАПЧ представлена на рис. 10.35.

Система выходит из состояния автоподстройки при

$$\Delta\omega_{\text{нач}} = 2\pi S_y U,$$

следовательно,

$$\Delta\omega_{\text{уд}} = 2\pi S_y U.$$



**Рис. 10.35.** Характеристика регулирования системы ФАПЧ

При наличии ФНЧ для вхождения системы в состояние автоподстройки необходимо, чтобы начальное отклонение было меньше граничной частоты полосы пропускания фильтра, поэтому полоса захвата системы меньше полосы удержания.

### Контрольные вопросы по теме

1. Определите назначение и виды регулировок в РПУ.
2. Для чего предназначена система АРУ?
3. Приведите требуемые зависимости (графически) усиления приемника от уровня входного сигнала.
4. Какие регулировки различают по характеру изменения коэффициента усиления в процессе регулировки?
5. Какие два способа применяют для получения регулирующего напряжения при использовании амплитудного детектора?
6. Приведите структурную схему обратной АРУ и принцип ее работы.
7. Приведите структурную схему прямой АРУ и принцип ее работы.
8. Приведите структурную схему комбинированной АРУ и принцип ее работы.
9. Перечислите основные методы режимной АРУ и дайте им краткие характеристики.
10. Приведите схему резонансного усилителя с режимной АРУ и принцип ее работы.
11. Приведите схему резонансного усилителя с АРУ путем перераспределения токов и принцип ее работы.
12. Приведите схему резонансного усилителя с АРУ путем изменения глубины отрицательной обратной связи и принцип ее работы.
13. Приведите схему операционного усилителя с дискретной АРУ путем изменения глубины отрицательной обратной связи и принцип ее работы.
14. Приведите схему делителя напряжения с регулируемым коэффициентом усиления и принцип ее работы.
15. Приведите характеристику (формулу) регулирования простой обратной АРУ. Что такое параметр (коэффициент) регулирования?
16. Приведите схемы регулировки полосы пропускания РПУ в последетекторном тракте – пассивного и активного регуляторов тембра (на ВЧ и НЧ) и принцип их работы.
17. Приведите структурную схему АПЧ по промежуточной частоте и принцип ее работы.
18. Приведите структурную схему АПЧ по частоте гетеродина и принцип ее работы.
19. Приведите структурную схему смешанной АПЧ и принцип ее работы.

20. Приведите основное уравнение системы АПЧ и дайте пояснения его составляющим.
21. Приведите структурную схему додетекторного тракта радиоприемника, охваченного частотной автоматической подстройкой частоты (ЧАПЧ) и принцип ее работы.
22. Приведите зависимость емкости варикапа от запирающего напряжения и характеристику управителя частотой.
23. Что называется характеристикой регулирования системы АПЧ?
24. Дайте определение коэффициенту автоподстройки частоты.
25. Приведите графический метод определения остаточного отклонения частоты при заданном начальном при одной точке пересечения характеристик.
26. Приведите графический метод определения остаточного отклонения частоты при заданном начальном и одной точке пересечения, **a** характеристик и одной точке касания **b**.
27. Приведите результирующую характеристику регулирования системы ЧАПЧ.
28. Приведите последовательность построения характеристики регулирования системы ЧАПЧ.
29. Приведите структурную схему додетекторного тракта приемника с ФАПЧ и принцип ее работы.
30. В чем состоит основное отличие построения системы ФАПЧ от системы ЧАПЧ?
31. Покажите порядок построения фазового портрета системы ФАПЧ и процесс изменения фазы подстраиваемого генератора.
32. Приведите результирующий фазовый портрет системы ФАПЧ.
33. Приведите результирующую характеристику регулирования системы ФАПЧ.

Можно быть уверенным только в одном:  
что ни в чем нельзя быть уверенным.  
Если это утверждение истинно,  
оно тем самым и ложно.  
Древний парадокс  
Из книги «Ученые шутят»

## РАЗДЕЛ III. СХЕМОТЕХНИКА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ. РАСЧЕТЫ

### Тема 11. Расчеты базовых узлов радиоприемного устройства

#### 11.1. Расчет входной цепи с внешнеемкостной связью с антенной [18, 20]

Для выявления характера изменения параметров входной цепи в зависимости от изменения частоты расчеты проведем для трех резонансных частот в диапазоне 500–2000 кГц.

##### *11.1.1. Исходные данные для расчетов и моделирования*

Принципиальная схема элементов входной цепи приведена на рис. 11.1: На схеме представлены: генератор сигналов  $G$ ; эквивалент антенны,  $R_a$ ,  $L_a$ ,  $C_a$ ; три резонансных контура, настроенные на частоты  $f_0 = 520$  кГц;  $f_0 = 1000$  кГц и  $f_0 = 1600$  кГц; емкость связи  $C_{св} = 22$  пФ. Для исследования влияния изменения емкости антенны на параметры входной цепи с помощью ключей  $A$  и  $B$  емкость антенны можно изменять:  $C_{амин} = 100$  пФ;  $C_{аср} = 200$  пФ и  $C_{амах} = 300$  пФ. Резонансные контуры подключаются для исследования с помощью ключей  $D$  и  $E$ . Нагрузкой входной цепи  $R_{нагр}$  является сопротивление шунта  $R_{ш}$

Исходные данные для расчетов приведены в табл. 11.1.

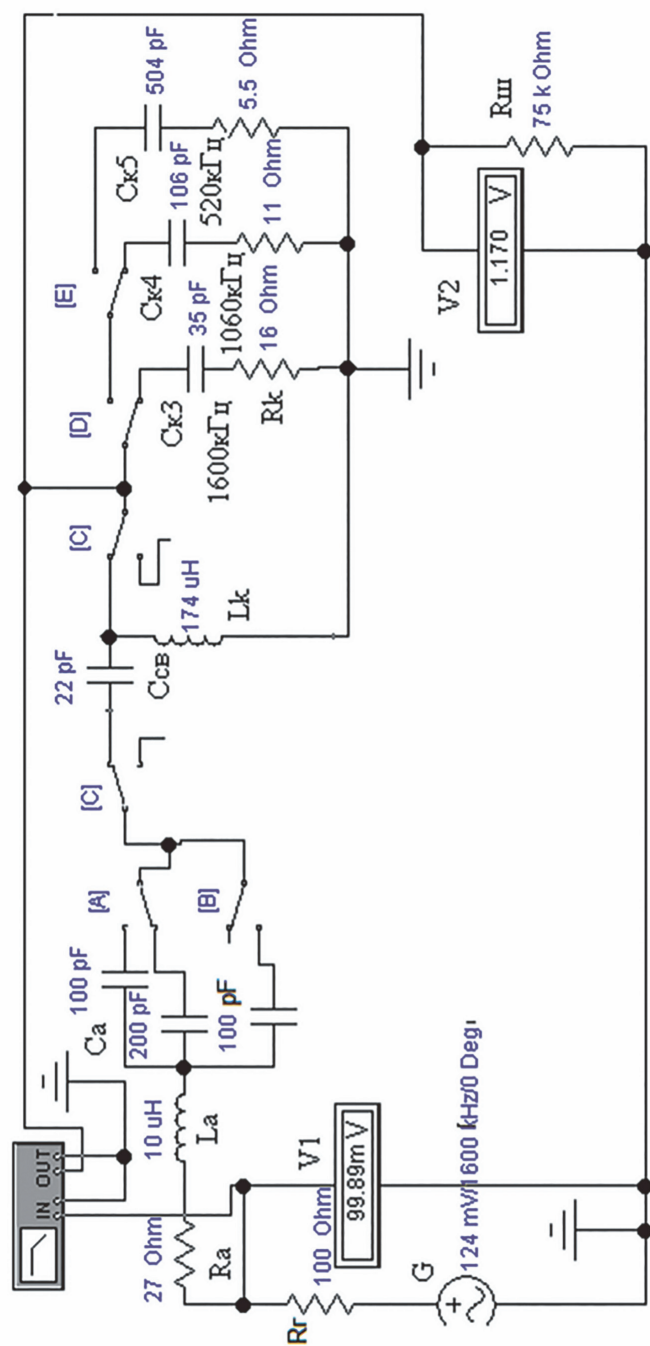


Рис. 11.1. Схема для расчетов и исследования входной цепи с внешнемкостной связью в системе моделирования «EWB»



Т а б л и ц а 11.1

Наименование основных параметров (общие данные)		Ед-ца измер.
1	Сопrotивление эквивалента антенны	$r_A = 27 \text{ Ом}$
2	Индуктивность эквивалента антенны	$L_A = 10 \text{ мкГн}$
3	Емкость эквивалента антенны (средняя)	$C_a \text{ ср} = 200 \text{ пФ}$
4	Емкость связи с антенной	$C_c = 22 \text{ пФ}$
5	Индуктивность колебательного контура	$L_k = 174 \text{ мкГн}$
6	Сопrotивление нагрузки	$R_{ш} = 75 \text{ кОм}$
7	Добротность колебательного контура	$Q_k = \omega_0 L_k / \Gamma_k = 110$
	<b>Наименование основных параметров (варианты)</b>	<b>Данные для контрольного примера</b>
8	Минимальная частота диапазона, $f_{\text{мин}}$ , кГц	520
9	Средняя частота диапазона, $f_{\text{средн}}$ , кГц	1060
10	Максимальная частота диапазона, $f_{\text{мах}}$ , кГц	1600
11	Максимальная емкость эквивалента антенны, Самах, пФ	300
12	Минимальная емкость эквивалента антенны, Самин, пФ	100

### 11.1.2. Расчет величины резонансного коэффициента передачи входной цепи

1. Расчет на средней частоте диапазона  $f_0 = 1060$  кГц.

Коэффициент передачи входной цепи:

$$K_{вц0} = K_{A0} \cdot K_{\phi 0}$$

где  $K_{A0}$  – коэффициент антенной связи;  $K_{\phi 0}$  – резонансный коэффициент передачи входного фильтра:

$$K_{A0} = \omega_0^2 L_K C_0 = (2\pi f_0)^2 L_K C_0,$$

где

$$C_0 = \frac{C_c C_{Acp}}{C_c + C_{Acp}},$$

$$C_0 = \frac{22 \cdot 10^{-12} \cdot 200 \cdot 10^{-12}}{22 \cdot 10^{-12} + 200 \cdot 10^{-12}} = 19,82 \text{ нФ}.$$

Итого:

$$K_{A0} = 4\pi^2 \cdot 1060^2 \cdot 10^6 \cdot 174 \cdot 10^{-6} \cdot 19,82 \cdot 10^{-12} = 0,153;$$

$$K_{\Phi 0} = 1/d_{\mathcal{D}},$$

где  $d_{\mathcal{D}}$  – эквивалентное затухание контура ВЦ.

$$d_{\mathcal{D}} = d_K + \frac{K_{A0}^2 r_A}{\rho} + \frac{\rho}{R_u},$$

$d_K$  – собственное затухание контура ВЦ.

$$d_K = 1/Q_K.$$

$$d_K = 1/110 = 9,09 \cdot 10^{-3};$$

$\rho$  – характеристическое сопротивление контура.

$$\rho = \omega_0 L_K = 2\pi f_0 L_K.$$

$$\rho = 2\pi \cdot 1060 \cdot 10^3 \cdot 174 \cdot 10^{-6} = 1158,87 \text{ Ом}.$$

Сопротивление потерь в контуре:

$$r_k = \rho \cdot d_k$$

$$r_k = 9,09 \cdot 10^{-3} \cdot 1158 = 10,5 \text{ Ом}$$

$$d_{\mathcal{D}} = 9,09 \cdot 10^{-3} + \frac{0,153^2 \cdot 27}{1158,87} + \frac{1158,87}{75 \cdot 10^3} = 24,5 \cdot 10^{-3};$$

Таким образом,

$$K_{\Phi 0} = 1/24,5 \cdot 10^{-3} = 41;$$

Итак, на средней частоте диапазона  $f_0 = 1060$  кГц

$$K_{\text{вц}0} = 0,153 \cdot 41 = 6,27.$$

2. Проведя аналогичные расчеты, получаем:

- на минимальной частоте диапазона  $f_0 = 520$  кГц  $K_{a0} = 2,2$ ;
- на максимальной частоте диапазона  $f_0 = 1600$  кГц  $K_{a0} = 11,47$ .

### 11.1.3. Расчет резонансных характеристик

Расчет приведен на минимальную и максимальную частоты диапазона по 5-6 точек справа и слева от каждой резонансной частоты (табл. 11.2 и табл. 11.3). Расчет проведен при среднем значении емкости антенны  $C_{\text{ср}} = 200$  пФ.

Параметр расстройки

$$y = \frac{f}{f_{0\text{min}}} - \frac{f_{0\text{min}}}{f}$$

Из расчетов по п. 11.1.2 имеем:

для минимальной частоты эквивалентное затухание контура  $d_{\text{э}} = 0,017$ ;

для максимальной частоты эквивалентное затухание контура  $d_{\text{э}} = 0,032$ .

Расчет резонансных характеристик контуров проводится по соотношению

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{y}{d_{\text{э}}}\right)^2}}$$

Т а б л и ц а 11.2

$f, \text{кГц}$	490	500	510	515	520	525	530	540	550
$y$	-0,119	-0,078	-0,039	-0,02	0	0,02	0,039	0,078	0,119
$K/K_0$	0,14	0,20	0,39	0,68	1	0,68	0,39	0,208	0,14

Т а б л и ц а 11.3

$f, \text{кГц}$	1500	1520	1540	1560	1580	1590	1600	1610	1620	1640	1660	1680	1720
$y$	0,115	0,103	0,076	0,051	0,025	0,016	0	0,016	0,025	0,051	0,076	0,103	0,145
$K/K_0$	0,25	0,28	0,366	0,51	0,77	0,88	1	0,88	0,77	0,51	0,366	0,28	0,2

Для сопоставления с результатами эксперимента резонансные характеристики приведены ниже в разделе 4.

### 11.1.4. Расчет полосы пропускания контура

Определим теоретическую полосу пропускания контура и ее зависимость от частоты настройки

– для минимальной частоты:  $f_{0\min} = 520 \text{ кГц}$

коэффициент антенной связи:

$$\begin{aligned} K_{A0} &= \omega_0^2 L_K C_0 = (2\pi f_{0\min})^2 L_K C_0 = \\ &= 4\pi^2 \cdot 520^2 \cdot 10^6 \cdot 174 \cdot 10^{-6} \cdot 19,82 \cdot 10^{-12} = 0,037; \end{aligned}$$

характеристическое сопротивление контура

$$\rho = \omega_0 L_K = 2\pi f_0 L_K = 2\pi \cdot 520 \cdot 10^3 \cdot 174 \cdot 10^{-6} = 568,5 \text{ Ом},$$

эквивалентное затухание контура

$$d_{\mathcal{D}} = d_K + \frac{K_{A0}^2 r_A}{\rho} + \frac{\rho}{R_{\text{ш}}} = 9,09 \cdot 10^{-3} + \frac{0,037^2 \cdot 27}{568,5} + \frac{568,5}{75 \cdot 10^3} = 0,017$$

Из выражения для резонансной характеристики контура

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{y}{d_{\mathcal{D}}}\right)^2}}$$

для определения полосы пропускания по уровню снижения коэффициента передачи на 3 дБ (0,707) приравняем

$$\frac{K}{K_0} = 0,707$$

Это соотношение справедливо при условии, что  $\left(\frac{y}{d_{\mathcal{D}}}\right)^2 = 1$ .

То есть:

$$\frac{y}{d_{\mathcal{D}}} = \pm 1 \text{ или } y = \pm d_{\mathcal{D}} = \pm 0,017.$$

Из условия:

$$y = \frac{f}{f_{0\min}} - \frac{f_{0\min}}{f}$$

имеем:

$$\frac{1}{f_{0\min}} \cdot f^2 - y \cdot f - f_0 = 0.$$

Определяем частоты, соответствующие уровню 0,707.

Первая частота выше резонансной  $f_1 > f_{0\min}$ ;  $y = -d_{\mathcal{D}}$ .

Из соотношения

$$\frac{1}{520 \cdot 10^3} \cdot f^2 + 0,017 \cdot f - 520 \cdot 10^3 = 0$$

получаем значение:

$$f_1 = \frac{-0,017 + 2}{2/520 \cdot 10^3} = 515,58 \text{ кГц}.$$

Вторая частота ниже резонансной  $f_2 < f_{0\text{min}}$  ;  $y = d_{\text{Э}}$ ;

Из соотношения

$$\frac{1}{520 \cdot 10^3} \cdot f^2 - 0,017 \cdot f - 520 \cdot 10^3 = 0$$

получаем значение:

$$f_2 = \frac{0,017 + 2}{2/520 \cdot 10^3} = 524,42 \text{ кГц}.$$

Полоса пропускания:

$$П_{0,707} = f_1 - f_2 = 524,42 - 515,58 = 8,84 \text{ кГц}.$$

– для максимальной частоты:  $f_{0\text{max}} = 1600 \text{ кГц}$  ,

$$K_{A0} = \omega_0^2 L_K C_0 = (2\pi f_{0\text{max}})^2 L_K C_0 = \\ = 4\pi^2 \cdot 1600^2 \cdot 10^6 \cdot 174 \cdot 10^{-6} \cdot 19,82 \cdot 10^{-12} = 0,34$$

$$\rho = \omega_0 L_K = 2\pi f_0 L_K = 2\pi \cdot 1600^2 \cdot 174 \cdot 10^{-6} = 1748 \text{ Ом}$$

$$d_{\text{Э}} = d_K + \frac{K_{A0}^2 r_A}{\rho} + \frac{\rho}{R_{\text{ш}}} = 9,09 \cdot 10^{-3} + \frac{0,34^2 \cdot 27}{1748} + \frac{1748}{75 \cdot 10^3} = 0,03$$

Определим частоты, соответствующие уровню 0,707.

Первая частота  $f_1 < f_{0\text{max}}$  ;  $y = -d_{\text{Э}}$ ;

Из соотношения

$$\frac{1}{1600 \cdot 10^3} \cdot f^2 + 0,03 \cdot f - 1600 \cdot 10^3 = 0$$

получим значение

$$f_1 = \frac{-0,03 + 2}{2/1600 \cdot 10^3} = 1576 \text{ кГц}.$$

Вторая частота  $f_2 > f_{0\max}$ , поэтому  $y = d_3$ :

$$\text{Из соотношения } \frac{1}{1600 \cdot 10^3} \cdot f^2 - 0,032 \cdot f - 1600 \cdot 10^3 = 0$$

получим значение

$$f_2 = \frac{0,03 + 2}{2/1600 \cdot 10^3} = 1624 \text{ кГц}$$

Полоса пропускания:

$$\Pi_{0,707} = f_2 - f_1 = 1624 - 1576 = 48 \text{ кГц}.$$

Сопоставление с результатами эксперимента и график зависимости полосы от частоты приведены ниже в разделе 4.

### 11.1.5. Расчет абсолютных расстроек контура при изменении емкости антенны

Расчет проведен относительно среднего значения и настройке на максимальную частоту диапазона.

При увеличении емкости антенны относительно среднего значения изменение резонансной частоты контура составляет:

$$\delta f_+ = 0,75 \cdot f_{0\max} \cdot \frac{C_0^2}{C_K} \cdot \frac{C_{A\max} - C_{Acp}}{C_{A\max} \cdot C_{A\min}}$$

Для  $f_{0\max} = 1600 \text{ кГц}$   $C_K$  – полная эквивалентная ёмкость контура.

$$C_K = \frac{1}{\omega_0^2 L_K} = \frac{1}{4\pi^2 f_{0\max}^2 L_K} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 1600 \cdot 10^6 \cdot 174 \cdot 10^{-6}} = 5,7 \cdot 10^{-11} \text{ Ф}$$

$$f_+ = 0,75 \cdot 1,6 \cdot 10^6 \frac{(19,8 \cdot 10^{-12})^2}{5,7 \cdot 10^{-11}} \frac{300 \cdot 10^{-12} - 200 \cdot 10^{-12}}{300 \cdot 10^{-12} \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 27,5 \text{ кГц}.$$

При уменьшении емкости антенны относительно среднего значения изменение резонансной частоты контура составляет

$$\delta f_- = 0,75 \cdot f_{0\max} \cdot \frac{C_0^2}{C_K} \cdot \frac{C_{A\min} - C_{Acp}}{C_{A\max} \cdot C_{A\min}},$$

$$\delta f_- = 0,75 \cdot 1,6 \cdot 10^6 \cdot \frac{(19,8 \cdot 10^{-12})^2}{5,7 \cdot 10^{-11}} \cdot \frac{100 \cdot 10^{-12} - 200 \cdot 10^{-12}}{300 \cdot 10^{-12} \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = -27,5 \text{ кГц}$$

Сопоставление с результатами эксперимента приведено ниже в разделе 4.

## 11.2. Расчет усилителя радиочастоты

Пример расчета усилителя радиочастоты приведен по данным [18, 39]

### 11.2.1. Исходные данные. Выбор режима усилительных элементов

В качестве усилительных элементов усилителя радиочастоты применены биполярные транзисторы (БПТ). Схема УРЧ – стандартная, каскадная – представлена на рис. 11.2.

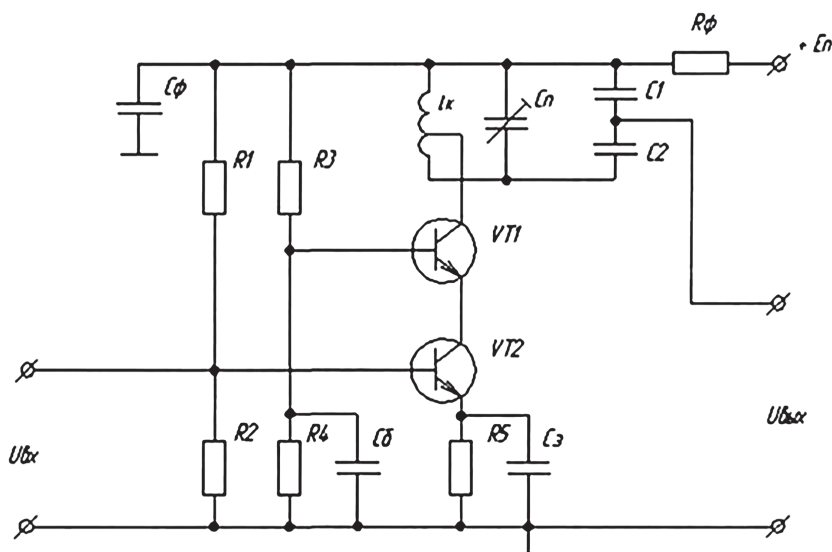


Рис. 11.2. Принципиальная каскадная схема УРЧ

Такая схема УРЧ отличается большим устойчивым коэффициентом усиления, по сравнению с обычным резонансным усилителем на одном БПТ, включенным по схеме с ОЭ. В данной схеме транзистор  $VT1$  включен по схеме с ОБ, а  $VT2$  – по схеме с ОЭ. При таком включении ослабляется паразитная внутренняя ОС в транзисторах. Из-за неё резонансный усилитель может самовозбуждаться, а т. к. ВЧ и СВЧ транзисторы обычно имеют емкость коллектора больше 1 пФ, то в обычной схеме резонансного уси-

лителя на частотах порядка 100 МГц и выше, получить устойчивый коэффициент усиления более 2...3 практически невозможно. В каскодных же схемах включение двух транзисторов эквивалентно, с точки зрения устойчивости, схеме резонансного усилителя на одном транзисторе, но где используется транзистор с ёмкостью коллектора примерно на два порядка меньшей величины.

Поясним назначение основных элементов схемы:  $R1, R2, R5$  – элементы, обеспечивающие необходимое напряжение смещения на базах транзисторов УРЧ, которое определяет положение рабочей точки;  $Cэ, Cб$  – блокировочные конденсаторы достаточно большой ёмкости, необходимые для уменьшения ОС по ВЧ;  $C1, C2$  – делитель с коэффициентом подключения к следующему каскаду  $p2$ .

Осуществлять выбор усилительных элементов УРЧ (БПТ) будем по следующим параметрам:

- граничная частота транзистора (частота, на которой коэффициент усиления  $h1э$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз относительно  $h2э$  на нулевой частоте) должна быть, по крайней мере, в 10 раз больше рабочей частоты резонансного усилителя

$$f_2 > 10 \cdot f_0 = 1100 \text{ МГц};$$

- транзистор необходимо выбирать из серии маломощных, т. е. с допустимой мощностью рассеяния не более  $P_{\text{макс}} \leq 150 \text{ мВт}$ ;
- допустимое напряжение коллектор – эмиттер должно быть больше напряжения питания:  $U_{кэ} > E_n = 6 \text{ В}$ ;
- коэффициент шума транзистора не должен превышать половины коэффициента шума приёмника:

$$K_{ш} = \frac{Ш_{np}}{2} = \frac{3,628}{2} = 1,814;$$

$$K_{ш\text{доб}} < 20 \cdot \log(K_{ш}) = 5,173 \text{ дБ};$$

Полученным параметрам вполне удовлетворяет транзистор 2S0356 фирмы NEC. Это кремниевый эпитаксиально – планарный маломощный СВЧ усилительный транзистор n-p-n типа, предназначенный для работы во входных и последующих каскадах усилителей СВЧ. Основные технические характеристики транзистора 2SC3356 приведены в табл. 11.4. и рис. 11.3.



Таблица 11.4

Параметр	Значение
Обратный ток коллектора $I_{КБ0}$ , мкА при $U_{КБ} = 10$ В, $I_{Э} = 0$	1
Обратный ток эмиттера $I_{ЭБ0}$ , мкА при $U_{ЭБ} = 1$ В, $I_{К} = 0$ ;	1
Максимально допустимые параметры	
Постоянный ток коллектора $I_{К.макс}$ , мА	100
Постоянное напряжение коллектор – эмиттер $U_{КЭ.макс}$ , В	15
Постоянное напряжение коллектор – база $U_{КБ.макс}$ , В	20
Постоянное напряжение эмиттер – база $U_{ЭБ.макс}$ , В	3
Постоянная мощность, рассеиваемая на коллекторе $P_{К.макс}$ , мВт	200
Коэффициент передачи $h_{21Э}$ при $U_{КЭ} = 10$ В, $I_{К} = 20$ мА	50...30
Граничная частота передачи $f_{зр}$ , МГц при $U_{КЭ} = 10$ В, $I_{К} = 20$ мА	7000
Коэффициент шума $K_{ШДБ}$ , дБ при $U_{КЭ} = 10$ В, $I_{К} = 1$ мА, $f = 1$ ГГц;	1,1
Ёмкость коллекторного перехода $C_{к}$ , пФ	0,55
Постоянная времени цепи обратной связи $\tau_{к}$ , нс	8

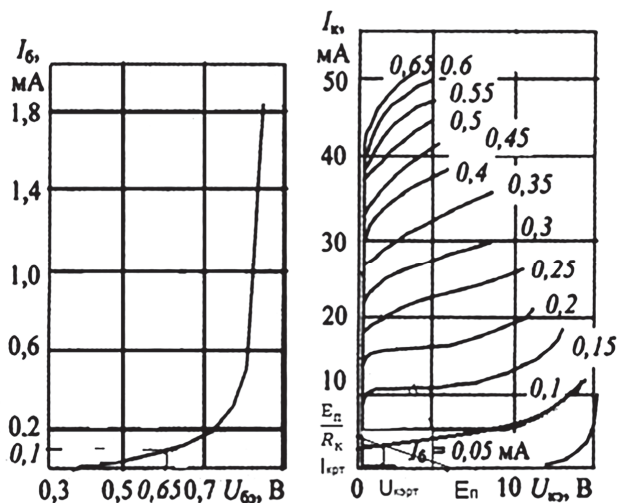


Рис. 11.3. Характеристики транзистора

## Выбор режима работы усилительных элементов

Исходя из данных технических характеристик транзистора, выберем такие значения, чтобы транзистор работал нормальном режиме (без перегрузки):

- $U_{0K} = 3,5 \text{ В};$
- $u_{0Б} = 0,65 \text{ В};$
- $I_{0K} = (1...5) \text{ мА} = 3 \text{ мА};$
- $h21Э = \sqrt{h21Э_{\text{макс}} \cdot h21Э_{\text{мин}}} = \sqrt{50 \cdot 300} = 122,5;$
- $I_{0Б} = \frac{I_{0K}}{h21Э} = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{122,5} = 2,5 \cdot 10^{-5} = 25 \text{ мкА};$
- $U_{0э} = 0,1 \cdot E_n = 0,6 \text{ В}.$

Определим нестабильность рабочей точки (РТ): Нестабильность рабочей точки выражается (1):

$$\Delta I_{0K} = \Delta I'_{0K} + \Delta I''_{0K} + \Delta I'''_{0K} + \Delta I''''_{0K}; \quad (1)$$

где  $\Delta I_{0K}$  – возможный уход РТ, обусловленный непостоянством температуры окружающей среды и технологическим разбросом параметров транзисторов (2)

$$\Delta I'_{0K} = 0,1 \cdot I_{КБ0}^{20^{\circ}C} \cdot \left( 2^{\frac{\Delta t}{m}} - 1 \right) \cdot h21Э; \quad (2)$$

где  $I_{КБ0} = I_{КБ0}^{20^{\circ}C} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ А}$  – обратный ток коллектора при  $20^{\circ}C$ ;  $\Delta t = 20^{\circ}C$  – девиация температуры;  $m = (4...6)$  – коэффициент. Возьмём  $m = 5$ .

Подставив эти значения в (3.2), получим:

$$\Delta I'_{0K} = 0,1 \cdot 1 \cdot 10^{-6} \left( 2^{\frac{20}{5}} - 1 \right) \cdot 122,5 = 1,837 \cdot 10^{-4} \text{ А} = 183,7 \text{ мкА};$$

где  $\Delta I_{0K}$  – возможный уход РТ, обусловленный непостоянством температуры окружающей среды и технологическим разбросом параметров транзисторов (3):

$$\Delta I''_{0K} = \frac{2,2 \cdot 10^{-3} \cdot \Delta t}{5 \cdot R_{\text{exVT}}} \cdot h21Э; \quad (3)$$

где  $R_{\text{exVT}} = h11Э$  – входное сопротивление транзистора (4):

$$R_{\text{exVT}} = h11Э = r_{\sigma} + r_{\varepsilon}(1 + h21Э), \quad (4)$$

где  $r_{\varepsilon}$  – сопротивление базы транзистора;

$$r_6 = \frac{\tau}{C_k} = \frac{8 \cdot 10^{-12}}{0,55 \cdot 10^{-12}} = 14,545 \text{ Ом};$$

$r_3$  – сопротивление эмиттера транзистора (5)

$$r_3 = \frac{\varphi_T}{I_{0k}}; \quad (5)$$

где  $\varphi_T = 2.5 \cdot 10^{-2} \text{ В}$  – температурный потенциал;

В результате получаем:

$$r_3 = \frac{2,5 \cdot 10^{-2}}{3 \cdot 10^{-3}} = 8,33 \text{ Ом};$$

Подставляя теперь  $r_3$  и  $r_6$  в (3.3), получим:

$$R_{\text{экв}VT} = h11\varepsilon = 14,545 + 8,333(1 + 122,5) = 1,043 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

и, подставляя  $R_{\text{экв}VT}$  в (3.3), получим:

$$\Delta I_{0k}'' = \frac{2,2 \cdot 10^{-3} \cdot 20}{5 \cdot 1,043 \cdot 10^3} \cdot 122,5 = 1,033 \text{ мА};$$

$\Delta I_{0k}'''$  – возможный уход РТ, обусловленный температурной зависимостью  $h21\varepsilon$ :

$$\Delta I_{0k}''' = 3 \cdot 10^{-3} \cdot \Delta t \cdot \Delta I_{0k}'' = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 180 \text{ мкА};$$

$\Delta I_{0k}''''$  – возможный уход РТ, обусловленный технологическим разбросом  $h21\varepsilon$ :

$$\Delta I_{0k}'''' = \frac{\Delta h21\varepsilon}{h21\varepsilon} \cdot I_{0k},$$

где  $\Delta h21\varepsilon$  – изменение на 0.5 % на 1°C от  $h21\varepsilon$  ;

$$\Delta I_{0k}'''' = \frac{12.25}{122.5} \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 3 \cdot 10^{-4} \text{ (А)} = 0.3 \text{ (мА)};$$

В результате получаем нестабильность РТ по (1):

$$\begin{aligned} \Delta I_{0k} &= 183,7 \cdot 10^{-6} + 1,033 \cdot 10^{-3} + 180 \cdot 10^{-6} + 0,3 \cdot 10^{-3} = \\ &= 1,6967 \text{ (мА)}. \end{aligned}$$

### 11.2.2. Расчёт основных элементов УРЧ

Для транзистора  $VTI$ :

$$R_3 = \frac{U_{0Э}}{I_{0Э}} = \frac{0,1 \cdot E_n}{I_{0к} + I_{0Б}} =$$

$$= \frac{0,1 \cdot 6}{3 \cdot 10^{-3} + 2,5 \cdot 10^{-5}} = 198,347 \text{ Ом.}$$

По найденному сопротивлению  $R_3 = 198,347 \text{ Ом}$  выбираем ближайший номинал  $R_3 = 200 \text{ Ом}$ .

Для расчёта делителя напряжения, стоящего в базовой цепи транзистора  $VTI$ , сначала найдём эквивалентное сопротивление этого делителя (6)

$$R_{\sigma} = \frac{R_3 \cdot h_{21Э}}{F - 1} - h_{21Э}; \quad (6)$$

где  $F$  – глубина ОС для схемы с эмиттерной стабилизацией (7):

$$F = \frac{\Delta I_{0к}}{\Delta I_{0кдон}}; \quad (7)$$

где  $\Delta I_{0кдон} = (0.1...03) I_{0к}$ .

