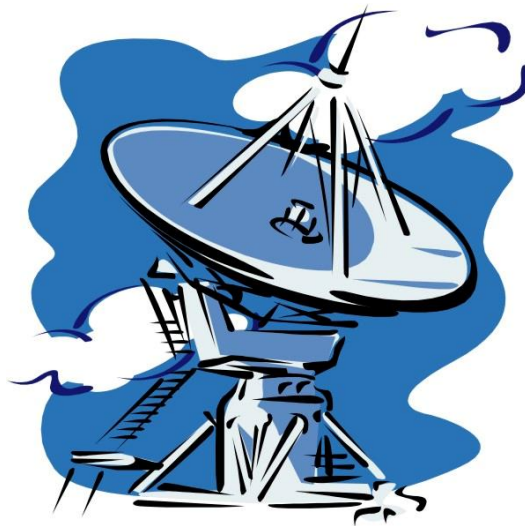


В.П. Пушкарев

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Учебное пособие



ТОМСК – 2012

Министерство образования и науки Российской Федерации

Федеральное бюджетное государственное образовательное
учреждение высшего профессионального образования

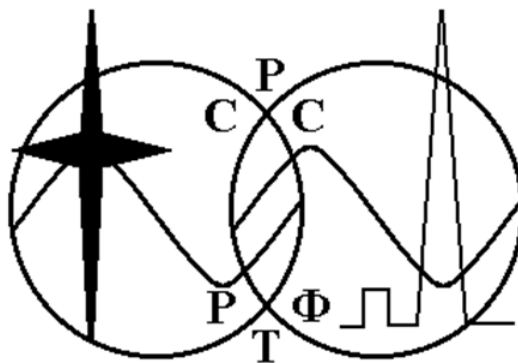
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра средств радиосвязи (СРС)

В.П. Пушкарев

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Учебное пособие



2012

Рецензент: доктор технических наук Титов А.А.

Корректор: Осипова Е.А.

Пушкарев В.П.

Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 201 с.

Пособие предназначено для студентов очного, вечернего, заочного форм обучения направления специальностей «Радиотехника», «Телекоммуникации», а также для студентов, обучающихся с использованием дистанционных образовательных технологий.

© Пушкарев В.П., 2012
© Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	8
1 ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА УСТРОЙСТВ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ	9
1.1 Общие требования.....	9
1.2 Основные показатели технических характеристик устройств приема и обработки сигналов	9
1.3 Классификация устройств приема и обработки сигналов ...	15
1.4 Частотные диапазоны. Радиосигналы. Помехи	17
1.5 Чувствительность устройств приема и обработки сигналов...	33
1.6 Избирательность устройств приема и обработки сигналов	38
1.7 Стабильность технических характеристик устройств приема и обработки сигналов	40
1.8 Электромагнитная совместимость и нелинейные эффекты, возникающие в линейном тракте радиоприемного устройства	41
2 СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА УСТРОЙСТВ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ	47
2.1 Обобщенная структурная схема устройств приема и обработки сигналов	47
2.2 Детекторные устройства приема и обработки сигналов.....	48
2.3 Устройства приема и обработки сигналов прямого усиления	49
2.4 Сверхрегенеративные устройства приема и обработки сигналов	50
2.5 Супергетеродинные устройства приема и обработки сигналов	51
2.6 Устройства приема и обработки сигналов прямого преобразования	55
2.7 Инфраничные устройства приема и обработки сигналов.....	57
3 ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ УСТРОЙСТВ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ	58
3.1 Входные цепи устройств приема и обработки сигналов	58

3.1.1 Общие сведения и структура входной цепи	58
3.1.2 Классификация, основные параметры и эквиваленты радиоприемных антенн	59
3.1.3 Схемы входных цепей устройств приема и обработки сигналов	64
3.1.4 Входные цепи с ненастроенной антенной	70
3.1.5 Входная цепь с магнитной антенной	80
3.1.6 Входные цепи с настроенной антенной	82
3.1.7 Входные цепи с электронной перестройкой по частоте	86
3.1.8 Шумовые свойства антенно-фидерной системы	90
3.2 Селективные усилители радиосигналов устройств приема и обработки сигналов	97
3.2.1 Общие сведения и структура селективных усилителей радиосигналов	97
3.2.2 Усилители радиочастоты устройств приема и обработки сигналов	100
3.2.3 Усилители промежуточной частоты устройств приема и обработки сигналов	103
3.2.4 Шумовые свойства селективных усилителей радиосигналов	106
3.3 Преобразователи частоты устройств приема и обработки сигналов	110
3.3.1 Общие сведения и теория преобразования	110
3.3.2 Шумовые свойства преобразователей частоты	115
3.3.3 Особенности построения гетеродинов в преобразователях частоты диапазонных устройств приема и обработки сигналов	116
3.4 Детекторы устройств приема и обработки сигналов	118
3.4.1 Общие сведения и структура детекторов радиосигналов	118
3.4.2 Амплитудный детектор радиосигналов	121
3.4.3 Детектор радиоимпульсных сигналов	123
3.4.4 Детектор частотно-модулированных сигналов	125
3.4.5 Фазовые детекторы радиосигналов	128

4 АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛИРОВКИ В УСТРОЙСТВАХ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ	131
4.1 Общие сведения о системах автоматических регулировок	131
4.2 Система автоматической регулировки усиления	132
4.3 Система автоматической подстройки частоты	137
4.4 Система фазовой автоподстройки частоты	139
5 ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ УСТРОЙСТВ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ..	142
5.1 Общие сведения по построению схем устройств приема и обработки сигналов различного назначения	142
5.2 Особенности построения радиовещательных устройств приема и обработки сигналов.....	148
5.2.1 Особенности построения устройств приема и обработки сигналов систем звукового вещания	149
5.2.2 Особенности построения устройств приема и обработки сигналов систем телевизионного вещания	158
5.3 Особенности построения профессиональных устройств приема и обработки сигналов различного назначения.....	166
5.3.1 Классы радиоизлучений.....	166
5.3.2 Структурные схемы линейного тракта профессиональных устройств приема и обработки сигналов	169
5.3.3 Особенности построения устройств приема и обработки сигналов систем радиосвязи.....	176
5.3.4 Особенности построения радиолокационных устройств приема и обработки сигналов	181
5.3.5 Особенности построения панорамных устройств приема и обработки сигналов.....	182
5.4 Особенности построения цифровых устройств приема и обработки сигналов	187
5.4.1 Общие сведения построения цифровых устройств приема и обработки сигналов.....	187
5.4.2 Особенности построения устройств приема и обработки сигналов сотовой системы связи	189

5.4.3 Особенности построения устройств приема и обработки сигналов пейджинговой системы связи	191
6 ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА ИЗМЕРЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ	194
6.1 Стандартные условия измерения.....	194
6.2 Методы измерения технических характеристик радиовещательного приемника	195
6.2.1 Метод измерения диапазона принимаемых частот	195
6.2.2 Метод измерения реальной чувствительности радиоприемного устройства.....	196
6.2.3 Односигнальная методика измерения избирательности	196
6.2.4 Метод измерения общей низкочастотной характеристики	197
6.2.5 Метод измерения действия автоматической регулировки усиления.....	198
ЛИТЕРАТУРА	200

ВВЕДЕНИЕ

Учебное пособие по дисциплине «Устройства приема и обработки сигналов» является одной из профилирующих дисциплин радиотехнической специальности. Основной задачей данного учебного пособия является ознакомление студентов радиотехнических специальностей с принципами построения современных устройств приема и обработки сигналов (УПОС) радиочастотного диапазона длин волн. Такими устройствами являются радиоприемные устройства, предназначенные для приема энергии электромагнитных волн и последующего преобразования их в электрические сигналы с целью выделения полезной информации.

Устройства приема и обработки сигналов нашли применение в радиотехнических системах: системах пассивной и активной радиолокации, навигации; в панорамных устройствах и системах исследования источников любого радиоизлучения; в системах радиосвязи, телевидения и радиовещания, в космической, сотовой и пейджинговой системах связи.

Современное радиоприемное устройство представляет собой сложную систему, характеризуемую большим числом взаимосвязанных параметров, поэтому на всех стадиях его проектирования целесообразно использовать системный подход. Он заключается в применении определенной последовательности проектирования и использовании методов синтеза и оптимизации, позволяющих получить оптимальную систему при определенных (заданных) критериях качества.

В учебном пособии представлены также основы теории радиоприема, обзор методов и способов обработки радиосигналов. Представлены концепции построения основ структурных и электрических принципиальных схем устройств приема и обработки сигналов.

1 ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА УСТРОЙСТВ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

1.1 Общие требования

В общих требованиях к устройствам приема и обработки сигналов указываются назначение и место установки устройств приема и обработки сигналов, состав комплекта (антенна, приемник, оконечное устройство) и аппаратура, с которой должен работать приемник, но которая не входит в комплект.

1.2 Основные показатели технических характеристик устройств приема и обработки сигналов

Основными техническими характеристиками устройств приема и обработки сигналов являются:

- диапазон частот;
- чувствительность;
- избирательность;
- полоса пропускания;
- амплитудная характеристика;
- переходная характеристика;
- динамический диапазон;
- стабильность технических характеристик;
- качество воспроизведения сигналов;
- ручные и автоматические регулировки;
- входная цепь;
- выходная цепь;
- источник питания.

Диапазон частот. Диапазон частот – интервал частот, в пределах которого радиоприемник при перестройке сохраняет свои основные параметры. Радиоприемное устройство может быть предназначено для работы на одной или нескольких фиксированных частотах или непрерывном (прерывном) диапазоне частот ($f_{0min} \dots f_{0max}$). Характеризуется коэффициентом перекрытия приемника, т.е. отношением (f_{0max} / f_{0min}). Для диапазонных радио-

приемных устройств диапазон частот определяется числом поддиапазонов, запасом перекрытия по частоте между ними.

Чувствительность. Чувствительность – способность радиоприемника принимать слабые сигналы. Чувствительность приемника с небольшим коэффициентом усиления, на выходе которого шумы практически отсутствуют, определяется величиной э.д.с. (номинальной мощностью) сигнала в антенне (или эквиваленте), при которой обеспечивается заданное напряжение (мощность) сигнала на выходе приемника. Если чувствительность приемника ограничивается собственными шумами, ее можно оценить реальной или предельной чувствительностью, коэффициентом шума и шумовой температурой. **Реальная чувствительность** равна величине э.д.с. (номинальной мощности) сигнала в антенне, при которой напряжение (мощность) сигнала на выходе приемника превышает напряжение (мощность) помех в заданное число раз.

Предельная чувствительность определяется при условии, если мощность сигнала равна мощности помех на выходе линейной части радиоприемника. Предельная чувствительность также характеризуется и коэффициентом шума N , равного отношению мощности шумов, создаваемых на выходе линейной части приемника эквивалентом антенны (при комнатной температуре 290 К), к мощности шумов, создаваемых только эквивалентом антенны.

При приеме радиоимпульсных сигналов для оценки чувствительности радиоприемного устройства используется понятие **тангенциальной чувствительности**. Определение тангенциальной чувствительности производится при минимальной мощности сигнала на входе радиоприемного устройства, когда на его выходе, на экране осциллографа, наблюдается видеоимпульс (рис. 1.1), нижняя граница которого совпадает с верхней границей полосы шумов при отсутствии сигнала на входе радиоприемного устройства [1].

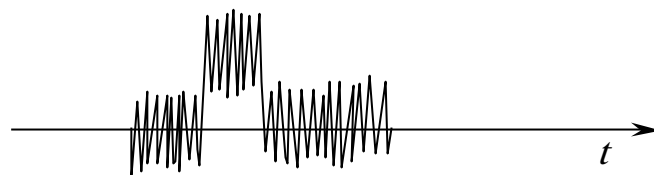


Рис. 1.1 – К определению тангенциальной чувствительности приемника радиоимпульсных сигналов

Тангенциальная чувствительность соответствует отношению сигнал/шум на выходе, равному $\left[\frac{P_C}{P_{Ш}} \right]_{\text{ВЫХ}} = 2,5$, т.е. данная чувствительность ниже пороговой примерно на 4 дБ.

Избирательность. Данный параметр характеризует способность радиоприемника выделять полезный сигнал из помех. Если направления на источники сигнала и помех не совпадают, используется пространственная избирательность с применением направленной антенны. Однако меры, рассмотренные выше, в подавляющем большинстве не достаточны. Дальнейшая избирательность обеспечивается выбором избирательных цепей (систем) самого радиоприемного устройства. При рассмотрении избирательных свойств УПОС используется понятие «линейная избирательность»: ослабление помех, близких по частоте принимаемому полезному сигналу (соседних каналов). Ослабление соседних каналов обуславливается шириной полосы радиоприемника при их ослаблении в 10, 100, 1000 раз.

Усиление полезного сигнала высокочастотным трактом приемника неизбежно ведет к нелинейным взаимодействиям сигнала и помех в усилительных приборах. Поэтому вводится понятие «нелинейная избирательность» радиоприемных устройств. К подобным нелинейным искажениям следует отнести: сжатие, блокирование, перекрестные, интермодуляционные, а также побочные каналы приема.

Полоса пропускания. Полоса пропускания – интервал частот, в пределах которого при данной настройке приемника частотные искажения не превышают заданного уровня. Полосы пропускания зависят от типа приемника и вида принимаемых сигналов и могут принимать значения от нескольких десятков герц для телеграфных приемников до десятков мегагерц у радиолокационных и телевизионных приемников.

Амплитудная характеристика. Амплитудной характеристикой называют зависимость амплитуды выходного сигнала от величины э.д.с., наводимой в антенне (при амплитудной модуляции). При других видах модуляции – от глубины модуляции.

Переходная характеристика. Переходной характеристикой радиоприемного устройства называют зависимость во времени напряжения сигнала на выходе при воздействии на его вход единичного скачка модулируемого параметра. Выбор параметра (амплитуды, частоты или фазы) определяется применяемым видом модуляции. Выходное напряжение в радиоприемном устройстве возникает с задержкой и часто имеет выбросы.

Динамический диапазон. Динамический диапазон устройств приема и обработки сигналов определяется нелинейностью вольтамперных характеристик усилительных и преобразовательных каскадов, ограничивающих максимально допустимые амплитуды входных сигналов. Измерения динамического диапазона производят на выходе линейного тракта и определяют отношением значения максимального уровня входного сигнала к его минимальному уровню. Минимальный уровень сигнала определяется реальной или предельной чувствительностью приемника при заданном уровне нелинейных искажений. Основными показателями динамического диапазона являются: динамический диапазон по основному каналу, по соседнему каналу и по каналам дополнительного приема. Величина динамического диапазона определяется для основного канала изменением коэффициента передачи УПОС на 1 дБ, при внеполосных воздействиях – на 2 дБ. Для радиоприемных устройств, предназначенных для обработки информации с фазовой составляющей для основного канала – пять градусов, при внеполосных – десять.

Стабильность технических характеристик устройств приема и обработки сигналов. В процессе эксплуатации из-за колебаний температуры окружающей среды, напряжения источника питания и из-за других дестабилизирующих факторов неизбежно изменяются характеристики радиоприемных устройств. Основными показателями стабильности технических характеристик УПОС являются стабильность частоты настройки и стабильность коэффициента передачи. Для радиоприемных устройств, сравнивающих фазы сигналов, важно постоянство фазовой характеристики.

Качество воспроизведения сигналов. При прохождении сигналов через цепи радиоприемного устройства возникают час-

тотные, нелинейные и фазовые искажения. *Частотные искажения* оцениваются зависимостью коэффициента усиления от частоты модуляции, *нелинейные* определяются коэффициентом нелинейных искажений при заданном коэффициенте модуляции, фазовые – нелинейностью фазовой характеристики низкочастотного тракта.

Искажения импульсных сигналов оцениваются временем установления и спада, спадом или подъемом вершины импульсов, выбросом на вершинах импульсов и в паузе.

Ручные и автоматические регулировки. Качество настройки радиоприемного устройства определяется частотной точностью и характеризует величину допустимой ошибки при настройке приемника на заданную частоту при определенных условиях эксплуатации. Величина ошибки зависит от погрешности градуировки шкалы, погрешности отсчета частоты по шкале, нестабильности частоты гетеродинов приемника (супергетеродинные, прямого преобразования и др.), при различных дестабилизирующих факторах (температура, питающее напряжение, самопрогрев и др.).

Требования к ручной регулировке усиления и полосы пропускания определяются тем, во сколько раз изменяется выходное напряжение радиоприемника при действии ручной регулировки усиления или полосы пропускания. Требования к ручной настройке радиоприемного устройства определяются точностью и легкостью настройки радиоприемного устройства на частоту полезного сигнала.

Требования к автоматической регулировке усиления (АРУ) характеризуются наибольшим допустимым изменением выходного напряжения приемника при заданном воздействии входного напряжения приемника и допустимой постоянной времени АРУ. Требования к автоматической подстройке частоты характеризуются полосой рабочих частот, в которых радиоприемное устройство обеспечивает захват и удержание его настройки. Требования к автоматическим настройкам радиоприемного устройства определяются скоростью его перестройки и временем настройки на заданную частоту.

Входная цепь. В требованиях к входной цепи указывается, с какими типами (эквивалентами) антенн и в каком режиме (согласования и т.д.) должна работать входная цепь.

Выходная цепь. В требованиях к выходной цепи указываются тип и сопротивление нагрузки, а также необходимое напряжение (мощность) сигнала на ней.

Источник питания. Указываются род источника питания, его стабильность, пульсация, максимальная допустимая мощность.

Разработка конкретной радиоаппаратуры начинается с этапа внешнего проектирования – обоснования исходных (внешних, выходных) параметров устройства. Следующим этапом является внутреннее проектирование, где производится разработка устройства для сформулированных исходных данных и определяются внутренние характеристики составных частей радиоприемного устройства, обеспечивающие заданные внешние параметры.

В процессе изучения дисциплины «Устройства приема и обработки сигналов» студентами проводится курсовое проектирование радиоприемного устройства. При курсовом проектировании проводится выбор, обоснование структурной и электрической принципиальных схем. Расчетами подтверждается правильность выбора структурной схемы и наиболее важных частей принципиальной схемы.

Процесс проектирования производится в следующей последовательности.

1. Обоснование исходных данных на разработку радиоприемного устройства.
2. Синтез структурной схемы. Определение требований к составным частям.
3. Выбор метода обработки сигнала.
4. Синтез структурных схем функциональных блоков.
5. Синтез структурных схем типовых функциональных узлов и разработка требований к операционным звеньям и элементной базе.
6. Выбор элементной базы и проектирование типовых функциональных узлов. Разработка принципиальной схемы. Оценка

допусков на параметры активных и пассивных элементов радиоприемных устройств.

7. Разделение радиоприемного устройства на отдельные конструктивные узлы. Разработка конструкции узлов. Разработка конструкции в целом.

8. Расчет надежности, стоимости, массы, объема и потребляемой мощности.

9. Выпуск полного комплекта технической документации на радиоприемное устройство с учетом требований ЕСКД.

10. Разработка технологии изготовления, регулировки и испытания прибора.

Практическая разработка ведется с многократным возвратом от последующих пунктов к предыдущим и представляет собой цепь последовательных приближений к оптимальному решению.

1.3 Классификация устройств приема и обработки сигналов

Устройства приема и обработки сигналов классифицируются по:

- основному назначению;
- роду работы;
- виду модуляции;
- диапазону принимаемых волн;
- способу построения;
- способу питания;
- месту установки.

По основному назначению радиоприемные устройства различают: радиовещательные и профессиональные (рис. 1.2). Радиовещательные приемные устройства отличаются относительно простыми техническими решениями задач приема сообщений. Профессиональные – сложные технические устройства, работающие, как правило, с одним передающим устройством и обладающие высокими техническими параметрами.

По роду работы различают: радиотелефонные, радиотелеграфные, фототелеграфные и др.

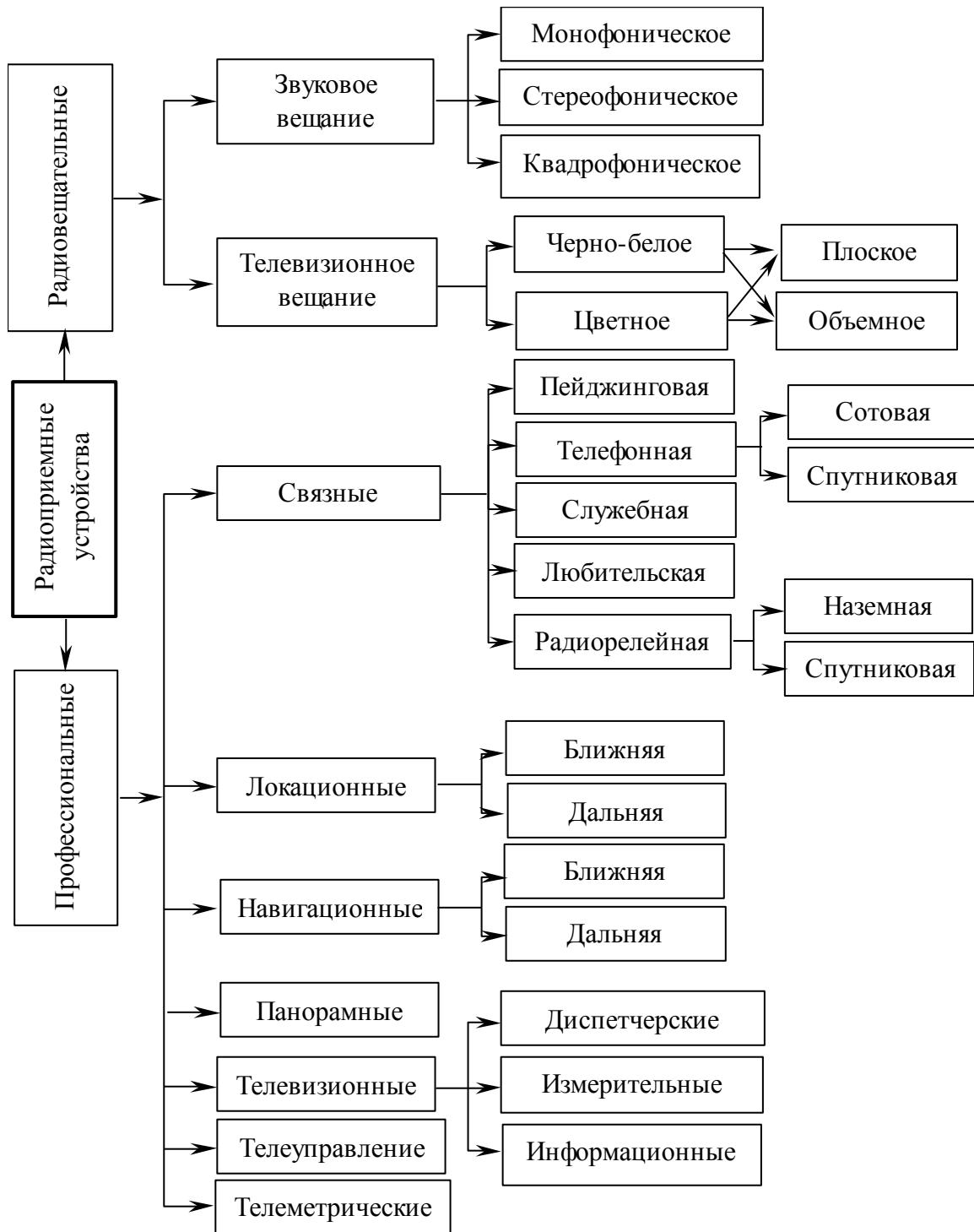


Рис. 1.2 – Классификация устройств приема и обработки сигналов по основному назначению

По виду модуляции радиосигнала: амплитудно-модулированные (АМ), частотно-модулированные (ЧМ), фазомодулированные (ФМ), радиоимпульсные (ИМ), однополосные и комбинированные и др.

По диапазону принимаемых волн – согласно рекомендациям Международного Консультативного Комитета по радиочастотам принято [2] для:

- мириметровых волн (100 – 10 км);
- километровых волн (10 – 1 км);
- гектометровых (1000 – 100 м)
- декаметровых (100 – 10 м);
- метровых (10 – 1 м);
- дециметровых (100 – 10 см);
- сантиметровых (10 – 1 см) и т.д.

По способу построения различают приемники прямого усиления, супергетеродинные с однократным, двухкратным либо многократным преобразованием частоты.

По способу питания – с автономным питанием от аккумулятора или сухих батарей; сетевые, питаемые от сети постоянного или переменного тока; с универсальным питанием.

По месту установки – стационарные, передвижные, самолетные, корабельные, автомобильные и др.

1.4 Частотные диапазоны. Радиосигналы. Помехи

Частотные диапазоны. Рабочие диапазоны радиоприемных устройств расположены в широком диапазоне частот, простирающихся от десятков килогерц до сотен гигагерц. В диапазоне рабочих частот до 27 МГц используется амплитудный вид модуляции. Это обусловлено ограничением на ширину спектра передаваемого сигнала, а значит, и ограничением полосы пропускания радиоприемного устройства. В диапазоне частот от 27 МГц до 45 МГц используется частотная или фазовая модуляция. Радиоприемные устройства, работающие в сверхвысокочастотном диапазоне, отличаются разнообразием, и здесь используются все виды модуляции. В настоящее время ведутся интенсивные исследования возможности построения радиоприемных устройств в оптическом диапазоне длин волн. Освоение более высокочастотных диапазонов позволяет использовать системы, в которых ширина спектра полезного сигнала составляет мегагерцы и десятки мегагерц (телевидение, радиолокация и т.д.).

Устройства приема и обработки сигналов могут быть предназначены для работы на одной или нескольких фиксированных частотах или непрерывном (прерывном) диапазоне. Для диапазоновых радиоприемных устройств определяется число диапазонов и поддиапазонов, коэффициент перекрытия, а также и запас перекрытия по частоте между поддиапазонами (таблица 1.1).

Таблица 1.1 – Диапазоны частот звукового вещания

№ п/п	Название диапазона	Сокращенное название	Частоты МГц	Коэффициент перекрытия
1.	Длинноволновый	ДВ	0,148 – 0,285	1,93
2.	Средневолновый	СВ	0,525 – 1,607	3,06
3.	Коротковолновый	КВ	3,95 – 12,10	3,06
4.	-“-	КВ – 1	3,95 – 5,75	1,46
5.	-“-	КВ – 2	5,95 – 6,20	1,04
6.	-“-	КВ – 3	7,10 – 7,30	1,03
7.	-“-	КВ – 4	9,500 – 9,775	1,03
8.	-“-	КВ – 5	11,7 – 12,10	1,03
9.	Ультракоротковолновый	УКВ – 1	65 – 75	1,15
10.	-“-	УКВ – 2	100 – 108	1,08

Для телевизионного вещания в Российской Федерации отведен метровый (48 – 100 и 170 – 230 МГц) и дециметровый (470 – 790 МГц) диапазон длин волн. Телевизионное вещание производится на двух частотах – частоте передаваемого изображения $F_{0И}$ и на частоте передаваемого звука $F_{0З}$ (таблица 1.2) [4].

Таблица 1.2 – Каналы телевизионного вещания

Номер канала	$F_{0И}$, МГц	$F_{0З}$, МГц	Номер канала	$F_{0И}$, МГц	$F_{0З}$, МГц	Номер канала	$F_{0И}$, МГц	$F_{0З}$, МГц
1	49,75	56,25	27	519,25	525,75	45	663,25	669,75
2	59,25	65,75	28	527,25	533,75	46	671,25	677,75
3	77,25	83,75	29	535,25	542,75	47	679,25	685,75
4	88,25	94,75	30	543,25	549,75	48	687,25	693,75
5	93,25	99,75	31	551,25	557,75	49	695,25	701,75

Номер канала	Начало, МГц	Конец, МГц	Номер канала	Начало, МГц	Конец, МГц	Номер канала	Начало, МГц	Конец, МГц
6	175,25	181,75	32	559,25	565,75	50	703,25	709,75
7	183,25	189,75	33	567,25	573,75	51	711,25	717,75
8	191,25	197,75	34	575,25	581,75	52	719,25	725,75
9	199,25	205,75	35	583,27	589,75	53	727,25	733,75
10	207,25	213,75	36	591,25	597,75	54	735,25	741,75
11	215,25	221,75	37	599,25	605,75	55	743,25	749,75
12	223,25	229,75	38	607,25	613,75	56	751,25	757,75
21	471,25	477,75	39	615,25	621,75	57	759,25	765,75
22	479,25	485,75	40	623,25	629,75	58	767,25	773,75
23	487,25	493,75	41	631,25	637,75	59	775,25	781,75
24	495,25	502,75	42	639,25	645,75	60	783,25	789,75
25	503,25	509,75	43	647,25	653,75			
26	511,25	517,75	44	655,25	661,75			

Для любительской радиосвязи Государственным комитетом по радиочастотам отведено 40 каналов в диапазоне частот с 26965 кГц и шагом сетки, кратной 10 кГц [3].

Таблица 1.3 – Частоты радиолюбительской связи

Номер канала	Вид модуляции	f , МГц	Номер канала	Вид модуляции	f , МГц	Номер канала	Вид модуляции	f , МГц
Основная сетка								
1	АМ	26,970	15	ЧМ	27,150	29	-"-	27,225
2	-"-	26,980	16	-"-	27,1625	30	-"-	27,500
3	-"-	26,990	17	-"-	27,175	31	-"-	27,525
4	-"-	27,000	18	-"-	27,1875	32	-"-	27,550
5	-"-	27,010	19	-"-	27,2000	33	-"-	27,575
6	-"-	27,020	20	-"-	27,2125	34	-"-	27,600
7	-"-	27,030	21	-"-	27,2250	35	-"-	27,625
8	-"-	27,040	22	-"-	27,2375	36	-"-	27,650
9	-"-	27,050	23	-"-	27,2500	37	-"-	27,675
10	-"-	27,060	24	-"-	27,2625	38	-"-	27,700
11	-"-	27,070	25	-"-	27,2750	39	-"-	27,725
12	-"-	27,080	26	ФМ	27,150	40	-"-	27,50
13	-"-	27,090	27	-"-	27,175			
14	-"-	27,100	28	-"-	27,200			

Диапазон частот для Си-Би (Citizens' Band) радиосвязи предназначен для гражданского использования [6]. Пользователями этого диапазона частот являются: любители радиосвязи; государственные, региональные и местные информационно-диспетчерские службы; службы общего вызова; службы спасения, быстрого реагирования; аварийно-спасательные службы и т.д. Международными соглашениями для этих целей выделены сетки частот поддиапазонов *A, B, C, D, E* в полосе 26,065...28,305 МГц (таблица 1.4). Кроме того, существует так называемая расширенная сетка частот поддиапазонов *A, B, C, D, E, F, G, H, I, L* в полосе 25,615 ... 30,105 МГц. Радиостанции последнего поколения серии ALAN PLUS обеспечивают работу в данной, расширенной, сетке частот. В каждой стране законодательно определены свои национальные стандарты, которые определяют распределение сектор частот каналов Си-Би и целевое назначение определенных каналов. Конференция Европейских почтовых и телекоммуникационных администраций (CEPT – Conference of European Postal and Telecommunications Administrations) установила номера и частоты каналов Си-Би аналогично американскому стандарту. Сетки частот имеют «дырки» – соседние каналы с разносом не 10, а 20 кГц, что обусловлено спецификой формирования Си-Би диапазона в процессе развития Си-Би связи. Например, каналы 23–25 имеют частоты не в порядке возрастания по историческим причинам: первоначально для Си-Би было выделено только 23 канала. Позднее 24 и 25 каналы заполнили промежуток между 22 и 23 каналами, а также были добавлены 26–40 каналы, частоты которых расположены в порядке возрастания.