Принимаем:

$$\Delta I_{0кдон} = 0,2 \cdot I_{0к} = 0,2 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 6 \cdot 10^{-4} \text{ А} = 600 \text{ мкА};$$

Подставляя в (7), получаем:

$$F = \frac{1,6967 \cdot 10^{-3}}{600 \cdot 10^{-6}} = 2,828;$$

Теперь можно найти  $R_{\sigma}$ :

$$R_{\sigma} = \frac{198,347 \cdot 122,5}{9,575 - 1} - 1,043 \cdot 10^3 = 1,79 \text{ кОм};$$

Найдём значение тока делителя  $R1$  и  $R2$ :

$$I_D = \frac{(U_{оБ} + U_{0Э}) \cdot (E_n - U_{оБ} - U_{0Э} - I_{0Б} \cdot R_B)}{E_n \cdot R_B} = 54,73 \text{ мкА};$$

Теперь, зная ток делителя, находим  $R2$ :

$$R2 = \frac{U_{оБ} + U_{0Э}}{I_D} = 22,94 \text{ кОм};$$

По найденному сопротивлению  $R2 = 22,94 \text{ кОм}$  выбираем ближайший номинал  $R2 = 24 \text{ кОм}$ .

Учитывая, что резисторы  $R1$  и  $R2$  соединены параллельно (по эквивалентной схеме каскада), находим  $R1$ :

$$R1 = \frac{R2 \cdot R_B}{R2 - R_B} = 81,47 \text{ кОм};$$

По найденному сопротивлению  $R1 = 8,147 \text{ кОм}$  выбираем ближайший номинал  $R1 = 8,2 \text{ кОм}$ ;

Для транзистора  $VT2$ :

Формула для расчёта  $R'_3$  примет вид:

$$R'_3 = \frac{U_{0э} + U_{0к}}{I_{0к} + I_{0Б}} = \frac{0,6 + 3,5}{5,745 \cdot 10^{-3} + 2,5 \cdot 10^{-5}} = 7,1 \text{ кОм};$$

По найденному сопротивлению  $R'_3 = 7,1 \text{ кОм}$  выбираем ближайший номинал  $R'_3 = 7,5 \text{ кОм}$ ;

Тогда эквивалентное сопротивление делителя в базовой цепи  $VT2$  (8):

$$R'_B = \frac{R'_3 \cdot h21э}{F_B - 1} - h11э; \quad (8)$$

где  $F_B$  – глубина ОС, определяемая формулой:

$$F_B = 1 + \frac{R'_3 \cdot h21э}{R_B + h11э} = 1 + \frac{7,5 \cdot 10^3 \cdot 122,5}{1,79 \cdot 10^3 + 1,043 \cdot 10^3} = 325,303;$$

$$R'_B = \frac{7,5 \cdot 10^3 \cdot 122,5}{325,303 - 1} - 1,043 \cdot 10^3 = 1,79 \text{ кОм};$$

Найдём значение тока делителя  $R3$  и  $R4$ :

$$I_D = \frac{(U_{0Б} + U_{0э} + U_{0к})(E_n - U_{0Б} - U_{0э} - U_{0к} - I_{0Б} \cdot R'_B)}{E_n \cdot R'_B} =$$

$$= 100,6 \text{ мкА};$$

Зная ток делителя, находим  $R4$ :

$$R4 = \frac{U_{0Б} + U_{0э} + U_{0к}}{I'_D} = \frac{0,65 + 1,2 + 3,5}{100,6 \cdot 10^{-6}} = 29,68 \text{ кОм};$$

По найденному сопротивлению  $R4 = 29,68 \text{ кОм}$  выбираем ближайший номинал  $R4 = 30 \text{ кОм}$ ;

Учитывая, что резисторы  $R_3$  и  $R_4$  соединены параллельно (по эквивалентной схеме каскада), находим  $R_3$

$$R_3 = \frac{R_4 \cdot R'_B}{R_4 - R'_B} = \frac{3 \cdot 10^3 \cdot 1,79 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^3 - 1,79 \cdot 10^3} = 44,4 \text{ кОм};$$

По найденному сопротивлению  $R_3 = 44,4 \text{ кОм}$  выбираем ближайший номинал  $R = 44 \text{ кОм}$ ;

Рассчитаем значения ёмкости конденсаторов  $C_3$  и  $C_B$ : Ёмкость  $C_3$  рассчитывается исходя из соотношения (9):

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_3} = 0,01 \cdot R_3 \quad (9)$$

или:

$$C_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot 0,01 \cdot R_3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,1 \cdot 10^8 \cdot 0,01 \cdot 7,5 \cdot 10^3} = 19,3 \text{ пФ};$$

По найденной ёмкости  $C_3 = 19,3 \text{ пФ}$  выбираем ближайший номинал:  $C_3 = 20 \text{ пФ}$ .

Ёмкость  $C_B$  рассчитывается исходя из соотношения (3.9):

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_B} = 0,01 \cdot R'_B$$

или:

$$C_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot 0,01 \cdot R'_B} = 80,83 \text{ пФ};$$

По найденной ёмкости  $C_B = 80,83 \text{ пФ}$  выбираем ближайший номинал:  $C_B = 82 \text{ пФ}$ .

Рассчитаем параметры элементов коллекторно-развязывающего фильтра  $R_\phi$   $C_\phi$ .

Падение напряжения на  $R_\phi$ :

$$\Delta U_{R_\phi} = 0,1 \cdot E_n = 0,1 \cdot 6 = 0,6 \text{ В};$$

Проведём расчёт элементов фильтра  $R_\phi$  и  $C_\phi$

$$R_\phi = \frac{\Delta U_{R_\phi}}{I_{0k} + 2 \cdot I_D + I_{0B}} = \frac{0,6}{3 \cdot 10^{-3} + 16 \cdot 10^{-3} + 2,5 \cdot 10^{-5}} = 31,537 \text{ Ом};$$

По найденному сопротивлению  $R_\phi = 31,537 \text{ Ом}$  выбираем ближайший номинал  $R_\phi = 33 \text{ Ом}$ .

Ёмкость конденсатора  $C_\phi$  рассчитывается исходя из соотношения (9):

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_\phi} = 0,01 \cdot R'_\phi;$$

Или

$$C_\phi = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot 0,01 \cdot R'_\phi} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,1 \cdot 10^8 \cdot 0,01 \cdot 33} = 4,38 \text{ нФ};$$

По найденной ёмкости  $C_\phi = 4,38 \text{ нФ}$  выбираем ближайший номинал:  $C_\phi = 4,3 \text{ нФ}$ .

### Расчет параметров контура в коллекторной цепи VT2

Колебательный контур коллекторной цепи (используется такой же, как и во входной цепи и был рассчитан [18, 39] автотрансформаторным способом подключается к коллектору VT2. Коэффициент подключения коллектора VT2 к контуру определяется по формуле (10):

$$p1 = \frac{d_3}{p2 \cdot \rho} \cdot \sqrt{\frac{1 - k_y}{\pi \cdot f_0 \cdot S \cdot 0,01 \cdot C_k}}; \quad (10)$$

где  $k_y = 0,8$  – коэффициент устойчивости;  $S$  – крутизна ВАХ транзистора:

$$S = \frac{I_{0k}}{\gamma \cdot \varphi_T};$$

где  $\gamma = 4$  – поправочный коэффициент;

$$S = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 2,5 \cdot 10^{-2}} = 30 \text{ мА / В};$$

$p2 = 0,09$  – коэффициент подключения колебательного контура к следующему каскаду РПУ (ПЧ), рассчитывался во входной цепи;

Вычислив крутизну  $S$ , можно найти  $p1$ :

$$p1 = \frac{0,01}{0,09 \cdot 345,4} \cdot \sqrt{\frac{1 - 0,8}{\pi \cdot 1,1 \cdot 10^8 \cdot 0,03 \cdot 0,01 \cdot 3,6 \cdot 10^{-12}}} = 0,235.$$

#### 3.2.2. Определение коэффициент передачи УРЧ

$$K_{УРЧ} = S \cdot \frac{\rho}{d_3} \cdot p1 \cdot p2 = 0,03 \cdot \frac{345,4}{0,01} \cdot 0,235 \cdot 0,09 = 21,916.$$

### 11.3. Расчет преобразователя частоты [18, 39]

#### 11.3.1. Выбор усилительных элементов и режимов их работы

В качестве активных элементов в преобразователе частоты будем использовать БПТ того же типа, что и в схеме УРЧ – 2SC3356, его технические характеристики представлены ранее в табл. 11.3.

Преобразователь частоты будем строить по схеме с одним БПТ в смесителе, и одним в гетеродине.

Принципиальная схема стандартного транзисторного ПЧ представлена на рис. 11.4.

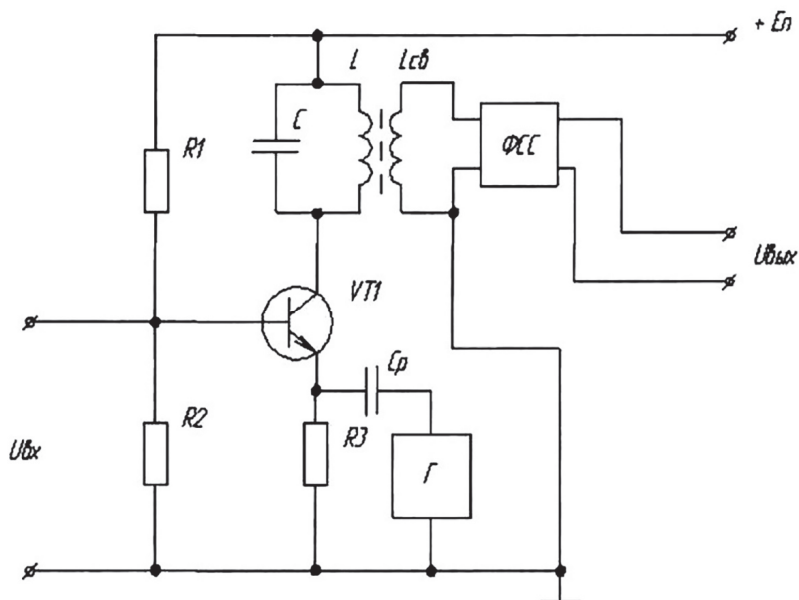


Рис. 11.4. Принципиальная схема транзисторного преобразователя частоты

Режим работы транзистора выберем следующий:

- $U_{0К} = 3,5 \text{ В}$ ;
- $U_{0Б} = 0,65 \text{ В}$ ;
- $I_{0К} = (1...5) \text{ мА} = 3 \text{ мА}$ ;
- $I_{0Б} = \frac{I_{0К}}{h_{21Э}} = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{122,5} = 2,5 \cdot 10^{-5} \text{ А} = 25 \text{ мкА}$ ;
- $U_{0Э} = 0,1 \cdot E_n = 0,1 \cdot 6 = 0,6 \text{ В}$ .

Режим работы транзистора выберем следующий.



### 11.3.2. Расчёт смесителя

Рассчитаем  $R_3$  по формуле:

$$R_3 = \frac{U_{0Э}}{I_{0Э}} = \frac{U_{0Э}}{I_{0К} + I_{0Б}} = \frac{0,6}{3 \cdot 10^{-3} + 2,5 \cdot 10^{-5}} = 198,3 \text{ Ом};$$

По найденному сопротивлению  $R_3 = 198,3 \text{ Ом}$  выбираем ближайший номинал  $R_3 = 200 \text{ Ом}$ .

Зададимся током делителя:

$$I_D = (3 \dots 5) \cdot I_{0Б} = 4 \cdot I_{0Б} = 4 \cdot 2,5 \cdot 10^{-5} = 9,798 \cdot 10^{-5} \text{ А} = 97,98 \text{ мкА};$$

Зная ток делителя  $I_D$ , можно найти сопротивления  $R1$  и  $R2$ :

$$R2 = \frac{U_{0Б} + U_{0Э}}{I_D} = \frac{0,65 + 0,6}{9,798 \cdot 10^{-5}} = 1,3 \cdot 10^4 \text{ Ом} = 13 \text{ кОм};$$

По найденному сопротивлению  $R2 = 13 \text{ кОм}$  выбираем ближайший номинал  $R2 = 13 \text{ кОм}$ ;

$$R1 = \frac{E_n - U_{0Б} - U_{0Э}}{I_D + I_{0Б}} = \frac{6 - 0,65 - 0,6}{9,798 \cdot 10^{-5} + 2,5 \cdot 10^{-5}} = 48,5 \text{ кОм};$$

По найденному сопротивлению  $R1 = 48,5 \text{ кОм}$  выбираем ближайший номинал  $R1 = 51 \text{ кОм}$ ;

#### Расчёт элементов коллекторной цепи смесителя

Ёмкость  $C$  выберем из условия:  $C \geq 10 \cdot C_k = 10 \cdot 3,6 \cdot 10^{-12} = 3,6 \cdot 10^{-11} = 36 \text{ пФ}$ ; Принимаем  $C = 36 \text{ пФ}$ , тогда индуктивность катушки контура  $L$ :

$$L = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{np})^2 \cdot C} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 1,07 \cdot 10^7)^2 \cdot 3,6 \cdot 10^{-11}} = 6,146 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} = 6,146 \text{ мкГн};$$

#### Расчет коэффициента передачи преобразователя частоты

$$K_{нч} = S_{np} \cdot p1 \cdot p2 \cdot K_{фсс}; \quad (11)$$

где  $S_{np}$  – крутизна преобразования, равная:

$$S_{np} = \frac{I_{0К}}{2 \cdot \gamma \cdot \varphi_T} = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 4 \cdot 2,5 \cdot 10^{-2}} = 0,015 \text{ А/В} = 15 \text{ мА/В};$$

$\rho$  – характеристическое сопротивление контура:

$$\rho = 2 \cdot \pi \cdot f_{np} \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot 1,07 \cdot 10^7 \cdot 6,146 \cdot 10^{-6} = 413,175 \text{ Ом};$$

$p1$  – коэффициент подключения ПЧ к УРЧ;

$p2$  – коэффициент подключения ПЧ к ФСС;

$K_{\text{ФСС}}$  – коэффициент передачи ФСС;

### Расчет $p2$ и $K_{\text{ФСС}}$ , и выбор ФСС

При выборе ФСС будем учитывать:

- среднюю частоту полосы пропускания (ПП);
- коэффициент передачи в ПП;
- наибольшее вносимое затухание в ПП;
- неравномерность коэффициента передачи в ПП.

Основные технические характеристики фильтра ФП2П4-561–10.7М-30 приведены в таблице 11.5.

Т а б л и ц а 11.5

Параметр	Значение
Номинальная частота $f$ , МГц	10,7
Полоса пропускания по уровню 3дБ $\Pi_{0,707}$ , кГц	30
Неравномерность в ПП $\sigma_{\text{дБ}}, \text{дБ}$	2,3
Вносимое затухание в ПП, $d_{\text{ППдБ}}, \text{дБ}$ не более	4,0
Входное сопротивление $R_{\text{вхФСС}}, \text{Ом}$	360

Определим коэффициент передачи ФСС:

$$K_{\text{ФСС}} = \frac{1}{10^{\frac{d_{\text{ППдБ}}}{20}}} = \frac{1}{10^{\frac{4}{20}}} = 0,631;$$

Найдём эквивалентное затухание контура:

$$d_{\text{э}} = \frac{\Pi_{\text{ПЧ}} - 2 \cdot \Delta f_n}{f_{\text{ПЧ}} \cdot \sqrt{\left(10^{\frac{\sigma_{\text{дБ}}}{20}}\right)^2 - 1}} =$$

$$= \frac{2,272 \cdot 10^4 - 2 \cdot 1,1 \cdot 10^3}{1,07 \cdot 10^7 \cdot \sqrt{\left(10^{\frac{2,3}{20}}\right)^2 - 1}} = 3,483 \cdot 10^{-3}.$$

### 11.3.3. Расчет избирательности по соседнему каналу

1. Зададимся числом фильтров сосредоточенной селекции (ФСС)  $n_{\text{пр}} = 2$ .

Рекомендуется начинать со значения  $n_{\text{пр}} = 1$ , но не более  $n_{\text{пр}} = 3$ .

2. Определим ослабление на краях полосы пропускания  $\sigma_{\text{фп}}$  и избирательность по соседнему каналу  $\sigma_{\text{фс}}$ , которые должен обеспечить один ФСС:

$$\sigma_{\text{фп}} = \frac{\sigma_n}{n_{\text{пр}}} = \frac{2.3}{2} = 1.15(\text{дБ});$$

$$\sigma_{\text{фс}} = \frac{\sigma_c}{n_{\text{пр}}} = \frac{65}{2} = 32.2(\text{дБ});$$

3. Зададимся величиной относительной расстройки  $\alpha_n$  на границе полосы пропускания. При  $\sigma_{\text{фп}} \geq 8$  дБ и  $\sigma_{\text{фс}} \leq 26$  дБ можно принять  $\alpha_n = 1$ . В остальных случаях рекомендуется принимать расчетную полосу шире заданной на 10–20 %, т. е. тогда берется расчетная величина коэффициента  $\alpha_n = 0,8 \div 0,9$ .

4. Определим ширину расчетной полосы пропускания ФСС:

$$P_p = \frac{\Pi}{\alpha_n}$$

где  $\Pi$  – ширина полосы пропускания приемника [18, 39]

$$P_p = \frac{2.339 \cdot 10^4}{0,9} = 2.6 \cdot 10^4(\text{Гц});$$

5. Определим необходимую добротность контуров ФСС:

$$Q_n = \frac{2\sqrt{2}f_{\text{пр}}}{P_p} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 10.7 \cdot 10^6}{2.6 \cdot 10^4} = 116$$

где  $f_{\text{пр}}$  – промежуточная частота, кГц;  $P_p$  – расчетная полоса ФСС, кГц.

Если  $Q_n < Q_k$  то при заданных исходных условиях можно применить ФСС, т. е. продолжать расчет.

Если  $Q_n > Q_k$ , то использование многосвязных ФСС при заданных  $Q_k$ ,  $f_{\text{пр}}$  и  $\Pi$  нецелесообразно.

В этом случае для применения ФСС необходимо увеличить  $Q_k$ .

Если сделать  $Q_n < Q_k$  конструктивно невозможно, то определяют необходимую расчетную полосу ФСС при максимальном  $Q_k$ :

$$P_p = \frac{2\sqrt{2}f_{np}}{Q_{k \max}} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 10.7 \cdot 10^6}{300} = 100880(\text{Гц});$$

и расчет продолжим при полученном  $P_p$ .

6. Определим величину относительной расстройки

а) на краях полосы пропускания УПЧ

$$\alpha_n = \frac{P}{P_p} = \frac{2.339 \cdot 10^4}{100880} = 0.23;$$

б) для соседнего канала

$$\alpha_c = \frac{2\Delta f_c}{P_p} = \frac{2 \cdot 95 \cdot 10^3}{100880} = 1.9;$$

где  $\Delta f_c$  – расстройка по соседнему каналу.

7. Определим величину обобщенного затухания

$$\beta = \frac{2\Delta f_{np}}{Q_k \cdot P_p} = \frac{2 \cdot 10.7 \cdot 10^6}{300 \cdot 100880} = 0.7;$$

Далее по графикам рис. 11.5 принимается кривая со значением  $\beta = 0,7$ .

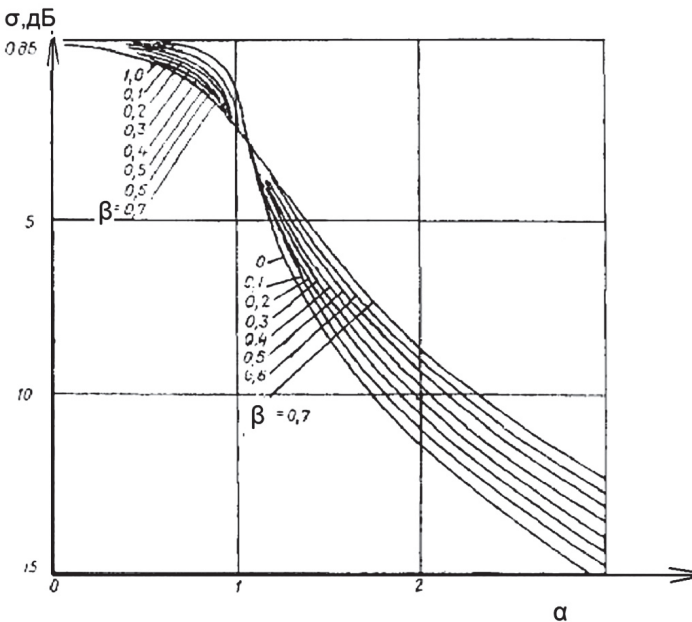


Рис. 11.5. Обобщенные резонансные кривые ФСС

8. По кривой рис. 11.5 при значении  $\beta = 0,7$  и по определенным в п. 6  $\alpha_n$  и  $\alpha_c$  определяются ослабление на краях полосы пропускания  $\sigma_{n1} = 0,1$  и избирательность по соседнему каналу  $\sigma_{c1} = 8$ дБ обеспечиваемые одним звеном ФСС.

9. Определяется число звеньев одного ФСС, необходимое для обеспечения избирательности по соседнему каналу на один фильтр

$$n_u = \frac{\sigma_{\text{фс}}}{\sigma_{c1}} = \frac{32,5}{8} = 4,6;$$

Полученное значение округляется до большего целого числа  $n_u = 5$ . Если  $n_n > 6$ , то необходимо увеличить качество контуров или число фильтров и повторить пп. 2–9 расчета. Если  $n_n \leq 1$ , то целесообразно перейти на двухконтурные полосовые фильтры или одиночные контуры.

Если  $1 < n_n < 6$ , то расчет можно продолжить.

10. Определим число звеньев одного ФСС, обеспечивающее заданное ослабление на краях полосы пропускания на один фильтр:

$$n_n = \frac{\sigma_{\text{фп}}}{\sigma_{n1}} = \frac{1,15}{0,1} = 11,5$$

Если  $n_n > n_n$  (округленного до большего целого числа), то расчет правильный и можно принять число звеньев одного ФСС  $n_{\text{ф}} = n_n = 5$  и число ФСС  $n_{\text{пр}} = 2$

Если  $n_n \gg n_n$ , то необходимо увеличить  $\alpha_n$ .

Если  $n_n < n_n$ , то необходимо задаться меньшей величиной  $\alpha_n$ , или увеличить конструктивную добротность  $Q_k$  контуров, или выбрать меньшую промежуточную частоту и повторить расчет при новых данных.

11. Определим ослабление на краях полосы пропускания УПЧ:

$$\sigma_n = n_{\text{пр}} \cdot n_{\text{ф}} \cdot \sigma_{n1} = 2 \cdot 5 \cdot 0,1 = 1(\text{дБ});$$

и избирательность по соседнему каналу

$$\sigma_c = n_{\text{пр}} \cdot n_{\text{ф}} \cdot \sigma_{n1} = 2 \cdot 5 \cdot 8 = 80(\text{дБ});$$

ФСС удовлетворяет заданным требованиям избирательности по соседнему каналу, она обеспечивается в соответствии с техническим заданием.

Коэффициент подключения ПЧ к ФСС зависит от эквивалентного затухания контура  $d_o$  и входного сопротивления ФСС  $R_{\text{эфФСС}}$ , и определяется:

$$p_2 = \sqrt{\frac{d_o \cdot R_{\text{эфФСС}}}{\rho}} = \sqrt{\frac{3,483 \cdot 10^{-3} \cdot 360}{413,175}} = 0,06;$$

В случае трансформаторной связи коэффициент подключения  $p_2$  можно записать в виде (12):

$$p2 = k_{св} \cdot \sqrt{\frac{L_{св}}{L}}; \quad (12)$$

Откуда из (11.13):

$$L_{св} = L \cdot \left(\frac{p2}{k_{св}}\right)^2; \quad (13)$$

И, учитывая, что  $k_{св} = 0.5$ , получим:

$$L_{св} = 6,146 \cdot 10^{-6} \cdot \left(\frac{0,12}{0,5}\right)^2 = 3,54 \cdot 10^{-7} \text{ Гн} = 354 \text{ нГн};$$

Наконец, учитывая, что

$$p1_{ПЧ} = p2_{УРЧ} = p2_{ВЦ} = 0,09,$$

вычисляем коэффициент передачи ПЧ:

$$K_{ПЧ} = 0,015 \cdot \frac{413,175}{2,544 \cdot 10^{-3}} \cdot 0,09 \cdot 0,12 \cdot 0,631 = 16,599.$$

#### 11.3.4. Выбор схемы гетеродина и его расчёт

В качестве активного элемента гетеродина будем применять БПТ того же типа, что и в схеме ПЧ – 2SC3356, его технические характеристики представлены в табл. 11.3. Схема включения транзистора приведена на рис. 11.6.

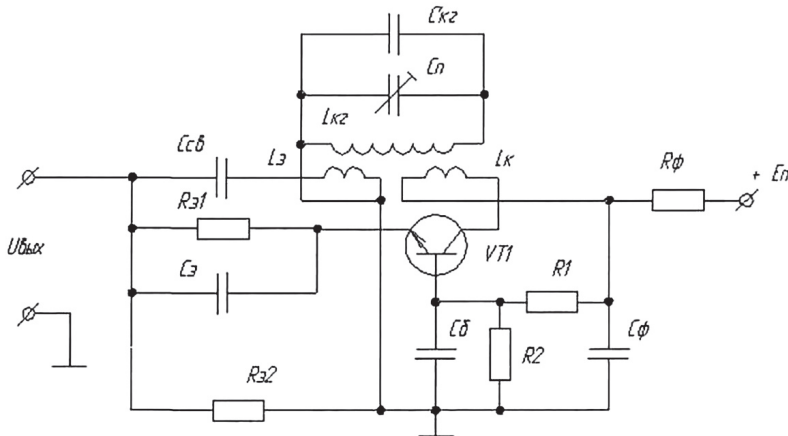


Рис. 11.6. Принципиальная схема гетеродина

## Проведём расчёт элементов схемы гетеродина

Выбираем ток покоя эмиттера (при отсутствии генерации):

$$I_{0Э} = (0.5...1) \text{ mA} = 1 \text{ mA};$$

Рассчитываем сопротивление резистора фильтра питания:

$$R_{\phi} = (0,05...0,1) \cdot \frac{E_n}{I_{0Э}} = 0,07 \cdot \frac{E_n}{I_{0Э}} = 0,07 \cdot \frac{6}{1 \cdot 10^{-3}} = 420 \text{ Ом};$$

По найденному сопротивлению  $R_{\phi} = 420 \text{ Ом}$  выбираем ближайший номинал  $R_{\phi} = 430 \text{ Ом}$ .

Рассчитываем допустимое относительное изменение  $I_{0Э}$  при повышении температуры среды на  $\Delta t = 20 \text{ }^{\circ}\text{C}$ :

$$\delta_t = (1...2) \cdot \frac{\Delta t}{293} = 1,5 \cdot \frac{\Delta t}{293} = 1,5 \cdot \frac{20}{293} = 0,102.$$

Определяем значение  $R_{Э}$  по формуле (14):

$$R_{Э} \geq \frac{r_{БЭ} \cdot [0,1 \cdot (1 + \delta_t) \cdot \Delta t - 27,7 \cdot \delta_t]}{\delta_t \cdot (4 - 3 \cdot h_{21б}) - 3 \cdot h_{21б} \cdot \left(2^{\frac{\Delta t}{7}} - 1\right)}; \quad (14)$$

где

$$r_{БЭ} = \frac{25,6 \cdot 10^{-3}}{I_{Э}} = \frac{25,6 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} = 25,6 \text{ Ом}$$

– дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода,

$$h_{21б} = \frac{h_{21Э}}{1 + h_{21Э}} = \frac{122,5}{1 + 122,5} = 0,992$$

– коэффициент передачи транзистора в схеме с общей базой;

$$R_{Э} \geq \frac{25,6 \cdot [0,1 \cdot (1 + 0,102) \cdot 20 - 27,7 \cdot 0,102]}{0,102 \cdot (4 - 3 \cdot 0,992) - 3 \cdot 0,992 \cdot \left(2^{\frac{20}{7}} - 1\right)} = 874,631 \text{ Ом};$$

Рассчитываем  $R_{б}$ :

$$R_{б} = R_1 + R_2 = (20...30) \cdot R_{Э} = 25 \cdot R_{Э} = 25 \cdot 874,631 = 2,187 \cdot 10^4 \text{ Ом};$$

Для того чтобы вычислить  $R1$  и  $R2$ , определим ток базового делителя:

$$I_D = \frac{(E_n - I_{\text{Э}} \cdot R_{\Phi})}{R_B + R_{\Phi}} = \frac{(6 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 430)}{2,187 \cdot 10^4 + 430} = 2,498 \cdot 10^{-4} \text{ А} = 249,8 \text{ мкА};$$

Теперь можно приступить к расчёту  $R1$  и  $R2$ :

$$R2 = \frac{0,7 + I_{\text{Э}} \cdot R_{\text{Э}}}{I_D} = \frac{0,7 + 1 \cdot 10^{-3} \cdot 874,631}{2,498 \cdot 10^{-4}} = 6,04 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 6,304 \text{ кОм};$$

По найденному сопротивлению  $R2 = 6,304 \text{ кОм}$  выбираем ближайший номинал  $R2 = 6,2 \text{ кОм}$ .

$$R1 = R_{\text{б}} - R2 = 2,187 \cdot 10^4 - 6,2 \cdot 10^3 = 1,567 \cdot 10^4 \text{ Ом} = 15,67 \text{ кОм};$$

По найденному сопротивлению  $R1 = 15,67 \text{ кОм}$  выбираем ближайший номинал  $R1 = 15 \text{ кОм}$ ;

Выбираем минимальное значение амплитуды напряжения обратной связи  $U_{\text{Эмин}}$  в пределах

$$U_{\text{Эмин}} = (70 \dots 100) \text{ мВ} = 9 \cdot 10^{-2} \text{ В}$$

и рассчитываем  $R_{\text{Э2}}$ :

$$R_{\text{Э2}} = (0,7 \dots 0,9) \cdot \frac{U_{\text{Эмин}}}{I_{\text{Э}}} = 0,8 \cdot \frac{U_{\text{Эмин}}}{I_{\text{Э}}} = 0,8 \cdot \frac{9 \cdot 10^{-2}}{1 \cdot 10^{-3}} = 72 \text{ Ом};$$

По найденному сопротивлению  $R_{\text{Э2}} = 72 \text{ Ом}$  выбираем ближайший номинал  $R_{\text{Э2}} = 75 \text{ Ом}$ .

Теперь, зная  $R_{\text{Э}}$  и  $R_{\text{Э2}}$ , нетрудно определить  $R_{\text{Э1}}$ :

$$R_{\text{Э1}} = R_{\text{Э}} - R_{\text{Э2}} = 874,631 - 75 = 799,631 \text{ Ом};$$

По найденному сопротивлению  $R_{\text{Э1}} = 799,631 \text{ Ом}$  выбираем ближайший номинал  $R_{\text{Э1}} = 820 \text{ Ом}$ ; Задав индуктивностью катушки контура  $L_{\text{кз}}$  в пределах  $L_{\text{кз}} = (0,1 \dots 1) \text{ мкГн} = 0,3 \text{ мкГн}$ , и определив частоту гетеродина:

$$f_{\text{г}} = f_{\text{с}} - f_{\text{нр}} = 1,1 \cdot 10^8 - 1,07 \cdot 10^7 = 9,93 \cdot 10^7 \text{ Гн} = 99,3 \text{ МГц},$$

определяем общую ёмкость конденсаторов контура:

$$C_{\text{к}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{г}})^2 \cdot L_{\text{кз}}} =$$

$$= \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 0,993 \cdot 10^8)^2 \cdot 3 \cdot 10^{-7}} = 8,563 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} = 8,563 \text{ пФ};$$



Учитывая, что  $C_k = C_{k2} + C_n$ , и, что средняя ёмкость подстроечного конденсатора  $C_n = 2,5 \cdot 10^{-12} \Phi = 2,5 \text{ пФ}$ , находим  $C_{k2}$ :

$$\begin{aligned} C_{k2} &= C_k - C_n = 8,563 \cdot 10^{-12} - 2,5 \cdot 10^{-12} = \\ &= 6,063 \cdot 10^{-12} \Phi = 6,063 \text{ пФ}; \end{aligned}$$

По найденной ёмкости  $C_{k2} = 6,063 \text{ пФ}$  выбираем ближайший номинал:  $C_{k2} = 6,2 \text{ пФ}$ .