Таблица 1.4 – Сетка частот Си-Би диапазона

Канал	Частоты сетки А	Частоты сетки В	Частоты сетки С		Частоты сетки D		Частоты сетки E
	Европа	Европа	Европа	Россия	Европа	Россия	Европа
1	26,065	26,515	26,965	27,415	27,410	27,865	
2	26,075	26,525	26,975	26,970	27,425	27,420	27,875
3	26,085	26,535	26,985	26,980	27,435	27,430	27,885
56			26,995	26,990		27,335	27,440
4	26,105	26,555	27,005	27,000	27,455	27,450	27,905
5	26,115	26,565	27,015	27,010	27,465	27,460	27,915

Канал Окончание табл. 1.4	Частоты сетки В		Частоты сетки С		Частоты сетки D		Частоты сетки E
	Европа	Европа	Европа	Россия	Европа	Россия	Европа
6	26,125	26,575	27,025	27,020	27,475	27,470	27,925
7	26,135	26,585	27,035	27,030	27,485	27,480	27,935
62			27,045	27,040		27,490	
8	26,155	26,605	27,055	27,050	27,505	27,500	27,955
9	26,165	26,615	27,065	27,060	27,515	27,510	27,965
10	26,175	26,625	27,075	27,070	27,525	27,520	27,975
11	26,185	26,635	27,085	27,080	27,535	27,530	27,985
68			27,095	27,090		27,540	
12	26,205	26,655	27,105	27,100	27,555	27,550	28,005
13	26,215	26,665	27,115	27,110	27,565	27,560	28,015
14	26,225	26,675	27,125	27,120	27,575	27,570	28,025
15	26,235	26,685	27,135	27,130	27,585	27,580	28,035
70			27,145	27,140		27,590	28,045
16	26,255	26,705	27,155	27,150	27,605	27,600	28,055
17	26,265	26,715	27,165	27,160	27,615	27,610	28,065
18	26,275	26,725	27,175	27,170	27,625	27,620	28,075
19	26,285	26,735	27,185	27,180	27,635	27,630	28,085
74			27,195	27,19.0		27,640	
20	26,305	26,755	27,205	27,200	27,655	27,650	28,105
21	26,315	26,765	27,215	27,210	27,665	27,660	28,115
22	26,325	26,775	27,225	27,220	27,675	27,670	28,125
23	26,355	26,805	27,255	27,230	27,705	27,680	28,155
24	26,335	26,785	27,235	27,240	27,685	27,690	28,135
25	26,345	26,795	27,245	27,250	27,695	27,700	28,145
26	26,365	26,815	27,265	27,260	27,715	27,710	28,165
27	26,375	26,825	27,275	27,270	27,725	27,720	28,175
28	26,385	26,835	27,285	27,280	27,735	27,730	28,185
29	26,395	26,845	27,295	27,290	27,745	27,740	28,195
30	26,405	26,855	27,305	27,300	27,755	27,750	28,205
31	26,415	26,865	27,315	27,310	27,765	27,760	28,215
32	26,425	26,875	27,325	27,320	27,775	27,770	28,225
33	26,435	26,885	27,335	27,330	27,785	27,780	28,235
34	26,445	26,895	27,345	27,340	27,795	27,790	28,245
35	26,455	26,905	27,355	27,350	27,805	27,800	28,255
36	26,465	26,915	27,365	27,360	27,815	27,810	28,265
37	26,475	26,925	27,375	27,370	27,825	27,820	28,275
38	26,485	26,935	27,385	27,380	27,835	27,830	28,285
39	26,495	26,945	27,395	27,390	27,845	27,840	28,295
40	26,505	26,955	27,405	27,400	27,855	27,850	28,305

Примечание. Каналы №№ 56, 62, 68, 70, 74 разрешены к использованию на территории Российской Федерации при работе в европейской и российской сетках частот.

В России для Си-Би радиосвязи назначены национальные сетки частот – *C* и *D*. В отличие от европейского и американского, по российскому стандарту в сетке *C* выделена сплошная полоса частот без пропусков между 3–4, 7–8, 11–12, 15–16, 19–20 каналами. Поэтому количество каналов в «российской» сетке *C* не 40, а 44 (каналы с рабочей частотой выше 28 МГц – любительского диапазона – не используются).

Таблица 1.5 – Расширенная сетка частот Си-Би диапазона

Канал	A	B	C	D	E	F	G	H	I
1	25,615	26,065	26,515	26,965	27,415	27,865	28,315	28,765	29,215
2	25,625	26,075	26,525	26,975	27,425	27,875	28,325	28,775	29,225
3	25,635	26,085	26,535	26,985	27,435	27,885	28,335	28,785	29,235
4	25,655	26,105	26,555	27,005	27,455	27,905	28,355	28,805	29,255
5	25,665	26,115	26,565	27,015	27,465	27,915	28,365	28,815	29,265
6	25,675	26,125	26,575	27,025	27,475	27,925	28,375	28,825	29,275
7	25,685	26,135	26,585	27,035	27,485	27,935	28,385	28,835	29,285
8	25,705	26,155	26,605	27,055	27,505	27,955	28,405	28,855	29,305
9	25,715	26,165	26,615	27,065	27,515	27,965	28,415	28,865	29,315
10	25,725	26,175	26,625	27,075	27,525	27,975	28,425	28,875	29,325
11	25,735	26,185	26,635	27,085	27,535	27,985	28,435	28,885	29,335
12	25,755	26,205	26,655	27,105	27,555	28,005	28,455	28,905	29,355
13	25,765	26,215	26,665	27,115	27,565	28,015	28,465	28,915	29,365
14	25,775	26,225	26,675	27,125	27,575	28,025	28,475	28,925	29,375
15	25,785	26,235	26,685	27,135	27,585	28,035	28,485	28,935	29,385
16	25,805	26,255	26,705	27,155	27,605	28,055	28,505	28,955	29,405
17	25,815	26,265	26,715	27,165	27,615	28,065	28,515	28,965	29,415
18	25,825	26,275	26,725	27,175	27,625	28,075	28,525	28,975	29,425
19	25,835	26,285	26,735	27,185	27,635	28,085	28,535	28,985	29,435
20	25,855	26,305	26,755	27,205	27,655	28,105	28,555	29,005	26,455
21	25,865	26,315	26,765	27,215	27,665	28,115	28,565	29,015	29,465
22	25,875	26,325	26,775	27,225	27,675	28,125	28,575	29,025	29,475
23	25,905	26,355	26,805	27,255	27,705	28,155	28,605	29,055	29,505
24	25,885	26,335	26,785	27,235	27,685	28,135	28,585	29,055	29,485
25	25,895	26,345	26,795	27,245	27,695	28,145	28,595	29,045	29,495
26	25,915	26,365	26,815	27,265	27,715	28,165	28,615	29,065	29,515
27	25,925	26,375	26,825	27,275	27,725	28,175	28,625	29,075	29,525

Окончание табл. 1.5

Канал	A	B	C	D	E	F	G	H	I
28	25,935	26,385	26,835	27,285	27,735	28,185	28,635	29,085	29,535
29	25,945	26,395	26,845	27,295	27,745	28,195	28,645	29,095	29,545
30	25,955	26,405	26,855	27,305	27,755	28,205	28,655	29,105	29,555
31	25,965	26,415	26,865	27,315	27,765	28,215	28,665	29,115	29,565
32	25,975	26,425	26,875	27,325	27,775	28,225	28,675	29,125	29,575
33	25,985	26,435	26,885	27,335	27,785	28,235	28,685	29,135	29,585
34	25,995	26,445	26,895	27,345	27,795	28,245	28,695	29,145	29,595
35	26,005	26,455	26,905	27,355	27,805	28,255	28,705	29,155	29,605
36	26,015	26,465	26,915	27,365	27,815	28,265	28,715	29,165	29,615
37	26,025	26,475	26,925	27,375	27,825	28,275	28,725	29,175	29,625
38	26,035	26,485	26,935	27,385	27,835	28,285	28,735	29,185	29,635
39	26,045	26,495	26,945	27,395	27,845	28,295	28,745	29,195	29,645
40	26,055	26,505	26,955	27,405	27,855	28,305	28,755	29,205	29,655

Таблица 1.6 – Соответствие сеток частот некоторых Си-Би радиостанций

Maycom EM27, Maycom SH27D	D-	E-	A	B	C	D	E	A+	B+
Dragon SS-485, SY-101+	A	B	C	D		F	G	H	I
Alan 48+, 78+, 95+	A	B	C	D	E	F	G	H	I
Dragon M1-40, Pro-200N, SY-101	A	B	C	D	E	F			
Maycom AH27, SH27, Yosan-2204	A	B	C	D	E				
Alan-100+, MegaJet-2701, Onwa-6112			C						

Примечание. Знаки «-» и «+» обозначают сдвиг основной сетки частот соответственно на 5 Гц вверх или вниз.

Каналы связи сотовой телефонии стандарта GSM (Global System for Mobile Communications) выделены для создания сотовых систем подвижной связи (ССПС) в следующих полосах частот: 890-915 МГц – для передачи подвижными станциями (линия «вверх»); 935-960 МГц – для передачи базовыми станциями (линия «вниз») [5].

Каждая из полос, выделенных для сетей GSM, разделяется на частотные каналы. Разнос частот между каналами составляет 200 кГц, что позволяет организовать в сетях GSM 124 частотных канала. Частоты, выделенные для передачи сообщений подвижной станцией на базовую и в обратном направлении, группируются парами, организуя дуплексный канал с разносом 45 МГц. Эти пары частот сохраняются и при изменении частоты канала в

процессе сеанса связи между абонентами. Каждая сота системы связи характеризуется фиксированным присвоением определенного количества пар частот.

Если обозначить $F1(n)$ – номер несущей частоты в полосе 890-915 МГц, $F2(n)$ – номер несущей частоты в полосе 935-960 МГц, то частоты каналов определяются по следующим формулам:

$$F1(n) = 890,2 + 0,2 \cdot (n-1), \text{ МГц};$$

$$F2(n) = F1(n) + 45, \text{ МГц},$$

где $1 < n < 124$.

Скорость изменения номера несущей частоты в процессе сеанса связи между абонентами составляет 217 скачков в секунду.

Каналы связи пейджинговой связи [6]. Диапазоны частот, в которых работают пейджинговые средства связи, расположены в метровой и дециметровой области частотной сетки. Рабочие частоты определены видом протокола, где оговорены все требования, предъявляемые к способу передачи информации, виду модуляции и перечню технических возможностей и услуг).

Таблица 1.7 – Протоколы пейджинговой связи

Наименование протокола	Используемые частоты, МГц	Скорость передачи, бод	Требуемая полоса частотного канала, кГц	Наличие нумерации сообщений	Возможность роуминга
POCSAG	Любые пейджинговые	512, 1200, 2400	25	Есть*	Есть*
RDS	88-108 на поднесущей 57 кГц вещательной радиостанции FM диапазона	1200	-	Есть*	Есть*
ERMES	169,425 - 169,800	6250	25	Есть	Есть
FLEX	Любые пейджинговые	1600, 3200, 6400	25	Есть	Есть

Окончание табл. 1.7

Наименование протокола	Используемые частоты, МГц	Скорость передачи, бод	Требуемая полоса частотного канала, кГц	Наличие нумерации сообщений	Возможность роуминга
ReFLEX25 - передача на пейджеры - прием с пейджеров	929-931, 940-941, 901-902	1600,3200, 6400	25 или 50	Есть	Есть
ReFLEX50 - передача на пейджеры - прием с пейджеров	930-931, 940-941 901-902	до 25600	50	Есть	Есть
InFLEXion - передача на пейджеры - прием с пейджеров	930-931, 940-941 901-902	Цифровая компрессия звука	50	Есть	Есть

* Реализуется программным обеспечением пейджинг-центра.

Рабочие частоты системы пейджинговой связи некоторых московских операторов представлены на рис. 1.3 [6].

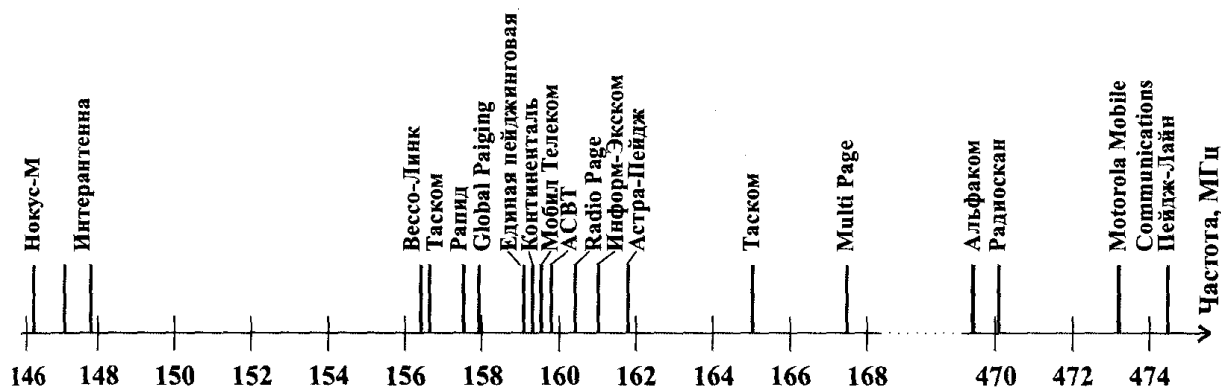


Рис. 1.3 – Рабочие частоты некоторых московских операторов СПРВ

Радиорелейная связь. В технике радиосвязи различают два типа радиорелейной связи. К ним относятся системы наземного и космического базирования. Для организации наземной радиорелейной связи широко используется диапазон частот 4...6 ГГц, а

для систем космического базирования – 4...6 ГГц, 14...16 ГГц, 12...17 ГГц. Для организации линий релейной связи на трассе Земля – космический спутник выделены частоты 5,925...6.425; 14...14,5; 17.3...17,8 ГГц. На линии связи космический спутник – Земля выделены частоты 3,7...4,2; 11,7...12,2; 12,2...12,7 ГГц. Для перспективного развития радиорелейной спутниковой связи выделен диапазон до 250 ГГц.

Радиосигналы. Одним из основных технических характеристик радиоприемных устройств является качество приема передаваемой информации по радиоканалу, т.е. принимаемая информация не должна быть искаженной. Необходимым требованием к радиоприемному устройству является обеспечение приема полосы радиочастот, где сосредоточена основная мощность полезного сигнала. В литературе понятие основной мощности полезного сигнала связывают с понятием эффективной ширины спектра [7].

Амплитудно-модулированное колебание. Амплитудно-модулированным колебанием называют изменение амплитуды несущей радиосигнала по закону модуляции. Этот вид радиосигнала используется в системах звукового радиовещания и радиосвязи. Вид амплитудно-модулированного колебания во временном представлении изображен на рис. 1.4, а. Спектральное представление сигнала (рис. 1.4, б) дает возможность произвести оценку эффективной ширины спектра принимаемого сигнала. В случае, когда требуется учитывать фазовые соотношения между составляющими спектра, удобно пользоваться векторным представлением АМ сигнала (рис. 1.3, г), где несущая и боковые составляющие представлены соответствующими векторами. Если плоскость с рисунком (рис. 1.4, в) вращать с угловой скоростью ω_0 , вектор несущей будет выглядеть на плоскости неподвижным, а векторы верхней и нижней боковых составляющих – вращающимися в противоположные стороны с частотой Ω . Векторная сумма боковых составляющих будет меняться по закону изменения модулирующего колебания, но направление векторной суммы остается относительно вектора несущей постоянным. В данном случае этот вектор совпадает по направлению с вектором несущей.

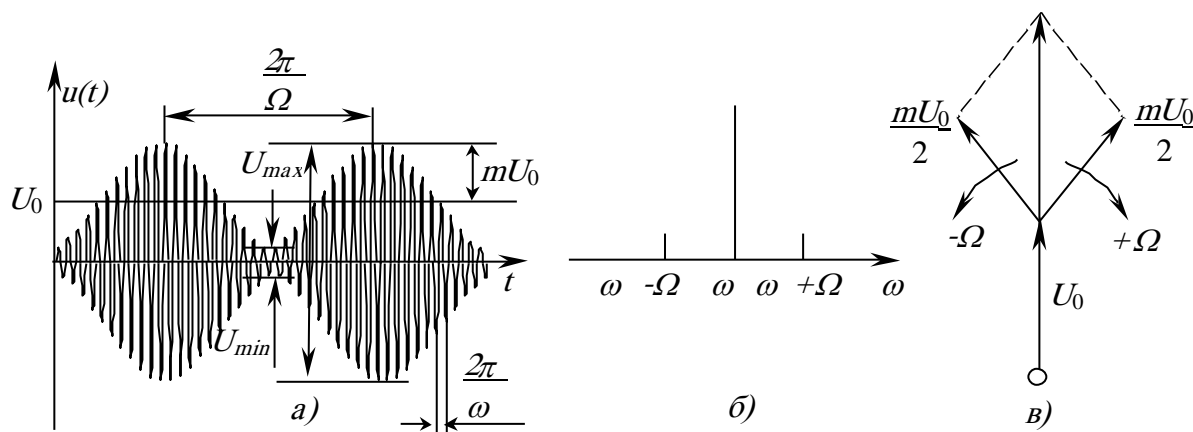


Рис. 1.4 – Временное (а) и спектральное (б) и векторное представление (в) АМ-сигнала

Аналитическое выражение, описывающее амплитудно-модулированное (АМ) колебание имеет вид:

$$u(t) = U_0 [1 + m \cdot \cos(\Omega \cdot t)] \cos(\omega t), \quad (1.1)$$

где U_0 – амплитуда несущей радиосигнала;

Ω – круговая частота модулирующего сигнала;

ω – круговая частота несущей радиосигнала;

m – глубина модуляции равной.

Глубина модуляции определяется выражением

$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}.$$

Эффективная ширина спектра АМ-сигнала (1.1) определяется выражением:

$$\Delta F_{\text{СП}} = 2 \cdot F_{\text{В}}, \quad (1.2)$$

где $F_{\text{В}}$ – верхняя частота модулирующего АМ-сигнала.

В технике радиосвязи используются также и такие разновидности АМ колебаний, как амплитудно-манипулированные колебания с одной боковой составляющей с частичной или полностью подавленной несущей.

Эффективная ширина спектра амплитудно-манипулированного сигнала определяется выражением

$$\Delta F_{\text{СП}} = 0,8 \cdot n \cdot N \text{ [Гц]}, \quad (1.3)$$

где n – номер верхней реализуемой гармоники (обычно $n=3$).

N – скорость телеграфирования в стандартных пятибуквенных словах в минуту ($N=250-500$ слов/мин).

Эффективная ширина спектра АМ сигнала с одной боковой и подавленной несущей определяется выражением

$$\Delta F_{\text{сп}} = F_{\text{в}} - F_{\text{н}}, \quad (1.4)$$

где $F_{\text{н}}$ – нижняя частота модулирующего колебания;

$F_{\text{в}}$ – верхняя частота модулирующего колебания.

Колебание с угловой модуляцией. Радиосигналы, модуляция в которых производится путем изменения частоты несущей или её фазы, называют колебаниями с угловой модуляцией. Аналитическое выражение, описывающее колебание с угловой модуляцией, имеет вид

$$e(t) = E_0 \cdot \cos \int \omega(t) dt = E_0 \cos \Psi(t) \quad (1.5)$$

или

$$e(t) = E_0 \cdot e^{j \int \omega(t) dt} = E_0 e^{j\Psi(t)},$$

где $\Psi(t)$ – текущее значение фазы несущей частоты сигнала.

Выражение (1.5) однозначно определяет изменение частоты и фазы. Первая часть описывает изменение частоты, а вторая – фазы. Поэтому различают два вида модуляции: частотная и фазовая. При *частотной* модуляции (ЧМ) переход от временного к спектральному представлению осуществляется значительно сложнее, чем при амплитудной модуляции. В простейшем случае синусоидальной частотной модуляции имеет вид

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cdot \cos(\Omega t + \varphi), \quad (1.6)$$

где $\Delta\omega$ – частотное отклонение или девиация частоты.

При использовании известных разложений теории бесселевых функций уравнение, описывающее ЧМ-колебание, имеет вид:

$$e(t) = E_0 \cos[\omega_0 t + \beta \sin(\Omega t + \varphi)] = E_0 \{ J_0(\beta) \cos \omega_0(t) + \\ + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\beta) \cos[(\omega_0 + n\Omega)t + n\varphi] + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_n(\beta) \cos[(\omega_0 - n\Omega)t - n\varphi] \}. \quad (1.7)$$

Здесь J_n – функция Бесселя первого рода n -го порядка;

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\Omega} \text{ – индекс модуляции.}$$

Форма ЧМ колебания во временной области имеет вид (рис. 1.5, а), спектральный вид представлен на рис. 1.5, б. Процесс формирования колебания представлен на рис. 1.5, в, где модуляционный вектор ортогонален вектору несущей и вызывает качание результирующего вектора с угловой девиацией $\Delta\varphi$ при неизменной его величине. Необходимо знать, что при сколь угодно малом индексе модуляции β спектр ЧМ-сигнала содержит не менее трех составляющих и ширина его не может быть меньше 2Ω .

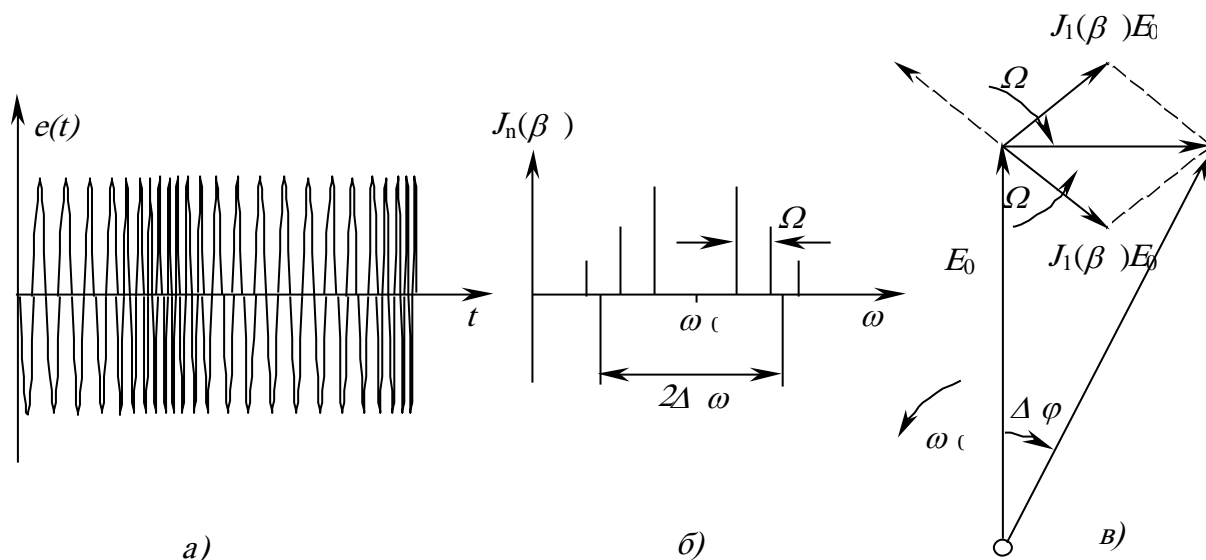


Рис. 1.5 – Временное (а), спектральное (б) и векторное представление (в) АМ-сигнала

Эффективная ширина спектра частотно-модулированного сигнала определяется выражением

$$\Delta F_{\text{СП}} = 2F_{\text{В}}(1 + \beta + \sqrt{\beta}). \quad (1.8)$$

В инженерной практике достаточно использовать приближенную формулу Манаева $\Delta F_{\text{СП}} \approx 2F_{\text{В}}(1 + \beta)$.

Форма сигнала фазомодулированного колебания во временном представлении, на примере фазовой манипуляции, представлена на рис. 1.6.

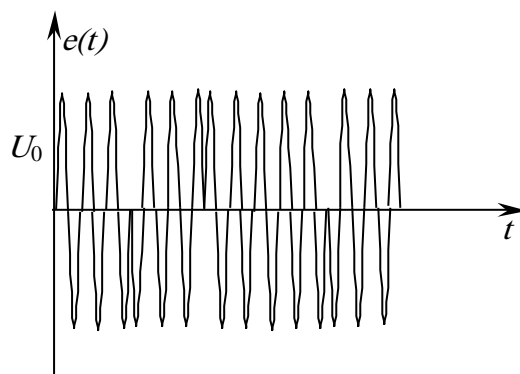


Рис. 1.6 – Временное представление фазоманипулированного колебания

Представим в (1.5) $\Psi(t) = \omega_0 t + \Delta\Psi(t)$ для случая синусоидальной модуляции $\Delta\Psi(t) = \Delta\Psi \cos(\Omega t + \varphi)$, тогда выражение (1.5) примет вид

$$e(t) = E_0 \cdot \cos[\omega_0 t + \Delta\Psi \cos(\Omega t + \varphi)], \quad (1.9)$$

где $\Delta\Psi$ – девиация фазы.

Выражение (1.9) отличается от выражения (1.7) тем, что вместо индекса модуляции стоит девиация фазы. Поэтому при их равенстве невозможно отличить синусоидальное фазомодулированное (ФМ) колебание от частотно-модулированного.

Радиоимпульсное колебание. Радиоимпульсный сигнал используют в системах передачи дискретных сигналов, радиотехнических системах обнаружения, сопровождения, в радиолокации, радионавигации и др. В зависимости от решаемых задач предъявляются и требования к форме сигнала. Если в радиоприемных устройствах и системах необходимо обеспечить форму сигнала, то его эффективная ширина спектра будет определяться выражением

$$\Delta F_{\text{СП}} = 2 \frac{0,35 \dots 0,7}{t_y}, \quad (1.10)$$

где t_y – время установления радиоимпульса.

В системах, где необходимо обнаружить сигнал, например в радиотехнических системах обнаружения, и требования к форме

не предъявляются, эффективная ширина спектра определяется выражением

$$\Delta F_{\text{СП}} = 2 \frac{0,5 \dots 0,7}{\tau_{\text{и}}}, \quad (1.11)$$

где $\tau_{\text{и}}$ – длительность радиоимпульса.

Помехи. Напряжение на выходе радиоприемного устройства всегда содержит изменения, не связанные с модуляцией полезного сигнала. Эти изменения обусловлены помехами и шумами. Помехой радиоприему называют любое постороннее воздействие, искажающее полезный сигнал. При анализе влияния помех на качественные показатели радиоприемных устройств можно выделить два вида помех или шумов. К ним относят естественные и искусственные помехи. Естественные помехи (шумы) – результат природных и технических процессов, не связанных с процессом преднамеренного искажения передаваемых радиосигналов. Искусственные – результат работы радиосредств с целью искажения передаваемых сообщений. Под помехой понимается – воздействия, поступающие на вход радиоприемного устройства, внешние или внутренние шумы и помехи. Помехи от мешающих станций в радиоприемных устройствах проявляются в результате низкой избирательности приемника и характеризуются избирательностью по соседнему, зеркальному и другим дополнительным каналам приема.

Естественные помехи. К естественным помехам относятся: атмосферные, промышленные, космические, излучение посторонних радиостанций, внутренние шумы радиоприемного устройства, шумы атмосферы, тепловое излучение Земли.

Атмосферные помехи обусловлены электромагнитной активностью атмосферы Земли и перекрывают длинноволновый, средневолновый и часть коротковолнового диапазона радиовещательного приемника.

Промышленные (промышленные) помехи обусловлены резкими изменениями тока в электрических цепях и установках. Спектр данного вида излучения перекрывает весь радиовещательный диапазон.

Космические помехи связаны с электромагнитными процессами, происходящими на других планетах, звездах и телах Вселенной.

Излучения посторонних радиостанций, спектр которых по той или иной причине накладывается на спектр частот полезного сигнала.

Шумы атмосферы носят флуктуационный характер поглощения радиоволн в атмосфере Земли.

Шумы, обусловленные *тепловым излучением Земли*.

Внутренние шумы радиоприемного устройства обусловлены хаотическим движением носителей зарядов в усилительных приборах, колебательных контурах и других элементах радиоприемного устройства.

На рис. 1.7 представлен уровень помех, определяемый эффективной шумовой полосой пропускания 1 кГц.

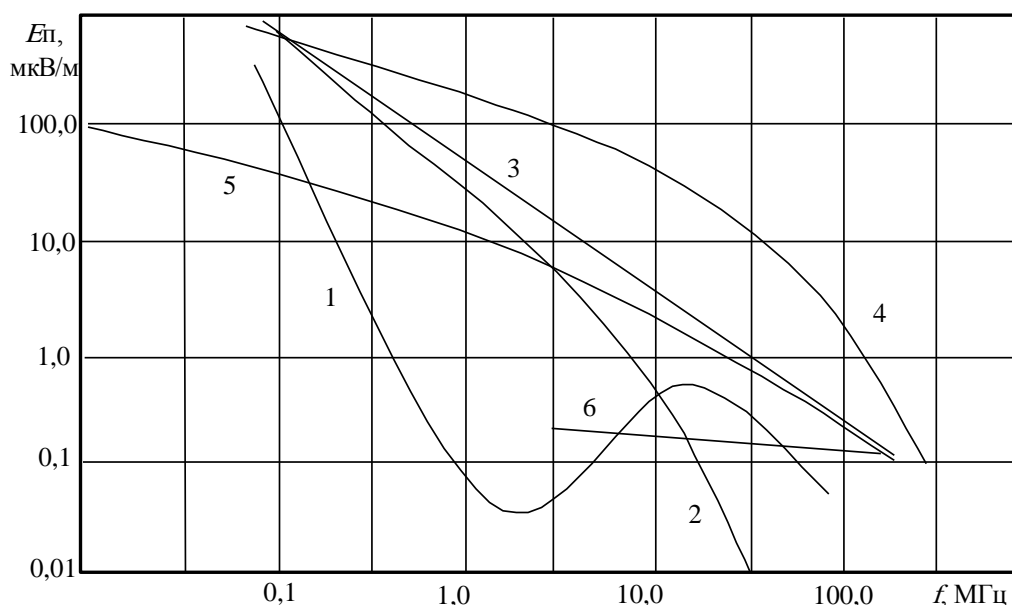


Рис. 1.7 – Зависимость напряженности поля внешних помех от частоты:

- 1 – средний уровень атмосферных помех днем;
- 2 – атмосферные помехи ночью;
- 3 – при местной грозе;
- 4 – средний уровень промышленных помех в городе;
- 5 – в сельской местности;
- 6 – максимальный уровень космических помех

Искусственные помехи. Результаты действия искусственных помех зависят не только от их особенностей, но и от свойств радиоприемного устройства. В зависимости от формы выходного

напряжения, получающегося при воздействии на радиоприемник, помехи делятся на три группы: детерминированные, импульсные и гладкие.

Детерминированные помехи имеют локальный спектр с имеющейся центральной частотой. Как правило, детерминированные помехи имеют шумоподобный характер.

Импульсные помехи – отдельные или беспорядочная последовательность импульсов, воздействие которых исчезает до прихода следующего радиоимпульса.

Гладкие помехи – хаотичная последовательность коротких импульсов и охватывающих весь спектр радиоволн (10^{12} Гц), воздействие которых не исчезает до прихода следующего радиоимпульса.

1.5 Чувствительность устройств приема и обработки сигналов

Под чувствительностью понимается способность радиоприемного устройства принимать слабые сигналы. Она определяется минимальной величиной входного сигнала, которая обеспечивает нормальное функционирование исполнительного устройства при заданном превышении сигнала над помехой. Если чувствительность приемника ограничивается собственными шумами, ее можно оценить реальной или предельной чувствительностью, коэффициентом шума и шумовой температурой. **Реальная чувствительность** равна величине э.д.с. (номинальной мощности) сигнала в антенне, при которой напряжение (мощность) сигнала на выходе приемника превышает напряжение (мощность) помех в заданное число раз. Если мощность сигнала равна мощности помех на выходе линейной части приемника – **предельная чувствительность**.

Чувствительность радиоприемного устройства определяется уровнем внутренних и внешних шумов и помех э.д.с., приведенных к его входу, величина которых составляет

$$E_{\text{ш}} = \sqrt{E_{\text{ВНЕШ.}}^2 + E_{\text{ВНУТ.}}^2}, \quad (1.12)$$

где $E_{\text{ВНЕШ.}}$ – э.д.с. шумов и помех, обусловленных их влиянием извне на характеристики радиоприемного устройства;

$E_{\text{ВНУТ.}}$ – э.д.с. собственных шумов и помех, приведенных к входу радиоприемного устройства.

Влияние внешних шумов на чувствительность радиоприемного устройства в диапазоне частот различное и зависит от причин их возникновения. В диапазоне рабочих частот до 100 МГц наибольшее влияние оказывает средний уровень промышленных помех в городе (рис. 1.7). В данном диапазоне также большое влияние оказывают помехи, обусловленные атмосферными, грозовыми и космическими явлениями. Суммарное значение э.д.с. помех, наводимых в антенне, определяется выражением

$$E_{\text{Ш.А}} = \sqrt{E_{\text{П1}}^2 + E_{\text{П2}}^2 + E_{\text{П3}}^2 + \dots + E_n^2}, \quad (1.13)$$

где $E_{\text{П1}}, E_{\text{П2}}, E_{\text{П3}}, \dots, E_n$ – отдельные источники э.д.с. помех.

Суммарное значение э.д.с. помех может быть определено по данным (рис. 1.7), где представлены их частотные зависимости в эффективной шумовой полосе частот, равной 1 кГц.

Уровень внешних помех, наводимых в согласованной антенне, определяется выражением

$$E_{\text{А.п.}} = E_{\text{ША}} \cdot h_{\text{Д}} \sqrt{P_{\text{Ш}}},$$

где $E_{\text{ША}}$ – суммарное значение помех, наводимых в антенне в мкВ/м;

$h_{\text{Д}}$ – действующая высота антенны в метрах;

$P_{\text{Ш}}$ – шумовая полоса радиоприемного устройства в кГц.

В диапазоне частот свыше 100 МГц основным видом помех являются внутренние шумы радиоприемного устройства и шумы антенны. Шумы антенны обусловлены приемом шумовых излучений космического пространства, атмосферы Земли и ее поверхности, а также тепловым шумом сопротивления потерь $r_{\text{п}}$ антенны. В инженерной практике за шум антенны принимают э.д.с., наводимую в полном сопротивлении антенны $R_{\text{А}}$ нагретого до величины, называемой эффективной шумовой температурой антенны $T_{\text{А}}$. Эквивалентная схема настроенной антенны с учетом наводимых шумов и помех представлена на рисунке (рис. 1.8).