Рассчитываем коэффициент включения контура во входную (эмиттерную) цепь транзистора, при этом взяв  $Q_k = 230$ , как при расчёте входной цепи и УРЧ:

$$\begin{aligned} p1 &= \sqrt{\frac{R_{\text{Э1}}}{2 \cdot \pi \cdot f_e \cdot L_{k2} \cdot Q_k}} = \\ &= \sqrt{\frac{820}{2 \cdot \pi \cdot 0,993 \cdot 10^8 \cdot 3 \cdot 10^{-7} \cdot 230}} = 0,14; \end{aligned}$$

Определим минимальное значение амплитуды первой гармоники коллекторного тока, как:

$$I_{K\text{мин}} = 1,6 \cdot I_{\text{Э}} = 1,6 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 1,6 \text{ мА};$$

Рассчитываем коэффициент включения контура в выходную (коллекторную) цепь транзистора:

$$\begin{aligned} p2 &= \frac{U_{\text{Эмин}}}{p1 \cdot I_{K\text{мин}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_e \cdot L_{k2} \cdot Q_k} = \\ &= \frac{9 \cdot 10^{-2}}{0,14 \cdot 1,6 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 0,993 \cdot 10^8 \cdot 3 \cdot 10^{-7} \cdot 230} = 0,09; \end{aligned}$$

Необходимо проверить, не оказался ли режим работы транзистора перенапряжённым. Для этого находим наибольшее возможное значение амплитуды напряжения на коллекторе  $U_{K\text{макс}}$  и сравниваем его с постоянным напряжением  $U_{K0}$ . Рассчитываем наибольшее возможное значение постоянной составляющей эмиттерного тока (15):

$$I_{\text{Эмакс}} = I_{\text{Э}} \cdot (1 + \delta_a + \delta_t) + \frac{0,5 \cdot (K_{\text{ДГ}} + 1,01) \cdot U_{\text{Эмин}}}{R_{\text{Э}}}; \quad (15)$$

где  $\delta_a = 0,1 \dots 0,2 = 0,15$  – допустимое относительное изменение  $I_{\text{Э}}$  за счет отклонения параметра транзистора  $h_{21\beta}$  от среднего значения;

$K_{ДГ}$  – коэффициент перекрытия по частоте контура гетеродина для случая неперестраиваемого контура  $K_{ДГ} = 1$ ; Подставив значения в (28), получаем:

$$I_{Эмакс} = 1 \cdot 10^{-3} \cdot (1 + 0,15 + 0,102) + \frac{0,5 \cdot (1 + 1,01) \cdot 9 \cdot 10^{-2}}{874,631} = 1,356 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 1,356 \text{ мА};$$

Рассчитываем максимальное значение амплитуды первой гармоники коллекторного тока  $I_{Кмакс}$  и максимальное значение амплитуды коллекторного напряжения  $U_{Кмакс}$ :

$$I_{Кмакс} = 1,6 \cdot I_{Эмакс} = 1,6 \cdot 1,356 \cdot 10^{-3} = 2,169 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 2,169 \text{ мА};$$

Амплитуда  $U_{Кмакс}$  должна удовлетворять условию:

$$U_{Кмакс} \leq E_n - I_{Эмакс} \cdot (R_{Э} + R_{Ф}) = 6 - 1,356 \cdot (874,631 + 430) = 1,763 \text{ В}; \\ 0,756 \text{ В} \leq 1,763 \text{ В};$$

Как, видно, условие выполняется, следовательно, транзистор гетеродина работает в нормальном режиме.

В заключение, по известным значениям  $p1$ ,  $p2$  и  $L_{кз}$ , задаваясь значением коэффициента магнитной связи  $k = 0,5$ , рассчитываем  $L_{Э}$  и  $L_{К}$ :

$$L_{К} = L_{кз} \cdot \left(\frac{p2}{k}\right)^2 = 3 \cdot 10^{-7} \cdot \left(\frac{0,09}{0,5}\right)^2 = 0,972 \cdot 10^{-8} \text{ Гн} = 9,72 \text{ нГн}; \\ L_{Э} = L_{кз} \cdot \left(\frac{p1}{k}\right)^2 = 3 \cdot 10^{-7} \cdot \left(\frac{0,14}{0,5}\right)^2 = 2,352 \cdot 10^{-8} \text{ Гн} = 23,52 \text{ нГн};$$

Остаётся определить ёмкость конденсатора фильтра питания гетеродина  $C_{Ф}$ :

$$C_{Ф} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_e \cdot 0,01 \cdot R_{Ф}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0,993 \cdot 10^8 \cdot 0,01 \cdot 430} = 3,727 \cdot 10^{-10} \text{ Ф} = 372,7 \text{ пФ};$$

По найденной ёмкости  $C_{Ф} = 372,7 \text{ пФ}$  выбираем ближайший номинал:  $C_{Ф} = 390 \text{ пФ}$ .

## 11.4. Расчет частотного детектора [18, 39]

Частотный детектор будем реализовывать на ИМС типа TDA1047 фирмы Infineon. Основные технические характеристики микросхемы приведены в табл. 11.6. Принципиальная схема частотного детектора приведена на рис. 11.7.

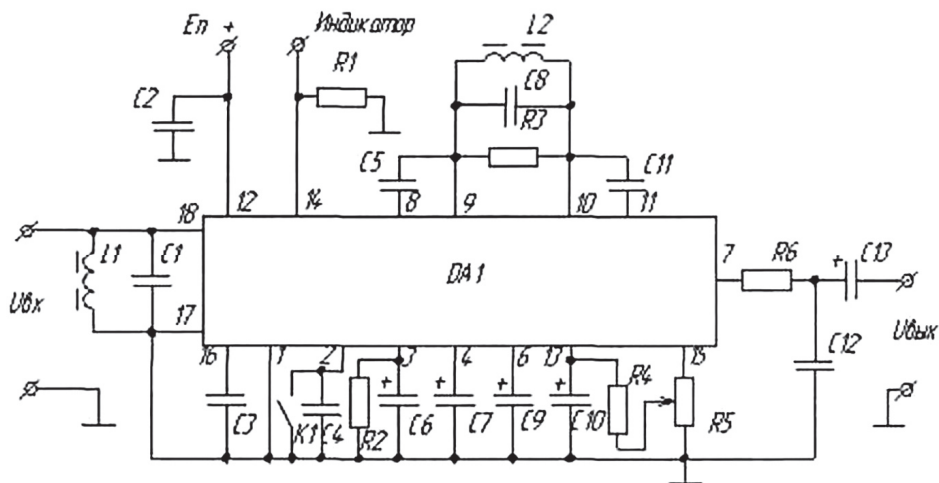


Рис. 11.7. Принципиальная схема частотного детектора на ИМС TDA104

Необходимо отметить, что имеющиеся в микросхеме ФАПЧ (переключатель K1) и индикатор настройки (вывод 14), в нашем случае не используются, в этой связи, конденсатор C2, переключатель K1 и резистор R1 из схемы исключаются, а вывод 2 микросхемы для отключения системы ФАПЧ замыкается на землю. Имеющаяся в микросхеме система бесшумной настройки (БШН), используется, а управление порогом происходит с помощью резистора R5.

(Здесь и далее, при выборе типовой схемы включения, перечень элементов и их параметров, соответствующих этой схеме, будет приведён в спецификации).

Т а б л и ц а 11.6

Параметр	Значение
Номинальное напряжение питания, В	6
Потребляемый ток, мА	12
Входное напряжение ограничения при $\Delta f = \pm 50$ кГц и $f_{np} = 10,7$ МГц, мкВ, не более	50

Выходное напряжение НЧ при $U_{ex} = 10 \text{ мВ}$ , $\Delta f = \pm 50 \text{ кГц}$ и $f_{np} = 10,7 \text{ МГц}$ , мВ, не менее	60
Коэффициент ослабления паразитной амплитудной модуляции при $U_{ex} = 10 \text{ мВ}$ , $\Delta f = \pm 50 \text{ кГц}$ , $m = 30 \%$ и $f_{np} = 10,7 \text{ МГц}$ , дБ, не менее	46
Параметр	Значение
Коэффициент гармоник выходного напряжения НЧ при $U_{ex} = 10 \text{ мВ}$ , $\Delta f = \pm 50 \text{ кГц}$ и $f_{np} = 10,7 \text{ МГц}$ , %	0,8
Максимально допустимые параметры	
Диапазон питающих напряжений, В	4...18
Максимальное входное напряжение, мВ	160
Максимальная частота входного сигнала, МГц	15
Максимальный ток по выводу 14, мА	3
Максимальный ток по выводу 15, мА	1
Допустимый диапазон рабочих температур, °С	-25...+55

Рассчитаем и построим детекторную характеристику ЧД. Фазовый сдвиг ФСЦ выражается формулой (16):

$$\varphi = \arctg \left( \frac{A}{1 + \xi \cdot A} \right); \quad (16)$$

Необходимо учитывать, что на резонансной частоте

$$y = \frac{f_0}{f_0} - \frac{f_0}{f_0} = 0, u,$$

соответственно,

$$\xi = \frac{y}{d_3} = 0.$$

Тогда  $\operatorname{tg} \varphi = A$ , и, задаваясь реальным значением сдвига фаз  $\varphi_0 < 90^\circ = 85^\circ$ , находим  $A$ :

$$A = \operatorname{arctg} \varphi_0 = \operatorname{arctg} 85 = 11,4;$$

Ширина детекторной характеристики определяется формулой (17):

$$\Pi \geq 10 \cdot 2 \cdot \Delta f_m = 10 \cdot 2 \cdot 4 \cdot 10^3 = 80 \text{ кГц}; \quad (17)$$

Поскольку  $\Pi = 2 \cdot f_0 \cdot d_3$ , выразим и найдём  $d_3$ :

$$d_3 = \frac{\Pi}{2 \cdot \Delta f_0} = \frac{80 \cdot 10^3}{2 \cdot 1,1 \cdot 10^8} = 3,6 \cdot 10^{-4};$$

Крутизна детекторной характеристики определяется формулой (18):

$$S_{\text{ЧД}} = I_{\text{ГСТ}} \cdot R_n = \frac{16}{\pi^2 \cdot f_{\text{нр}} \cdot d_3}; \quad (18)$$

где  $I_{\text{ГСТ}} < 10^{-3}$  А – ток ГСТ микросхемы.

Выберем  $I_{\text{ГСТ}} = 2 \cdot 10^{-3}$  А.

Задавая напряжением на выходе ЧД  $U_{\text{выхЧД}} = 10^{-1}$  В, находим неизвестное

$$R_n = \frac{2 \cdot U_{\text{выхЧД}}}{I_{\text{ГСТ}}} = \frac{2 \cdot 10^{-1}}{2 \cdot 10^{-3}} = 100 \text{ Ом};$$

Теперь можно вычислить крутизну:

$$S_{\text{ЧД}} = 4.2 \cdot 10^{-4};$$

$$C_n = \frac{\sqrt{M_6^2 - 1}}{2\pi \cdot F_{\text{макс}} \cdot R_n} = 294 \text{ нФ};$$

Используя выражения (34), построим детекторную характеристику:

$$U_{\text{выхЧД}} = \frac{1}{2} I_{\text{ГСТ}} \cdot R_n \cdot \frac{\pi - 2 \cdot \varphi}{\pi}, \quad \varphi \in (0 \dots \pi),$$

$$U_{\text{выхЧД}} = \frac{1}{2} I_{\text{ГСТ}} \cdot R_n \cdot \frac{2 \cdot \varphi - \pi}{\pi}, \quad \varphi \in (0 \dots 2\pi);$$

График зависимости приращения напряжения на выходе ЧД от девиации частоты представлен на рис. 11.8.

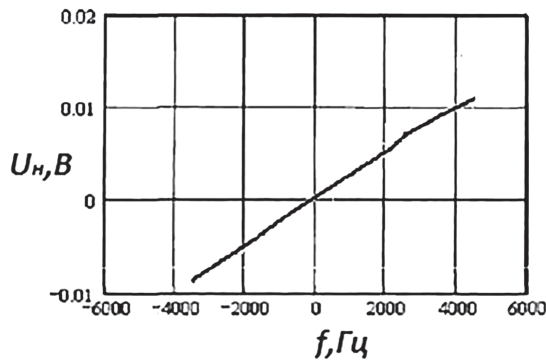


Рис. 11.8. Детекторная характеристика ЧД

Результаты расчёта детекторной характеристики (ДХ) сводим в табл. 11.7.

Т а б л и ц а 11.7

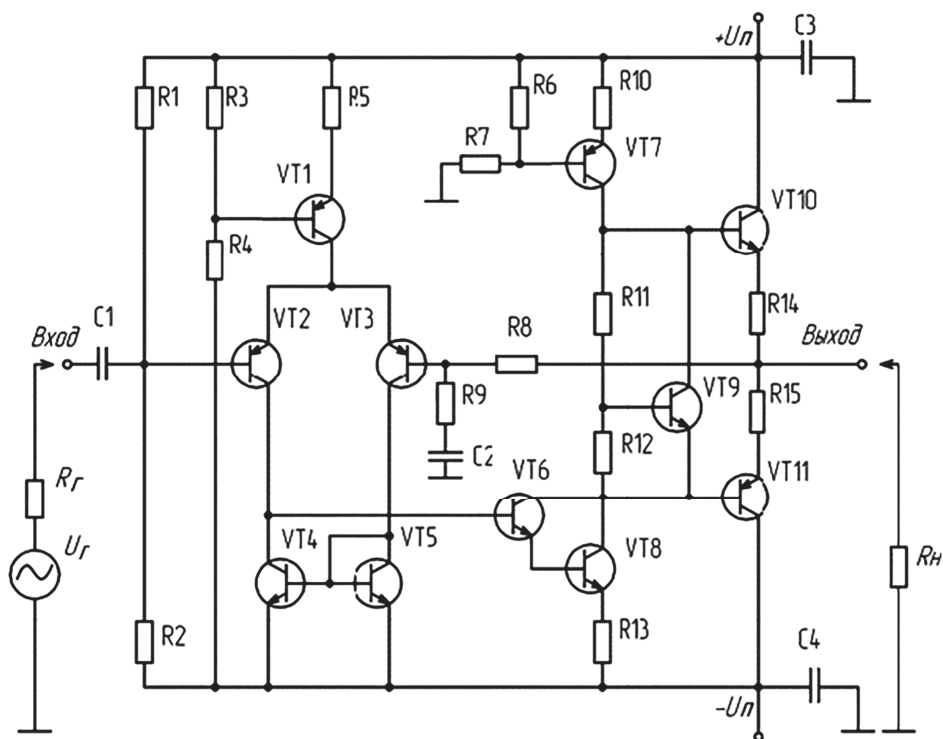
$F_{пч}, \text{МГц}$	$\Delta f, \text{Гц}$	$\zeta$	$\varphi, \text{рад}$	$U_{\text{выхЧД}}, \text{мВ}$
10,7	$-5,0 \cdot 10^3$	-0,2	-1,459	$-7,133 \cdot 10^{-3}$
	$-4,5 \cdot 10^3$	-0,18	-1,479	$-5,873 \cdot 10^{-3}$
	$-4,0 \cdot 10^3$	-0,16	-1,498	$-4,608 \cdot 10^{-3}$
	$-3,5 \cdot 10^3$	-0,14	-1,518	$-3,340 \cdot 10^{-3}$
	$-3,0 \cdot 10^3$	-0,12	-1,538	$-2,069 \cdot 10^{-3}$
	$-2,5 \cdot 10^3$	-0,10	-1,558	$-7,965 \cdot 10^{-3}$
	$-2,0 \cdot 10^3$	-0,08	1,563	$4,767 \cdot 10^{-3}$
	$-1,5 \cdot 10^3$	-0,06	1,543	$1,750 \cdot 10^{-3}$
	$-1,0 \cdot 10^3$	-0,04	1,523	$3,021 \cdot 10^{-3}$
	$-0,5 \cdot 10^3$	-0,02	1,503	$4,290 \cdot 10^{-3}$
	0	0	1,484	$5,556 \cdot 10^{-3}$
	$0,5 \cdot 10^3$	0,02	1,464	$6,817 \cdot 10^{-3}$
	$1,0 \cdot 10^3$	0,04	1,444	$8,073 \cdot 10^{-3}$
	$1,5 \cdot 10^3$	0,06	1,424	$9,322 \cdot 10^{-3}$
	$2,0 \cdot 10^3$	0,08	1,405	$1,1 \cdot 10^{-2}$
	$2,5 \cdot 10^3$	0,10	1,385	$1,2 \cdot 10^{-2}$
	$3,0 \cdot 10^3$	0,12	1,366	$1,3 \cdot 10^{-2}$
	$3,5 \cdot 10^3$	0,14	1,347	$1,4 \cdot 10^{-2}$
	$4,0 \cdot 10^3$	0,16	1,328	$1,5 \cdot 10^{-2}$
$4,5 \cdot 10^3$	0,18	1,309	$1,7 \cdot 10^{-2}$	
$5,0 \cdot 10^3$	0,20	1,291	$1,8 \cdot 10^{-2}$	

### 11.5. Расчет усилителя мощности звуковой частоты

Пример выполнения расчетов усилителя мощности звуковой частоты приведены по материалам [18, 40]

#### 11.5.1. Принципиальная схема и исходные данные для расчетов

Схема электрическая принципиальная усилителя мощности звуковых частот приведена на рис. 11.9.



**Рис. 11.9.** Схема усилитель мощности звуковых частот

Усилитель состоит из трёх усилительных каскадов:

- входной дифференциальный усилительный каскад на транзисторах VT2, VT3 с динамической нагрузкой в виде токового зеркала на транзисторах VT4, VT5 и задающим эмиттерным источником тока на элементах VT1, R3, R4, R5;
- промежуточный каскад усиления на составном транзисторе VT6, VT8 по схеме с общим эмиттером с элементом местной обратной связи по току R13 и источником тока в коллекторной цепи VT7, R6, R7, R10;
- выходной двухтактный каскад на транзисторах разной проводимости VT10, VT11, включённых по схеме комплементарного эмиттерного повторителя, с источником смещения на элементах VT9, R11, R12, позволяющим настроить режим работы выходного каскада с отсечкой в классе усиления АВ.

В состав усилителя входят также:

- входной резисторный делитель R1, R2, при помощи которого на выходе усилителя настраивается напряжение по постоянному току, составляющее половину питания (для двухполюсного симмет-

ричного питания постоянный потенциал на выходе усилителя должен быть равным или близким нулю вольт);

- входной конденсатор С1, разделяющий вход усилителя от источника сигнала по постоянному току;
- элементы цепи общей отрицательной обратной связи R8, R9, С2, параллельной по выходу, последовательной по входу;
- резисторы R14, R15, реализующие местную обратную связь по току для стабилизации тока покоя транзисторов выходного каскада при повышении их температуры;
- конденсаторы С3, С4, замыкающие путь протекания переменного тока через источники питания и сглаживающие пульсации напряжения, возникающие после выпрямления переменного тока в блоке питания.

Применение отрицательной обратной связи, параллельной по выходу, последовательной по входу, позволяет легко согласовать усилитель с высокоомным источником сигнала и низкоомной нагрузкой.

По описанию трёхкаскадной структуры и заданным техническим параметрам усилитель можно отнести к устройствам, применяемым в бытовой радиоэлектронной аппаратуре.

Исходные данные:

Сопротивление источника сигнала	$R_r = 47 \text{ кОм};$
Напряжение источника сигнала	$U_r = 0,707 \text{ В};$
Выходная мощность	$P_{\text{вых}} = 25 \text{ Вт};$
Сопротивление нагрузки	$R_n = 4 \text{ Ом};$
Диапазон усиливаемых частот	$\Delta f = 30 \dots 80 \text{ 000 Гц};$
Диапазон рабочих температур	$\Delta T = +10 \dots +50 \text{ }^\circ\text{C};$
Напряжение питания	$U_{\text{п}} = \pm 18 \text{ В}.$

### 11.5.2. Расчет режимов и элементов схемы

Расчёт начинают с определения параметров и значений элементов выходного каскада, выбора полупроводниковых приборов.

Определим напряжение и ток в нагрузке.

Эффективное значение напряжения в нагрузке

$$U_H = \sqrt{R_H \cdot P_{\text{ВЫХ}}} = \sqrt{4 \cdot 25} = 10 \text{ В}$$

Амплитудное значение напряжения в нагрузке

$$U_{H_{\text{max}}} = U_H \cdot \sqrt{2} = 14,14 \text{ В}$$



Эффективное значение тока в нагрузке

$$I_H = \frac{U_H}{R_H} = \frac{10}{4} = 2,5 \text{ А.}$$

Амплитудное значение тока в нагрузке

$$I_{H\max} = I_H \cdot \sqrt{2} = 3,54 \text{ А}$$

Для определения значений элементов R14, R15, C3, C4 рассмотрим следующие выражения для минимально требуемого напряжения питания

$$U_{П\min} \geq U_{H\max} + I_{H\max} \cdot R14 + U_{KЭнасVT10} + U_{Пульс}, \quad (1)$$

$$U_{П\min} \geq U_{H\max} + I_{H\max} \cdot R14 + U_{БЭVT10} + U_{ИVT7} + U_{Пульс}, \quad (2)$$

где  $U_{KЭнасVT10}$  – напряжение насыщения транзистора VT10 при токе  $I_{H\max}$ ;

$U_{Пульс}$  – амплитуда напряжения пульсаций в цепи питания;

$U_{БЭVT10}$  – падение напряжения на переходе база-эмиттер транзистора VT10;

$U_{ИVT7}$  – падение напряжения на источнике тока промежуточного каскад

$$U_{ИVT7\min} \approx 2 \cdot U_{KЭнасVT10} + I_{ИVT7} \cdot R10; \quad (3)$$

$U_{KЭнасVT10}$  – напряжение насыщения транзистора VT7 при токе  $I_{ИVT7}$ ;

$I_{ИVT7}$  – ток источника тока промежуточного каскада, значение которого должно превышать значение максимального тока базы транзисторов выходного каскада:

$$I_{ИVT7} \approx (1,0 \dots 1,5) I_{БЭVT10\max} = (1,0 \dots 1,5) \frac{I_{H\max}}{h_{21ЭVT10} + 1}. \quad (4)$$

Выражение (1.2) более критично для данной схемы усилителя, чем выражение (1.1). Предельные значения напряжения, тока и мощности выбранного транзистора должны превышать с некоторым запасом значения данных параметров, возникающих в схеме. Желательно, чтобы транзисторы разной проводимости в комплементарной схеме были близкими по предельным значениям указанных параметров и по коэффициенту передачи тока  $h_{2Э}$ . Электронная промышленность выпускает специальные серии комплементарных транзисторов, такие как КТ819, КТ818; КТ817, КТ816; КТ815, КТ814; КТ827, КТ825; КТ850, КТ851 и др. Для транзистора КТ819 напряжение насыщения составляет  $U_{KЭнас} = 0,4 \text{ В}$ , коэффициент

передачи по току  $h_{2Э} = 34$ , напряжение  $U_{БЭ} = 1,1$  В при токе коллектора  $I_{Hmax} = 3,54$  А [50]. Резистор R14 включён последовательно с нагрузкой и снижает отдаваемую ей мощность [49]. Рекомендуется выбирать такое значение сопротивлений, чтобы мощность, рассеиваемая на эмиттерных резисторах, в цепи выходного комплементарного эмиттерного повторителя не превышала 10 % от мощности, выделяемой в нагрузке. Этому условию соответствует значение сопротивления  $R_{14} = R_{15} = 0,22$  Ом, при котором рассеиваемая мощность составляет  $(I_H)^2 \cdot R = 2,5^2 \cdot 0,22 = 1,375$  Вт. Такая мощность выделяется в двухтактном режиме с классом усиления А. Для классов В и АВ рассеиваемая мощность будет меньше (в два раза для класса В). Применим 2-ваттные резисторы, что даст запас по мощности. При выполнении тепловых расчетов необходимо оценивать рассеиваемую мощность всех резисторов самостоятельно. Ниже, в кратком примере расчёта, такая оценка отсутствует.

Максимальное напряжение, прикладываемое к транзистору в схеме выходного комплементарного повторителя, равно сумме амплитуды напряжения сигнала на нагрузке  $U_{Hmax}$  и напряжения питания  $U_{П}$

$$U_{кЭм} = U_{П} + U_{Hmax} = 18 + 14,14 = 32,4 \text{ В}.$$

Транзисторы КТ819Б и КТ818Б имеют предельное максимальное значение напряжения между коллектором и эмиттером, равное  $40 \text{ В} > 32,4 \text{ В}$ ; максимальный ток коллектора равен  $10 \text{ А} > 3,54 \text{ А}$  для транзисторов в корпусе ТО-220 [50].

Мощность, потребляемая выходным каскадом от источника питания, при максимальном токе нагрузки равна:

$$P_{ПОТР} = 2 \cdot U_{П} I_{Hcp} = 2 \cdot U_{П} \frac{I_{Hmax}}{\pi} = 2 \cdot 18 \cdot \frac{3,54}{3,14} \approx 40,6 \text{ Вт},$$

где  $I_{Hcp}$  – средний ток коллектора.

Мощность, рассеиваемая на транзисторах, при гармоническом сигнале на входе и активной нагрузке равна:

$$P_{РАСС} = P_{ПОТР} - P_{ВЫХ} = 40,6 - 25 = 15,6 \text{ Вт}.$$

Мощность, рассеиваемая на одном транзисторе двухтактного комплементарного эмиттерного повторителя, в два раза меньше и составляет 7,8 Вт. Но максимальная мощность рассеивается на транзисторах не при полной амплитуде выходного сигнала [49, 52]. Максимальная мощность, рассеиваемая на каждом транзисторе [52]:

$$P_{\text{РАСС}} = \frac{U_{\text{П}}^2}{\pi^2 R_{\text{Н}}} + I_0 \left( 0,3U_{\text{П}} + \frac{I_0 R_{\text{Н}}}{\pi} \right),$$

где  $I_0$  – ток покоя, протекающий через транзисторы VT10, VT11 при отсутствии входного сигнала. Для класса усиления АВ в бытовых усилителях звуковой частоты ток покоя задают обычно в интервале [41]:

$$I_0 \approx (0,01 \dots 0,15) \cdot I_{\text{Нmax}} = (0,035 \dots 0,53) \text{ А}.$$

Примем ток покоя через выходные транзисторы VT10, VT11 равным 100 мА. Тогда максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе:

$$P_{\text{РАСС}} = \frac{18^2}{\pi^2 \cdot 4} + 0,1 \left( 0,3 \cdot 18 + \frac{0,1 \cdot 4}{\pi} \right) = 8,76 \text{ Вт}.$$

Выбранные транзисторы КТ819Б и КТ818Б в корпусе ТО-220 имеют предельную рассеиваемую мощность 60 Вт > 8,76 Вт.

Максимальный ток, протекающий через базу VT10, можно найти через выражение

$$I_{\text{БVT10max}} = \frac{I_{\text{Нmax}}}{h_{21Э\text{VT10}} + 1},$$

тогда ток источника тока промежуточного каскада (1.4):

$$I_{\text{ИVT7}} = 1,1 \cdot \frac{I_{\text{Нmax}}}{h_{21Э\text{VT10}} + 1} = 1,1 \cdot \frac{3,54}{34 + 1} \approx 0,111 \text{ А}.$$

В промежуточном каскаде будем использовать комплементарные транзисторы VT7 – КТ814Б, VT8 – КТ815Б, которые могут обеспечить указанный ток. Максимальное напряжение в схеме между коллектором и эмиттером данных транзисторов равно:

$$U_{\text{КЭм}} = U_{\text{П}} + U_{\text{Нmax}} + U_{\text{БЭVT10}} = 18 + 14,14 + 1,1 = 33,24 \text{ В}.$$

Данное напряжение меньше предельно допустимого для КТ814Б, КТ815Б, которое равно 40 В [50]. Максимальная мощность, выделяемая в схеме на этих транзисторах, работающих в классе усиления А, равна:

$$I_{\text{ИVT7}} \cdot U_{\text{КЭм}} = 0,111 \cdot 33,24 \approx 3,7 \text{ Вт},$$

что не превышает предельно допустимой мощности данных транзисторов, равной 10 Вт, при использовании теплоотвода. Транзисторы КТ814Б, КТ815Б имеют низкое напряжение насыщения  $U_{\text{КЭнас}}$ , которое при

токе 0,111 А не превышает 0,1 В [50]. Ограничим на источнике тока VT7, R6, R7, R10 минимальное падение напряжения (1.3) значением 1 В.

Далее формируем требования к напряжению пульсаций источника питания и рассчитываем значение емкостей конденсаторов С3, С4.

$$U_{\text{Пульс}} = U_{\Pi} - (U_{\text{нmax}} + I_{\text{нmax}} \cdot R14 + U_{\text{БЭVT10}} + U_{\text{ИVT7}}),$$

$$U_{\text{Пульс}} = 18 - (14,14 + 3,54 \cdot 0,22 + 1,1 + 1,0) = 0,982 \text{ В.}$$

Ёмкость сглаживающих конденсаторов С связана с амплитудой напряжения пульсаций  $U_{\text{Пульс}}$  и током потребления усилителя  $I_{\text{Потр}}$  уравнением [51]

$$2 \cdot U_{\text{Пульс}} = \frac{T \cdot I_{\text{Потр}}}{C},$$

где Т – период пульсаций, равный 0,01 секунды при двухполупериодном выпрямлении и частоте сети 50 Гц.

Ток потребления усилителя можно приблизительно считать равным сумме токов потребления оконечного и промежуточного каскадов:

$$I_{\text{Потр}} = I_{\text{ИVT7}} + \frac{I_{\text{нmax}}}{\pi}.$$

Тогда

$$C = \frac{T}{2 \cdot U_{\text{Пульс}}} \left( I_{\text{ИVT7}} + \frac{I_{\text{нmax}}}{\pi} \right) = \frac{0,01}{2 \cdot 0,982} \left( 0,1111 + \frac{3,54}{\pi} \right) = 0,0063 \text{ Ф.}$$

Выбираем значение емкостей сглаживающих конденсаторов с запасом:  $C3 = C4 = 10\,000$  мкФ. В качестве VT9 выбираем такой же транзистор, как VT8 – КТ815Б, который можно установить на общий с транзисторами VT10, VT11 радиатор для повышения температурной стабильности выходного каскада. Напряжение  $U_{\text{КЭVT9}}$  между коллектором и эмиттером транзистора VT9 является напряжением смещения  $U_{\text{СМ}}$  для транзисторов выходного каскада. При токе покоя выходного каскада  $I_0$ , равном 100 мА, напряжение между базой и эмиттером выходных транзисторов приблизительно равно 0,58 В. Напряжение смещения равно

$$U_{\text{СМ}} = U_{\text{КЭVT9}} = U_{\text{БЭVT10}} + I_0 \cdot (R14 + R15) + U_{\text{БЭVT11}};$$

$$U_{\text{КЭVT9}} = 0,58 + 0,1 \cdot (0,22 + 0,22) + 0,58 \approx 1,2 \text{ В.}$$

Зададим ток делителя через R11 равным шести токам базы  $I_{БВТ9}$ . Значения элементов источника напряжения смещения (VT9, R11, R12) подчиняются следующим соотношениям:

$$\frac{R_{11}}{R_{12}} = \frac{U_{КЭВТ9} + U_{БЭВТ9}}{U_{БЭВТ9}}; \quad (5)$$

$$6 \cdot I_{БВТ9} \cdot R_{11} + 5I_{БВТ9} \cdot R_{12} = U_{КЭВТ9}. \quad (6)$$

В покое, когда входной сигнал равен нулю, ток коллектора  $I_{КВТ9}$  близок по значению току  $I_{ИВТ7} = 111$  мА, вытекающему из источника тока промежуточного каскада. Разница равна току базы покоя выходного транзистора VT10:

$$I_{БВТ10} = I_0/h_{21Э0} = 100/34 \approx 3 \text{ мА}.$$

Тогда  $I_{КВТ9} \approx 0,108$  А. Коэффициент передачи по току  $h_{21ЭВТ9} \approx 70$  и напряжение  $U_{БЭВТ9} \approx 0,7$  В при токе коллектора 108 мА.

$$I_{БВТ9} = \frac{I_{КВТ9}}{h_{21ЭВТ9}} = \frac{108}{70} \approx 1,54 \text{ мА}.$$

Из уравнений (1.5) и (1.6):

$$R_{12} = \frac{U_{КЭВТ9}}{I_{БВТ9}} \cdot \frac{U_{БЭВТ9}}{6 \cdot U_{КЭВТ9} - U_{БЭВТ9}} = \frac{1,2}{1,54 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{0,7}{6 \cdot 1,2 - 0,7} = 83,9.$$

Значения сопротивлений резисторов приводим к стандартизованному ряду:  $R_{12} \approx 82$  Ом;

$$R_{11} = R_{12} \cdot \left( \frac{U_{КЭВТ9}}{U_{БЭВТ9}} - 1 \right) = 82 \cdot \left( \frac{1,2}{0,7} - 1 \right) = 58,6 \approx 59 \text{ Ом}.$$

Рассчитаем источник VT7, R6, R7, R10 (см. рис. 3.9). Из уравнения (3):

$$R_{10} \leq \frac{U_{ИВТ7} - 2 \cdot U_{КЭАСВТ7}}{I_{ИВТ7}};$$

$$R_{10} = \frac{1 - 2 \cdot 0,1}{0,111} = 7,2 \approx 6,8 \text{ Ом}.$$

Падение напряжения на резисторе R6, в соответствии с законом напряжений Кирхгофа, равно сумме падений напряжений на резисторе R10 и базомиттерном переходе  $U_{БЭВТ7} \approx 0,7$  В. Ток базы VT7 связан с током источника через коэффициент передачи по току  $h_{21ЭВТ7}$ , который для тока 111 мА

приблизительно равен 90 [50]. Пусть через R6 ток делителя составляет девять токов базы, тогда:

$$R6 \approx \frac{I_{ИВТ7} \cdot R10 + U_{БЭВТ7}}{(9 \cdot I_{ИВТ7} / h_{21ЭВТ7})} = \frac{0,111 \cdot 6,8 + 0,7}{(9 \cdot 0,111 / 90)} = 131 \approx 130 \text{ Ом};$$

$$R7 \approx \frac{U_{П} - (I_{ИВТ7} \cdot R10 + U_{БЭВТ7})}{(10 \cdot I_{ИВТ7} / h_{21ЭВТ7})} = \frac{18 - (0,111 \cdot 6,8 + 0,7)}{(10 \cdot 0,111 / 90)} \approx 1300 \text{ Ом}.$$

Сопротивление резистора R13 в цепи эмиттера составного транзистора VT6, VT8 промежуточного каскада усиления может быть равным или меньшим сопротивлению резистора R10 = 6,8 Ом. Иначе не будет выполняться требование по уровню сигнала на выходе усилителя. Отрицательная полуволна гармонического сигнала в усилителе будет ограничиваться при меньшем значении амплитуды, чем положительная полуволна. Ток эмиттера транзистора VT6 в схеме (см. рис. 3.9) равен току базы транзистора VT8.

$$I_{ЭВТ6} = I_{БВТ8} = I_{ИВТ7} / h_{21ЭВТ8} = 111 / 70 = 1,59 \text{ мА}$$

Мощность, рассеиваемая на транзисторе VT6, не превысит

$$P_{\text{расс}} = I_{ЭВТ6} \cdot 2 \cdot U_{П} = 1,59 \cdot 2 \cdot 18 = 57,3 \text{ мВт}.$$

В качестве транзистора VT6 можно применить маломощный транзистор с предельным напряжением  $U_{КЭ}$ , таким же, как у транзистора VT8. Применим транзистор КТ3102А с предельным напряжением 50 В, предельным постоянным током 100 мА, предельной рассеиваемой мощностью 250 мВт и среднегеометрическим коэффициентом передачи тока  $h_{21Э} = 158$  [47]. Рабочее напряжение между коллектором и эмиттером транзистора VT4 токового зеркала в покое будет равно сумме падений напряжений  $U_{КЭВТ4} = U_{БЭВТ6} + U_{БЭВТ8} + I_{ИВТ7} \cdot R13 \approx 1,6$  В. Ток базы  $I_{БВТ6}$  транзистора VT6 получается равным  $1,59 \text{ мА} / 158 \approx 10 \text{ мкА}$ . Использование транзисторов VT2, VT3 с током коллектора  $10 \cdot I_{БВТ6} = 0,1 \text{ мА}$  не целесообразно.