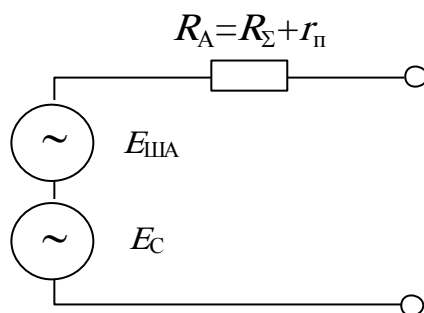


Рис. 1.8 – Эквивалентная схема настроенной антенны

Величина уровня шума в антенне определяется формулой Найквиста

$$E_{ш.А} = \sqrt{4kT_A R_A \Pi_{ш}}, \quad (1.14)$$

где k – постоянная Больцмана равная $1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град;

$\Pi_{ш}$ – шумовая полоса радиоприемного устройства;

T_A – абсолютная температура антенны в K° .

Величина температуры T_A зависит от формы диаграммы направленности антенны, от характера шумовых источников, действующих в зоне радиоприема, от диапазона рабочих частот (рис. 1.9) и т.д.

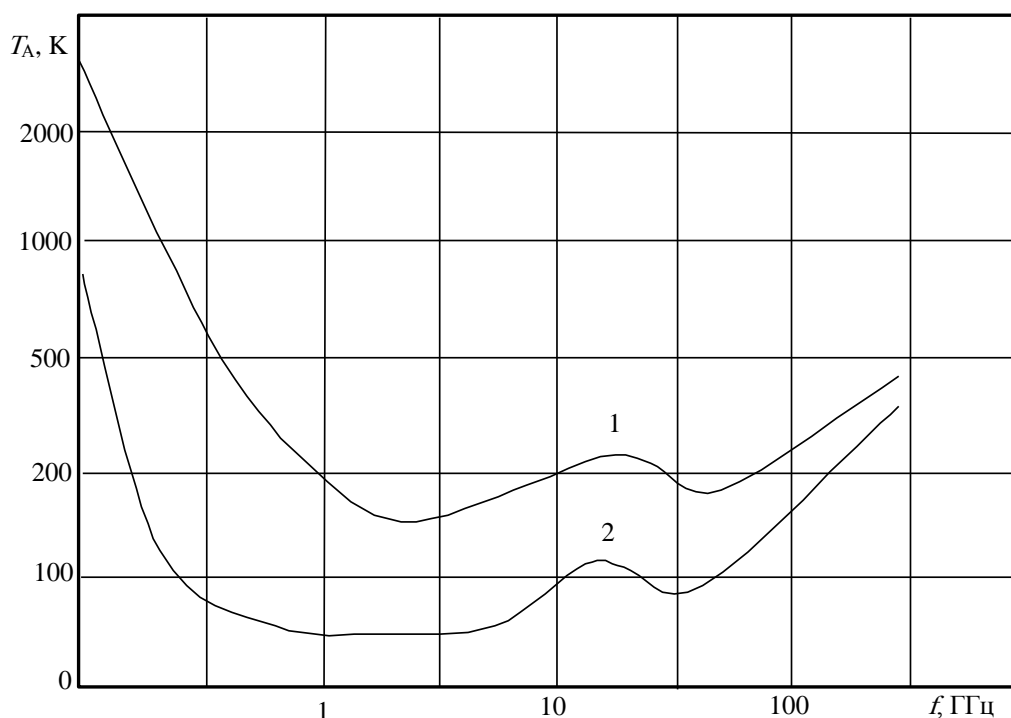


Рис. 1.9 – Зависимость шумовой температуры приемной антенны от частоты (1 – максимальная; 2 – минимальная)

Мощность шума антенны, поступающего на согласованный вход радиоприемного устройства, определяется величиной $E_{\text{ш.А}}$ (1.14) и равна

$$P_{\text{ш.А}} = \frac{E_{\text{ш.А}}^2}{4R_{\text{А}}} = kT_{\text{А}} \Pi_{\text{ш}}. \quad (1.15)$$

Для оценки предельной чувствительности и шумовых свойств радиоприемного устройства используется понятие коэффициента шума N , определяемого как степень уменьшения отношения сигнал/шум на выходе линейного тракта по сравнению с этим соотношением на его входе при стандартных условиях измерения.

$$N = \frac{P_{\text{сг.вх}} / P_{\text{шг}}}{P_{\text{сг.вых}} / P_{\text{ш.выхN}}}, \quad (1.16)$$

где $P_{\text{сг.вх}}$ – мощность сигнала на входе;

$P_{\text{шг}}$ – рассеиваемая мощность, обусловленная тепловым шумом сопротивления эквивалентного генератора $P_{\text{ш.г}} = kT_0 \Pi_{\text{ш}}$ при $T_0 = 290 \text{ K}$;

$P_{\text{ш.выхN}}$ – мощность шума на выходе линейного тракта при определении коэффициента шума;

$P_{\text{сг.вых}}$ – мощность сигнала на выходе линейного тракта радиоприемного тракта.

Под линейным трактом понимаются все каскады приемного радиочастотного тракта до детектора.

Чувствительность приемного устройства в диапазоне метровых и менее длин волн в режиме согласования при заданном отношении сигнал/шум на выходе линейного тракта определяется выражением:

$$P_{\text{Ac}} = kT_0 \Pi_{\text{ш}} (t_{\text{А}} - 1 + N_{\text{пр}}) \cdot \gamma_{\text{вых}}^2, \quad (1.17)$$

где $t_{\text{А}} = \frac{T_{\text{А}}}{T_0}$ – относительная шумовая температура антенны;

T_0 – стандартная температура (290 К);

$N_{\text{пр}}$ – коэффициент шума приемника (1.16);

$$\gamma_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{\left(\frac{P_{\text{С}}}{P_{\text{Ш}}}\right)_{\text{ВЫХ}}} \quad - \text{коэффициент различимости на выходе}$$

линейного тракта приемника.

В единицах напряжения:

$$E_{\text{А}} = \gamma_{\text{ВЫХ}} \sqrt{4kT_0 r_{\text{А}} \Pi_{\text{Ш}} (t_{\text{А}} - 1 + N_{\text{ПР}})}, \quad (1.18)$$

где $r_{\text{А}}$ – сопротивление антенны (эквивалента антенны).

При определении требований к приемному устройству по шумовым свойствам на практике определяют допустимым коэффициентом шума $N_{\text{ДОП}}$.

В диапазоне ДВ, СВ и КВ, если задана э.д.с., наведенная в антенне:

$$N_{\text{ДОП}} = \left[\left(\frac{E_{\text{А}}}{\gamma_{\text{ВЫХ}}} \right)^2 - E_{\text{П}}^2 h_{\text{Д}}^2 \Pi_{\text{Ш}} \right] \cdot \frac{1}{4kT_0 \Pi_{\text{Ш}} r_{\text{А}}}. \quad (1.19)$$

Если чувствительность определяется напряженностью поля сигнала

$$N_{\text{ДОП}} = \left[\left(\frac{E_{\text{А}}}{\gamma_{\text{ВЫХ}}} \right)^2 - E_{\text{П}}^2 \Pi_{\text{Ш}} \right] \cdot \frac{h_{\text{Д}}^2}{4kT_0 \Pi_{\text{Ш}} r_{\text{А}}}. \quad (1.20)$$

Для диапазонов метрового и менее длин волн:

$$N_{\text{ДОП}} \cong K_{\text{РФ}} \left[\left(\frac{P_{\text{А}}}{kT_0 \Pi_{\text{Ш}} \gamma_{\text{ВЫХ}}^2} \right) - t_{\text{А}} + 1 \right], \quad (1.21)$$

где $K_{\text{РФ}}$ – коэффициент передачи мощности фидерной линии (волновода).

Исходя из анализа предыдущих выражений, можно сделать следующие выводы:

1. Если уровень помех в антенне больше уровня шумов приемника, то требования к шумовым параметрам приемника не предъявляются.

2. В диапазоне частот более 100 МГц необходимо принять меры к уменьшению коэффициенту шума приемника, полосе пропускания и т.д.

3. На частотах более 1 ГГц уровнем внешних шумов можно пренебречь.

1.6 Избирательность устройств приема и обработки сигналов

Мешающее действие помех существенно ослабляется применением различного типа и количества избирательных цепей радиоприемного устройства. Все способы обеспечения заданной избирательности основаны на том, что радиоприемное устройство отличает сигнал от помехи по некоторым признакам, свойственным только полезному сигналу. К основным видам избирательности относятся:

- частотная избирательность;
- пространственная избирательность;
- поляризационная избирательность;
- амплитудная избирательность;
- временная избирательность;
- избирательность по форме сигнала.

Частотная избирательность. При оценке частотной избирательности рассматриваются два вида избирательности: избирательность по соседнему каналу и избирательность по дополнительным каналам приема. Дополнительные каналы приема присущи радиоприемным устройствам, выполненным по супергетеродинной схеме.

Количественно частотная избирательность приемника оценивается отношением его резонансного коэффициента усиления к коэффициенту усиления на частоте мешающего канала, т.е. на частоте соседнего или паразитного канала приема (рис. 1.10).

$$\sigma_{\text{СК}} [\text{дБ}] = 20 \cdot \lg \frac{K_0}{K(f_{\text{СК}})}, \quad \sigma_{\text{ДОП}} [\text{дБ}] = 20 \cdot \lg \frac{K_0}{K(f_{\text{ДОП}})}.$$

Избирательные свойства радиоприемного устройства характеризуются также и коэффициентом прямоугольности, определяемым выражением

$$K_{\text{ПР}} = \frac{2 \cdot \Delta f_{\text{СОС}}}{\Pi_{\text{ПР}}}. \quad (1.22)$$

Пространственная избирательность осуществляется с помощью направленных приемных антенн и позволяет существенно ослабить уровень внешней помехи на входе приемного устройства. Это эффективно, если направления на источники сигнала и помехи заметно различаются между собой. Наибольшее распространение этот вид избирательности получил в диапазоне сверхвысоких частот, где легко осуществимы остронаправленные приемные антенны.

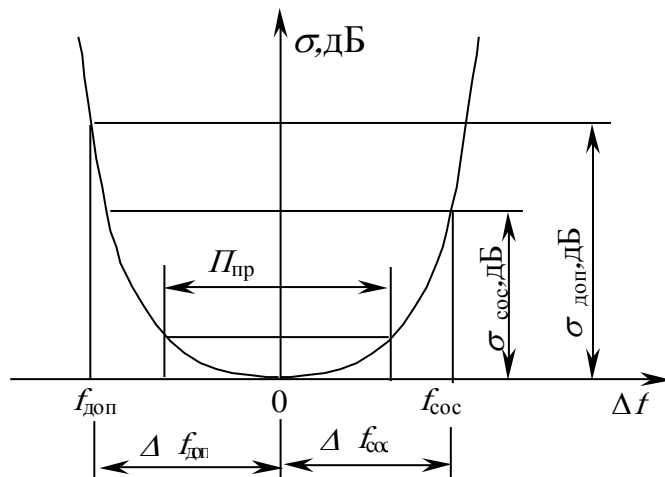


Рис. 1.10 – Зависимость кривой избирательности радиоприемного устройства от частоты

Поляризационная избирательность основана на различии в поляризации электромагнитных колебаний сигнала и помехи. Отмечается, что электромагнитное излучение от некоторых промышленных источников помех имеет вертикальную поляризацию. Использование горизонтальной поляризации сигнала и применение соответствующих антенн может уменьшить влияние помех. Однако существенно ослабить влияние помех не представляется возможным, поэтому этот вид избирательности не нашел практического применения.

Амплитудная избирательность наиболее широко используется в радиоприемных устройствах [9], предназначенных для приема импульсно-модулированных сигналов. Суть схемной реализации заключается в том, что амплитудный селектор подает на выход радиоприемного устройства только такие сигналы, интенсивность которых лежит в пределах возможного изменения уровня полезного сигнала. Однако помехи, уровень которых пре-

вышает уровень полезного сигнала, могут быть эффективно подавлены только в том случае, если они имеют импульсный характер и сравнительно редко перекрываются с полезным сигналом.

Временная избирательность может быть реализована, если момент появления сигнала на входе приемника точно известен. Этот вид избирательности часто используется в импульсных радиолокационных приемниках со стробированием. В режиме стробирования приемник открывается только на короткие интервалы времени, соответствующие ожидаемому приходу отраженных импульсных сигналов. Все остальное время приемник закрыт, что значительно снижает влияние помех.

Избирательность по форме сигнала – одним из примеров может служить избирательность по длительности импульса.

При практической реализации в радиоприемных устройствах используются несколько видов избирательности.

1.7 Стабильность технических характеристик устройств приема и обработки сигналов

В процессе эксплуатации из-за колебаний температуры окружающей среды, питающих напряжений и из-за других дестабилизирующих факторов неизбежно изменяются характеристики радиоприемных устройств. Основной задачей на этапе проектирования является обеспечение стабильности настройки радиоприемного устройства и стабильности коэффициента усиления. Для радиоприемного устройства, сравнивающего фазы сигналов, важно постоянство фазовой характеристики.

Допустимая ошибка настройки радиоприемного устройства может быть принята равной

$$\Delta f_0 = (0,1 \dots 0,3) \Pi_{\text{ПР}},$$

где $\Pi_{\text{ПР}}$ – полоса пропускания радиоприемного устройства.

Нестабильность частоты настройки не должна превышать величины

$$\delta f_{\text{ПР}} = \frac{(0,1 \dots 0,3) \Pi_{\text{ПР}}}{f_0},$$

где δ – нестабильность частоты настройки радиоприемного устройства.

Стабильность коэффициента усиления радиоприемного устройства, как правило, оказывается низкой. Незначительное изменение усиления в одном из узлов приводит к резкому изменению общего коэффициента усиления радиоприемного устройства в целом. Коэффициент усиления радиоприемного устройства на этапе проектирования выбирается в 1,5 – 2 раза больше расчетного. Возможный избыток усиления компенсируется системой регулировки усиления.

В радиоприемных устройствах, предназначенных для работы в составе измерительных устройств: измерители уровня помех, уровня поля и т.п., используют такие методы стабилизации, как метод отрицательной обратной связи, метод калибровки.

1.8 Электромагнитная совместимость и нелинейные эффекты, возникающие в линейном тракте радиоприемного устройства

Электромагнитная совместимость. При проектировании радиоприемной аппаратуры необходимо выполнять, как для любой другой аппаратуры, требования, связанные с вредным воздействием на окружающую среду, а также на человека. Поэтому для контроля за качеством выпускаемой аппаратуры разработаны нормы предельно допустимых промышленных радиопомех, являющихся обязательными для всех предприятий и организаций.

Нормами регламентируются два показателя: уровень поля и уровень напряжения радиопомех.

Уровнем поля радиопомех называют максимальный уровень из всех полученных на данной частоте показаний измерителя, электромагнитных помех при определенных условиях измерения, который измеряется в микровольтах. Эта величина не должна превышать 10 – 50 мкВ.

Уровнем напряжения помех называют максимальное из всех измеренных напряжений между любыми из зажимов (зажимов и корпуса) приемника. Величина ослабления по сравнению с антенным входом должна быть не менее 100 дБ.

С целью снижения уровня помех используют экранировку узлов и деталей приемного устройства.

Основной принцип электромагнитной совместимости заключается в том, что *радиоприемное устройство должно обеспечивать необходимое качество воспроизведения сигнала и не создавать помехи другим радиоэлектронным средствам и системам.*

Нелинейные эффекты, возникающие в линейном тракте радиоприемного устройства. В связи с использованием усилительных приборов: ламп, транзисторов (полевых и биполярных) и др., обладающих нелинейными характеристиками, в радиоприемных устройствах возникают нелинейные искажения (НИ). Основная причина их возникновения – воздействия уровня сигнала и помех, обусловленных внешними и внутренними помехами. В зависимости от характера сигналов и помех различают следующие помехи [8].

1. *По отношению к полезному сигналу и помехе:* НИ зависимо и независимого происхождения, собственно НИ и НИ помехи.

Нелинейные искажения зависимо происхождения связаны непосредственно с полезным сигналом и поэтому при его отсутствии не обнаруживаются. Нелинейные искажения независимого происхождения возникают независимо от полезного сигнала и поэтому обнаруживаются в радиоприемнике и тогда, когда сигнал отсутствует.

Собственно НИ – это НИ полезного сигнала в отсутствие помехи; НИ помехи – это НИ полезного сигнала, обусловленные нелинейностью приемника по основному, соседнему, внеполосному и побочным каналам приема.

Основной канал – канал приема основного излучения полезного сигнала; *соседний канал* – канал, ближайший к основному, с полосой и средней частотой, соответствующими принятому в данной радиосистеме распределению частот; *внеполосный канал* – неосновной канал приема в полосе частот, примыкающий к полосе основного канала; *побочный канал* – неосновной канал приема в полосе, примыкающий к полосе основного канала, обусловленный нелинейными процессами в преобразователе частоты

и недостаточной избирательностью резонансных цепей основного канала.

В реальных условиях работы радиоприемника на него одновременно действуют как полезные сигналы, так и различные по характеру виды помех: сосредоточенные по спектру, шумовые, их комбинации и т.д. Однако при анализе и измерениях в радиоприемных трактах следует рассматривать НИ отдельных видов: НИ сосредоточенные по спектру помехи, НИ шума и НИ сосредоточенные помехи и шума и др.

2. *По виду искажаемых сигналов и помех*: НИ гармонических и квазигармонических, прочих детерминированных, недетерминированных (случайных), различных комбинаций детерминированных и недетерминированных колебаний.

3. *По динамическим свойствам сигнала «ошибки»*: стационарные НИ, для которых переходные процессы не влияют на ошибку в передаваемом сообщении; нестационарные (динамические) НИ, для которых переходные процессы оказывают такое влияние.

4. *По виду временной диаграммы сигнала*: НИ вида «отсечки» или одностороннего (двухстороннего) ограничения или клиппирования (симметричного и несимметричного, типа «ступеньки» и т.д.

5. По виду нелинейного эффекта на выходе радиоприемника:

- *гармонические*, выражающиеся в появлении кратных гармонических составляющих входного воздействия, попадающих в полосу пропускания радиоприемного устройства;

- *искажения* закона модуляции полезного сигнала (для модулированных сигналов);

- *перекрестные*, выражающиеся в модуляции полезного сигнала составляющими модуляции помехи;

- *интермодуляционные* (или вида взаимной модуляции), выражающиеся во взаимодействии в нелинейном тракте радиоприемника двух или более сигналов (помех), вызывающих появление новых спектральных составляющих в полосе пропускания с частотами, равными сумме или разности частот входных сигналов или их гармоник;

- *вида сжатия* (расширения) амплитуды полезного сигнала, выражающиеся в непропорциональном изменении амплитуды сигнала на выходе тракта относительно его входа;

- *вида блокирования*, выражающиеся в изменении (уменьшении) коэффициента передачи тракта для полезного сигнала при действии помехи;

- *вида ухудшения различимости полезного сигнала* на фоне помехи, т.е. отношения сигнал/помеха (С/П), выражающегося как в уменьшении сигнала при действии помехи, так и в увеличении уровня помехи на выходе радиоприемного устройства.

6. По виду амплитудно-частотной характеристики радиоприемного устройства НИ в узкополосных и широкополосных устройствах.

7. В зависимости от свойств оператора передачи радиоприемного устройства:

- *с резистивной нелинейностью* – радиоприемные тракты, инерционными свойствами которых в области рабочих частот необходимо пренебречь;

- *с нелинейностью комплексного характера* – радиоприемные тракты, инерционные свойства которых в области рабочих частот необходимо учитывать;

- *с несущественной нелинейностью* – радиоприемные тракты, нелинейные элементы которых не работают в области существенной нелинейности характеристик вида «отсечки», ограничения, ключевого режима и т.д.;

- *с существенной нелинейностью* – радиоприемные тракты, нелинейные элементы которых работают в области нелинейных характеристик вида «отсечки», ограничения, ключевого режима и т.д.

Из наиболее распространенных нелинейных искажений выделяются:

1. *Сжатие*. Амплитуда полезного сигнала на выходе линейного тракта радиоприемного устройства определяется выражением:

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_1 K_{\text{СЖ}} u_{\text{ВХ}}, \quad (1.23)$$

где K_1 – линейный коэффициент передачи 1-го порядка;

$K_{\text{СЖ}}$ – коэффициент сжатия передачи;

$u_{\text{вх}}$ – амплитуда входного сигнала.

$$K_{\text{СЖ}} = 1 + \frac{3}{4} \frac{K_3[\omega_{\text{С}}, \omega_{\text{С}}, -\omega_{\text{С}}]}{K_1} u^2, \quad (1.24)$$

где $K_3[\omega_{\text{С}}, \omega_{\text{С}}, -\omega_{\text{С}}]$ – нелинейный коэффициент передачи 3-го порядка на комбинационной частоте, равной $\omega_{\text{С}} + \omega_{\text{С}} - \omega_{\text{С}} = \omega_{\text{С}}$.

2. *Блокирование.* Частота помехи находится вне полосы спектра полезного сигнала. Амплитуда полезного сигнала на выходе линейного тракта радиоприемного устройства, зависящая от амплитуд помех на входе.

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_1 K_{\text{БЛ}} u_{\text{ВХ}},$$

где $K_{\text{БЛ}}$ – коэффициент блокирования передачи:

$$K_{\text{БЛ}} = 1 + \frac{3}{2} \frac{K_3[\omega_{\text{С}}, \omega_{\text{П}}, -\omega_{\text{П}}]}{K_1} E_{\text{П}}^2;$$

$E_{\text{П}}$ – амплитуда входного сигнала.

$K_3[\omega_{\text{С}}, \omega_{\text{П}}, -\omega_{\text{П}}]$ – нелинейный коэффициент передачи 3-го порядка на комбинационной частоте, равной $\omega_{\text{С}} + \omega_{\text{П}} - \omega_{\text{П}} = \omega_{\text{С}}$.

3. *Перекрестные искажения.* Перенос огибающей (модуляции) помехи на полезный сигнал.

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_1 K_{\text{БЛ}} (1 + M \cos \omega_{\text{П}} t) \cdot u_{\text{ВХ}}, \quad (1.25)$$

где M – коэффициент перекрестной модуляции:

$$M = \frac{3E^2 m_{\text{П}} K_3[\omega_{\text{С}}, \omega_{\text{П}}, -\omega_{\text{П}}]}{K_1 K_{\text{БЛ}}};$$

$m_{\text{П}}$ – глубина перекрестной модуляции.

4. *Амплитудно-фазовая конверсия* (собственная, перекрестная). Изменение фазы выходного полезного сигнала, обусловленной входной амплитудой полезного (собственная) или мешающего (перекрестная) сигналов.

$$\Delta \varphi_{\text{СОБ}} = \arg(K_{\text{СЖ}}), \quad \Delta \varphi_{\text{ПЕР}} = \arg(K_{\text{БЛ}}).$$

5. *Интермодуляционные искажения.* Прием двух и более сигналов, комбинационные составляющие которых равны гармонической составляющей с частотой, равной частоте полезного сигнала.

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}} E_{\text{П}} K_2[\omega_1, -\omega_2] \quad \text{2-го порядка}; \quad (1.26)$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{3}{4} u_{\text{ВХ}} E^2 K_2[\omega_1, \pm 2\omega_2] \quad \text{3-го порядка.} \quad (1.27)$$

6. *Вторичная модуляция.* Возникновение паразитной модуляции по цепям источника питания приемного устройства, обусловленной недостаточной фильтрацией тока переменной частота. Например, 50 Гц сети переменного тока. Выходное напряжение на выходе усилителя радиочастоты подвергается дополнительной модуляции, частота которой равна частоте пульсации источника питания. После детектирования данный вид искажений прослушивается как дополнительный фон.

2 СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА УСТРОЙСТВ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

2.1 Обобщенная структурная схема устройств приема и обработки сигналов

Устройства приема и обработки сигналов или радиоприемные устройства являются неотъемлемой частью любой радиотехнической системы или комплекса и включаются в состав радиоканала. Структурная схема радиоканала (рис. 2.1) содержит источник сообщений, передающее устройство, передающую антенну, тракт передачи энергии электромагнитной волны с полезной информацией, приемную антенну с радиоприемным устройством. Особенностью передачи информации по радиоканалу является наличие источников внешних помех [9].

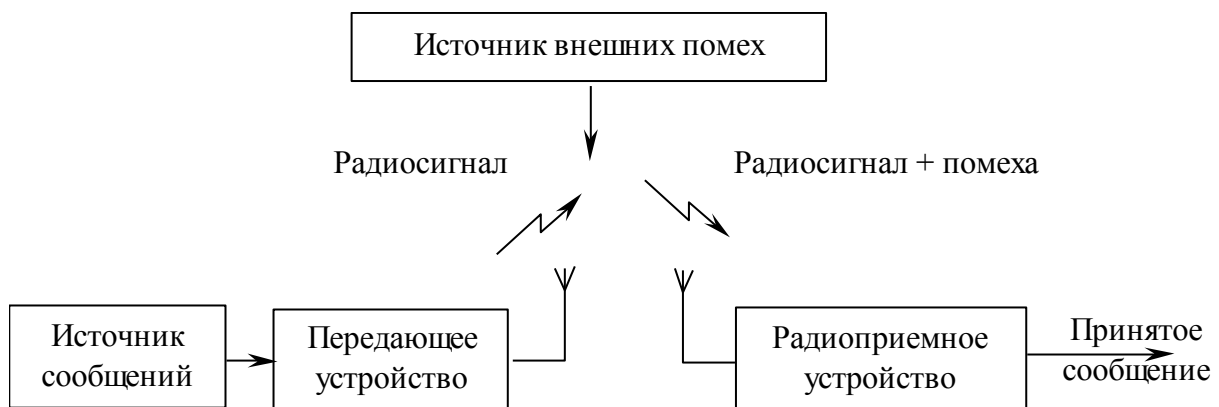


Рис. 2.1 – Обобщенная структурная схема радиоканала

Обобщенная структурная схема устройства приема и обработки сигналов включает в себя антенну, тракт высокой частоты, детектор, тракт низкой частоты, исполнительное устройство и блок питания. Структурная схема радиоприемного устройства в значительной степени зависит от его назначения и вида модуляции.

Антенна предназначена для преобразования энергии электромагнитного поля в высокочастотные токи или напряжения.

Тракт высокой частоты предназначен для выделения колебаний с частотой принимаемого сигнала и эффективного подавления сигналов на других несущих частотах, т.е. осуществляет частотную избирательность сигнала.

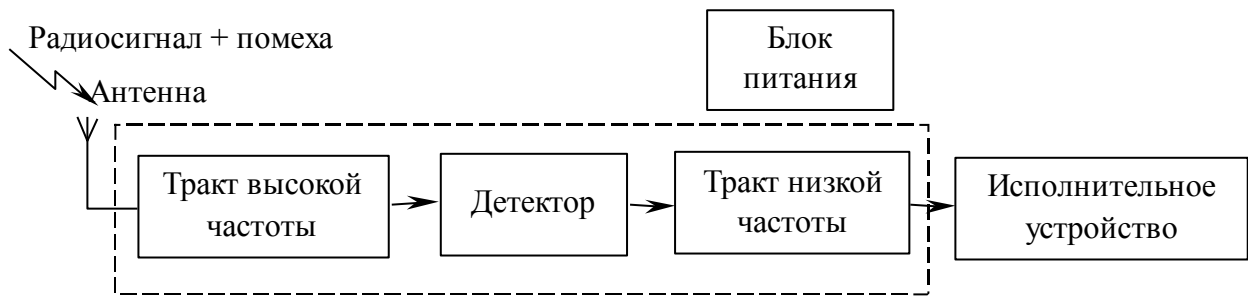


Рис. 2.2 – Обобщенная структурная схема устройства приема и обработки сигналов

Детектор выделяет напряжения, соответствующие модулирующему сигналу, с помощью которого передается полезное сообщение. Схемная реализация детектора зависит от вида модуляции.

Тракт низкой частоты предназначен для усиления принятого сигнала с целью обеспечения нормальной работы исполнительного устройства.

Блок питания предназначен для обеспечения режимов работы усилительных устройств радиоприемного устройства.

Основная обработка принятого сигнала производится в высокочастотном (ВЧ) тракте, детекторе и низкочастотном (НЧ) тракте. Схемное решение радиоприемного устройства определяется общими техническими требованиями. В зависимости от схемного выполнения высокочастотного тракта радиоприемного устройства разделяют два основных типа: приемники прямого усиления и супергетеродинные приемники.

2.2 Детекторные устройства приема и обработки сигналов

Детекторные приемники состоят из приемной антенны A , являющейся неотъемлемой частью любого приемника, входной цепи, детектора D и воспроизводящего прибора, которым обычно являются головные телефоны $Tел$ (рис. 2.3). Входной цепью является параллельный колебательный контур, выполненный на индуктивности L и конденсаторе переменной емкости (КПЕ) $C1$.

Антенна и заземление подключены непосредственно к входной цепи, которая перестраивается конденсатором $C1$.

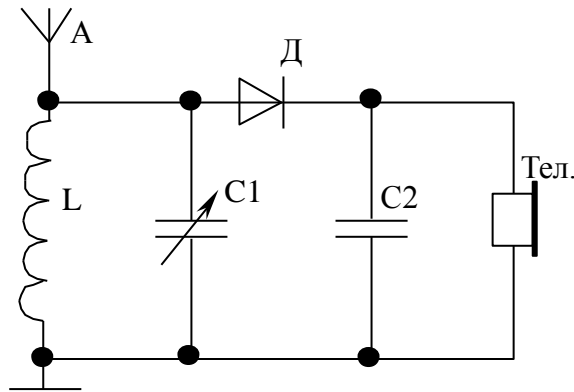


Рис. 2.3 – Структурная схема устройства приема и обработки сигналов детекторного типа

Амплитудно-частотная характеристика радиоприемного устройства определяется формой АЧХ входной цепи (рис. 2.4).

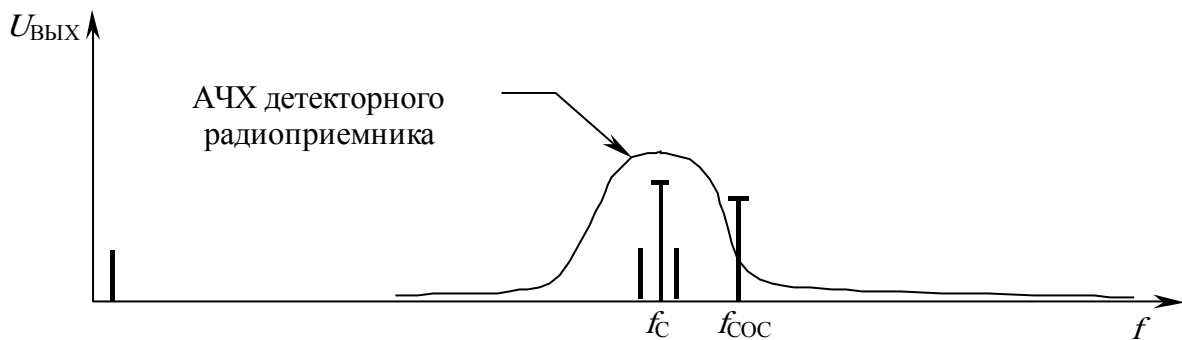


Рис. 2.4 – Выходной спектр и АЧХ детекторного радиоприемного устройства

Радиоприемное устройство детекторного типа обладает низкой чувствительностью и селективностью, большим уровнем нелинейных искажений и не может быть использовано для приема на громкоговоритель. Поэтому такие приемники в настоящее время почти не применяются.

2.3 Устройства приема и обработки сигналов прямого усиления

Структурная схема устройства приема и обработки сигналов прямого усиления, в отличие от детекторного радиоприемного устройства, имеет в своем составе входную цепь, усилитель радиочастоты (УРЧ), детектор и усилитель низкой частоты (УНЧ) (рис. 2.5).

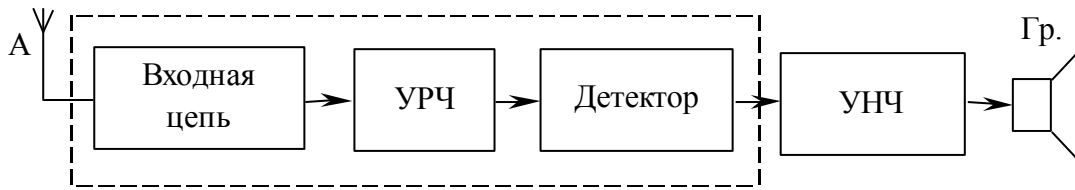


Рис. 2.5 – Структурная схема устройства приема и обработки сигналов прямого усиления

Выходной спектр и АЧХ радиоприемного устройства прямого усиления имеют такой же вид, как и у детекторного радиоприемника. Использование усилителя радиочастоты позволяет повысить чувствительность и избирательность, а наличие усилителя низкой частоты дает возможность подключить радиоприемное устройство к динамическому громкоговорителю (Гр.). Достоинством структурной схемы радиоприемного устройства прямого усиления является относительная простота реализации схемотехнического и конструктивного решения. К недостаткам следует отнести малую избирательность по соседнему каналу на частотах более 2.