Это даст низкое значение крутизны и, как следствие, низкий коэффициент усиления по напряжению. Рабочие токи входного дифференциального каскада можно выбрать исходя из условий минимума коэффициента шума, или максимального коэффициента передачи по току транзистора, или из компромисса между этими условиями. Выбираем КТ3107Ж в качестве VT2, VT3 с минимальным нормированным коэффициентом шума при токе коллектора 0,2 мА [47].

Для токового зеркала VT4, VT5 выбираем соответствующие комплементарные транзисторы КТ3102Д. В источник тока на VT1 выбираем транзистор КТ3107А. Выходной ток источника VT1, R3, R4, R5 в соответствии с вышеизложенным зададим  $I_{ИВТ1} = 0,4 \text{ мА}$ , тогда рабочие коллекторные

токи VT2, VT3, VT4, VT5 будут равны 0,2 мА. Токи базы VT2, VT3 в схеме (рис. 11.9) являются вытекающими.

Чтобы на выходе усилителя при отсутствии входного сигнала потенциал по постоянному току был равен или близок к нулю вольт, потенциал на базах транзисторов VT2, VT3 должен быть выше и равен падению напряжения на резисторе R8. Обычно это напряжение задают в пределах (0,05...0,5...2,0) вольта. Так как получаемые токи малы, то выберем 0,05 В. Ток базы КТ3107Ж будет равным [47]:

$$I_{BVT2} = I_{BVT3} = I_{KVT2} / h_{21ЭVT2} = 0,0002 / 50 = 4 \text{ мкА.}$$

Значение сопротивления R8:

$$R8 = U_{R8} / I_{BVT3} = 0,05 / 4 \cdot 10^{-6} = 12500 \approx 12 \text{ кОм.}$$

На резисторе R1 необходимо создать падение напряжения, равное разности напряжения питания и падению напряжения на резисторе R8. Найдём значение сопротивлений R1 и R2:

$$R1 = \frac{U_{\Pi} - U_{R8}}{9 \cdot I_{BVT2}} = \frac{18 - 0,05}{9 \cdot 4 \cdot 10^{-6}} = 498611 \approx 510 \text{ кОм;}$$

$$R2 = \frac{U_{\Pi} + U_{R8}}{10 \cdot I_{BVT2}} = \frac{18 + 0,05}{10 \cdot 4 \cdot 10^{-6}} = 451250 \approx 470 \text{ кОм.}$$

Рассчитаем значения сопротивлений источника тока дифференциального каскада. Амплитуда входного напряжения равна 1 В, поэтому сумма падений напряжений на транзисторе VT1 и резисторе R5 будет близка к напряжению питания  $U_{\Pi}$ . Падение напряжения на эмиттерном резисторе источника тока входного дифференциального каскада выбирают в интервале 20...30 % от  $U_{\Pi}$ . Тогда значение R5 можно найти из уравнения

$$R5 = \frac{0,3 \cdot U_{\Pi}}{I_{IVT1}} = \frac{0,3 \cdot 18}{0,0004} = 13500 \approx 13 \text{ кОм.}$$

Сопротивления резисторов R3 и R4 делителя в цепи базы (рис. 11.9) источника тока:

$$R3 = \frac{R5 \cdot I_{IVT1} + U_{БЭVT1}}{9 \cdot (I_{IVT1} / h_{21ЭVT1})} = \frac{13000 \cdot 0,0004 + 0,6}{9 \cdot (0,0004 / 100)} = 161111 \approx 160 \text{ кОм;}$$

$$R4 = \frac{2 \cdot U_{\Pi} - (R5 \cdot I_{IVT1} + U_{БЭVT1})}{10 \cdot (I_{IVT1} / h_{21ЭVT1})};$$

$$R4 = \frac{2 \cdot 18 - (13000 \cdot 0,0004 + 0,6)}{10 \cdot (0,0004 / 100)} = 755000 \approx 750 \text{ кОм.}$$

Для того чтобы найти значения элементов C1, C2, R9, необходимо определить входное сопротивление усилителя в целом, потери на входе из-за конечного сопротивления источника сигнала, рассчитать коэффициент усиления.

В усилителе применена параллельная по выходу и последовательная по входу общая отрицательная обратная связь. Её действие приводит к увеличению входного сопротивления по току базы транзистора VT2 пропорционально глубине обратной связи [42], величина которой в многокаскадном усилителе достигает больших значений.

Поэтому входное сопротивление усилителя определяется в основном значениями сопротивлений входных резисторов R1 и R2.

$$R_{ВХ} = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} = \frac{510 \cdot 470}{510 + 470} = 244,6 \text{ кОм.}$$

Коэффициент входных потерь составит:

$$K_{ВХПОТЕРЬ} = \frac{R_{ВХ}}{R_{Г} + R_{ВХ}} = \frac{244,6}{47 + 244,6} = 0,839.$$

В усилителе (рис. 11.9) сигнал по напряжению усиливается во входном дифференциальном каскаде и промежуточном каскаде.

Выходной каскад по схеме комплементарного эмиттерного повторителя усиливает сигнал только по току и согласует выход усилителя с низкоомной мощной нагрузкой.

Коэффициент усиления напряжения промежуточного каскада рассчитывается по формуле [49]

$$K_{УПР} \approx -\frac{R_{Н\Sigma ПР}}{R13 + \frac{1}{S_D}}, \quad (7)$$

где  $S_D$  – крутизна преобразования для составного транзистора по схеме Дарлингтона [49]

$$S_D = \frac{I_{КД}}{2 \cdot U_T}; \quad (8)$$

$U_T$  – тепловой потенциал, равный  $kT/q$  [49],  $k$  – постоянная Больцмана,  $T$  – абсолютная температура,  $q$  – заряд электрона;  $U_T = 0,026$  В при  $T = 300$  К;

$R_{Н\Sigma ПР}$  – общее сопротивление нагрузки в цепи коллектора, состоящее из параллельного соединения сопротивлений:



$$R_{H\Sigma PP} = \frac{r_{KЭД} \cdot R_{KPP} \cdot R_{BХОК}}{r_{KЭД} \cdot R_{KPP} + r_{KЭД} \cdot R_{BХОК} + R_{KPP} \cdot R_{BХОК}}; \quad (9)$$

$R_{KЭД}$  – активное сопротивление между коллектором и эмиттером составного транзистора по схеме Дарлингтона,

$$r_{KЭД} \approx \frac{2 \cdot r_{KЭВТ8}}{3}; \quad (10)$$

$r_{KЭВТ8}$  – сопротивление утечки между коллектором и эмиттером гибридной эквивалентной малосигнальной схемы транзистора с общим эмиттером [42, 48]:

$$r_{KЭВТ8} \approx \frac{|U_Y| + |U_{KЭВТ8}|}{I_{КД}}; \quad (11)$$

$I_{КД}$  – рабочий ток промежуточного каскада, равный выходному току  $I_{ИВТ7}$  источника тока VT7, R6, R7, R10;

$U_Y$  – напряжение Эрли [49], среднегеометрическое значение которого для  $n-p-n$ -транзистора равно 126 В и для  $p-n-p$ -транзистора – 77,5 В;

$U_{KЭВТ8}$  – рабочее напряжение между коллектором и эмиттером VT8 в покое:

$$U_{KЭВТ8} = U_{II} - R_{13} \cdot I_{ИВТ7} - 0,5 \cdot U_{KЭВТ9} = 18 - 6,8 \cdot 0,111 - 0,5 \cdot 1,2 = 16,6 \text{ В};$$

$R_{KPP}$  – общее сопротивление источника тока и источника смещения на выходе промежуточного каскада. Так как сопротивление переменному току источника смещения VT9, R11, R12 ( $\approx r_{ЭВТ9}$ ) намного меньше сопротивления источника тока VT7, R6, R7, R10, то приравняем  $R_{KPP}$  к динамическому сопротивлению источника тока, которое согласно [49] равно:

$$r_{KЭВТ7} \approx \frac{|U_Y| + |U_{KЭВТ7}|}{I_{ИВТ7}}; \quad (13)$$

$$r_{БЭВТ7} = (1 + h_{21ЭВТ7}) \cdot \frac{U_T}{I_{ИВТ7}}. \quad (14)$$

Входное сопротивление окончного каскада

$$R_{BХОК} \approx (1 + h_{21ЭВТ11}) \cdot \left( \frac{U_T}{I_{H\max}} + R_{15} + R_H \right). \quad (15)$$

Проведём расчёт выражений (7) – (15), используя параметры гибридной эквивалентной схемы транзистора (схема Джиаклетто) [42, 48, 45]:

$$\Gamma_{\text{кЭВТ8}} \approx \frac{126+16,6}{0,111} \approx 1284 \text{ Ом};$$

$$\Gamma_{\text{кЭД}} \approx \frac{2 \cdot 1284}{3} \approx 856 \text{ Ом};$$

$$\Gamma_{\text{кЭВТ7}} \approx \frac{77,5+16,4}{0,111} = 846 \text{ Ом};$$

$$\Gamma_{\text{БЭВТ7}} = (1+90) \cdot \frac{0,026}{0,111} = 21,3 \text{ Ом};$$

$$S_{\text{д}} = \frac{0,111}{2 \cdot 0,026} = 2,13 \text{ См};$$

$$R_{\text{ВХОК}} \approx (1+70) \cdot \left( \frac{0,026}{3,54} + 0,22 + 4 \right) \approx 300 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{КПР}} \approx \Gamma_{\text{iВТ7}} = 846 \cdot \left( 1 + \frac{90 \cdot 6,8}{21,3 + (130 \cdot 1300) / (130 + 1300) + 6,8} \right) \approx 4385 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{НСПР}} = \frac{856 \cdot 4385 \cdot 300}{856 \cdot 4385 + 856 \cdot 300 + 4385 \cdot 300} = 211,4 \text{ Ом};$$

$$K_{\text{УПР}} = -\frac{211,4}{6,8 + \frac{1}{2,13}} \approx -29.$$

Коэффициент усиления входного дифференциального каскада в схеме усилителя (рис. 3.9) определяется по формуле [49]

$$K_{\text{УДИФ}} = -\frac{1}{2} S_{\text{ВТ2}} R_{\text{НЭДИФ}},$$

где  $S_{\text{ВТ2}}$  – крутизна преобразования в дифференциальном каскаде:

$$S_{\text{ВТ2}} = \frac{I_{\text{кВТ2}}}{U_{\text{T}}} = \frac{0,0002}{0,026} \approx 0,0077 \text{ См};$$

$R_{\text{НЭДИФ}}$  – общее сопротивление нагрузки дифференциального каскада, состоящее из параллельного соединения сопротивлений:

$$R_{\text{НЭДИФ}} = \frac{\Gamma_{\text{кЭВТ2}} \cdot R_{\text{ТК}} \cdot R_{\text{ВХПР}}}{\Gamma_{\text{кЭВТ2}} \cdot R_{\text{ТК}} + \Gamma_{\text{кЭВТ2}} \cdot R_{\text{ВХПР}} + R_{\text{ТК}} \cdot R_{\text{ВХПР}}},$$

$r_{кЭВТ2}$  – активная составляющая дифференциального сопротивления участка между коллектором и эмиттером транзистора VT2, включенного по схеме с общим эмиттером [49]:

$$r_{кЭВТ2} \approx \frac{|U_Y| + |U_{кЭВТ2}|}{I_{кВТ2}} = \frac{77,5 + 15,4}{0,0002} = 464500 \text{ Ом},$$

$R_{ТК}$  – динамическое сопротивление токового зеркала, равное сопротивлению  $r_{кЭВТ4}$  при отсутствии резистора в цепи его эмиттера:

$$R_{ТК} = r_{кЭВТ4} = \frac{|U_Y| + |U_{кЭВТ4}|}{I_{кВТ4}} = \frac{126 + 2,1}{0,0002} = 640500 \text{ Ом},$$

$R_{ВХ ПР}$  – входное сопротивление промежуточного каскада, построенного по схеме Дарлингтона:

$$R_{ВХ ПР} \approx 2 \cdot h_{21ЭВТ6} \cdot h_{21ЭВТ8} \frac{U_T}{I_{кД}} = 2 \cdot 158 \cdot 70 \frac{0,026}{0,111} = 5181 \text{ Ом},$$

$$R_{НЭ ДИФ} = \frac{464500 \cdot 640500 \cdot 5181}{464500 \cdot 640500 + 464500 \cdot 5181 + 640500 \cdot 5181} = 5083 \text{ Ом},$$

$$K_{У ДИФ} = -\frac{1}{\gamma} 0,0077 \cdot 5083 = -19,6.$$

Общий коэффициент усиления по напряжению усилителя с разомкнутой обратной связью выражается произведением:

$$K_{У ДИФ} \cdot K_{У ПР} = 19,6 \cdot 29 = 568,4.$$

По условиям технического задания должно выполняться следующее тождество для сквозного коэффициента усиления:

$$K_E = K_{ВХ ПОТЕРЬ} \cdot \frac{K_{У ДИФ} \cdot K_{У ПР}}{1 + B \cdot K_{У ДИФ} \cdot K_{У ПР}} = \frac{U_H}{U_G},$$

где  $B$  – коэффициент передачи пассивной цепи общей отрицательной обратной связи R8, R9, C2. Он должен быть положительным и меньше единицы.

$$B = \frac{1}{K_{У ДИФ} \cdot K_{У ПР}} \cdot \left( \frac{U_G \cdot K_{ВХ ПОТЕРЬ} \cdot K_{У ДИФ} \cdot K_{У ПР}}{U_H} - 1 \right),$$

$$B = \frac{1}{19,6 \cdot 29} \cdot \left( \frac{0,707 \cdot 0,839 \cdot 19,6 \cdot 29}{10} - 1 \right) = 0,05756.$$

Значение коэффициента передачи цепи общей отрицательной обратной связи зависит от величин элементов R8, R9, C2. Если применить конденсатор C2 с реактивным сопротивлением на нижней границе заданного частотного диапазона меньшим или равным значению активного сопротивления резистора R9, то:

$$B = \frac{R9}{R8 + R9}.$$

Зная B и K8, найдём значение R9 и затем C2.

$$R9 = \frac{B \cdot R8}{1 - B} = \frac{0,05756 \cdot 12000}{1 - 0,05756} = 732,9 \approx 750 \text{ Ом};$$

$$C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot R9} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 750} = 7,07 \cdot 10^{-6} \approx 10 \text{ мкФ}.$$

После выбора значений сопротивлений резисторов из стандартизованного ряда уточним значение коэффициента B:

$$B = \frac{750}{12000 + 750} \approx 0,05882.$$

Рассчитаем значение ёмкости конденсатора C1. Его реактивное сопротивление должно быть меньше или равно значению входного сопротивления усилителя на нижней частоте рабочего диапазона частот:

$$X_{C1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot C1} \leq R_{вх};$$

$$C1 = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot R_{вх}} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 244600} = 2,17 \cdot 10^{-7} \approx 0,22 \text{ мкФ}$$

Проверим полученные значения коэффициентов передачи:

$$U_H = U_r \cdot K_E = 0,707 \cdot 0,839 \cdot \frac{19,6 \cdot 29}{1 + 0,05882 \cdot 19,6 \cdot 29} = 9,8 \text{ В}.$$

Требуемое значение напряжения усиленного сигнала на выходе выполняется с точностью выше 5 % (зависит от значения R9).

$$\frac{10 - 9,8}{10} \cdot 100 \% = 2 \% < 5 \%$$

Оценить нелинейные искажения сигнала в усилителе можно по экспериментальным данным: непосредственным измерением коэффициента гармоник усилителя (с помощью измерителя нелинейных искажений

С6-11) или методом пяти ординат по измеренной сквозной динамической характеристике. Правильно спроектированный усилитель, не охваченный обратной связью, с двухтактным комплементарным эмиттерным повторителем на выходе, работающим в классах усиления В и АВ, может давать искажения, оцениваемые через коэффициент гармоник  $K_G$  порядка 5...15 % (при условии, что уровень сигнала на входе не вызывает перегрузки усилителя). Оценим действия общей отрицательной обратной связи на значение коэффициента гармоник.

$$k_{ГООС} = \frac{k_G}{1 + B \cdot K_{удиф} \cdot K_{упр}};$$

$$k_{ГООС} = \frac{5}{1 + 0,05882 \cdot 19,6 \cdot 29} = 0,145 \%$$

$$k_{ГООС} = \frac{15}{1 + 0,05882 \cdot 19,6 \cdot 29} = 0,436 \%$$

Для уменьшения коэффициента гармоник рекомендуется увеличить коэффициент петлевого усиления. Например, можно поднять коэффициент усиления дифференциального каскада, увеличив рабочие токи транзисторов VT2, VT3.

На этом рассмотрение краткого примера расчёта усилителя закончено. Помимо основного расчёта, для повышения оценки за расчётно-графическую работу рекомендуется: произвести выбор теплоотвода для транзисторов выходных каскадов, используя теорию электротепловой аналогии [43]; провести анализ частотных свойств выбираемых транзисторов (найти значения характерных частот для применяемого включения транзистора в сравнении с верхней границей заданного частотного диапазона [42]); провести анализ схемы усилителя при помощи программ схемотехнического моделирования [46]. Моделирование схемы позволяет проверить расчёт усилителя, построить амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики, оценить устойчивость работы усилителя и при необходимости ввести дополнительные элементы, повышающие устойчивость.

## Контрольные вопросы по разделу

1. Приведите основные параметры, необходимые для расчета резонансных характеристик контура входной цепи.
2. Приведите основные параметры, необходимые для расчета полосы пропускания контура входной цепи.
3. Приведите особенность определения расстройки контура входной цепи при изменении емкости антенны.

4. В чем особенность каскодной схемы усиления, применяемой в усилителях высокой частоты?
5. Приведите особенности выбора транзистора для УРЧ.
6. Приведите особенности и этапы расчета УРЧ.
7. Приведите особенности и этапы расчета преобразователя частоты.
8. Приведите особенности и этапы расчета избирательности по соседнему каналу преобразователя частоты.
9. Приведите особенности и этапы расчета гетеродина.
10. Приведите особенности и этапы расчета частотного детектора.
11. Приведите особенности и этапы расчета частотного детектора.
12. Приведите особенности и этапы расчета усилителя мощности звуковой частоты.

В своем выступлении на конференции по ускорителям (октябрь 1968 г., Москва) академик М. А. Марков привел слова Жюлио-Кюри: «Чем дальше эксперимент от теории, тем ближе он к Нобелевской премии». Из книги «Ученые шутят»

## РАЗДЕЛ IV. СХЕМОТЕХНИКА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ТЕОРЕТИЧЕСКИХ РАСЧЕТОВ. МОДЕЛИРОВАНИЕ

### Тема 12. Экспериментальные исследования базовых узлов и системы автоматической подстройки частоты радиоприемного устройства

#### 12.1. Общие методические указания по выполнению экспериментального исследования в системе «Elektronics Workbench» (EWB)

Для выполнения исследования [18, 20] необходимо:

- на рабочем столе компьютера найти и открыть программу Electronics Workbench;
- разместить в папке «TUTORIAL» EWB необходимые программы;
- найти и открыть ярлык «Open» (рис. 12.1);

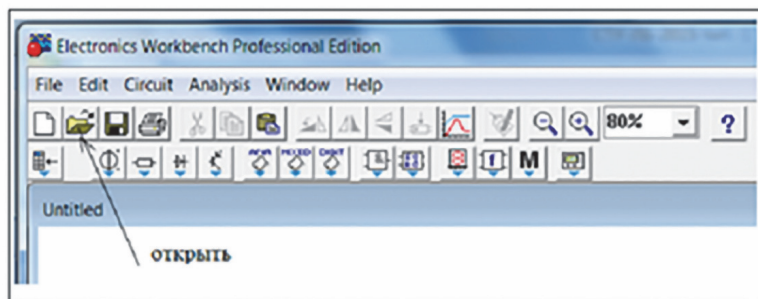
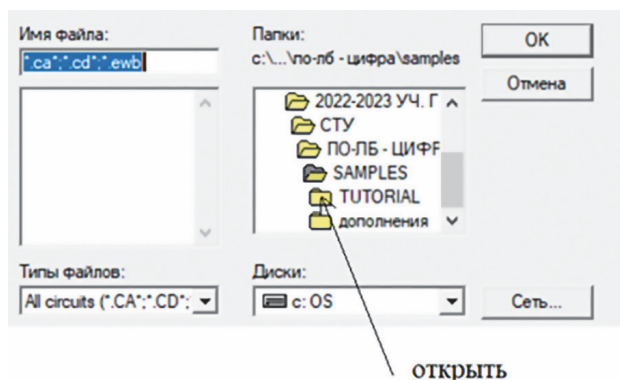


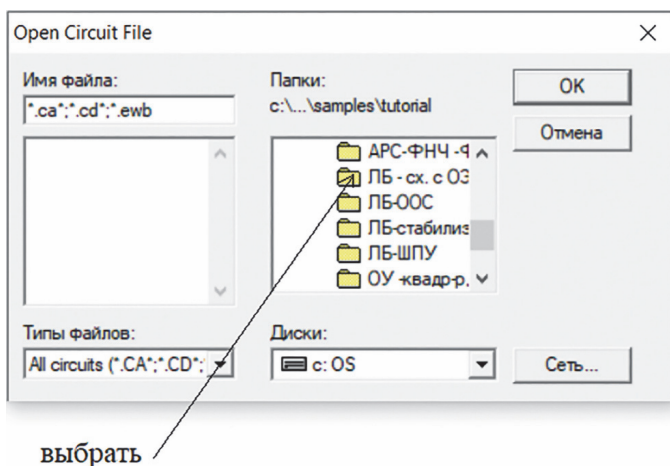
Рис. 12.1. Выбор папки с адресами объектов моделирования

- в открывшемся окне выбрать курсором адрес «TUTORIAL» и дать команду «OK» (рис. 12.2);



**Рис. 12.2.** Выбор адреса объектов моделирования

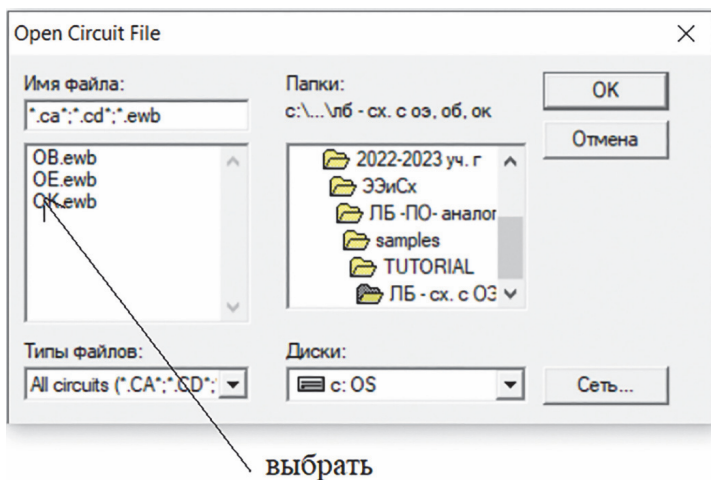
- в открывшемся окне выбрать нужную лабораторную работу и дать команду «ОК» (рис. 12.3);



**Рис. 12.3.** Выбор объекта моделирования

- в открывшемся левом окне выбрать курсором вариант выполнения лабораторной работы и дать команду «ОК» (рис. 12.4).
- К достоинствам данной программы следует отнести:
- возможность моделировать электронную схему;
  - возможность изменять параметры элементов схемы и входного сигнала и наблюдать их влияние на характеристики и параметры исследуемой схемы;



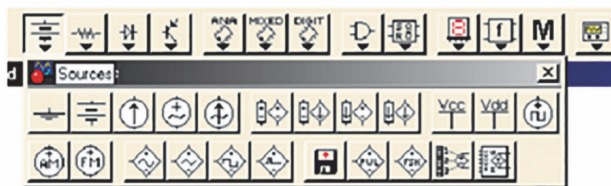


**Рис. 12.4.** Выбор варианта объекта моделирования

- возможность пользования различными измерительными приборами;
- пользуясь библиотекой компонентов (рис. 12.5), можно найти необходимые элементы для создания различных схем и перенести их на рабочее поле окна.

Символ компонента переносится в окно построения схемы с помощью мыши при нажатой левой кнопке.

При двойном щелчке по выбранному компоненту (или по контекстному вызову) открывается окно, с помощью которого устанавливаются требуемые параметры выбранного элемента.



**Рис. 12.5.** Библиотека компонентов EWB

После размещения компонентов схемы производится их соединение с помощью проводников. Для подключения проводника курсор подводится к выводу элемента. После появления черной точки следует нажать левую кнопку мыши и, удерживая ее, потянуть проводник к выводу другого элемента до появления на нем такой же черной точки.

После построения схемы программа моделирования активируется кнопкой в правом верхнем углу окна (рис. 12.6).



**Рис. 12.6.** Активирование работы программы моделирования

### **Список основных команд главного меню [22, 53]**

File – загрузка и запись файлов.

New (Ctrl+N) – создать новый документ.

Open (Ctrl+O) – открыть документ.

Save (Ctrl+S) – сохранить документ.

Save As – сохранить документ с другим именем.

Revert to Saved – стирание всех изменений, внесенных в текущем сеансе редактирования, и восстановление схемы в первоначальном виде.

Import – импорт документов.

Export – экспорт документов.

Print (Ctrl+P) – выбор данных для печати Schematic (схемы); Description (описания к схеме); Part list (перечня выводимых на принтер документов); Model list (списка, имеющихся в схеме компонентов), Subcircuits (подсхем); Analysis options (перечня режима моделирования); Instruments (списка приборов).

Print Setup – настройка принтера.

Exit (Alt F4) – выход из программы.

Install – установка дополнительных программ с гибких дисков.

Export to PSB – составление списка соединений схемы в формате OrCAD и другие разработки печатных плат.

Import from SPICE – импорт текстовых файлов описания схемы и задания на моделирование схемы в формате SPICE (с расширением. cir и автоматическое построение схемы по ее текстовому описанию.

Export to SPICE – составление текстового описания схемы и задания на моделирование в формате SPICE.

Edit – редактирование схем. Cut (Ctrl+X) – стирание (вырезание) выделенной части схемы с сохранением ее в буфере обмена.

Copy (Ctrl+C) – копирование в буфер обмена.

Paste (Ctrl+V) – вставка содержимого буфера обмена на рабочее поле.

Delete (Delete) – стирание выделенной части.

Select All (Ctrl+A) – выделение всей схемы.

Copy as Bitmap – копирование выделенной части. Копирование всего экрана производится нажатием клавиши Print Screen. Копирование ак-

тивной в данный момент части экрана, например, диалогового окна производится с помощью комбинации клавиш Alt+ Print Screen.

Show Clipboard – показ содержимого буфера обмена.

Circuit – подготовка схем.

Rotate (Ctrl+R) – вращение выделенной части.

Flip Horizontal – зеркальное изображение по горизонтали.

Flip Vertical – зеркальное изображение по вертикали.

Zoom In (Ctrl++) – увеличение выделенной части.

Zoom Out (Ctrl+-) – уменьшение выделенной части.

Create Subcircuit (Ctrl+B) – преобразование предварительно выделенной части схемы в подсхему, таким образом, что выделенная часть схемы:

Copy from Circuit – копируется в библиотеку без внесения изменений в исходную схему.

Move from Circuit – вырезается из общей части схемы и копируется в библиотеку.

Replace in Circuit – заменяется в исходной схеме подсхемой с присвоенным ей именем с одновременным копированием её в библиотеку.

Schematic Options – элементы оформления схемы.

Grid (Show Grid) показать сетку на схеме, (Use Grid) – убрать сетку.

Show /Hide – наличие обозначений на схеме

Show labels – показать позиционное обозначение компонентов, например, C1, C2 для конденсаторов.

Show models – показать имена моделей компонентов.

Show values – показать номиналы компонентов, например, сопротивление для резисторов – 100Ω, 200Ω.

Show nodes – показать нумерацию узлов.

Analysis – задание параметров моделирования.

Activate (Ctrl+G) – запуск моделирования.

Stop (Ctrl+T) – остановка моделирования.

Pause (F9) – прерывание моделирования.

Options (Ctrl+Y) – набор команд установки параметров.

Operating Point – расчет режима по постоянному току.

AC Frequency – расчет частотных характеристик.

Transient – расчет переходного режима.

Fourier – спектральный анализ Фурье.

Monte Carlo – статистический анализ.

Display Graph – вывод результатов анализа.

Window – окна.

Arrange (Ctrl+W) – упорядочение информации в рабочем окне.

Circuit – вывод схемы на передний экран.

Description (Ctrl+D) – вывод на передний экран описания схемы.

Help – меню настроено стандартным для Windows способом, содержит сведения по всем командам, компонентам и о самой программе.

## Приборы «Elektronics Workbench»

### Функциональный генератор (Function Generator рис. 12.7)

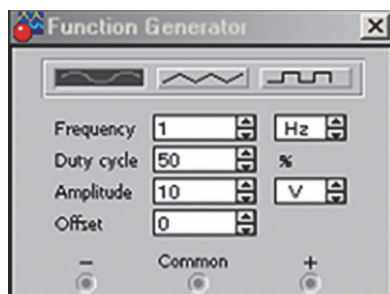


Рис. 12.7. Функциональный генератор

На лицевой панели генератора расположены клеммы для подключения к схеме и кнопки управления.

### Оциллограф (Oscilloscope – рис. 12.8)

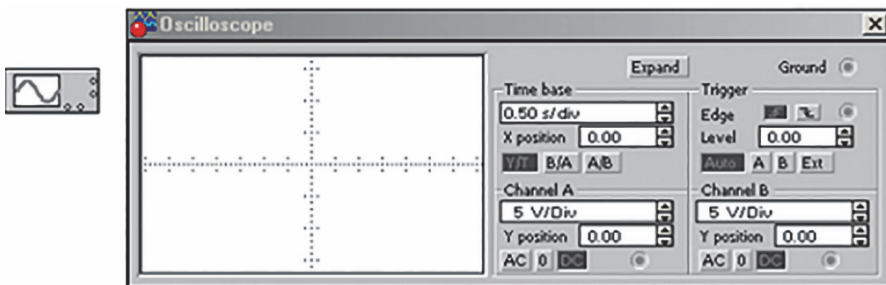


Рис. 12.8. Лицевая панель осциллографа

Оциллограф имеет два канала (CHANNEL) А и В с отдельной регулировкой по чувствительности.

Выбор режима по входу осуществляется нажатием кнопок AC O DC.

Режим AC предназначен для наблюдения только сигналов переменного тока. В режиме DC можно проводить осциллографические измерения как постоянного, так и переменного тока.

Заземление осциллографа осуществляется с помощью клеммы GROUND в правом верхнем углу прибора.

При нажатии на кнопку ZOOM лицевая панель осциллографа существенно меняется – увеличивается размер экрана, появляется возможность сканирования с помощью визирных линий (синего и красного цвета), которые могут быть установлены курсором за треугольные ушки (они обозначены также цифрами 1 и 2) в любое место экрана. При этом в индикаторных окошках под экраном приводятся результаты измерения напряжения, временных интервалов и их приращений (между визирными линиями). Изображение можно инвертировать нажатием кнопки REVERSE и записать данные в файл нажатием кнопки SAVE. Возврат к исходному состоянию осциллографа – нажатием кнопки REDUCE.

### Измеритель АЧХ и ФЧХ (Bode Plotter – рис. 12.9)

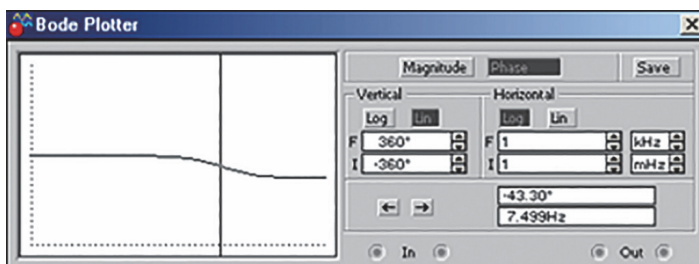


Рис. 12.9. Измеритель АЧХ и ФЧХ (плоттер)

Измеритель АЧХ И ФЧХ (рис. 12.9) предназначен для анализа амплитудно-частотных (при нажатой кнопке MAGNITUDE, включена по умолчанию) и фазочастотных (при нажатой кнопке PHASE) характеристик при логарифмической (кнопка LOG) или линейной (кнопка LIN) шкале по осям Y (VERTICAL) и X (HORIZONTAL).

Настройка измерителя заключается в выборе пределов измерения коэффициента передачи и вариации частоты с помощью кнопок в окошках F – максимальное и I – минимальное значение.

Значение частоты и соответствующее ей значение коэффициента передачи или фазы индицируется в окошках в правом нижнем углу измерителя. Значение указанных величин в отдельных точках АЧХ и ФЧХ можно получить с помощью вертикальной визирной линии, находящейся в исходном состоянии в начале координат и перемещаемой по графику мышью или кнопками.

Результаты измерения можно записать также в текстовый файл. Для этого необходимо нажать кнопку SAVE и в диалоговом окне указать имя файла (по умолчанию предлагается имя схемы).

В полученном таким образом текстовом файле с расширением. bod АЧХ и ФЧХ представляются в табличном виде.

Подключение прибора к исследуемой схеме осуществляется с помощью зажимов IN (вход) и OUT (выход). Левые клеммы зажимов подключаются соответственно ко входу и выходу исследуемого устройства, а правые к общей шине.

Ко входу устройства необходимо подключить функциональный генератор или другой источник переменного напряжения, при этом каких-либо настроек в этих устройствах не требуется.

Подробности проведения работ и выполнения анализа в системе «Electronics Workbench» приведено, например, в [22, 53].

## 12.2. Моделирование входной цепи [18, 20]

Для экспериментальной проверки расчетных соотношений воспользуемся пояснениями и данными раздела 3 «Пример теоретического расчета входной цепи» и схемой (рис. 12.10).

### 12.2.1. Определение величины резонансного коэффициента передачи входной цепи и его зависимости от частоты

Ключами А и В устанавливается емкость  $C_{\text{ср}} = 200$  pF. Ключами D и E выбирается резонансный контур. На генераторе G устанавливается частота, соответствующая выбранному контуру. Напряжение генератора G контролируется вольтметром V1. Напряжение на контуре контролируется вольтметром V2 и Bode Plotter (рис. 12.10 и 12.11)

Меняя в небольших пределах величину емкости подключенного контура  $S_k$ , необходимо добиться точной настройки выбранного контура в резонанс по максимальному значению показаний прибора V2 и плоттера. По соотношениям приборов V2 и V1 определяется коэффициент передачи входной цепи на средней, максимальной и минимальной частотах настройки входных контуров. Сравнение результатов эксперимента с ранее проведенным расчетом (раздел 3) приведено в табл. 12.1.

Т а б л и ц а 12.1

	$f_0 = 520$ кГц	$f_0 = 1060$ кГц	$f_0 = 1600$ кГц
Ко расч	2,19	6,27	11,47
Ко эксп.	2,21	6,58	11,7

На рис. 12.12 приведена зависимость резонансного коэффициента передачи от частоты настройки входной цепи в сопоставлении с теоретическими расчетами (раздел 3).

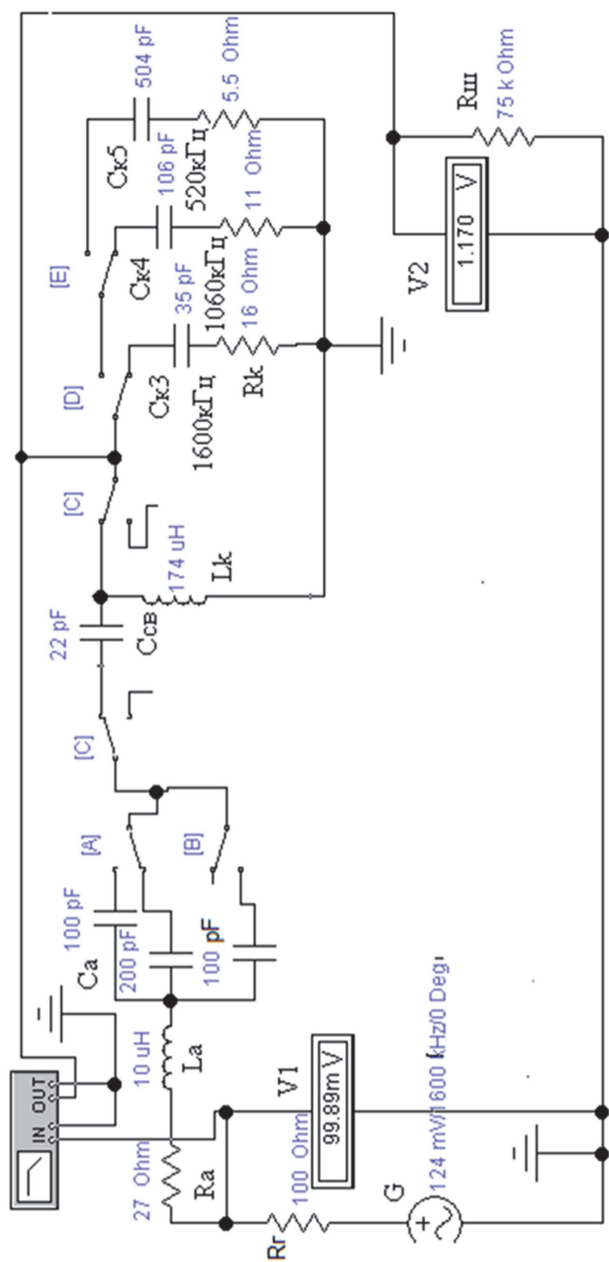


Рис. 12.10. Схема для исследования входной цепи с внешнеемкостной связью



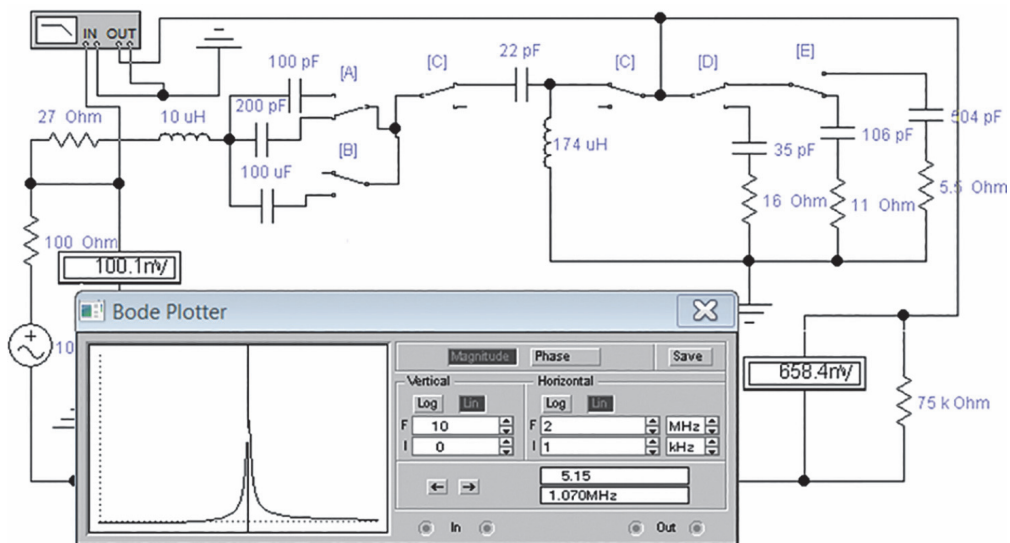


Рис. 12.11. Контроль напряжения на контуре

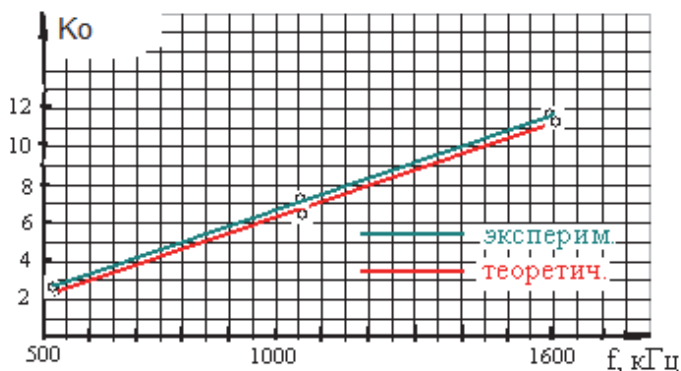


Рис. 12.12. Зависимости резонансного коэффициента передачи от частоты настройки входной цепи

### 12.2.2. Исследование характеристик резонансных контуров входной цепи

Регулируя выходное напряжение генератора G, установить на резонансной частоте выбранного контура на выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = 100 \text{ мВ}$  (прибор V2).

Изменяя частоту генератора, добиться уменьшения  $U_{\text{вых}}$  ступенями по 10 мВ справа и слева от резонансной частоты, записывая соответствующие этим изменениям  $U_{\text{вых}}$  значения частоты (см. табл. 12.6).



Результаты эксперимента в сопоставлении с теоретическими результатами представлены в табл. 12.2. (рис. 12.11, рис. 12.13 и рис. 12.14).

Т а б л и ц а 12.2

Резонансная кривая при настройке на минимальную частоту диапазона			Резонансная кривая при настройке на максимальную частоту диапазона		
$f, \text{кГц}$	$U_{\text{вкл}}, \text{мВ}$	$K/K_0$	$f, \text{кГц}$	$U_{\text{вкл}}, \text{мВ}$	$K/K_0$
506,5	30	0,3	1514	30	0,3
510,3	40	0,4	1533	40	0,4
512,8	50	0,5	1552	50	0,5
514,5	60	0,6	1563	60	0,6
515,8	70	0,7	1572	70	0,7
517	80	0,8	1580	80	0,8
518,2	90	0,9	1588	90	0,9
520	100	1	1600	100	1
522,6	90	0,9	1618	90	0,9
523,85	80	0,8	1626,8	80	0,8
525,1	70	0,7	1635	70	0,7
526,5	60	0,6	1646	60	0,6
528,5	50	0,5	1659	50	0,5
531	40	0,4	1678	40	0,4
535,2	30	0,3	1712	30	0,3

### 12.2.3. Определение полосы пропускания контура

В табл. 12.3 представлены результаты экспериментального определения полосы пропускания контура (рис. 12.13, рис. 12.14) и ее зависимость от частоты настройки входного контура, а также сравнение с расчетными значениями.

Данные эксперимента:

– для минимальной частоты:  $f' = 516 \text{ кГц}$ ,  $f'' = 524 \text{ кГц}$ ,

$$\Pi_{0,707} = f'' - f' = 524 - 516 = 8 \text{ кГц};$$

– для максимальной частоты:  $f' = 1574 \text{ кГц}$ ,  $f'' = 1626 \text{ кГц}$

$$\Pi_{0,707} = f'' - f' = 1626 - 1574 = 58 \text{ кГц}$$

Таблица 12.3

$f_0, \text{кГц}$	расчёт		эксперимент	
		520	1600	520
$\Pi_{0,707}, \text{кГц}$	8,84	48	8	58

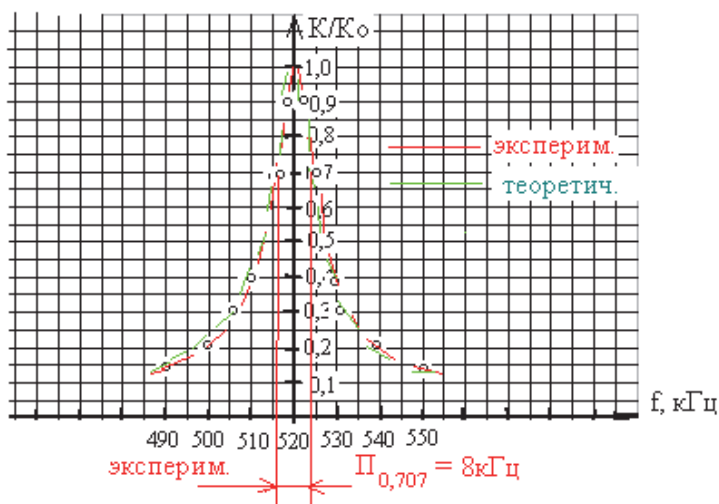


Рис. 12.13. Резонансные кривые при настройке на минимальную частоту диапазона

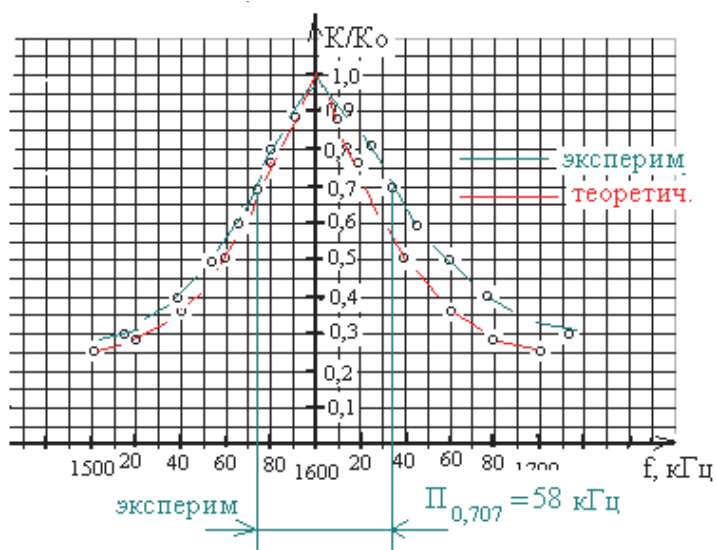


Рис. 12.14. Резонансные кривые при настройке на максимальную частоту диапазона

### 12.2.4. Определение зависимости абсолютных расстроек контура входной цепи от изменения емкости эквивалента антенны

При изменении емкости антенны (рис. 12.15) от  $C_{\text{амин}} = 100 \text{ пФ}$  до  $C_{\text{амах}} = 300 \text{ пФ}$  относительно среднего значения  $C_{\text{аср}} = 200 \text{ пФ}$  изменение резонансной частоты контура представлено в таблице 12.4. Там же приведено сравнение с расчетными данными (раздел 3). Данные эксперимента:

При  $C_{\text{амин}} = 100 \text{ нФ}$ :  $f_0'' = 1627,5 \text{ кГц}$ ; при  $C_{\text{аср}} = 200 \text{ нФ}$ :  $f_0 = 1600 \text{ кГц}$ ;  
при  $C_{\text{амах}} = 300 \text{ нФ}$ :  $f_0' = 1572,5 \text{ кГц}$

Т а б л и ц а 12.4

расчёт		эксперимент	
$\delta f_-$ , кГц	$\delta f_+$ , кГц	$\delta f_-$ , кГц	$\delta f_+$ , кГц
-27,5	27,5	-28	29

### 12.2.5. Измерение селективности по зеркальному каналу и по каналу промежуточной частоты резонансного контура входной цепи

Результаты эксперимента по измерению селективности по зеркальному каналу и по каналу промежуточной частоты при настройке входной цепи на минимальную и максимальную частоты диапазона ( $f_{\text{пром}} = 465 \text{ кГц}$ ;  $f_{\text{зрк}} = f_{\text{сигн}} + 2 f_{\text{пром}}$ ) представлена в табл. 12.5 (рис. 12.16).

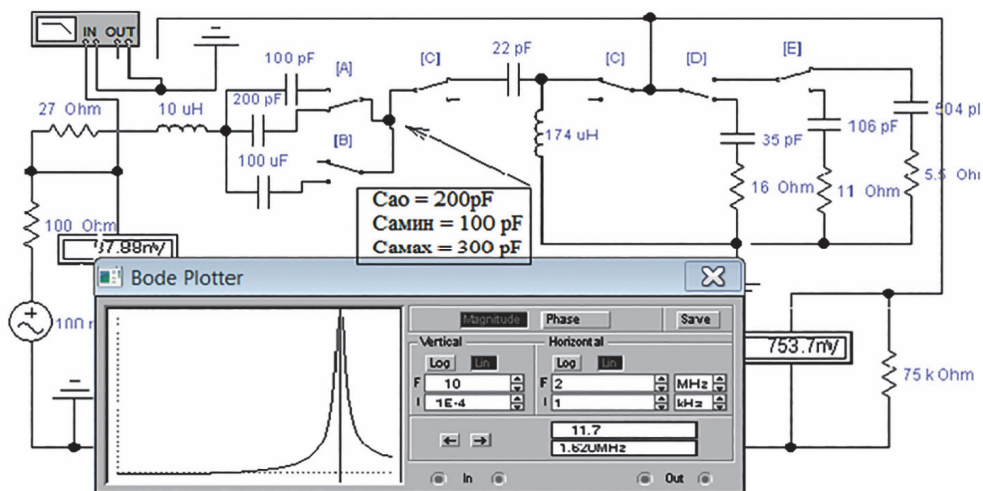


Рис. 12.15. Контроль изменения резонансной частоты контура при изменении емкости антенны

Таблица 12.5

Частота сигнала $f_c, \text{кГц}$	Частота помехи $f_{II}, \text{кГц}$	Внешнеемкостная связь		
		$K_C = K_0$	$K_{II}$	$Se = K_C/K_{II},$ дБ
520	$f_{\text{пром}} = 465$	2,41	0,16	15,06
	$f_{\text{зерк}} = 1450$		0,049	49,18
1600	$f_{\text{пром}} = 465$	11,7	0,03	390
	$f_{\text{зерк}} = 2530$		0,62	18,87

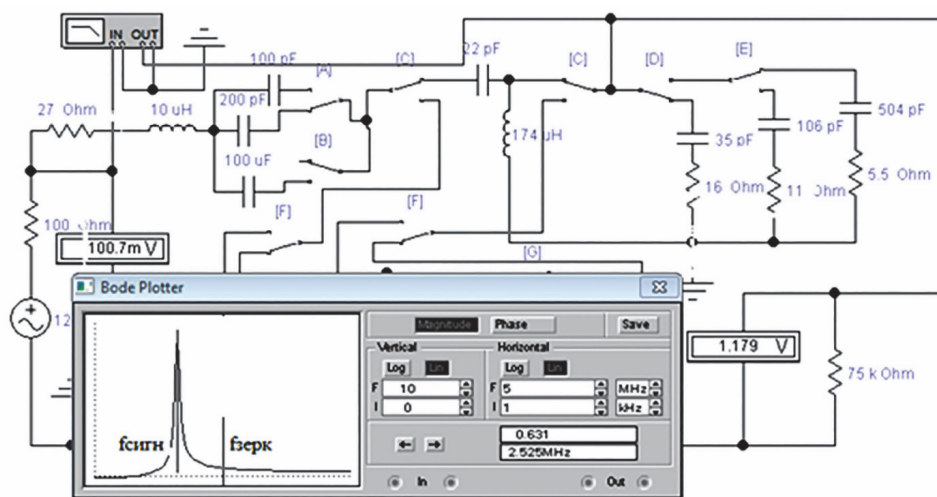


Рис. 12.16. Измерение селективности по зеркальному каналу

## 12.3. Моделирование преобразователей частоты

### 12.3.1. Моделирование преобразователя частоты на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде

Открыть (собрать) в программе «Elektronics Workbench» принципиальную схему для выполнения работы (рис. 12.17). Описание работы схемы приведено выше в разделе 2 подраздела 5.2, а также в [20].

1. Исходные данные:

$f_c = 1000$  кГц – частота сигнала (G1);

$f_r = 1465$  кГц – частота гетеродина (G2);

$f_{\text{пр}} = 465$  – промежуточная частота.

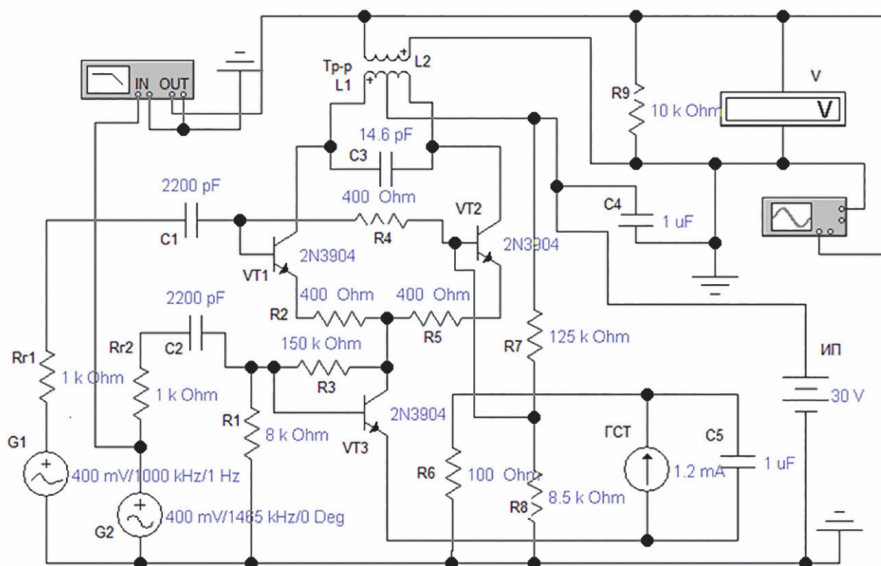


Рис. 12.17. Преобразователь частоты на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде

2. Рассчитываются частоты побочных каналов приема:  $f_{пк} = n f_{Г} \pm f_{пр}$   
 при  $n = 0$   $f_{пк1} = 465$  кГц  
 – при  $n = 1$   $f_{пк2} = 1000$  кГц и  $f_{пк3} = 1930$  кГц;  
 – при  $n = 2$   $f_{пк4} = 2465$  кГц и  $f_{пк5} = 3395$  кГц;  
 – при  $n = 3$   $f_{пк6} = 3930$  кГц и  $f_{пк7} = 4860$  кГц.

### Исследование частотной характеристики преобразователя частоты

1. Установить на  $G_2$  (гетеродин)  $U_{Г} = 400$  мВ на частоте  $f_{Г} = 1465$  кГц;
2. Установили на  $G_1$  (генератор сигнала)  $U_{с} = 120$  мВ на частоте  $f_{с} = 1000$  кГц;
3. Проверяется настройки выходной цепи  $L_1$   $L_2$   $C_3$  на частоту  $f_{пр} = 465$  кГц с помощью генератора  $G_1$  и плоттера (рис. 12.18)

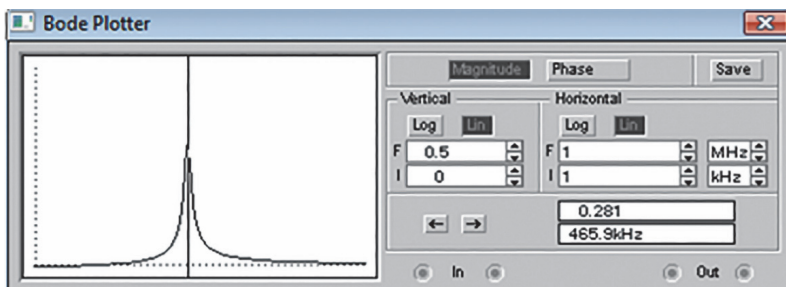


Рис. 12.18. Проверка настройки выходной цепи  $L_1$   $L_2$   $C_3$  преобразователя частоты

4). Изменять частоту  $f_c(G1)$  по значениям для рассчитанных частот побочных каналов, фиксируя на этих частотах  $U_{вых}$ . Результаты представлены в табл. 12.6 и табл. 12.7

Т а б л и ц а 12.6

n	0		1	
f, кГц	$f_{пром} = 465$	$f_{сигн} = 1000$	$f_{гетер} = 1465$	$f_{зерк} = 1930$
$U_{вых}$ , мВ	235	125	4	125

Т а б л и ц а 12.7

n	2			3		
f, кГц	2465	2930	3395	3930	4395	4860
$U_{вых}$ , мВ	12	4	12	40	2	40

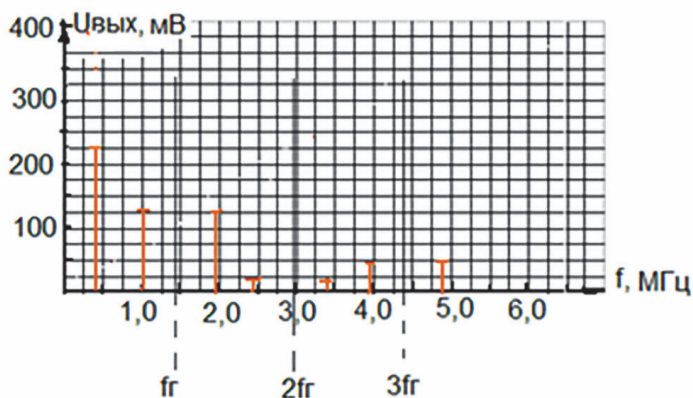
Частотная характеристика преобразователя представлена на рис. 12.19.

Результаты моделирования подтвердили положения раздела 2, подраздел 5.2:

1) на частотах  $f_r$ ,  $2f_r$ ,  $3f_r$  напряжение на выходе преобразователя практически отсутствует;

2) уровень четных составляющих ( $n = 2, 4, \dots$ ) также значительно ослаблен;

3) составляющая сигнала при  $n = 0$  ( $f_{пром}$ ) проходит через преобразователь практически без ослабления (даже усиливается).



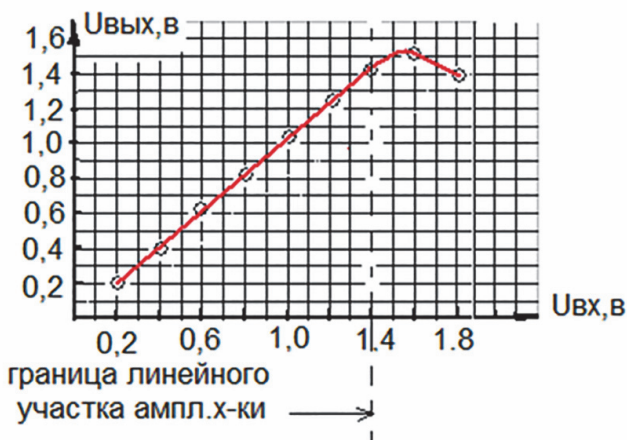
**Рис. 12.19.** Частотная характеристика преобразователя частот на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде

### Исследование амплитудной характеристики преобразователя частоты

1) Установить на генераторе  $G_2$  (гетеродин)  $U_r = 400$  мВ на частоте  $f_r = 1465$  кГц;

2) установить на генераторе  $G_1$  (генератор сигнала)  $U_c = 120$  мВ на частоте  $f_c = 1000$  кГц.

Зависимость выходного напряжения ПЧ ( $U_{\text{вых ПЧ}}$ ) от напряжения подаваемого сигнала представлена на рис. 12.20.



**Рис. 12.20.** Зависимость выходного напряжения ПЧ от напряжения подаваемого сигнала

### Проверка наличия интерференционных свистов

Установить на генераторе  $G_2$  (гетеродин)  $U_g = 400$  мВ на частоте  $f_g = 1465$  кГц. Генератор  $G_1$  с уровнем 1200 мВ настраивать на частоты «свистящей» настройки  $f_{св}$  (входной сигнал):  $1/3 f_{пр} = 155$  кГц;  $1/2 f_{пр} = 232,5$  кГц;  $f_{пр} = 465$  кГц;  $2 f_{пр} = 930$  кГц;  $3 f_{пр} = 1395$  кГц. Установив частоту  $f_c = f_{св}$ , необходимо слегка изменять частоту гетеродина  $f_g$  ( $G_2$ ) для получения биений (интерференционных свистов) – рис. 12.21–12.21.

#### *12.3.2. Моделирование преобразователя частоты на основе диодного кольцевого балансного смесителя*

Открыть (собрать) в программе «**Elektronics Workbench**» принципиальную схему для выполнения работы (рис. 12.23). Описание работы схемы приведено выше в разделе 2 подразделе 5.2, а также в [20].

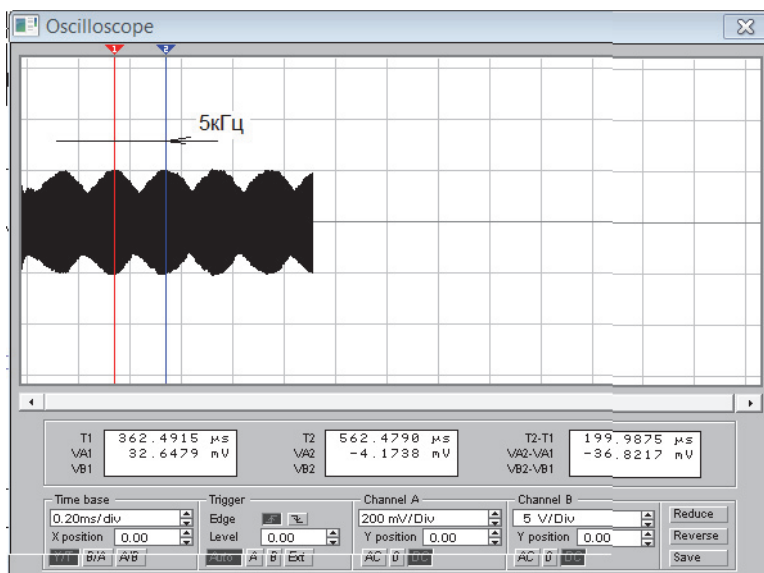


Рис. 12.21. Пример настройки преобразователя на частоту «свистящей» настройки ( $f_{св} = 232,5$  кГц;  $f_r = 1400$  кГц)

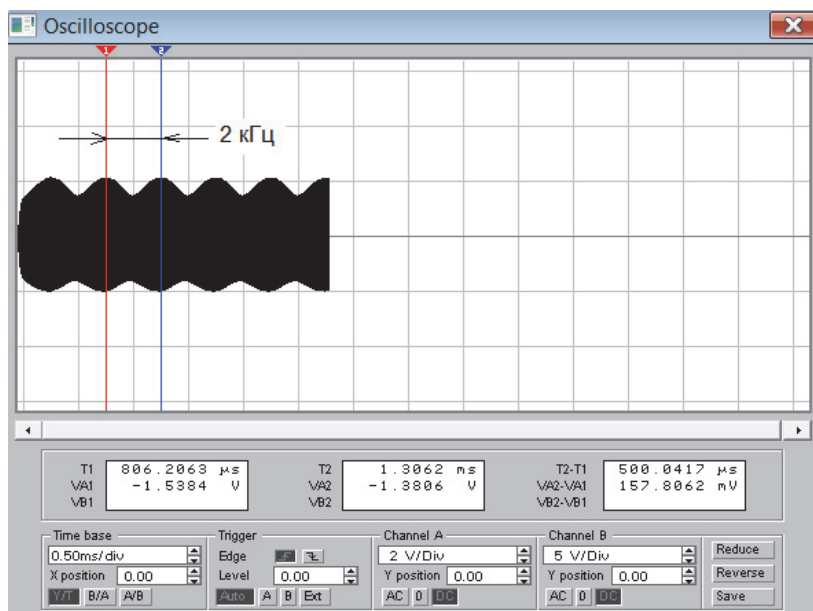
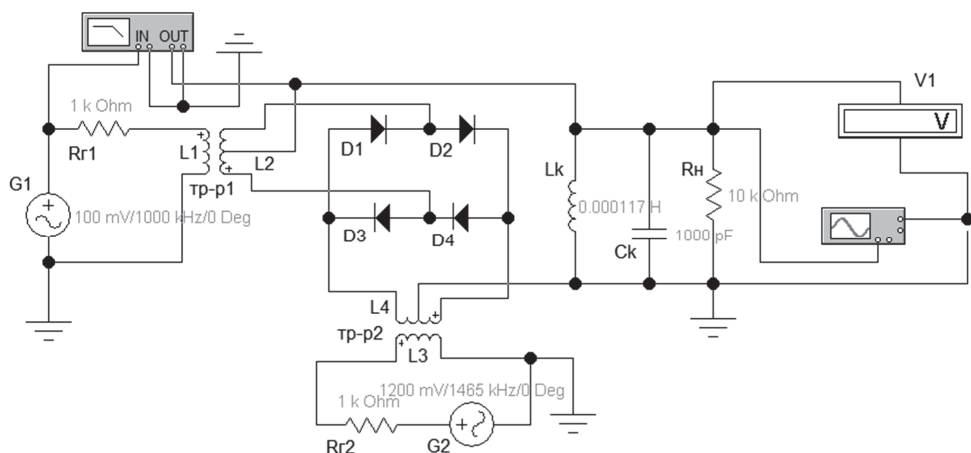


Рис. 12.22. Пример настройки преобразователя на частоту «свистящей» настройки ( $f_{св} = 930$  кГц;  $f_r = 1396$  кГц)





**Рис. 12.23.** Преобразователь частоты на основе диодного кольцевого балансного смесителя

Выполняя последовательно действия по предыдущему разделу 4.4.1, получим частотную характеристику преобразователя частот на основе диодного кольцевого балансного смесителя табл. 12.8, табл. 12.9 и (рис. 12.24).