2.4 Сверхрегенеративные устройства приема и обработки сигналов

Сверхрегенеративные устройства приема и обработки сигналов отличаются от радиоприемников прямого усиления тем, что в усилительный каскад радиочастоты вводится положительная обратная связь (рис. 2.6) [10]. Величина положительной обратной связи выбирается такой, чтобы усилительный каскад, при подаче полезного радиосигнала на его вход, приводил последний в автоколебательный режим, т.е. в режим свержрегенерации. Такой усилительный каскад называют *сверхрегенератором* (С). Радиоприемные устройства, имеющие в своем составе свержрегенератор, – свержрегенеративными (СР).

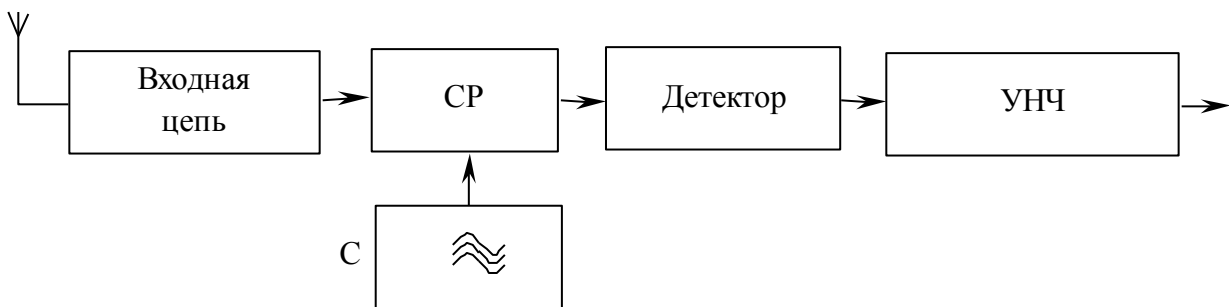


Рис. 2.6 – Структурная схема свержрегенеративного устройства приема и обработки сигналов

Избирательность сверхрегенеративных радиоприемников определяются селективными свойствами входной цепи и способностью перехода сверхрегенератора в режим генерации. Сверхрегенеративные радиоприемники обладают высокой чувствительностью и достаточно хорошими избирательными свойствами, но недостаточно стабильными характеристиками, зависящими от уровня принимаемого сигнала. На практике сверхрегенеративные радиоприемники имеют и другое определение – радиоприемные устройства *автодинного* типа.

2.5 Супергетеродинные устройства приема и обработки сигналов

Основной принцип работы супергетеродинных радиоприемных устройств состоит в переносе спектра принимаемого радиосигнала из одной области радиочастот в другую. Этим достигается возможность физической реализуемости избирательности и усиления принимаемого полезного сигнала на разностной частоте, образованной за счет биений между частотой гетеродина (отдельного генератора) и принимаемого сигнала (рис. 2.7).

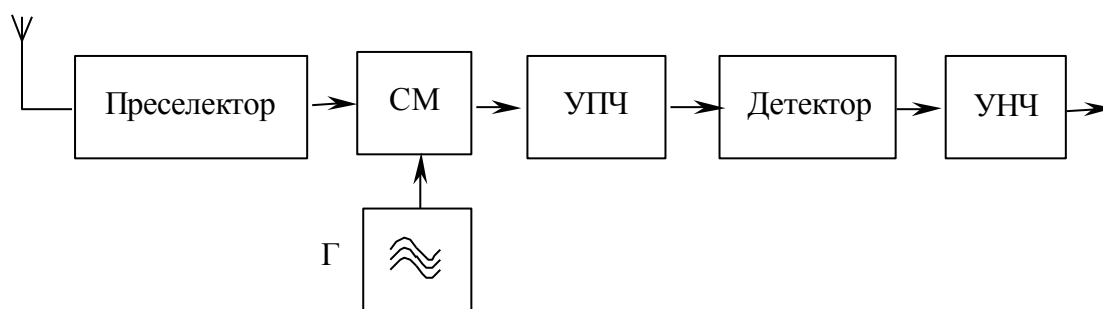


Рис. 2.7 – Структурная схема супергетеродинного устройства приема и обработки сигналов с одним преобразованием частоты

Перенос спектра радиосигнала в диапазон новых промежуточных частот осуществляется преобразователем частоты с помощью дополнительного местного гетеродина. Основным требованием к преобразователям частоты является линейность его передаточной характеристики, чтобы не было искажений огибающей высокочастотного сигнала. Супергетеродинные устройства обладают высокой чувствительностью и селективностью, поскольку основ-

ное усиление осуществляется на промежуточной частоте. В состав супергетеродинного радиоприемника входят: преселектор, смеситель (СМ), гетеродин (Г), усилитель промежуточной частоты (УПЧ), детектор и усилитель низкой частоты.

Выходной спектр супергетеродинного радиоприемного устройства отличается от выходных спектров предыдущих радиоприемных устройств наличием дополнительных каналов приема. К дополнительным каналам приема относят частоту зеркального канала и промежуточную частоту, а также частоты, комбинации которых равны перечисленным выше. Значение частот принимаемых сигналов радиоприемником супергетеродинного типа определяется выражением [19]:

$$f_{nm} = \frac{n}{m} f_{\text{ГЕТ.}} \pm \frac{1}{m} f_{\text{ПЧ}}, \quad (2.1)$$

где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ – номер гармоники гетеродина;

$m = 1, 2, 3, \dots$ – номер гармоники полезного сигнала;

$f_{\text{ГЕТ.}}$ – частота гетеродина;

$f_{\text{ПЧ}}$ – промежуточная частота.

Основными каналами приема супергетеродинного радиоприемника являются:

$f_{11} = f_{\text{С}} = f_{\text{ГЕТ.}} - f_{\text{ПЧ}}$ – частота полезного сигнала (с верхней настройкой гетеродина);

$f_{11} = f_3 = f_{\text{ГЕТ.}} + f_{\text{ПЧ}}$ – частота зеркального канала;

$f_{01} = f_{\text{ПЧ}}$ – канал равного прямого прохождения.

Выходной спектр супергетеродинного приемника с верхней настройкой гетеродина ($f_{\text{ГЕТ.}} > f_{\text{С}}$) представлен на рис. 2.8.

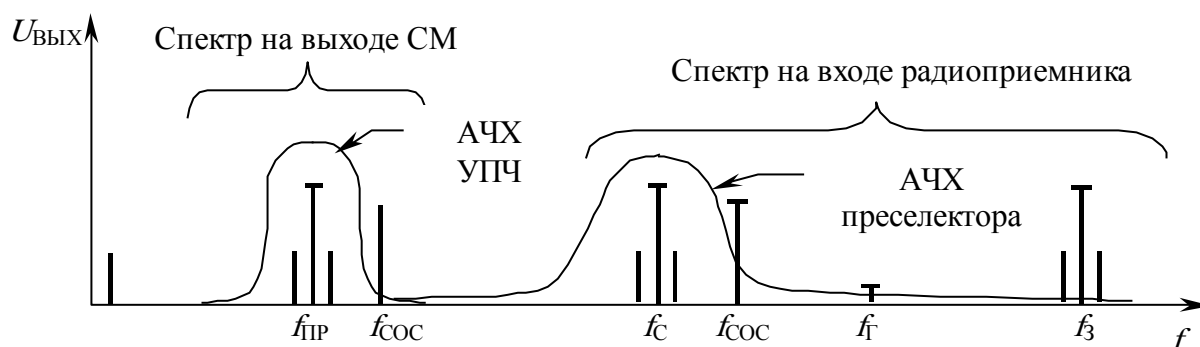


Рис. 2.8 – Выходной спектр супергетеродинного устройства приема и обработки АМ-сигналов с одним преобразованием частоты

Основная избирательность и усиление сигнала по соседнему каналу в супергетеродинных радиоприемниках обеспечивается селективными и усилительными свойствами усилителя промежуточной частоты. Избирательность по дополнительным каналам приема и необходимая чувствительность – преселектором. В состав преселектора входят входная цепь и, при необходимости, усилитель радиочастоты.

Преимущество использования супергетеродинного радиоприемника заключается в следующем:

1. Усиление сигналов на пониженной промежуточной частоте упрощает реализацию коэффициента усиления при приеме КВ, УКВ и СВЧ длин волн.

2. Понижение частоты обработки сигналов позволяет получить высокие избирательные параметры по отношению к соседнему каналу.

3. Благодаря фиксированной настройке усилителя промежуточной частоты не нуждаются в регулируемых элементах, чем значительно упрощается конструкция.

4. Селективные свойства радиоприемника не изменяются при настройке его на различные волны диапазона и переключении на другие диапазоны длин волн.

5. Усиление радиосигнала на различных частотах значительно снижает опасность возникновения паразитных обратных связей между выходными и входными устройствами. Это также позволяет значительно упростить конструкцию радиоприемника в целом.

6. Значительно упрощается осуществление различных автоматических и ручных регулировок в радиоприемнике – полосы пропускания и избирательности, усиления, частоты и др.

К особенностям настройки супергетеродинного приемника относятся необходимость настройки преселектора на частоту принимаемого сигнала, а гетеродин настроить так, чтобы частота принимаемого сигнала преобразовалась в промежуточную частоту, соответствующую настройке усилителя промежуточной частоты. Частота гетеродина должна определяться формулой (2.1) и имеет вид

$$f_{\text{ГЕТ.}} = \frac{m}{n} f_{\text{mm}} \pm \frac{1}{n} f_{\text{ПЧ}}. \quad (2.2).$$

В современных устройствах приема и обработки сигналов точная перестройка гетеродина достигается с помощью специальных схемно-конструктивных решений перестройки преселектора и гетеродина. Процедура перестройки называется сопряжением контуров.

Для обеспечения избирательности радиоприемных устройств по паразитным каналам приема необходим выбор схемы преселектора. Схема преселектора выбирается в зависимости от конкретных технических решений, определяемых следующими требованиями:

1. Избирательностью по зеркальному каналу. Чем выше избирательность, тем сложнее избирательная система преселектора или необходимо увеличить промежуточную частоту радиоприемного устройства.

2. Избирательностью по каналу прямого прохождения. Если избирательные системы не обеспечивают эффективное подавление сигналов на промежуточной частоте, то в схему преселектора вводят дополнительные заградительные фильтры, настроенные на промежуточную частоту.

3. Усиление сигнала до преобразователя частоты. Минимальное значение коэффициента усиления преселектора определяется требованием обеспечения необходимого отношения сигнал/шум. Максимальное значение коэффициента усиления преселектора определяется максимальным уровнем выходного сигнала, значение которого не должно влиять на режим работы преобразователя частоты.

4. Избирательность до первого нелинейного элемента (диода, варикапа, вариконда, электронной лампы, биполярного и полевого транзистора и др.). Эти требования увеличиваются при наличии сильных помех от расположенных поблизости мощных передатчиков, которые могут создать перекрестные помехи.

Сложность конструкции приемника и его качественные показатели зависят от выбора промежуточной частоты.

Выбор сравнительно низкой промежуточной частоты значительно упрощает конструкцию УПЧ, но одновременно усложняет

конструкцию преселектора из-за необходимости обеспечения избирательности по зеркальной частоте.

Выбор высокой промежуточной частоты облегчает подавление помех на зеркальной частоте при упрощенной схеме преселектора, но ведет к усложнению конструкции усилителя промежуточной частоты. К рекомендации по выбору промежуточной частоты следует отнести выбор ее значения вне диапазона частот принимаемых сигналов. При невозможности технической реализации необходимой избирательности по соседнему каналу необходимо использовать двойное или тройное преобразование частоты.

Для повышения чувствительности и селективности устройств приема и обработки сигналов применяются двойные (рис. 2.9) или даже тройные преобразования частоты.

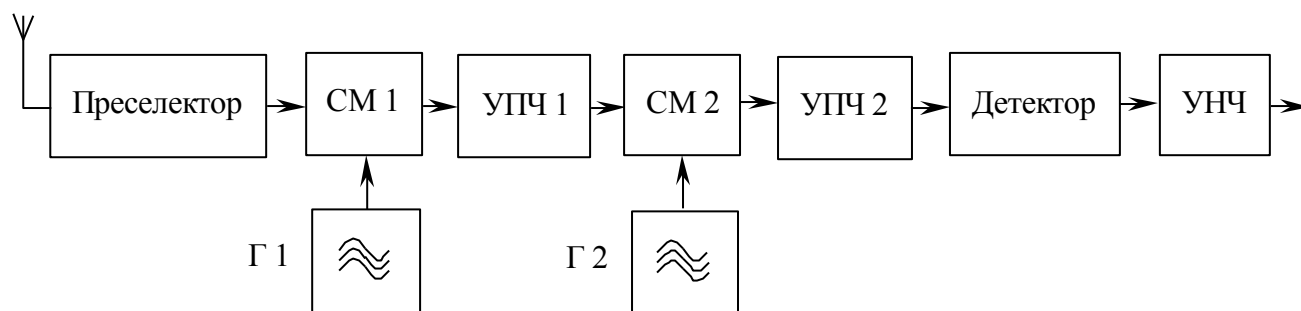


Рис. 2.9 – Структурная схема супергетеродинного устройства приема и обработки сигналов с двойным преобразованием частоты

Практическая реализация супергетеродинного радиоприемника с двойным преобразованием может быть различной в зависимости от количества поддиапазонов. Перестраиваемым узлом может быть гетеродин Г1 или Г2 и соответственно УПЧ 1 или УПЧ 2 могут быть широкополосными или перестраиваемыми.

2.6 Устройства приема и обработки сигналов прямого преобразования

Одной из реализаций радиоприемного устройства супергетеродинного типа являются радиоприемники прямого преобразования. Отличительной особенностью таких радиоприемников является то, что частота гетеродина равна частоте принимаемого

радиосигнала, т.е. производится перенос спектра радиосигнала на промежуточную частоту, равную нулю (рис. 2.10).

На практике различают приемники прямого преобразования: асинхронного и синхронного типа. К асинхронным приемникам относят приемники, фаза и частота напряжения гетеродина которых не синхронизированы с фазой и частотой напряжения полезного принимаемого радиосигнала (рис. 2.10). Если фаза и частота напряжения гетеродина синхронизированы с фазой и частотой напряжения полезного сигнала, такие приемники называют синхронными (рис. 2.11).

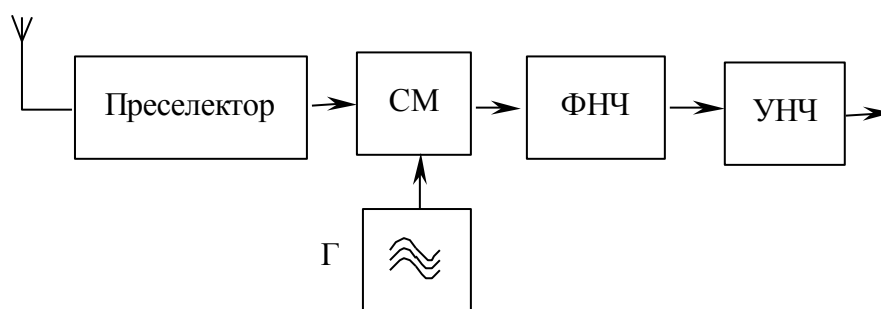


Рис. 2.10 – Структурная схема устройства приема и обработки сигналов прямого преобразования асинхронного типа

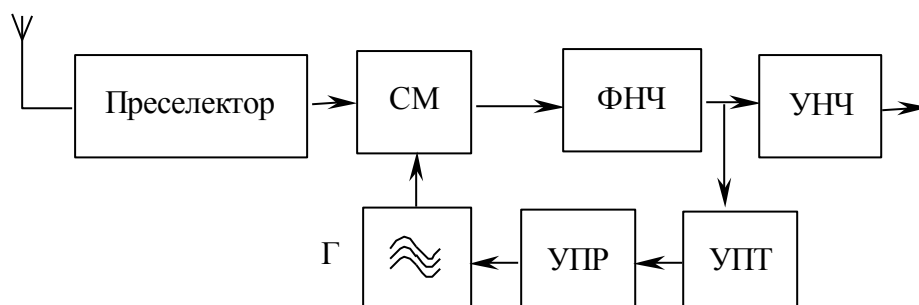


Рис. 2.11 – Структурная схема устройства приема и обработки сигналов прямого преобразования синхронного типа

В синхронном радиоприемном устройстве синхронизация напряжения гетеродина и полезного сигнала обеспечивается цепью обратной связи, в состав которой входят фильтр нижних частот, усилитель постоянного тока (УПТ) и управитель (УПР).

Основная избирательность по соседнему каналу в радиоприемниках прямого преобразования обеспечивается амплитудно-частотной характеристикой фильтра нижних частот.

Радиоприемные устройства прямого преобразования применяются для приема радиосигналов со всеми видами модуляции, но наибольшее применение они нашли при приеме однополосных АМ колебаний (SSB) в технике радиолюбительской и профессиональной связи.