Т а б л и ц а 12.8

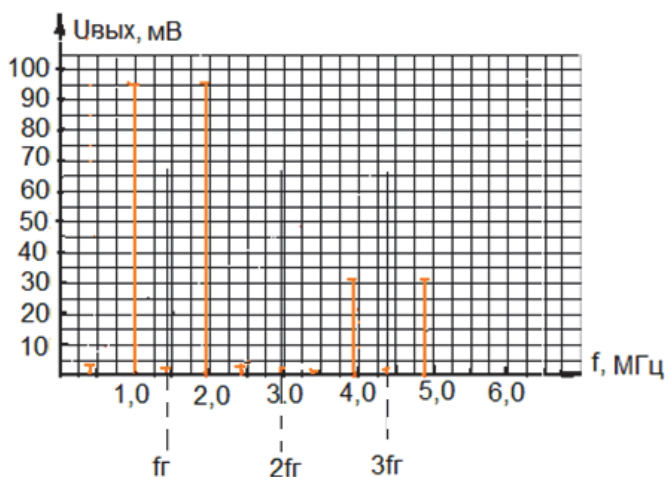
n	0		1	
f, кГц	f <sub>пром</sub> = 465	f <sub>сигн</sub> = 1000	f <sub>гетер</sub> = 1465	f <sub>зерк</sub> = 1930
U <sub>вых</sub> , мВ	3,4	95,9	0,7	95,5

Т а б л и ц а 12.9

n	2			3		
f, кГц	2465	2930	3395	3930	4395	4860
U <sub>вых</sub> , мВ	3,6	2,7	1,8	2,7	1,1	31,3

Как и было показано в разделе 2 подразделе 5.2:

- 1) на частотах  $f_r$ ,  $2f_r$ ,  $3f_r$  напряжение на выходе преобразователя практически отсутствует;
- 2) уровень четных и нечетных составляющих ( $n = 0, 2, 3, 4, \dots$ ) также значительно ослаблен;
- 3) основной сигнал присутствует при  $n = 1$  (на частотах  $f_c$  и  $f_{зерк}$ );
- 4) сигнал на частоте  $f_{пром} = 465 \text{ кГц}$  практически отсутствует.



**Рис. 12.24.** Частотная характеристика преобразователя частот на основе диодного кольцевого балансного смесителя

## 12.4. Моделирование частотных детекторов

### 12.4.1. Моделирование дробного частотного детектора (детектора отношений)

Открыть (собрать) в программе «Elektronics Workbench» принципиальную схему для выполнения работы (рис. 12.25). Описание принципа работы детектора и описание схемы приведено выше в разделе 2 подпункте 9.3.3, а также в [20].

1. Определение настройки контура дробного частотного детектора.

Произвести в схеме рис. 12.25 необходимые переключения таким образом, чтобы получить схему рис. 12.26. Для этого: отключить от трансформатора «тр-р1» диоды Д1 и Д2 и вольтметр V3; отключить от трансформатора «тр-р 2» резистор Rкорр. «Заземлить» контур с конденсатором Ск.

Подключить ключом А генератор G1. Установить частоту генератора G1  $f_c = 10,7$  МГц; уровень сигнала генератора установить таким, чтобы вольтметр V1 показал 10 В.

Определить с помощью измерителя частотных характеристик («Vode Plotter») настройку контура дробного частотного детектора (индуктивность вторичной обмотки тр-ра1 и конденсатор Ск – рис. 12.27).

Восстановить схему рис. 12.25.

2. Измерение величин напряжений на входах и выходах диодов Д1 и Д2.

Начальная установка:

- подключить ключом А генератор G2. Напряжение на входном контуре от генератора ЧМ колебаний G2 (на входе ЧД – вольтметр V1) установить равным 10 В на частоте  $f_c = 10,7$  МГц.

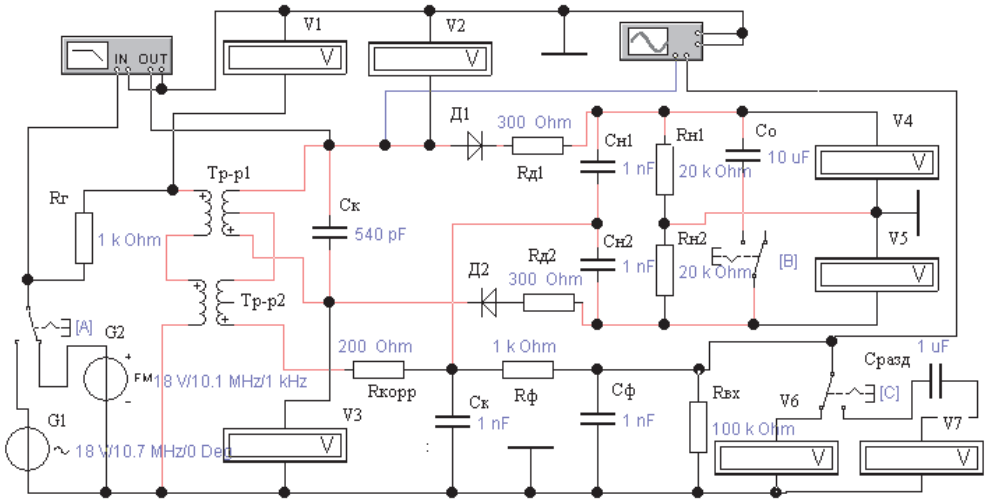


Рис. 12.25. Схема дробного частотного детектора

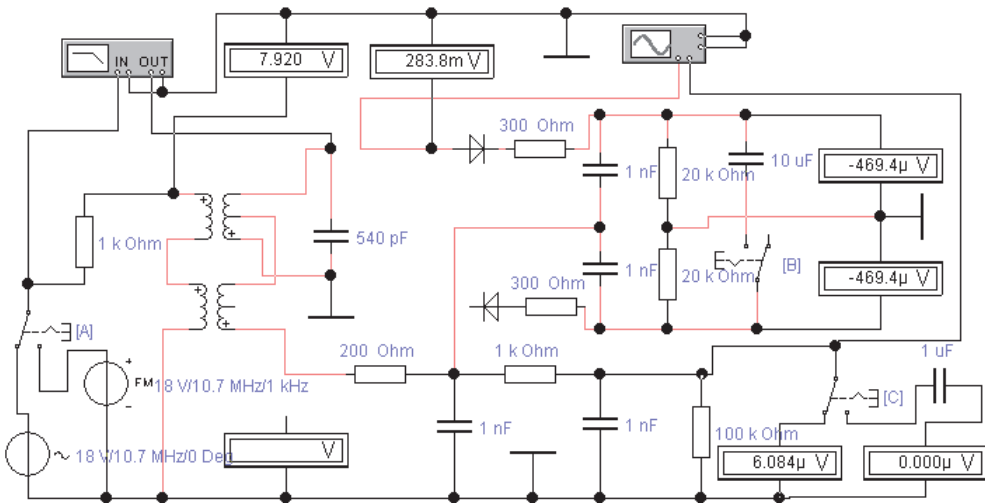
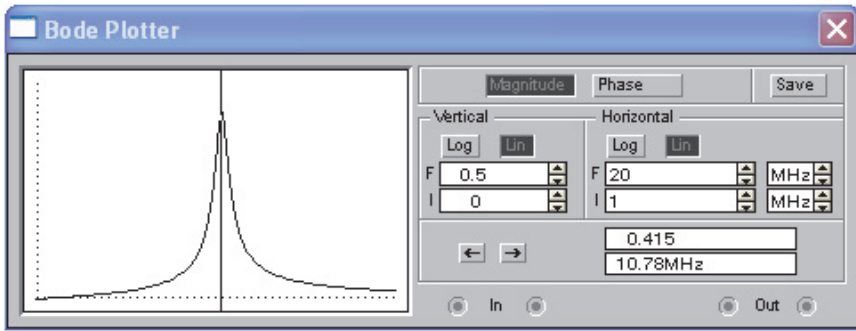


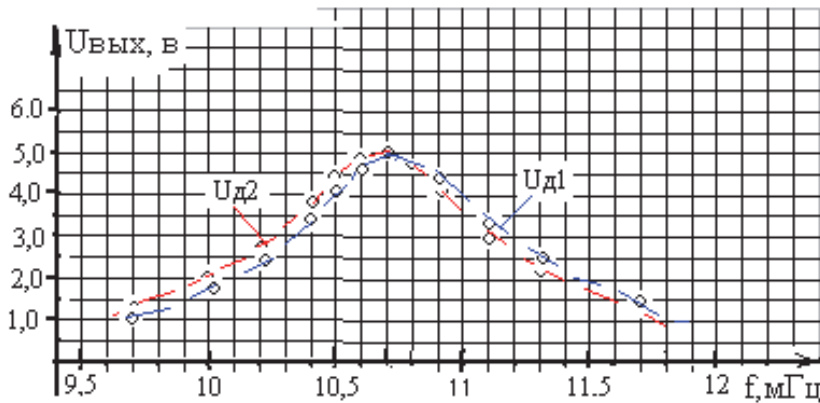
Рис. 12.26. Схема для определения частоты настройки контура дробного частотного детектора



**Рис. 12.27.** Настройка контура дробного частотного детектора

Модуляция сигнала отключена: индекс модуляции ЧМ генератора G2 установлен на минимальное значение, равное единице, частота модуляции установлена равной 1 Гц. (При меньших значениях этих величин генератор показывает ошибку установки). При этом на выходе частотного детектора (V6) должно быть  $U_{\text{вых}} = 0$  (или несколько микро- милливольт).

Процесс измерений: изменяя частоту генератора G2 в диапазоне 9,5–10,7 мГц, а затем в диапазоне 10,7 – 12,5 мГц зафиксировать значения напряжений вольтметров V1, V2, V3 (переменные напряжения), V4, V5 и V6 (постоянные напряжения). Результаты представить в виде рис. 12.28.



**Рис. 12.28.** Зависимость постоянных составляющих напряжений на выходах диодов Д1 и Д2 (на Rн1 и Rн2, вольтметры V4, V5)

3. Измерение детекторных характеристик дробного частотного детектора.

На входном контуре (вход ЧД – вольтметр V1) от генератора ЧМ колебаний G2 на частоте  $f_c = 10,7$  мГц поочередно:

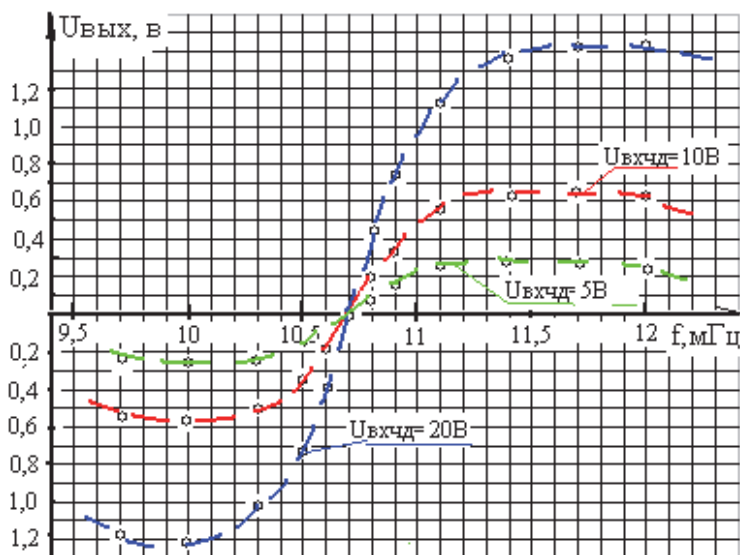
- установить напряжение равное  $U_{\text{вх}} = 5$  В; снять детекторную характеристику в заданном диапазоне частот;

– установить напряжение равное  $U_{вх} = 20$  В; снять детекторную характеристику в заданном диапазоне частот.

На рис. 12.29 показаны три графика напряжений  $U_{выхчд}$  в зависимости от частоты для трех значений напряжения  $U_{вх}$ .

4. Определение крутизны детекторной характеристики дробного частотного детектора. Определение зависимости крутизна детекторной характеристики от величины входного напряжения  $U_{вх}$ ».

По данным предыдущих измерений для всех трех значений входного напряжения  $U_{вх}$  линейный участок детекторных характеристик находится в диапазоне частот  $10,7$  МГц  $\pm 0,2$  МГц.



**Рис. 12.29.** Детекторные характеристики дробного частотного детектора

Для этого значения девиации частоты имеем:

- при  $U_{вх} = 5$  В крутизна детекторной характеристики равна  $S_{1чд} = 0,085$  В/МГц;
- при  $U_{вх} = 10$  В крутизна детекторной характеристики равна  $S_{2чд} = 0,17$  В/МГц;
- при  $U_{вх} = 20$  В крутизна детекторной характеристики равна  $S_{3чд} = 0,365$  В/МГц.

Зависимость крутизны частотного детектора от входного уровня показана на рис. 12.30.

5. Определение величины коэффициента передачи дробного частотного детектора  $K_d$ . Зависимость коэффициента передачи дробного частотного детектора  $K_d$  от величины входного напряжения  $U_{вх}$ ».

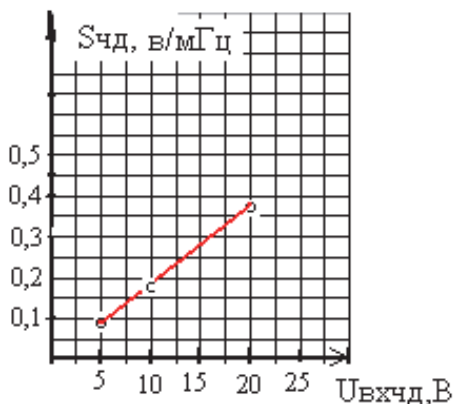
Коэффициент передачи частотного детектора определяется:

$$K_D = \frac{S_{\text{чд}} \cdot \Delta\omega_{\text{max}}}{\sqrt{2} \cdot U_{\text{вх}}}$$

По данным предыдущих измерений крутизны для значения девиации  $\Delta\omega_{\text{max}} = \pm 0,5$  МГц имеем для трех уровней входного напряжения:

$$K_{\text{д1}} = 0,4; K_{\text{д2}} = 0,4; K_{\text{д3}} = 0,4.$$

В пределах этой девиации величина  $K_D$  постоянна.



**Рис. 12.30.** Зависимость крутизны частотного детектора от входного уровня

#### 12.4.2. Моделирование мультипликативного частотного детектора (МЧД)

Открыть (собрать) в программе «Elektronics Workbench» принципиальную схему для выполнения работы (рис. 12.31). Описание принципа работы детектора и описание схемы приведено выше в разделе 2 подразделе 9.3.4, а также в [20].

1. Снятие детекторной характеристики частотного мультипликативного детектора.

Выбрать ключом «А» генератор G2.

Установить частоту  $f_c = f_0 = 1$  МГц; напряжение генератора Eг2 менять поочередно:

- установив напряжение равное  $U_{\text{вх}} = 50$  мВ (вольтметр V1), снять детекторную характеристику в диапазоне частот от 900 кГц до 1100 кГц;
- установив напряжение равное  $U_{\text{вх}} = 25$  мВ (вольтметр V1), снять детекторную характеристику в диапазоне частот от 900 кГц до 1100 кГц.

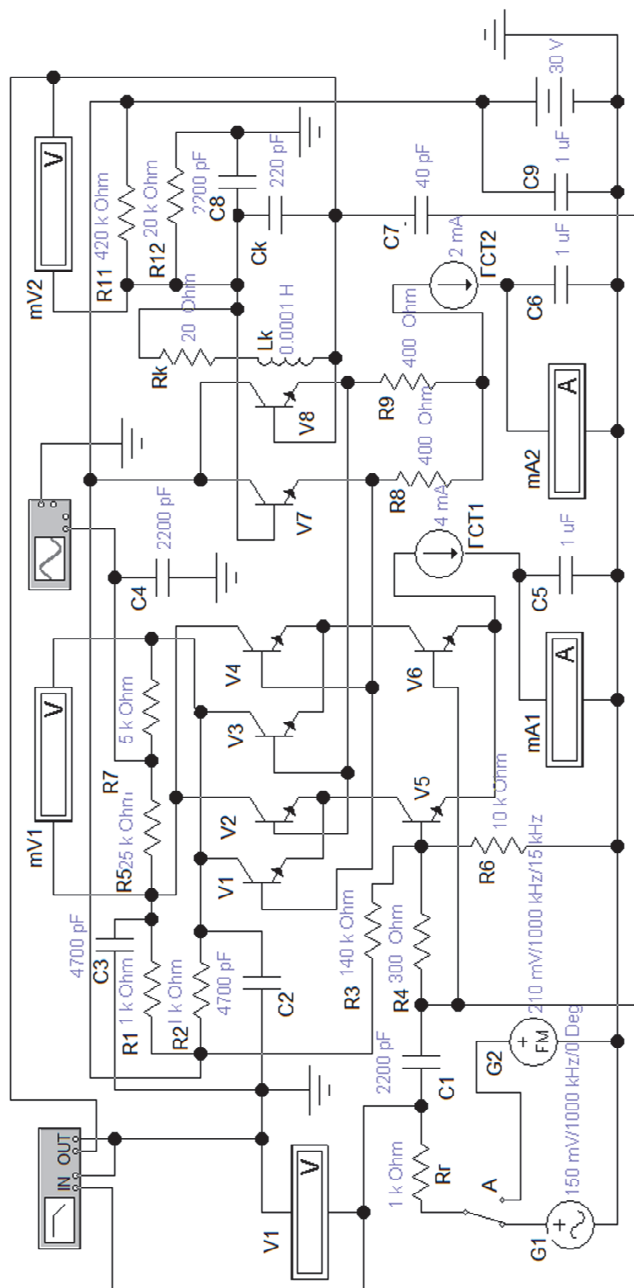


Рис. 12.31. Схема мультипликативного частотного детектора

Результаты измерений представлены на рис. 12.32.

Раствор детекторных характеристик (между максимальными значениями  $\pm U_{\text{вых МЧД}}$ ):

– при  $U_{\text{вх}} = 50$  мВ раствор характеристики составляет  $\Delta\omega_{\text{мах}} = \pm 35$  кГц;

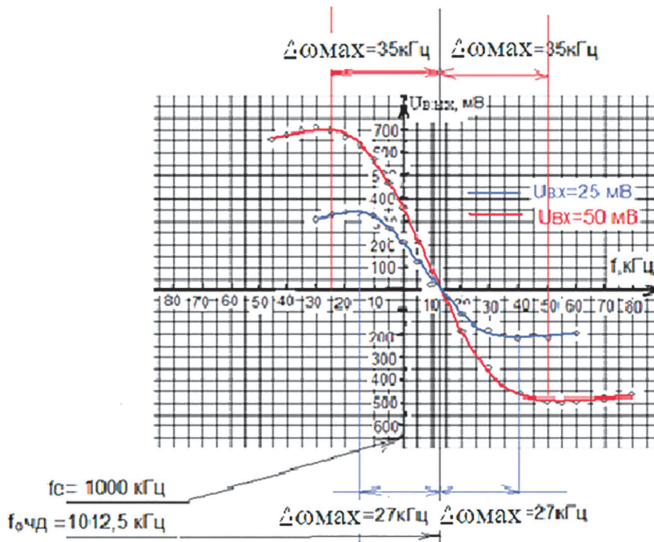
– при  $U_{\text{вх}} = 25$  мВ раствор характеристики составляет  $\Delta\omega_{\text{мах}} = \pm 27$  кГц.

2. Определение крутизны детекторной характеристики на линейном участке.

Для указанных значений входных напряжений  $U_{\text{вх}}$  и растворов  $\Delta\omega_{\text{мах}}$  линейные участки характеристик составляют при  $U_{\text{вх}} = 50$  мВ:

– для  $-\Delta\omega_1 = 22,5$  кГц  $\Delta U_{\text{выхчд}} = 600$  мВ; крутизна

$$S'_1 = \frac{U_{\text{выхчд}}}{\Delta\omega_1} = \frac{600}{22,5} = 26,7 \frac{\text{мВ}}{\text{кГц}};$$



**Рис. 12.32.** Детекторные характеристики частотного мультипликативного детектора

– для  $+\Delta\omega_1 = 17,5$  кГц  $\Delta U_{\text{выхчд}} = 350$  мВ; крутизна

$$S''_1 = \frac{U_{\text{выхчд}}}{\Delta\omega_1} = \frac{350}{17,5} = 20 \frac{\text{мВ}}{\text{кГц}}$$

Средняя крутизна:

$$S_{\text{средняя}} = \frac{S'_1 + S''_1}{2} = \frac{26,7 + 20}{2} = 23,35 \frac{\text{мВ}}{\text{кГц}}$$



– при  $U_{вх} = 25 \text{ мВ}$

– для  $-\Delta\omega = 17,5 \text{ кГц}$   $\Delta U_{выхчд} = 250 \text{ мВ}$ ;  
крутизна

$$S'_1 = \frac{U_{выхчд}}{\Delta\omega_1} = \frac{250}{17,5} = 14,3 \frac{\text{мВ}}{\text{кГц}};$$

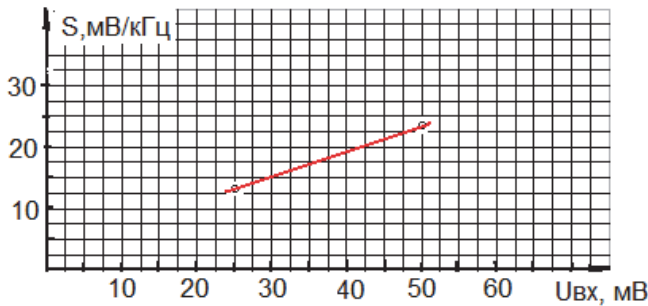
– для  $+\Delta\omega = 12,5 \text{ кГц}$   $\Delta U_{выхчд} = 150 \text{ мВ}$ ;  
крутизна

$$S''_1 = \frac{U_{выхчд}}{\Delta\omega_1} = \frac{150}{12,5} = 12 \frac{\text{мВ}}{\text{кГц}}$$

Средняя крутизна:

$$S_{\text{средняя}} = \frac{S'_1 + S''_1}{2} = \frac{14,3 + 12}{2} = 13,15 \frac{\text{мВ}}{\text{кГц}}$$

Зависимость крутизны мультипликативного частотного детектора от входного уровня показана на графике  $S_{мчд} = f(U_{вх})$  – рис. 12.33:



**Рис. 12.33.** Крутизна детекторной характеристики на линейном участке

3. Коэффициент передачи частотного детектора определяется:

$$K_{чд} = \frac{S \cdot \Delta\omega_{\text{max}}}{U_{вх} \cdot \sqrt{2}}$$

По ранее найденным значениям крутизны для принятых уровней входного напряжения коэффициент передачи частотного детектора составляет:

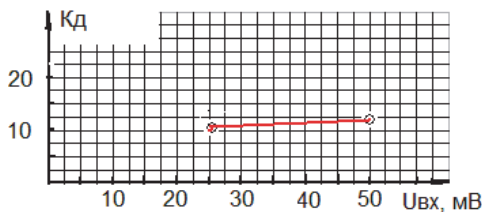
– при  $U_{вх} = 50 \text{ мВ}$

$$K_{чд} = \frac{23,35 \cdot 35}{50 \cdot \sqrt{2}} = 11,6;$$

– при  $U_{вх} = 25 \text{ мВ}$

$$K_{чд} = \frac{13,15 \cdot 27}{25 \cdot \sqrt{2}} = 10,1.$$

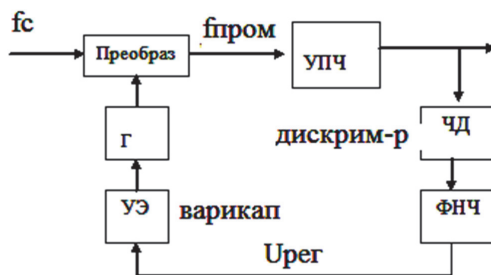
Зависимость  $K_{мчд} = f(U_{вх})$  приведена на графике (рис. 12.34).



**Рис. 12.34.** Коэффициент передачи мультипликативного частотного детектора на линейном участке

## 12.5. Моделирование системы автоматической подстройки частоты радиоприемного устройства

В данной работе реализована схема АПЧ по промежуточной частоте (рис. 12.35).



**Рис. 12.35.** Структурная схема АПЧ по промежуточной частоте

Схемы приемника с АПЧ приведены на рис.12.36 и 12.37 [20].

### 12.5.1. Краткое описание принципиальной схемы

За опорную частоту принимают частоту, при которой выходное напряжение частотного детектора (дискриминатора) равно нулю и которая соответствует номинальной промежуточной частоте  $f_{пром0}$ .

На схеме рис. 12.36:

- на транзисторе Т1 реализован **усилитель радиочастоты (УРЧ)** с нагрузкой R4;
- на транзисторах Т2 – Т5 реализован **балансный преобразователь частоты (ПЧ)**. Его смесительная часть – это дифференциальный каскад на транзисторах Т2-Т3-Т4. На транзисторе Т5 реализован **гетеродин** с контуром L2-С10-С11-С6.

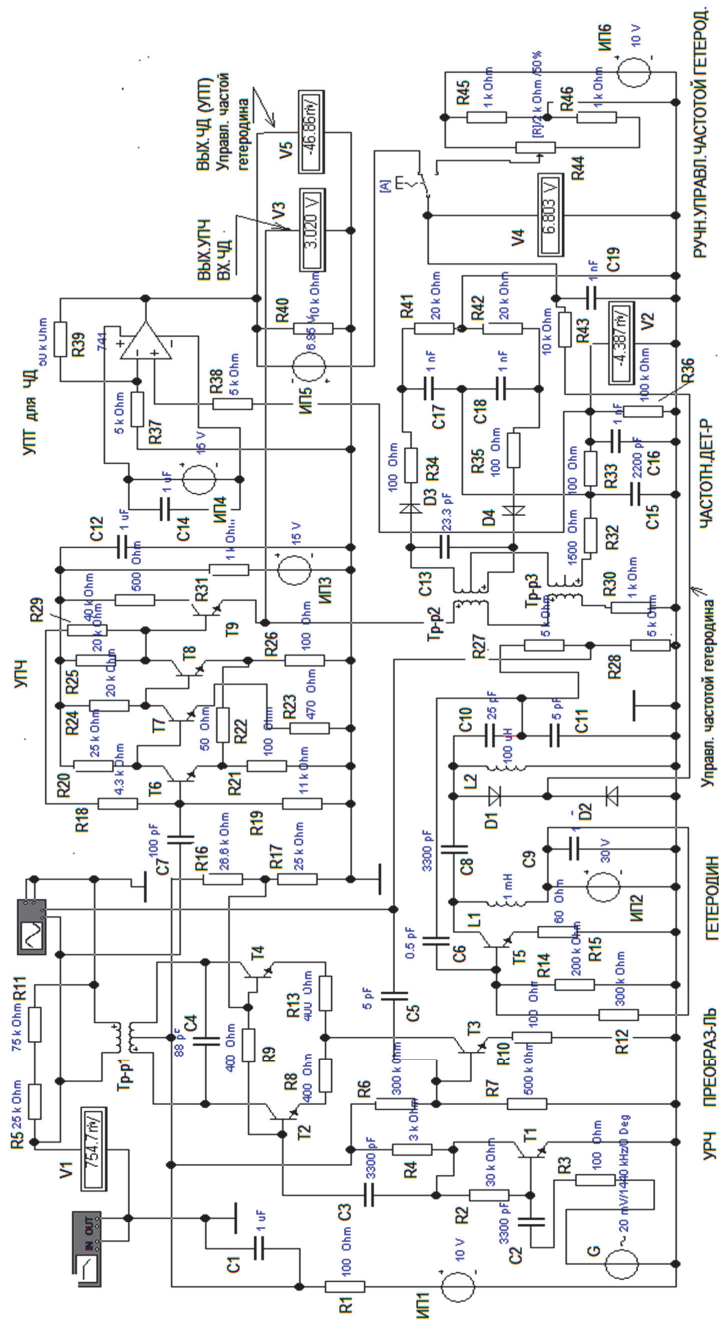


Рис. 1. Принципиальная схема автоматической подстройки частоты

Рис. 12.36. Принципиальная схема АПЧ

На вход ПЧ через емкость С3 подается напряжение с частотой сигнала  $f_c$ , усиленное УРЧ. Источником сигнала является генератор G. Номинальная частота сигнала выбрана  $f_{c0} = 1440$  кГц с уровнем 20 мВ.

- коллекторным током транзистора Т3 через конденсатор  $C5 = 5$  pF управляет напряжением гетеродина с номинальной частотой  $f_{r0} = 1851$  кГц. Кроме того, коллекторный ток транзистора Т3 перераспределяется между транзисторами Т2 и Т4 в результате действия напряжения сигнала;
- в коллекторную цепь транзисторов Т2 и Т4 включен **фильтр** (колебательный контур), образованный индуктивностью первичной обмотки трансформатора Тр-р1 и конденсатором  $C4 = 88,6$  pF. Фильтр настроен на номинальную промежуточную частоту  $f_{пром0} = f_{r0} - f_{c0} = 411$  кГц. Параметры трансформатора:  $L1 = 0$  Н;  $L2 = 0,0001$  Н;  $r1 = r2 = 1$  Ом; коэффициент трансформации  $K = 0,25$ . Величина напряжения промежуточной частоты контролируется вольтметром V1;
- с вторичной обмотки трансформатора напряжение промежуточной частоты через конденсатор  $C7 = 100$  pF поступает на вход **усилителя промежуточной частоты** (УПЧ), реализованного на транзисторах Т6-Т9;
- нагрузкой УПЧ в эмиттерной цепи транзистора Т9 является входная цепь **частотного дробного детектора** (ЧД), состоящая из последовательно соединенных первичных обмоток трансформаторов Тр-2 и Тр-р2 (параметры трансформаторов – такие же, что и для трансформатора Тр-1). Величина напряжения промежуточной частоты на выходе УПЧ (на входе ЧД) контролируется вольтметром V3.

Основу дробного частотного детектора составляет фазосдвигающий трансформатор (ФСТ) с одним резонансным контуром и два детектора на последовательно включенных диодах Д3 и Д4. Резонансный контур составляют индуктивность вторичной обмотки трансформаторов «Тр-р2» и конденсатор  $C13 = 23,3$  pF. Напряжения с вторичной обмотки трансформатора Тр-р2 поступают на диоды. Напряжение с вторичной обмотки трансформатора Тр-р3 является опорным. Выходное напряжение ЧД контролируется вольтметром V2.

- выходное напряжение ЧД (с резистора R36), вызванное «уходом» промежуточной частоты от ее номинального значения, поступает на вход **усилителя постоянного тока** (УПТ) с коэффициентом усиления  $K_{упт} = 10$ . Напряжение на выходе УПТ контролируется вольтметром V5;
- это напряжение суммируется с напряжением последовательно включенного источника питания ИП5 и поступает через переключатель

«А», резистор R43 на вход «управителя частоты», выполненного на диодах D1 и D2, которые подключены параллельно контуру гетеродина. Под действием напряжения с выхода ЧД изменяется емкость диодов и, соответственно, изменяется частота гетеродина. Естественно, изменяется и промежуточная частота на выходе ПЧ.

Напряжение источника ИП5 подобрано таким образом, чтобы при номинальной частоте сигнала  $f_c = f_{c0}$  частота гетеродина была равна номинальной  $f_r = f_{r0}$ , и, соответственно, промежуточная частота соответствовала также номинальной  $f_{пр} = f_{пр0}$ . При этом  $U_{\text{выхЧД}} = 0$ .

Работа схемы: при понижении или повышении частоты сигнала  $f_c$  относительно номинальной  $f_{c0}$  на выходе ЧД появляется напряжение (положительное или отрицательное), пропорциональное изменению частоты сигнала в соответствии с его детекторной характеристикой. Выходное напряжение ЧД или увеличивает или уменьшает напряжение, суммарное с напряжением источника ИП5 (это суммарное напряжение контролируется вольтметром V4). Изменяются емкости диодов D1, D2, и, соответственно, частота гетеродина. «Направление» всех этих изменений подобрано таким образом, чтобы изменение частоты гетеродина «восстанавливало» номинальную промежуточную частоту  $f_{пр0}$  (в пределах полос захвата и удержания). Ключ «А», резисторы R44-R46, источник питания ИП6 предназначены для предварительной настройки системы АПЧ. С помощью плоттера и осциллографа удобно наблюдать за работой системы АПЧ.

### *12.5.2. Краткое описание структурной схемы*

Принцип работы схемы по рис. 12.37 полностью совпадает с описанием, приведенным в п. 12.5.1. Для «зрительного» упрощения анализа работы системы АПЧ элементы схемы рис. 12.35: УРЧ, ПЧ, УПЧ, гетеродин, ЧД, УПТ программным способом «свернуты». Они показаны в виде элементов структурной схемы. При необходимости каждый из указанных элементов может быть «раскрыт» без нарушения работы схемы рис. 12.36.

Для анализа системы в режиме удержания АПЧ в схему рис. 12.37 добавлены:

- автогенератор «А-Г», нагруженный на делитель R1-R2;
- ключи «D -1-9-E-J»;
- индуктивности L1- L15.



Номинальная частота автогенератора (частота сигнала) равна, как и ранее,  $f_{c0} = 1440$  кГц. С помощью ключей «D -1-9-E-J» отключая или подключая индуктивности L1–L15 можно уменьшать номинальную частоту 1440 кГц через 5 кГц до 1410 кГц, или увеличивать до 1505 кГц не выключая питания схемы, что необходимо для анализа режима удержания АПЧ. Наличие автогенератора «А-Г» вместо генератора «G» обусловлено тем, при использовании генератора «G» пакета «Elektronics Workbench при изменении его частоты автоматически снимается питание со схемы, и анализ режима удержания становится невозможным.

Соответственно, добавлены:

- ключ «А» для подключения либо автогенератора «А-Г», либо генератора «G»;
- вольтметр V1 для сопоставительного контроля выходных уровней указанных генераторов (вход УРЧ);
- ключи «В» и «К» для дополнительного контроля работы системы АПЧ при настройке;

В остальной схеме рис. 12.36 и рис. 12.37 совершенно идентичны.

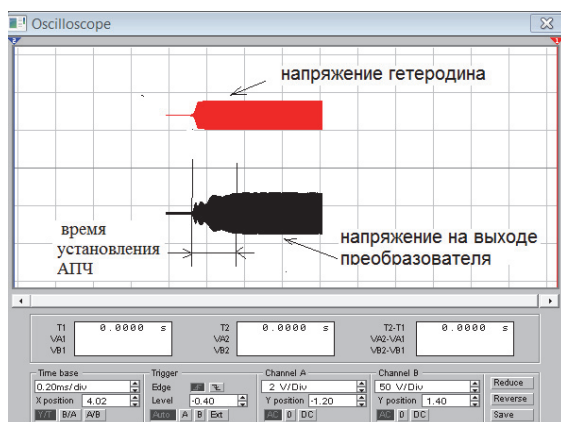
### Исследование работы АПЧ

Открыть (собрать) схему по рис. 12.36.

Детальное исследование рассмотрено в [20]. Приведем основные результаты.

Наблюдение процесса работы системы АПЧ:

- включить АПЧ переключателем «А»;
- включить питание схемы;
- повышая или понижая частоту генератора G через +/- 5 кГц относительно номинальной частоты  $f_{c0} = 1440$  кГц, наблюдать процесс работы АПЧ в период установления и за его пределами (рис. 12.38).



**Рис. 12.38.** Процесс работы АПЧ в период установления автоподстройки и за его пределами

### 12.5.3. Проверка настройки гетеродина и преобразователя частоты

Определение номинальных частот гетеродина  $f_{Г0}$  и промежуточной частоты  $f_{пр0}$ :

- установить переключатель «В» в положение контроля выхода преобразователя (вход УПЧ);
- установить переключатель «К» в положение контроля выхода гетеродина;
- установить переключатель «С» в положение «АПЧ отключена» – подключить резистор R8 «ручной регулировки частоты» (см. рис. 12.37);
- установить резистором R8 напряжение на вольтметре V5  $U = 6,7$  В соответствующее номинальной настройке преобразователя, при которой частота на выходе преобразователя соответствует номинальной промежуточной частоте  $f_{пр0} = 411$  кГц;
- подключить переключателем «А» генератор «G»;
- установить на генераторе «G» частоту 1440 кГц с уровнем 20 мВ;
- включить питание схемы;
- включить плоттер.

Дождаться установления устойчивой режима работы преобразователя (по осциллографу – см. рис. 12.38):

Зафиксировать (определить) номинальную частоту настройки гетеродина по осциллографу (см. рис. 12.39);

Зафиксировать (определить) настройку фильтра преобразователя частоты по плоттеру (см. рис. 12.40);

Уточнить (определить) настройку фильтра преобразователя частоты по осциллографу (см. рис. 12.41).

**Примечание:** для повышения точности измерения необходимо взять несколько отсчетов и усреднить результат.

Результат измерения по осциллографу номинальной промежуточной частоты составил  $f_{пр0} = 411$  кГц **при разомкнутой цепи АПЧ.**



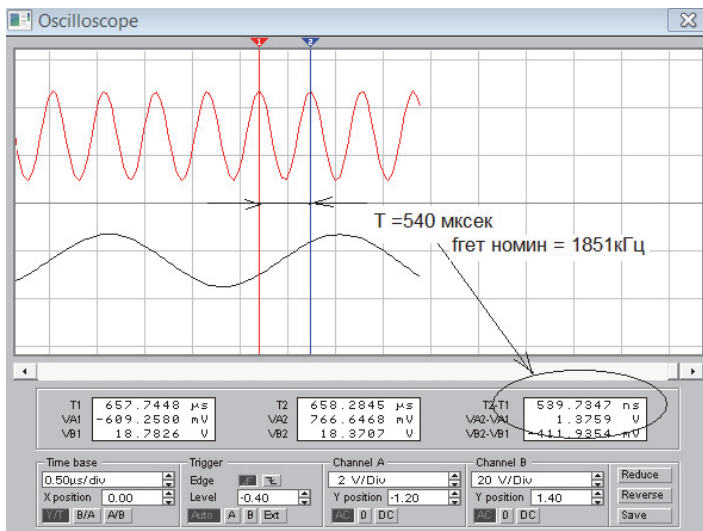


Рис. 12.39. Определение номинальной частоты настройки гетеродина

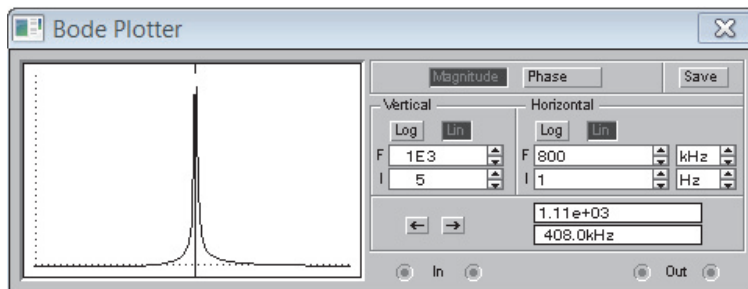


Рис. 12.40. Определение настройки фильтра преобразователя частоты

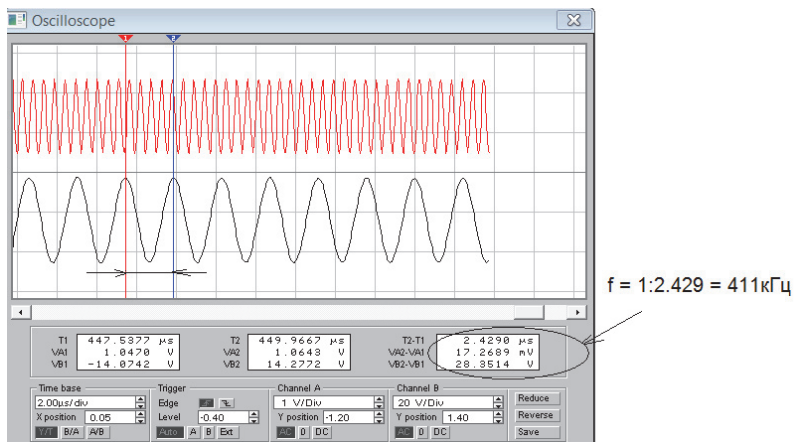


Рис. 12.41. Уточнение настройки фильтра преобразователя частоты

#### 12.5.4. Проверка настройки частотного детектора

Изменяя частоту сигнала  $f_c$  (частоту генератора) относительно номинальной ( $f_{c0}$ ) в диапазоне  $1440 \pm 35$  кГц через 2–5 кГц, убедиться по показаниям вольтметра V6, что частотный детектор настроен точно на  $f_{про}$  (или на  $f_{c0}$ ) – рис. 12.42.

#### 12.5.5. Определение полос захвата и удержания АПЧ

Включить АПЧ, для чего:

- установить переключатель «В» в положение контроля выхода преобразователя (вход УПЧ);
- установить переключатель «К» в положение контроля выхода гетеродина;

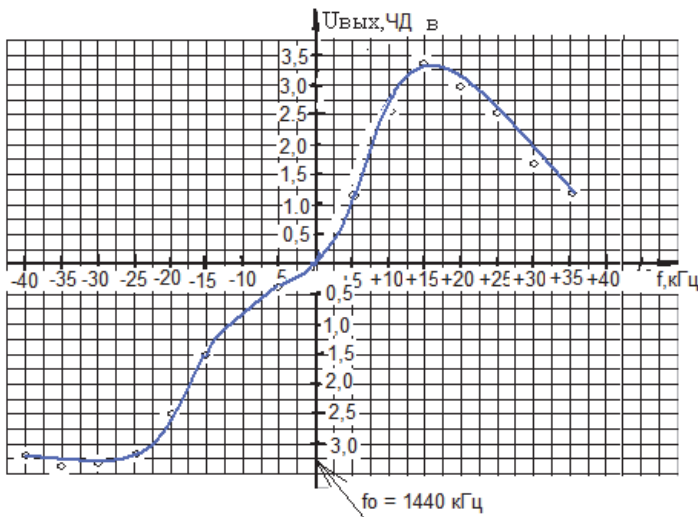


Рис. 12.42

- установить переключатель «С» в положение «АПЧ включена» – подключить выход УПЧ к регулятору частоты гетеродина (см. рис. 12.37);
- подключить переключателем «А» автогенератор «А-Г»;
- подключить переключателями «D» и «б» катушку индуктивности «L1» (что соответствует настройке автогенератора на частоту  $f_{c0} = 1440$  кГц или  $\Delta f_c = 0$  кГц);
- включить питание схемы;
- включить плоттер;

- дождаться установления устойчивой режима работы преобразователя (по осциллографу – см. рис. 12.38).

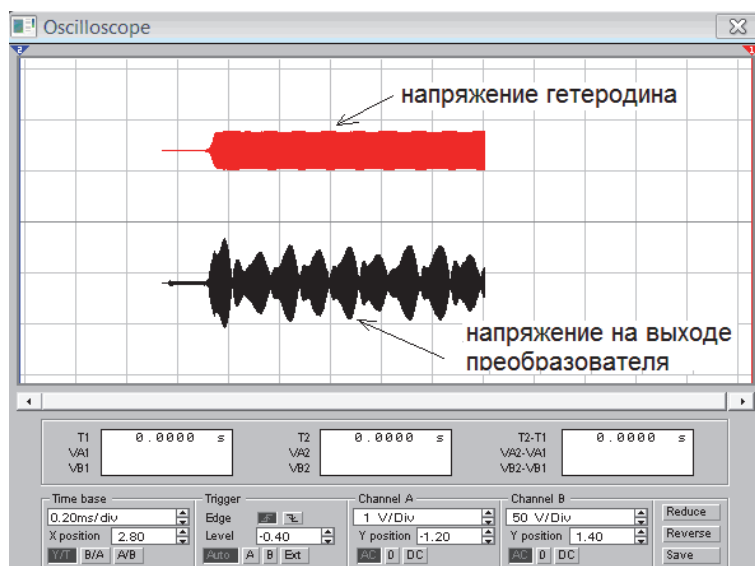
*При понижении частоты:*

- подключая поочередно с помощью переключателей «1» – «6» индуктивности «L2-L7», т. е. уменьшая частоту сигнала  $f_c$  (частоту автогенератора «А-G») относительно номинальной  $f_{c0}$  в диапазоне 1440 – 35 кГц через 5 кГц, определить по показаниям осциллографа полосу захвата системы АПЧ при понижении частоты сигнала.

Полоса захвата определяется по осциллографу – есть АПЧ или ее нет – (рис. 12.38 и рис. 12.43).

### Внимание!

1. Необходимо следить за тем, чтобы всегда была подключена только одна индуктивность.
2. При каждом подключении индуктивностей «L2-L7» для определения полосы захвата необходимо выключать и включать питание схемы.



**Рис. 12.43.** Система АПЧ в режиме отсутствия автоподстройки

*При повышении частоты:*

- переключателем «D» подключить элементы схемы для увеличения частоты автогенератора (см. рис. 12.37).

Подключая с помощью переключателей «7» – «J» индуктивности «L8-L15», т. е. увеличивая частоту сигнала  $f_c$  (частоту автогенератора

«А-Г») относительно номинальной  $f_{c0}$  в диапазоне  $1440 + 50$  кГц через 5 кГц, определить по показаниям осциллографа полосу захвата системы АПЧ при повышении частоты сигнала.

### **Внимание!**

1. Необходимо следить за тем, чтобы всегда была подключена только одна индуктивность;

2. При каждом подключении индуктивностей «L8-L15» для определения полосы захвата необходимо выключать и включать питание схемы.

В данном эксперименте полоса захвата АПЧ составила от  $-20$  кГц до  $+25$  кГц или  $\Pi = 45$  кГц.

Действуя аналогичным образом – повышая или понижая частоту автогенератора «А-Г» – определить **полосу удержания** АПЧ при понижении и повышении частоты соответственно.

### **Внимание!**

1. Необходимо следить за тем, чтобы всегда была подключена только одна индуктивность.

2. При определении полосы удержания АПЧ питание со схемы не снимать!

В данном эксперименте полоса удержания АПЧ составила от  $-20$  кГц до  $+50$  кГц или  $\Pi = 70$  кГц.

### *12.5.6. Построение характеристики регулирования АПЧ*

1. Повышая и понижая частоту автогенератора с помощью переключателя «D» и переключателей «1-9-J» (при включенной АПЧ, выключая и включая каждый раз питание схемы) с помощью осциллографа провести измерение остаточной промежуточной частоты  $f_{\text{пр.остаточн.}}$  в установившемся режиме захвата.

2. Отключить АПЧ переключателем «С». Повышая и понижая частоту автогенератора с помощью переключателя «D» и переключателей «1-9-J» (при выключенной АПЧ, выключая и включая каждый раз питание схемы) с помощью осциллографа провести измерение начальной промежуточной частоты  $f_{\text{пр.начальн.}}$  в установившемся режиме захвата;

3. Определить по результатам измерений

$$\begin{aligned}\Delta f_{\text{пр.остаточн.}} &= f_{\text{пр.остат.}} - f_{\text{пр.остат.0}}; \\ \Delta f_{\text{пр.начальн.}} &= f_{\text{пр.начальн.}} - f_{\text{пр.начальн.0}};\end{aligned}$$

где  $f_{\text{пр.остат}}$  и  $f_{\text{пр.начальн}}$  – измеренные значения промежуточной частоты на любой частоте;  $f_{\text{пр.остат.0}}$  и  $f_{\text{пр.начальн.0}}$  – измеренные значения промежуточной частоты  $f_{\text{пр.}}$  на частоте  $f_{c0} = 1440$  кГц;

Результаты измерений и вычислений представлены на рис.12.44 в виде характеристики регулирования АПЧ в режиме захвата

$$\Delta f_{\text{пр.остаточн}} = f(\Delta f_{\text{пр.начальн}})$$

4. Повышая и понижая частоту автогенератора с помощью переключателя «D» и переключателей «1-9-J» (**при включенной АПЧ, не выключая питание схемы**) с помощью осциллографа провести измерение остаточной промежуточной частоты  $f_{\text{пр.остаточн}}$  в установившемся режиме удержания.

5. Отключить АПЧ переключателем «С». Повышая и понижая частоту автогенератора с помощью переключателя «D» и переключателей «1-9-J» (**при выключенной АПЧ, не выключая питание схемы**), с помощью осциллографа провести измерение начальной промежуточной частоты  $f_{\text{пр.начальн}}$  в установившемся режиме удержания.

6. Определить по результатам измерений

$$\Delta f_{\text{пр.остаточн}} = f_{\text{пр.остат.}} - f_{\text{пр.остат.0}} ;$$

$$\Delta f_{\text{пр.начальн}} = f_{\text{пр.начальн.}} - f_{\text{пр.начальн.0}} ;$$

где  $f_{\text{пр.остат}}$  и  $f_{\text{пр.начальн}}$  – измеренные значения промежуточной частоты на любой частоте;  $f_{\text{пр.остат.0}}$  и  $f_{\text{пр.начальн.0}}$  – измеренные значения промежуточной частоты  $f_{\text{пр}}$  на частоте  $f_{c0} = 1440$  кГц;

7. По результатам измерений и вычислений на рис.12.44 представлена экспериментальная характеристики регулирования АПЧ в виде зависимости

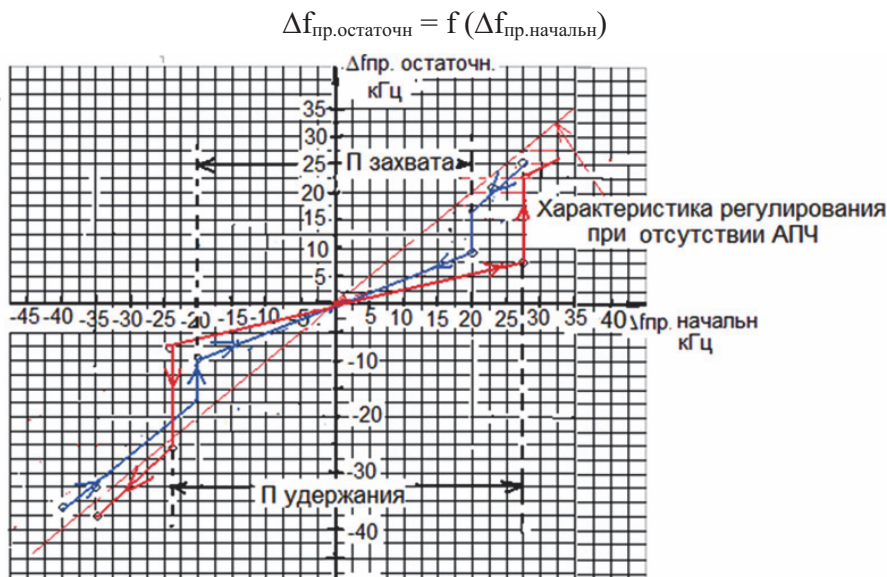


Рис. 12.44. Экспериментальная характеристика регулирования АПЧ

## 12.6. Моделирование усилителя радиочастоты

Рассмотрим порядок моделирования усилителя радиочастоты в системе Multisim 10 [54]

### 12.6.1. Принципиальная схема УРЧ и исходные данные

Принципиальная схема УРЧ представлена на рис. 12.45.

Исходные данные для моделирования УРЧ (результаты предварительного расчета):

$E_p = 12 \text{ В}$  – напряжение питания.

$f_0 = 10,7 \cdot 10^6 \text{ Гц}$  – заданная частота входного сигнала УРЧ (резонансная частота колебательного контура).

$I_k = 5 \text{ мА}$  – ток коллектора в отсутствие сигнала.

$R_H = 2 \text{ кОм}$  – сопротивление нагрузки (входное сопротивление следующего каскада).

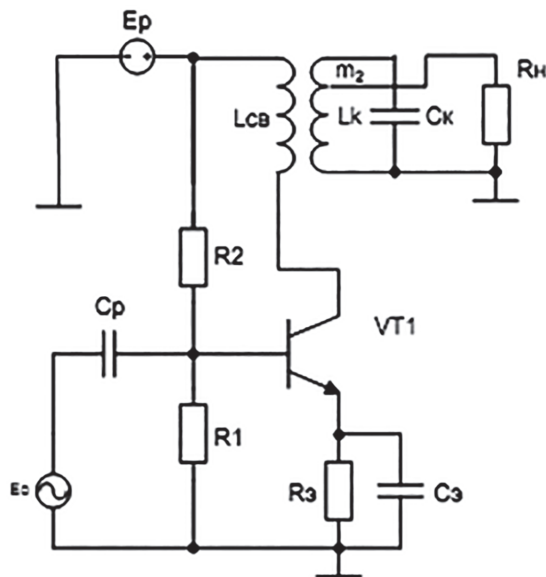


Рис. 12.45. Принципиальная схема УРЧ

$C_H = 10 \text{ пФ}$  – емкость нагрузки (входная емкость следующего каскада).

$d_{зр} = 0,02$  – эквивалентное затухание контура УРЧ. Усилитель радиочастотный обеспечивает подавление зеркальной помехи с частотой.

$f_z = f_0 - 2f_{пч} = (10,7 - 2 \cdot 0,455) \text{ МГц}$ , где  $f_{пч} = 0,455 \text{ МГц}$  – промежуточная частота.

$R_3 = 405 \text{ Ом}$ ,  $R_2 = 90 \text{ кОм}$ ,  $R_1 = 18 \text{ кОм}$ .

$C_3 = 18,4 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$ ,  $C_p = 7,44 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$ .

$C_{\text{эк}} = 28 \text{ пФ}$  – эквивалентная емкость колебательного контура.

$L_K = 7,91 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$  – индуктивность контура.

$L_{\text{св}} = 1,19 \cdot 10^{-7} \text{ Гн}$  – индуктивность катушки связи.

$K_{\text{св}} = 0,447$  – коэффициент трансформаторной связи.

$K_0 = 22$  – коэффициент усиления УРЧ.

$\sigma_0 = 19,03 \text{ дБ}$  – степень подавления зеркальной помехи.

$R_K = 29,5 \text{ кОм}$  – сопротивление потерь контура.

$R_{\text{н}} = 285 \text{ кОм}$  – эквивалентное сопротивление нагрузки.

$r_{\text{св}} = 6 \text{ Ом}$  – сопротивление потерь катушки связи.

### 12.6.2. Порядок моделирования УРЧ

После запуска пакета Multisim появляется рабочее окно программы (рис. 12.46), где

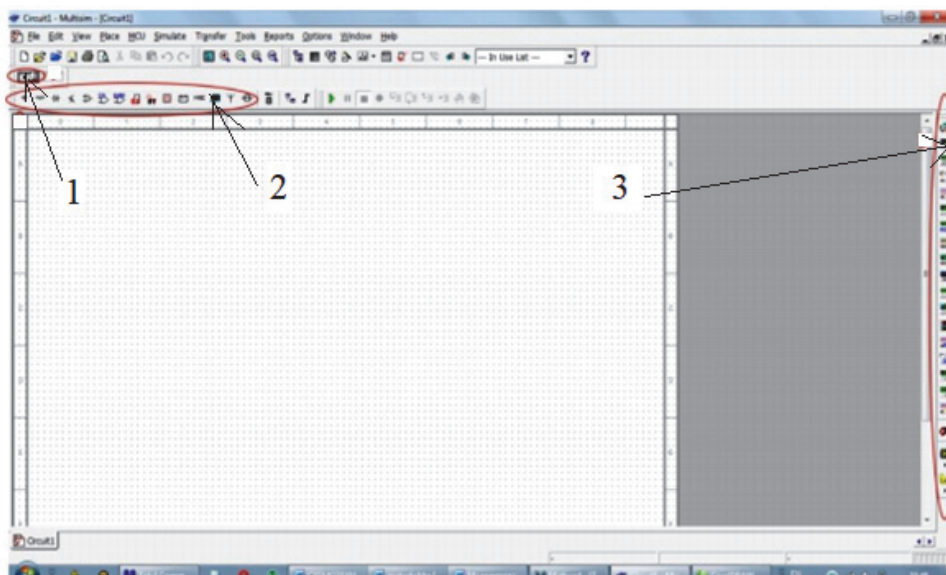


Рис. 12.46. Рабочее окно программы

- 1 – кнопка запуска моделирования;
- 2 – панель для добавления виртуальных компонентов;
- 3 – панель для добавления виртуальных приборов.



Из библиотечных радиоэлементов составляется эквивалентная схема УРЧ. Наждем в панели виртуальных компонентов на знак. Появляется окно с выбором виртуальных и реальных моделей транзисторов. В окне Family выбираем транзистор TRANSISTORS, в окне Component вводим модель 2SC2786 необходимого нам транзистора BJT\_n-p-n, нажимаем ОК и добавляем компонент в рабочую область проекта (рис. 12.47).

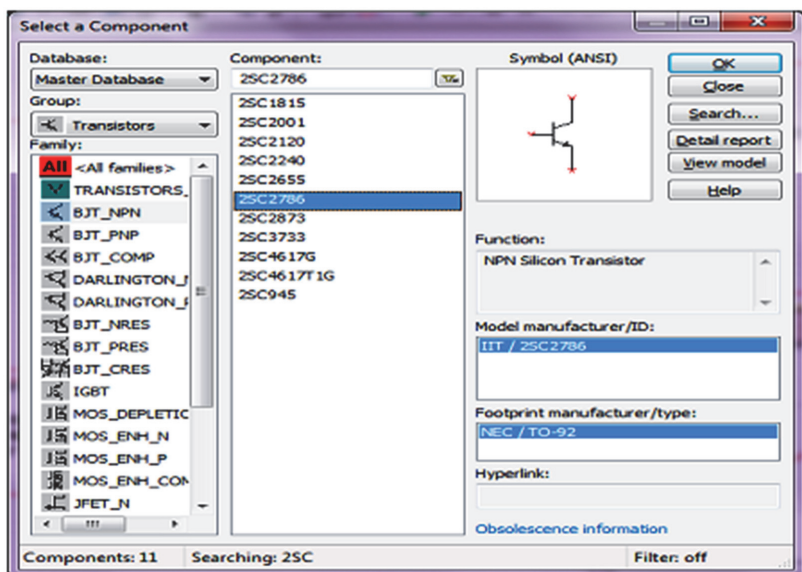


Рис. 12.47. Выбор модели транзистора

В меню Group выберем группу Basic, семейство Family, RESISTOR и нажмем ОК, добавим в проект резистор.

Перед выбором места его расположения можно повернуть компонент нажатием комбинации клавиш Ctrl+R.

Таким же образом добавляем оставшиеся компоненты: резисторы (RESISTOR), конденсаторы (CAPACITOR), индуктивности (INDUCTOR), трансформатор (TRANSFORMER).

Двойным нажатием на компонент открывается окно настройки компонента.

Во вкладке LABEL можно переименовать компонент, а во вкладке VALUE – установить нужный номинал элемента (рис. 12.48, 12.49).



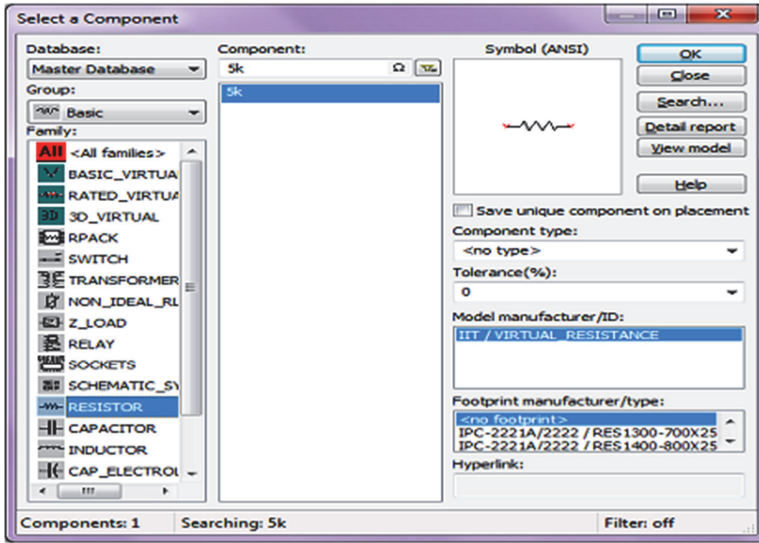


Рис. 12.48. Выбор модели резистора

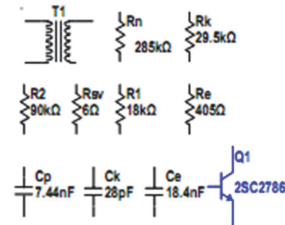
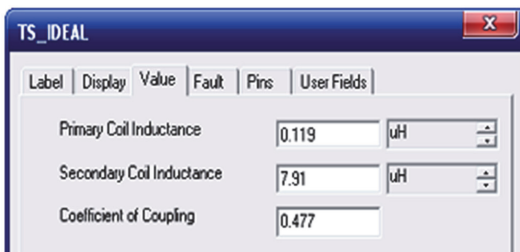


Рис. 12.49. Установка параметров модели трансформатора и результат выбора моделей радиоэлементов УРЧ

Соединяем элементы в соответствии с эквивалентной схемой УРЧ. Чтобы включить в состав схемы источник питания, генератор переменного напряжения и общую шину – «землю», в панели компонентов выбираем Place Source. В появившемся окне выбираем GROUND, добавляем в схему. Из того же окна добавляем AC\_POWER и DC\_POWER. В параметрах AC\_POWER устанавливаем необходимое напряжение 10 мкВ и частоту сигнала 10,7 МГц. В источнике постоянного напряжения DC\_POWER устанавливаем необходимое напряжение питания 12 В, что показано на рис. 12.50.

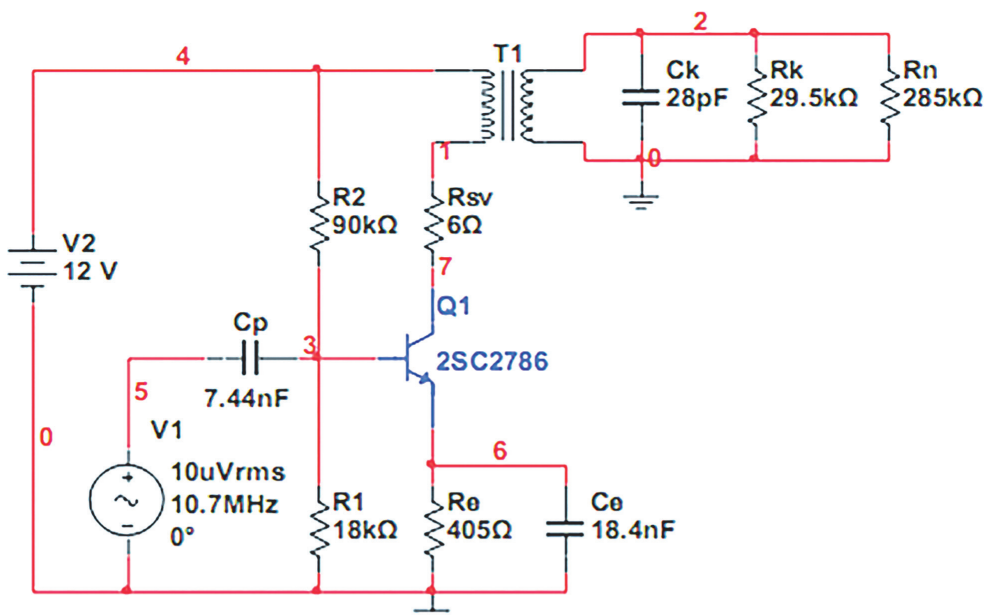


Рис. 12.50. Эквивалентная схема УРЧ – схема моделирования

Для проверки правильности расчета УРЧ по переменному току из панели приборов добавим к схеме измеритель частотных характеристик Bode Plotter и подключим его к входу и выходу усилителя.

Для проверки правильности расчета режима УРЧ по постоянному току добавим из панели приборов несколько измерительных пробников Measurement probe и установим их между коллектором транзистора и трансформатором, эмиттером транзистора и сопротивлением  $R_e$ , а также между сопротивлениями  $R_1$  и  $R_2$  (рис. 12.51).

Запускаем процесс моделирования и останавливаем его после окончания переходного процесса. Сначала по показаниям пробников проверяем соответствие режима транзистора по постоянному току расчетным данным. Видно, что постоянный ток коллектора равен 2,35 мА, что меньше расчетного значения (5 мА).

Повышаем напряжение на базе транзистора путем постепенного увеличения сопротивления  $R_1$  до величины 57 кОм. (Повысить напряжение можно и путем уменьшения сопротивления  $R_2$ ). При этом ток коллектора увеличивается до 4,99 мА, что соответствует расчетному режиму транзистора по постоянному току (рис.12.52).

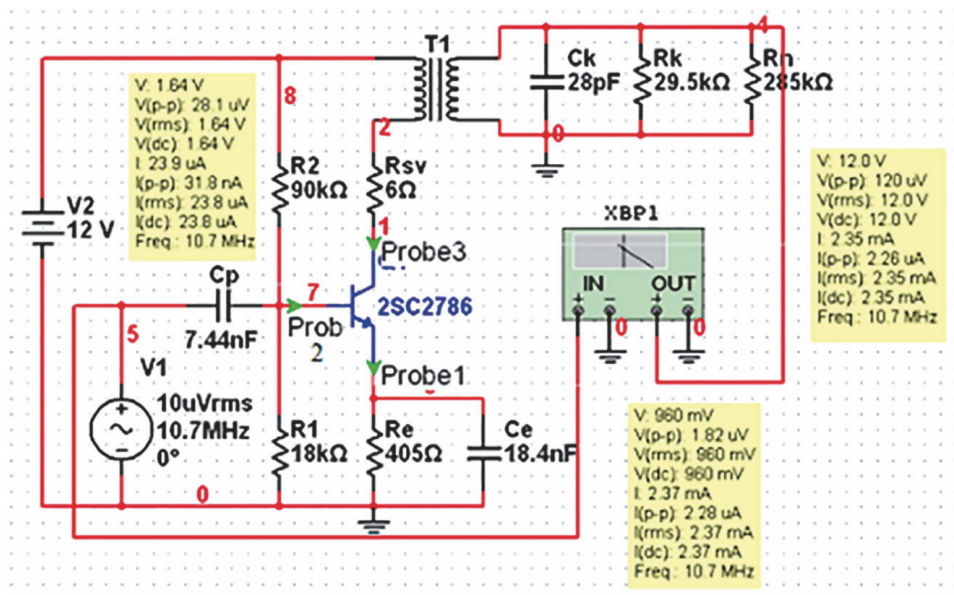


Рис. 12.51. Установка измерительных приборов в схеме моделирования УРЧ

### 12.6.3. Анализ АЧХ усилителя

Переходим к оценке режима по переменному току. С помощью измерителя частотных характеристик (Боде плоттера) проводим анализ амплитудно-частотной характеристики усилителя. Дважды щелкнув мышью по обозначению Боде плоттера, получаем изображение АЧХ (рис. 12.53).

Для первоначального анализа АЧХ и поиска ошибок расчета необходимо получить изображение АЧХ в широком диапазоне частот.

С этой целью устанавливаем логарифмический масштаб как по оси частот, так и по оси коэффициентов передачи. Для повышения точности анализа устанавливаем кнопкой Set число точек анализа, равное 1000. Для установки белого фона изображения используем кнопку Reverse.

Видно, что АЧХ содержит два максимума. Один из них обусловлен резонансом колебательного контура УРЧ, а второй – резонансом паразитного колебательного контура, образованного индуктивностью катушки связи и емкостью транзистора «база – коллектор».

Щелкнув правой кнопкой по вертикальной линии визира, вызываем контекстное меню и с его помощью устанавливаем курсор на максимумы АЧХ: сначала на первый, потом – на второй.

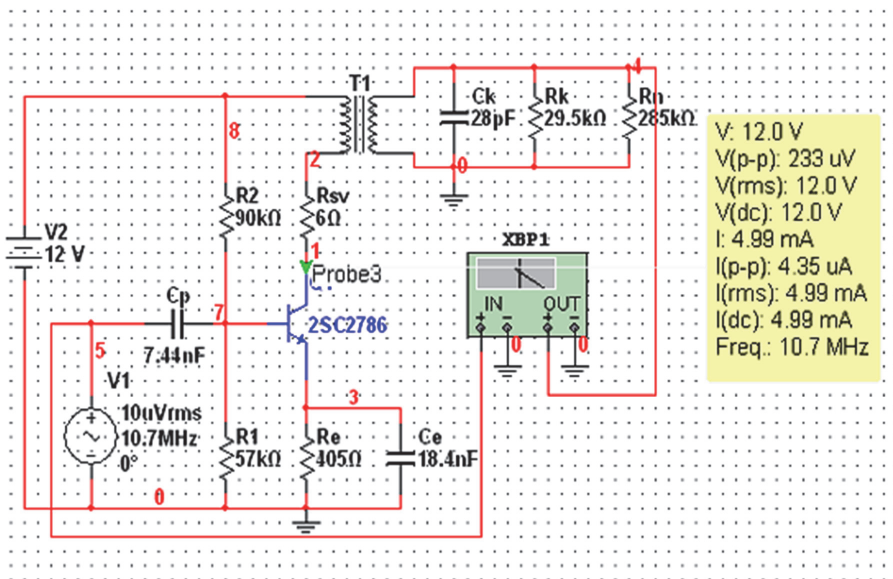


Рис. 12.52. Результат коррекции режима транзистора по постоянному току

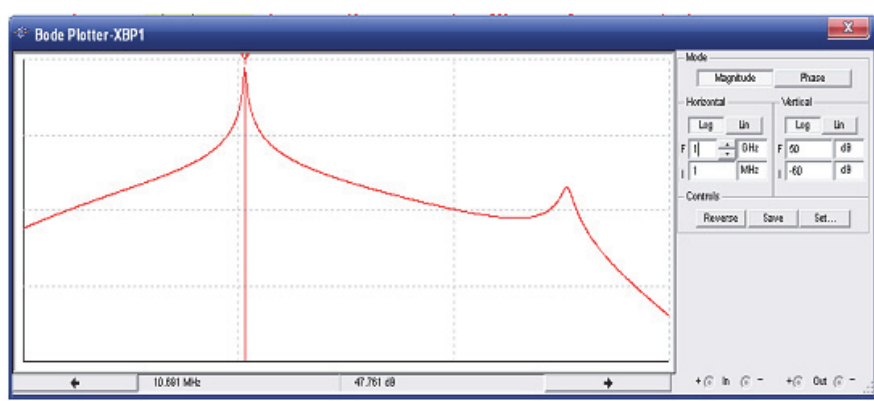


Рис. 12.53. Изображение АЧХ усилителя в широком диапазоне частот

В статусной строке отображаются значения резонансной частоты и резонансного коэффициента передачи УРЧ.

Для первого максимума резонансная частота равна 10,691 МГц, а коэффициент передачи – 47,761 дБ. Для второго максимума – 324,965 МГц и 3,275 дБ. Видно, что второй максимум соответствует паразитному колебательному контуру.

Так как данный максимум достаточно далеко отстоит от частоты настройки УРЧ и ему соответствует малый коэффициент передачи, то при дальнейшем анализе АЧХ его принимать во внимание не следует.

Проанализируем АЧХ более детально в области первого максимума. С этой целью переходим к линейному масштабу оси частот и сужаем частотную область анализа (рис. 12.54).

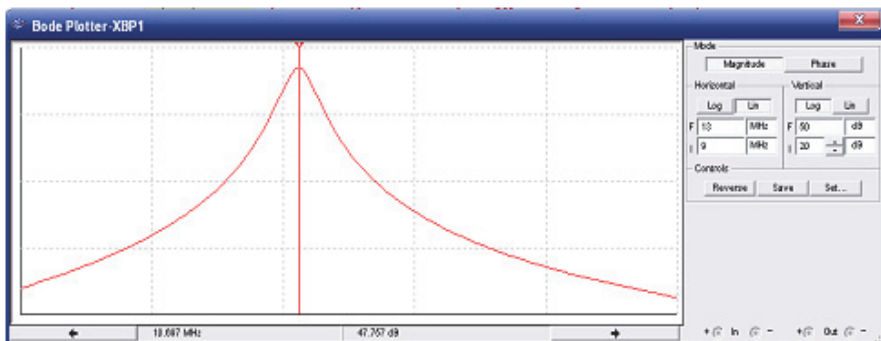


Рис. 12.54. Изображение АЧХ усилителя в узком диапазоне частот

Максимум АЧХ характеризуется значением частоты  $f_m = 10,697$  МГц и коэффициентом передачи, равным 47,757 дБ. Коэффициент передачи по напряжению в «разах»

$$K_M = 10^{\frac{K[\text{дБ}]}{20}} = 10^{\frac{47,757}{20}} = 244.$$

Определим полосу пропускания, устанавливая в контекстном меню визира значения коэффициента передачи на 3 дБ меньше резонансного коэффициента передачи и фиксируя верхнюю и нижнюю граничные частоты. На рис. 12.55 отображено положение визира, соответствующее верхней граничной частоте – 10,8 МГц. Полоса пропускания равна разности граничных частот:

$$\Pi = f_B - f_H = 10,8 - 10,586 = 0,214 \text{ МГц}$$

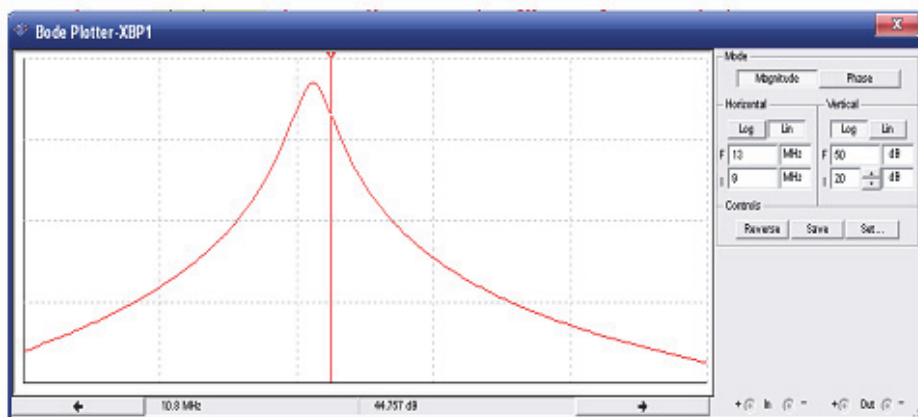
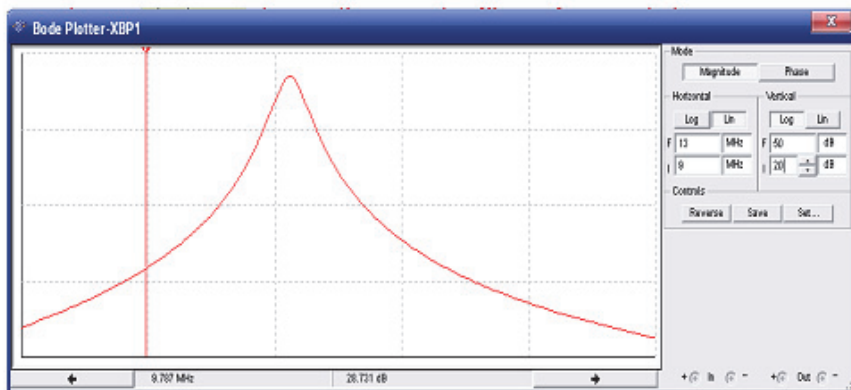


Рис. 12.55. Определение верхней граничной частоты полосы пропускания

Так как УРЧ в общем случае кроме усиления сигнала обеспечивает также и подавление зеркальной помехи, то определим степень подавления помехи, считая, что нелинейные эффекты в УРЧ отсутствуют. Частота зеркальной помехи  $f_z = f_m - 2f_{пч} = 10,697 - 2 \cdot 0,455 = 9,787$  МГц.

С помощью контекстного меню визира задаем частоту помехи и определяем коэффициент передачи УРЧ на данной частоте (рис. 12.56).



**Рис. 12.56.** Определение коэффициента передачи УРЧ на частоте помехи

Подавление помехи равно разности коэффициентов передачи (в дБ) на резонансной частоте и частоте помехи:

$$\sigma_m = 47,757 - 28,731 = 19,03 \text{ дБ.}$$

#### 12.6.4 Анализ результатов моделирования

Определение погрешностей расчета

Найдем погрешности расчета, используя результаты моделирования.

Погрешность расчета резонансной частоты

$$\delta f = \left| \frac{f_0 - f_m}{f_0} \right| = \left| \frac{10,7 - 10,697}{10,7} \right| = 2,8 \cdot 10^{-4}.$$

здесь  $f_0$ ,  $f_m$  – расчетное и «модельное» значения резонансной частоты.

Погрешность расчета коэффициента усиления

$$\delta K = \left| \frac{K_0 - K_m m_2}{K_0} \right| = \left| \frac{22 - 244 \cdot 0,0837}{22} \right| = 7,2 \cdot 10^{-2}.$$

Погрешность расчета полосы пропускания

$$\delta \Pi = \left| \frac{f_0 d_{эп} - \Pi_m}{f_0 d_{эп}} \right| = \left| \frac{10,7 \cdot 0,02 - 0,214}{10,7 \cdot 0,02} \right| = 0.$$



Погрешность расчета степени подавления зеркальной помехи

$$\Delta\sigma = |\sigma_0 - \sigma_m| = |19,03 \text{ дБ} - 19,03 \text{ дБ}| = 0 \text{ дБ}.$$

### Контрольные вопросы по разделу

1. Приведите последовательность экспериментального определения величины резонансного коэффициента передачи входной цепи и его зависимости от частоты для предложенной в п.12.2. схемы в системе «Elektronics Workbench».

2. Приведите последовательность экспериментального исследования резонансных характеристик входной цепи для предложенной в п. 12.2. схемы в системе «Elektronics Workbench».

3. Приведите последовательность экспериментального определения полосы пропускания контура входной цепи для предложенной в п. 12.2. схемы в системе «Elektronics Workbench».

4. Приведите последовательность экспериментального определения зависимости абсолютных расстроек контура входной цепи от изменения емкости эквивалента антенны для предложенной в п. 12.2. схемы в системе «Elektronics Workbench».

5. Приведите последовательность экспериментального измерения селективности по зеркальному каналу и по каналу промежуточной частоты для входной цепи для предложенной в п.12.2. схемы в системе «Elektronics Workbench».

6. Приведите последовательность экспериментального исследования частотной характеристики преобразователя частоты на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде для предложенной в п. 12.3. схемы в системе «Elektronics Workbench».

7. Приведите последовательность экспериментального исследования преобразователя частоты на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде на наличие интерференционных свистов для предложенной в п. 12.3. схемы в системе «Elektronics Workbench».

8. Приведите последовательность экспериментального исследования частотной характеристики преобразователя частоты на основе диодного кольцевого балансного смесителя для предложенной в п. 12.3. схемы в системе «Elektronics Workbench».

9. Приведите последовательность экспериментального измерения детекторных характеристик дробного частотного детектора для предложенной в п. 12.4. схемы в системе «Elektronics Workbench».

10. Приведите последовательность экспериментального измерения детекторных характеристик мультипликативного частотного детекторов для предложенной в п. 12.4. схемы в системе «Elektronics Workbench».

11. Приведите последовательность экспериментального определения полос захвата АПЧ для предложенных в п. 12.5. схем в системе «Elektronics Workbench».

12. Приведите последовательность экспериментального определения полос удержания АПЧ для предложенных в п. 12.5. схем в системе «Elektronics Workbench».

13. Приведите последовательность экспериментального построения характеристики регулирования АПЧ для предложенных в п. 12.5. схем в системе «Elektronics Workbench».

14. Приведите последовательность экспериментального исследования усилителя радиочастоты для предложенной в п. 12.6. схемы в пакете Multisim 10.

## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

### **ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ**

Радиотехника включает в себя широкий круг вопросов науки и техники: генерирование и усиление электрических сигналов, распространение радиоволн; передача, прием и преобразование информации; управление и контроль технологическими процессами.

Развитие радиотехники тесно связано с достижениями в области радиофизики, электроники, в электронном приборостроении. Радиотехника является основой наземной и спутниковой радиосвязи и радио- и телевидения. Радиотехнические устройства широко используются в различных системах дистанционного управления и контроля, для исследований в космосе, морских глубинах, в зонах, опасных для человека и др.

Успехи радиотехники стали основой развития радиолокации, квантовой электроники и нанoeлектроники, электроакустики, систем звукозаписи и воспроизведения.

Широко развиваются цифровые радиорелейные линии, беспроводные и сотовые системы связи.

Развитие цифровой техники увеличило актуальность использования радиотехнических и радиоэлектронных устройств и систем во всех отраслях науки и техники.

Широкое применение радиотехнических устройств получило в бытовой сфере – в системах контроля и управления бытовыми приборами, устройствами, системами. Развиваются системы управления голосом, автопилоты для наземного транспорта и др.

Широко развивается технология беспроводной связи Wi-Fi и Bluetooth, позволяющая управлять различными устройствами как на основе компьютера, так и без его использования.

В области техники радиоприема можно обозначить основные направления развития:

- развитие и создание новой элементной базы, связанное с достижениями в области микрои нанoeлектроники;
- широкое использование элементов цифровой техники, применение вычислительных устройств как составных элементов радиоприемного устройства в целом;
- развитие автоматизации систем настройки, регулировки и управления как составной части радиотехнических устройств;



- повышение качественных показателей, удобства обслуживания, повышения эксплуатационной надежности оборудования;
- в современных условиях становится актуальной задача разработки методов ускоренного автоматизированного проектирования радиотехнических устройств, использование математического моделирования радиосистем, позволяющего прогнозировать их свойства на ранней стадии проектирования;
- освоение новых диапазонов длин волн – как в сторону их увеличения (километровый, дециметровый диапазоны), так и в сторону их уменьшения (миллиметровый, оптический диапазон);
- развитие и решение вопросов помехозащищенности;
- развитие и решение вопросов электромагнитной защищенности и безопасности.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Галочкин В.А., Схемотехника аналоговых и цифровых устройств [Текст]: учебное пособие / В. А. Галочкин / под ред. д.т.н. Елисеева С. Н. – Самара: ПГУТИ 2016г – 441 стр.;
2. Галочкин В.А., Проблемы передачи и обработки информации и новая элементная база телекоммуникационных устройств [Текст] / В. А. Галочкин // XVII Международная научно-техническая конференция «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций». ПТиТТ-2016 22–24 ноября 2016 г., Самара: ПГУТИ. 235–236 с,
3. Галочкин В.А Телекоммуникационные устройства – методические аспекты преподавания / [Текст] / В. А. Галочкин // Научно-техническая конференция Росинфоком–2017 «Актуальные вопросы телекоммуникаций» – 01 сентября 2017 г., Самара: ПГУТИ, 55–56 с.
4. Галочкин В.А. Схемотехника телекоммуникационных устройств [Текст]: учеб. пособие / В. А. Галочкин / под ред. д.т.н. Елисеева С. Н. – Самара: ПГУТИ – 2015. – 447с
5. Галочкин В. А, Схемотехника телекоммуникационных устройств [Текст]: методические разработки к лабораторным работам. Ч.1 Схемотехника аналоговых устройств» / учебное пособие / В. А. Галочкин. – Самара: – ПГУТИ, 2016г – 402 стр;
6. Галочкин В. А, Схемотехника телекоммуникационных устройств [Текст]: методические разработки к лабораторным работам / Ч.2 Схемотехника цифровых устройств / учебное пособие / В. А. Галочкин – Самара: ПГУТИ, 2016г – 282 стр;
7. Галочкин В.А., Схемотехника телекоммуникационных устройств [Текст]: сборник задач и упражнений (Практикум) / Учебное пособие / В.А.Галочкин – Самара: ПГУТИ – 2018 г – 182 стр.
8. Галочкин В.А. Мемристорная и полимерная электроника как перспективная элементная база телекоммуникационных устройств [Текст]: учебное пособие / В. А. Галочкин. – Самара: ПГУТИ, 2019 г – 41 с
9. Галочкин В. А. Новая электроника и схемотехника для устройств телекоммуникаций и телевидения [Текст] / В. А. Галочкин // Инфокоммуникационные технологии. 2017. Т. 15.№ 4. С. 422–427
10. Галочкин, В. А. Перспективы развития системы интернет-телевидения в доставке видеoinформации населению [Текст] / Балобанов В.Г., Галочкин В.А., Нагорная М.Ю.// Инфокоммуникационные технологии. 2015. Т. 13. № 1. С. 77–82.

11. Галочкин, В. А. Конспект лекций по дисциплине «Электроника, электротехника и схемотехника», модуль «Схемотехника» [Текст]: Ч.1., Ч.2. / В. А. Галочкин – Самара : ПГУТИ, 2014. – 454 с.
12. Галочкин В.А. Нанотехнологии и наноэлектроника -основа знаний будущих специалистов в области телекоммуникаций и телевидения [Текст] / В. А. Галочкин // Инфокоммуникационные технологии. 2014. Т. 12. № 3. С. 85–90.
13. Галочкин В.А. Методические аспекты преподавания новой учебной дисциплины «Телевизионное вещание» [Текст] / В. Г. Балобанов, В. А. Галочкин, М. Ю. Нагорная //Инфокоммуникационные технологии. – 2014. – Т. 12, № 2. – С. 88–93.
14. Галочкин, В. А. Учебное пособие по курсовому проектированию «Схемотехника аналоговых электронных устройств» [Текст]: / В. А. Галочкин – Самара: ПГУТИ, 2013. – 54 с.
15. Галочкин, В. А. Электроника и схемотехника: сборник задач и упражнений [Текст]: комплекс индивидуальных заданий к практич. занятиям. / В. А. Галочкин. – Самара: – Ч.1. Электроника и схемотехника аналоговых устройств / – Самара: ПГУТИ, 2009 – 195 с.
16. Галочкин, В. А. Электроника и схемотехника: сборник задач и упражнений [Текст]: комплекс индивидуальных заданий к практич. занятиям для студ. / В. А. Галочкин. Ч.II.: Электроника и схемотехника цифровых устройств / – Самара: ПГУТИ, 2008–128 с.
17. Галочкин, В. А. Методическая разработка к лабораторным работам по дисциплине «Электроника и схемотехника» [Текст]: для студ. ПГУТИ дневного и заочного факультетов. / Ч.2: Электроника и схемотехника цифровых устройств / В. А. Галочкин; – Самара: ПГУТИ, 2008. – 56 с
18. Галочкин В.А, Устройства приема и обработки сигналов. Практикум. (Расчеты. Моделирование. Проектирование) [Текст]: учебное пособие / В. А. Галочкин – Самара: ПГУТИ, 2020 г – 218 с.
19. Галочкин В.А, Устройства приема и обработки сигналов [Текст]; учебное пособие / В. А. Галочкин. – Самара: ПГУТИ. 2015г – 425 стр.
20. Галочкин В.А., Устройства приема и обработки сигналов [Текст]: методическая разработка к лабораторным работам» / учебное пособие / В. А. Галочкин – Самара: ПГУТИ 2015г – 234 стр.
21. Галочкин, В. А. Учебное пособие по курсовому проектированию по учебной дисциплине «Устройства приема и обработки сигналов» [Текст] / В. А. Галочкин. – Самара. ПГУТИ, 2013. – 52 с.
22. Карлащук В.И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение [Текст]: издание 2-е, дополненное и переработанное – Солон – Р Москва, 2001 -726 с.

23. Основы электроники, радиотехники и связи [Текст]: учебное пособие для вузов /А.Д.Гуменюк, В. И. Журавлев, Ю. Ю. Мартюшев и др.; под ред. Г.Д.Петрухина – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 480 с.
24. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств [Текст]: – М.: Издательский дом «Додэка – 21», 2005 – 528 с.
25. Большая российская энциклопедия. Радиотехника. – [Электронный ресурс] – Режим доступа: [https://bigenc.ru/technology\\_and\\_technique/text/3489884](https://bigenc.ru/technology_and_technique/text/3489884). свободный. – Загл. с экрана
26. История развития радиотехники и радиоэлектроники. – [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://studopedia.org/4-100330.html>. свободный. – Загл. с экрана
27. Галочкин, В.А. Нанозлектроника и наносхемотехника телекоммуникационных устройств [Текст]: монография / В. А. Галочкин. – Самара: ПГУТИ, 2019 г – 346 с.
28. Галочкин, В. А. Введение в нанотехнологии и нанозлектронику [Текст]: конспект лекций /В.А.Галочкин. – Самара: ПГУТИ, 2013. – 367 с
29. Основы радиосвязи. – [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://siblec.ru/telekommu-nikatsii/osnovy-radiosvyazi-i-televideniya/1-osnovy-radio-svyazi>. свободный. – Загл. с экрана
31. Спутнико-космические системы радиосвязи - [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://gendocs.ru/v4396/?cc=10&page=2>. свободный. – Загл. с экрана
32. Сотовые сети четвертого поколения. – [Электронный ресурс] – Режим доступа: [https://studref.com/480498/tehnika/sotovye\\_seti\\_chetvertogo\\_rokele\\_niya](https://studref.com/480498/tehnika/sotovye_seti_chetvertogo_rokele_niya). свободный. – Загл. с экрана
33. Радиосвязь через Интернет. – [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://krikam.net/content/articles/-obschee/radiosvyaz-cherez-internet>. свободный. – Загл. с экрана
34. Системы GPS и ГЛОНАСС. – [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://www.omni-commu ral.ru/about/news/glonass-system-how-it-works/> свободный. – Загл. с экрана
35. Беспроводная локальная сеть Wi-Fi. – [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://wiki2.org/ru/Wi-Fi>. свободный. – Загл. с экрана
36. Стандарт беспроводных сетей Bluetooth. – [Электронный ресурс] – Режим доступа: [https://crossgroup.su/solutions/data\\_transfer/bluetooth.html](https://crossgroup.su/solutions/data_transfer/bluetooth.html). свободный. – Загл. с экрана .
37. Что такое Bluetooth и как он работает? – [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://1234g.ru/blog-of-wireless-technologies/about-bluetooth/chto-takoe-bluetooth-i-kak-on-rabotaet>. свободный. – Загл. с экрана

38. Марков, Ю. В. Проектирование устройств приема и обработки сигналов [Текст]: учебно-методическое пособие / Ю. В. Марков, А. С. Бокков. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2015. – 112 с.

38. Структурная схема сотового телефона стандарта GSM. – [Электронный ресурс] – Режим доступа: [https://studref.com/635250/informatika/strukturnaya\\_shema\\_sotovogo\\_telefona\\_standards](https://studref.com/635250/informatika/strukturnaya_shema_sotovogo_telefona_standards). свободный. – Загл. с экрана

39. Проектирование радиоприемника связной радиостанции. – [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://www.bibliofond.ru/view.aspx?id=580843#tetx>. Свободный. – Загл. С экрана

40. Расчет усилителя мощности звуковых частот. Методические указания к выполнению расчетно-графических работ. Составитель И. В. Хоменко Омск Издательство ОмГТУ 2012 – [Электронный ресурс] – Режим доступа: [https://www.omgtu.ru/general\\_information/faculties/radio\\_engineering\\_department/department\\_quot\\_radio\\_devices\\_and\\_diagnostic\\_systems\\_quot/educatioa\\_lmaterials/Circuitry/Metho\\_dical\\_instructions\\_to\\_settlement\\_and\\_graphic\\_work.pdf](https://www.omgtu.ru/general_information/faculties/radio_engineering_department/department_quot_radio_devices_and_diagnostic_systems_quot/educatioa_lmaterials/Circuitry/Metho_dical_instructions_to_settlement_and_graphic_work.pdf). свободный. – Загл. с экрана

41. Валенко В. С. Полупроводниковые приборы и основы схемотехники электронных устройств [Текст]: / В. С. Валенко; под ред. А. А. Ровдо. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2001. – 368 с.

42. Войшвилло Г. В. Усилительные устройства [Текст]: учебник для вузов / Г. В. Войшвилло. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1983. – 264 с.

43. Дульнев Г. Н. Методы расчёта теплового режима приборов [Текст]: / Г. Н. Дульнев, В. Г. Парфёнов, А. В. Сигалов. – М.: Радио и связь, 1990. – 312 с.

44. Завьялов С. А. Схемотехника усилителей мощности низких частот [Текст]: учеб. пособие / С. А. Завьялов, К. В. Мурасов. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2010. – 92 с.

45. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники [Текст]: учеб. пособие для вузов / Е. И. Манаев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1985. – 488 с.

46. Моделирование электрических схем усилителей мощности [Текст]: метод. указания / сост.: С. А. Завьялов, И. В. Хоменко, А. Н. Лепетаев. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2012. – 32 с.

47. Полупроводниковые приборы: Транзисторы [Текст]: справочник / В. Л. Аронов, А. В. Баюков, А. А. Зайцев и др.; под общ. ред. Н. Н. Горюнова. – 2-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 904 с.

48. Схемотехника усилительных устройств на биполярных транзисторах [Текст]: метод. указания / сост.: С. А. Завьялов, А. А. Губарев. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2006. – 44 с.

49. Титце У. Полупроводниковая схемотехника [Текст]: пер. с нем / У. Титце, К. Шенк. – 12-е изд. – М. ДМК Пресс, 2008. – Т. 1. – 832 с.
50. Транзисторы для аппаратуры широкого применения [Текст]: справочник / К. М. Брежнева, Е. Г. Гантман, Т. И. Давыдова и др.; под. ред. Б. Л. Перельмана. – М.: Радио и связь, 1981. – 656 с.
51. Хоровиц П. Искусство схемотехники [Текст]: в 3 т. пер. с англ. / П. Хоровиц, У. Хилл. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Мир, 1993. – Т. 1. – 413 с.
52. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике [Текст]: пер. с нем./ П. Шкритек. – М: Мир, 1991. – 446 с.
53. Кулешова.Е.О. Теоретические основы электротехники в экспериментах и упражнениях. Практикум в среде Electronics Workbench: учебное пособие / Е.О. Кулешова, В.А. Колчанова, В.Д. Эськов, С.В. Пустынников; Национальный исследовательский Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. – 148 с. [Электронный ресурс] – Режим доступа: [https://portal.tru.ru/Shared/p/pustynnikov-/лекцион-/Tab1/Tab/ewb\\_ido\\_do](https://portal.tru.ru/Shared/p/pustynnikov-/лекцион-/Tab1/Tab/ewb_ido_do). свободный. – Загл. с экрана
54. Левин, Е. К. Расчет и схемотехническое моделирование функциональных узлов радиоприемного устройства: учеб. пособие по курсовому проектированию / Е. К. Левин; Владим. гос. ун-т им. А. Г. и Н. Г. Столетовых. – Владимир: Изд-во ВлГУ, 2016. – 84 с. – [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://e.lib.vlsu.ru/bitstream/123456789/4725/1/01519.pdf>. свободный. – Загл. с экрана

### Дополнительная литература

55. Колосовский Е. А. Устройства приема и обработки сигналов [Текст]: учеб. пособие для вузов / Е.А. Колосовский – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 456
56. Радиоприемные устройства [Текст]: [учебник для вузов. 2-е изд., испр. и доп./ Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин, В.С. Плаксиенко и др./ Под ред. Н.Н. Фомина. – М.: Радио и связь, 2003. – 520 с.
57. Моделирование электрических схем усилителей мощности [Текст]: метод. указания / сост.: С. А. Завьялов, И. В. Хоменко, А. Н. Лепетаев. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2012. – 32 с.
58. Схемотехника усилительных устройств на биполярных транзисторах [Текст]: метод. указания / сост.: С. А. Завьялов, А. А. Губарев. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2006. – 44 с
59. Связь Bluetooth – как она работает и как использовать технологию связи. – [Электронный ресурс] – Режим доступа: [https://-webznam.ru/blog/svjaz\\_bluetooth/2020-02-16-1424](https://-webznam.ru/blog/svjaz_bluetooth/2020-02-16-1424). свободный. – Загл. с экрана.

60. Средства связи: развитие, проблемы, перспективы. – [Электронный ресурс] – Режим доступа: [https:// pan dia.ru/text/77/132/526.php](https://pan.dia.ru/text/77/132/526.php). свободный. – Загл. с экрана

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

АД – амплитудный детектор;  
АИМ – амплитудно-импульсная модуляция;  
АМ – амплитудная модуляция;  
АО – амплитудный ограничитель;  
АПЧ – автоматическая подстройка частоты;  
АРУ – автоматическая регулировка усиления;  
АТ – амплитудное телеграфирование;  
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;  
БМ – балансный модулятор;  
ВАХ – вольтамперная характеристика;  
ВРК – временное разделение каналов;  
ВЦ – входные цепи;  
ВЧ – высокие частоты;  
ВШП – встречно-штыревые преобразователи;  
Г – гетеродин;  
ГВЧ – гипервысокие частоты;  
ГН – генератор несущей;  
ГТП – главный тракт приема;  
Д – детектор;  
ДН – диаграмма направленности;  
ДЧТ – двойное частотное телеграфирование;  
D – динамический диапазон;  
ИКМ – импульсно-кодовая модуляция;  
ИМС – интегральная микросхема;  
ИП – источник питания;  
КВЧ – крайне высокие частоты;  
ЛЗ – линия задержки;  
МОП – металл – окисел – полупроводник;  
МСП – магнитоотрижционный преобразователь;  
МЧМ – минимальная частотная манипуляция;  
НЧ – низкие частоты;  
ОБ – общая база;  
ОБП – одна боковая полоса;  
ОВЧ – очень высокие частоты;  
ОЗ – общий затвор;  
ОИ – общий исток;  
ОК – общий коллектор;



ОН – остаток несущей;  
ОНЧ – очень низкие частоты;  
ООС – отрицательная обратная связь;  
ОУ – оконечное устройство  
ОЭ – общий эмиттер;  
П – полоса;  
ПАВ – поверхностные акустические волны;  
ППРЧ – псевдослучайная перестройка рабочей частоты;  
ПФ – полосовой фильтр;  
ПХ – переходная характеристика;  
ПЧ – преобразователь частоты;  
ПЭ – преобразовательный элемент;  
РПУ радиоприемное устройство;  
РПДУ – радиопередающее устройство;  
РЭО – радиоэлектронная обстановка;  
ПУ – пороговое устройство;  
СВЧ – сверхвысокие частоты;  
СКК – сигнально-кодовая конструкция;  
СМ – смеситель;  
СРС – сигналы с расширением спектра;  
СЧ – средние частоты;  
Se – селективность;  
ТЛВ – телевидение;  
УВЧ – ультравысокие частоты;  
УКВ – ультракороткие волны;  
УПОС – устройства приема и обработки сигналов;  
УПЧ – усилитель промежуточной частот;  
УРЧ – усилитель радиочастоты;  
УЧМ – усилитель частоты модуляции;  
УФОН – устройство формирования опорного напряжения;  
УЭ – усилительный элемент;  
Ф – фильтр;  
ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты;  
ФГОС ВПО – федеральные государственные образовательные стандарты высшего профессионального образования;  
ФД – фазовый детектор;  
ФИМ – фазово-импульсная модуляция;  
ФМ – фазовая модуляция;  
ФНЧ – фильтр низкой частоты;  
ФРМ – фазоразностная манипуляция;  
ФСС – фильтр сосредоточенной селекции;

ФЧХ – фазочастотная характеристика;  
ЦСП – цифровой сигнальный процессор;  
ЧАПЧ – частотная автоматическая подстройка частоты;  
ЧД – частотный детектор;  
ЧМ – частотная модуляция;  
ШИМ – широтно-импульсная модуляция;  
ШПС – широкополосная система связи;  
ЭДС – электродвижущая сила;  
DRM – Digital Radio Mondiale (стандарт цифрового радиовещания);  
FM – Frequency Modulation (частотная модуляция).



## Книги почтой

Заказ можно сделать на сайте издательства

[www.infra-e.ru](http://www.infra-e.ru)

№ п/п	Наименование книги
1	Введение в нанотехнологии и наноэлектронику
2	Выпрямительные устройства в силовой электронике
3	Источники вторичного электропитания. Издание 4-е
4	Конструирование источников питания звуковых усилителей
5	Материалы и устройства наноэлектроники. Электроника после Мура
6	Методы проектирования электронных устройств
7	Микродатчики и микросистемы
8	Микропроцессоры
9	Микроэлектроника и схемотехника
10	Наноэлектроника, нанофотоника и микросистемная техника
11	Основы микропроцессорной техники
12	Основы микросенсорики
13	Основы технологии электронной компонентной базы
14	Основы электроники
15	Основы электроники. Издание 2-е
16	Основы электротехники и электроники. Практикум
17	Производство гибридных интегральных схем
18	Промышленная электроника. Аналоговые электронные устройства, используемые в элементах автоматики
19	Силовая электроника. Выпрямители
20	Силовая электроника. Теория и конструирование
21	Системы интеллектуального электропривода переменного тока с релейными регуляторами и адаптивными корректирующими устройствами
22	Схемотехника аналоговых и цифровых устройств
23	Технологические процессы в микро- и наноэлектронике
24	Технология интегральных микросхем
25	Устройства и модули сверхвысоких частот
26	Физика полупроводниковых приборов
27	Физические основы микроэлектроники
28	Физические основы нанотехнологий и наноматериалы
29	Химико-технологические основы микро- и наноэлектроники
30	Электрические и электронные аппараты и их использование в нефтегазовой промышленности
31	Электроника
32	Электроника и схемотехника

*Учебное издание*

**Галочкин Владимир Андреевич**

**СХЕМОТЕХНИКА  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ  
УСТРОЙСТВ**

Учебник

ISBN 978-5-9729-1470-8



Подписано в печать 28.03.2023  
Формат 70×100/16. Бумага офсетная.  
Гарнитура «Таймс».

Издательство «Инфра-Инженерия»  
160011, г. Вологда, ул. Козленская, д. 63  
Тел.: 8 (800) 250-66-01  
E-mail: [booking@infra-e.ru](mailto:booking@infra-e.ru)  
<https://infra-e.ru>

Издательство приглашает  
к сотрудничеству авторов  
научно-технической литературы