2.7 Инфрадинные устройства приема и обработки сигналов

Иногда в радиостанциях подвижной связи, в радиолюбительских радиостанциях, при беспойсковой настройке применяются супергетеродинные приемники типа *инфрадин*. В таких радиоприемниках не нужен перестраиваемый преселектор (перестраивается только гетеродин) – в этом их основное достоинство. Вместо перестраиваемого преселектора применяются комбинации фильтров верхних (ФВЧ) и нижних (ФНЧ) частот либо широкополосные фильтры сосредоточенной селекции, включаемые до преобразователя (рис. 2.8). Поскольку входные каскады такого приемника широкополосные, возникает опасность перегрузки их активных элементов посторонними сигналами и помехами – в этом основной недостаток приемников этого типа. Перегрузку можно ослабить, применяя в усилителях сигнальной и промежуточной частоты каскады с большим динамическим диапазоном.

Промежуточная частота выбирается выше максимальной частоты сигнала, а частота гетеродина – еще выше. Поэтому гетеродин работает на достаточно высоких частотах и должны быть предъявлены повышенные требования к его стабильности – в этом второй недостаток такой схемы. Эти требования могут быть удовлетворены, если в качестве гетеродина используется синтезатор частоты с опорным кварцевым генератором. Желательно также использование кварцевых фильтров в УПЧ. В приемниках этого типа также возможно применение двойного преобразования частоты – при этом требования к фильтрам УПЧ снижаются.

3 ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ УСТРОЙСТВ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

3.1 Входные цепи устройств приема и обработки сигналов

3.1.1 Общие сведения и структура входной цепи

Входной цепью (ВЦ) называют часть радиоприемного устройства, связывающую антенно-фидерную систему с входом первого каскада радиоприемного устройства (рис. 3.1). Первым каскадом может быть усилитель радиочастоты, преобразователь, детектор и др. Входная цепь служит для обеспечения максимальной передачи мощности сигнала, максимального отношения мощности сигнала к мощности шумов и помех, обеспечения селективности сигнала при заданных параметрах антенного устройства.

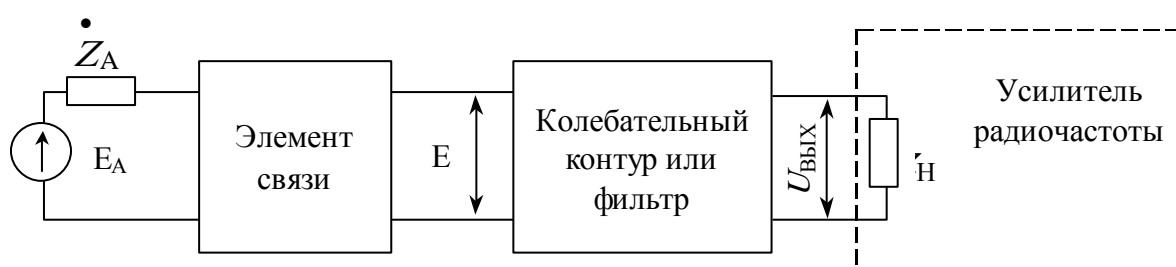


Рис. 3.1 – Обобщенная схема входной цепи

Входные цепи классифицируют по следующим признакам:

- по виду используемой антенны;
- по диапазону принимаемых частот;
- по числу селективных элементов;
- по способу связи входной цепи с антенной и нагрузкой;
- по конструктивному оформлению входной цепи.

По виду используемой антенны различают входные цепи с настроенной или ненастроенной антенной. Настроенные антенны предназначены для работы с антенной, имеющей известное значение активного внутреннего сопротивления, и используются в профессиональной радиоаппаратуре. Ненастроенные антенны предназначены для работы с различными антеннами, имеющими комплексное внутреннее сопротивление, и используются в бытовых вещательных приемниках.

По диапазону принимаемых частот различают входные цепи ДВ, СВ, КВ, УКВ и др.

По числу селективных элементов различают входные цепи с одноконтурным, двухконтурным и многоконтурным колебательными контурами.

По способу связи входной цепи с антенной и нагрузкой различают: с непосредственной, трансформаторной (автотрансформаторной), емкостной и комбинированной связями.

По конструктивному оформлению входные цепи делятся на цепи с сосредоточенными и распределенными параметрами.

Основными качественными показателями являются: резонансный коэффициент передачи по напряжению, коэффициент шума, полоса пропускания, избирательность по соседнему и мешающим каналам приема.

Резонансный коэффициент передачи входной цепи определяется выражением

$$K_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \sqrt{2}}{E_A} = K_{\text{СВЯЗИ}} \cdot K_{\text{ФИЛЬТРА}}, \quad (3.1)$$

где $K_{\text{СВЯЗИ}} = E/E_A$ – коэффициент передачи элемента связи антенны с первым колебательным контуром.

Требования, предъявляемые к ВЦ, определяются назначением и группой сложности радиоприемного устройства. Диапазон рабочих частот ВЦ характеризуется коэффициентом перекрытия по частоте. Выбор типа входной цепи производится из условия, что параметры антенны не должны вызывать изменения полосы пропускания и расстройки входного контура более допустимых значений, а полученные параметры должны быть физически реализуемы.

3.1.2 Классификация, основные параметры и эквиваленты радиоприемных антенн

Открытые ненастроенные антенны радиовещательных и профессиональных радиоприемных антенн. Современные профессиональные радиоприемные устройства имеют сложные антенно-фидерные устройства, включающие антенну или группу антенн,

устройства согласования, симметрирования, фазирования, многократного использования антенн и соединительные (фидерные) линии. В технике радиоприема применяются антенны: направленные и ненаправленные, настроенные и ненастроенные, внутренние (встроенные) и внешние, электрические и магнитные [20].

Режим настроенной антенны соответствует случаю равенства резонанса антенной цепи и частоты сигнала. Данный тип антенны применяется при работе радиоприемного устройства на одной частоте, в относительно узком диапазоне частот или случае подстройки антенны на частоту принимаемого сигнала.

Режим ненастроенной антенны соответствует неравенству резонанса антенной цепи и частоты сигнала. Этот режим используется для работы радиоприемного устройства в широком диапазоне частот, в границах которого резонансная частота антенной цепи не совпадает с частотами принимаемых сигналов. Сопротивление антенны в широком диапазоне частот имеет сложную зависимость, так как антенна имеет распределенные параметры.

При проектировании входной цепи радиоприемного устройства используется эквивалентная модель антенны в виде упрощенного представления ее в виде эквивалента антенны. В узком диапазоне частот эквивалент антенны представляется простой цепью с сосредоточенными параметрами (рис. 3.2, *а*) [21]. На рис. 3.2, *б* представлена эквивалентная схема, используемая при испытаниях радиовещательных приемников (ГОСТ 9783-71). Для диапазона ДВ и СВ эквивалент антенны упрощен (рис. 3.2, *в*). Эквивалент антенны в КВ и УКВ в узком диапазоне (рис. 3.2, *г* и *д*). Эквивалент антенны для рамочной или ферритовой антенны имеет вид (рис. 3.2, *е*).

Комплексное сопротивление эквивалента антенны (рис. 3.2, *б*), используемого на рабочей частоте настройки для радиовещательных приемников для активной и реактивной составляющих, имеет вид [20]

$$R_A = \frac{156 \cdot \left(\frac{f_C}{f_0}\right)^2}{1 + 0,49 \cdot \left(\frac{f_C}{f_0} - \frac{f_0}{f_C}\right)^2}; \quad (3.2)$$

$$X_A = j \left\{ 716,6 \frac{f_0}{f_C} \left[0,153 \frac{1 + 1,04 \cdot \left(\frac{f_C}{f_0}\right)^2}{1 + 0,49 \cdot \left(\frac{f_C}{f_0} - \frac{f_0}{f_C}\right)^2} - 1 \right] \right\}, \quad (3.3)$$

где $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_A C_3}} = 1780$ кГц;

f_C – частота настройки радиоприемного устройства в кГц.

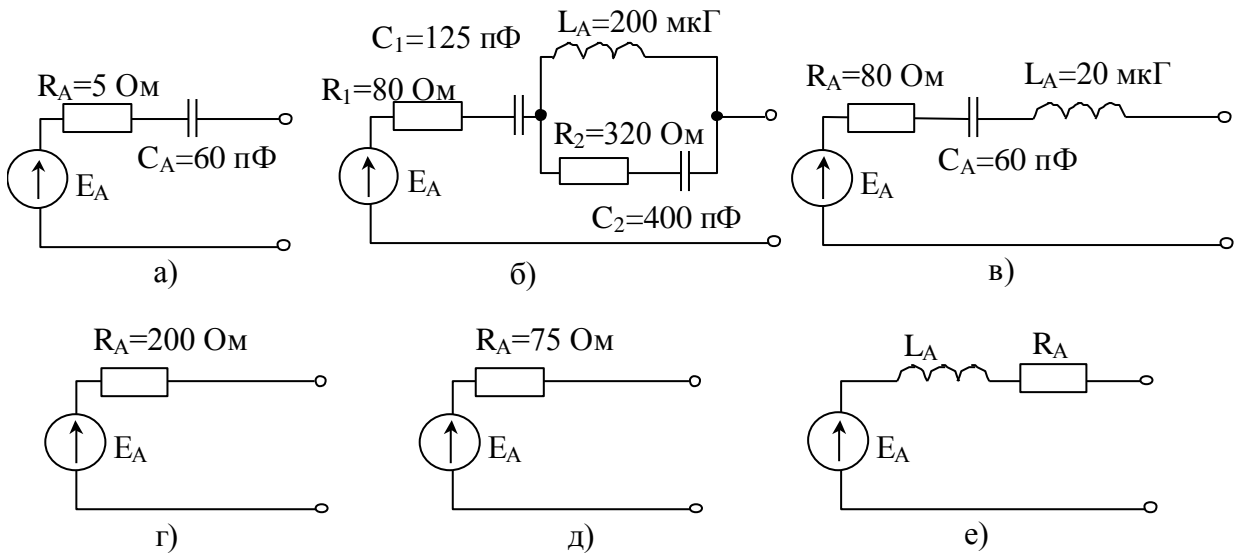


Рис. 3.2 – Эквиваленты антенн радиоприемных устройств

В диапазонах длинных и коротких волн эквивалент антенны может быть упрощен за счет пренебрежения значениями индуктивности или емкостей. Упрощенные эквиваленты антенн представлены на рис. 3.2, а, в, г – е.

Радиовещательные приемные устройства работают с открытыми комнатными антеннами, действующая высота которых не превышает пяти метров (рис. 3.3, а). Радиоприемные устройства,

установленные на движущихся средствах (автомобилях, поездах), используют антенну в виде вертикального штыря длиной 1,5 м (рис. 3.3, б) [20].

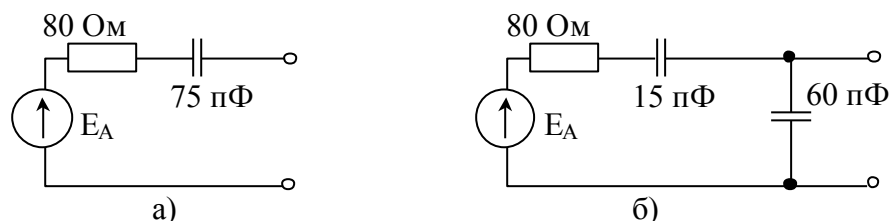


Рис. 3.3 – Эквиваленты комнатной (а) и автомобильной (б) антенны для диапазона длинных и средних волн

Значение э.д.с. E_A эквивалентного генератора зависит от напряженности электрической составляющей поля, наводимого возле антенны, определяется выражением

$$E_A = h_D \cdot E, \quad (3.4)$$

где h_D – действующая высота антенны.

Величина действующей высоты открытой антенны, если длина волны λ_C в три и более раз больше длины волны λ_{0A} антенны, определяется выражением

$$h_D = h \left(1 - \frac{h}{2l} \right), \quad (3.5)$$

где h – геометрическая высота антенны, м;

l – полная геометрическая длина антенны, м.

Для симметричного вибратора действующая высота равна половине геометрической длины вибратора

$$h_D = l. \quad (3.6)$$

Для симметричного полуволнового вибратора действующая высота определяется

$$h_D = \frac{4l}{\pi}. \quad (3.7)$$

Для вертикальной антенны, у которой отсутствует горизонтальная часть, действующая высота равна половине геометрической высоты [20].

Действующая высота заземленной антенны типа «наклонный луч» определяется выражением

$$h_{\text{д}} = \frac{1 - \cos \frac{2\pi}{\lambda} l}{\frac{2\pi}{\lambda} \sin \frac{2\pi}{\lambda} l} \cos \alpha, \quad (3.8)$$

где α – угол, образуемый антенной с вертикалью к поверхности Земли.

Диапазонные направленные коротковолновые антенны профессиональных приемников. К этой категории относятся антенны бегущей волны, ромбические, полуромбические V-образные наклонные, многовибраторные синфазные антенны. Особенностью этих антенн является их высокая диаграмма направленности и несущественное изменение в широком диапазоне частот активного и реактивного сопротивления антенны. Как правило, в границах рабочего, входное сопротивление антенны является активным, так как эти антенны нагружаются на чисто активное сопротивление, равное их волновому сопротивлению. Это условие необходимо для обеспечения в антенне режима бегущей волны. В зависимости от конструктивного исполнения входное сопротивление антенны бегущей волны имеет значение 200 – 400 Ом, ромбической – от 400 – 600 Ом, полуромбической – от 400 – 500 Ом, наклонной V-образной антенны – 300 Ом. Антенны соединяются с приемниками согласованными симметричными фидерными линиями с волновым сопротивлением $\rho_{\text{ф}}$, равным входному сопротивлению антенны. Эквивалентом антенно-фидерной системы в этом случае будет активное сопротивление $\rho_{\text{ф}}$, с которым должен быть согласован вход первого каскада приемника.

Настроенные коротковолновые и ультракоротковолновые антенны профессиональных и радиовещательных приемников. Настроенные коротковолновые и ультракоротковолновые антенны предназначены для работы на фиксированной частоте. Про-

стейшим типом настроенной антенны является вертикальный или горизонтальный симметричный полуволновой вибратор (диполь). Конструктивно симметричный полуволновой вибратор представляет собой отрезок провода или металлической трубки соответствующей длины с разрывом в центре. Диполь обладает направленным действием. Характеристика направленности диполя в плоскости, проходящей через ось, имеет в полярных координатах вид восьмерки с максимумами приема в направлениях, перпендикулярных оси диполя, и с минимумами приема вдоль оси. Входное сопротивление симметричного полуволнового вибратора чисто активно и равно 70 – 80 Ом (расчетное сопротивление 73,3 Ом). Вибратор соединяется с радиоприемным устройством коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 73 Ом. Наряду с симметричным полуволновым вибратором в диапазоне ультракоротких и метровых волн применяются настроенные петлевые и шунтовые вибраторы, имеющие чисто активное сопротивление R_A от 300 – 400 Ом. Эти вибраторы соединяются с радиоприемным устройством симметричными коаксиальными кабелями с волновым сопротивлением, равным сопротивлению R_A вибратора. Значение ρ_{Φ} и будет эквивалентом антенно-фидерной системы этих антенн.

Для различных климатических условий параметры эквивалентной модели могут изменяться. Для радиовещательных приемников эта величина может достигать 50 процентов. При реализации сильной связи входной цепи с антенной это вызывает значительное изменение емкости антенны.

3.1.3 Схемы входных цепей устройств приема и обработки сигналов

Типовые схемы входных цепей определяются видом избирательной системы и выбором связи колебательного контура (фильтра) с антенной и нагрузкой. Собственная резонансная частота колебательного контура может изменяться плавно или дискретно.

Плавная перестройка осуществляется изменением величины емкости или индуктивности колебательного контура входной цепи. Наибольшее распространение получил способ перестройки

частоты переменной емкостью контура входного цепи. В качестве переменной емкости используют конденсатор переменной емкости, варикапы или вариконды.

При дискретной перестройке используют магазины емкостей или индуктивностей, которые переключаются специальными схемами. Такими схемами переключения могут быть электронно-управляемые переключатели. Для компенсации разбросов значений элементов колебательного контура ВЦ используют подстроенные элементы в виде подстроечных конденсаторов или с сердечников катушки индуктивности ВЦ.

Основные схемы входной цепи по виду связи с антенной выполняются по схеме с индуктивной, емкостной или комбинированной связью с антенной (рис. 3.4). Входные цепи диапазонных радиоприемных устройств используют ненастроенную антенну, т.е. резонансная частота антенной цепи лежит вне диапазона рабочих частот. Поэтому далее приводятся схемы и представлен анализ входных цепей с ненастроенной антенной.

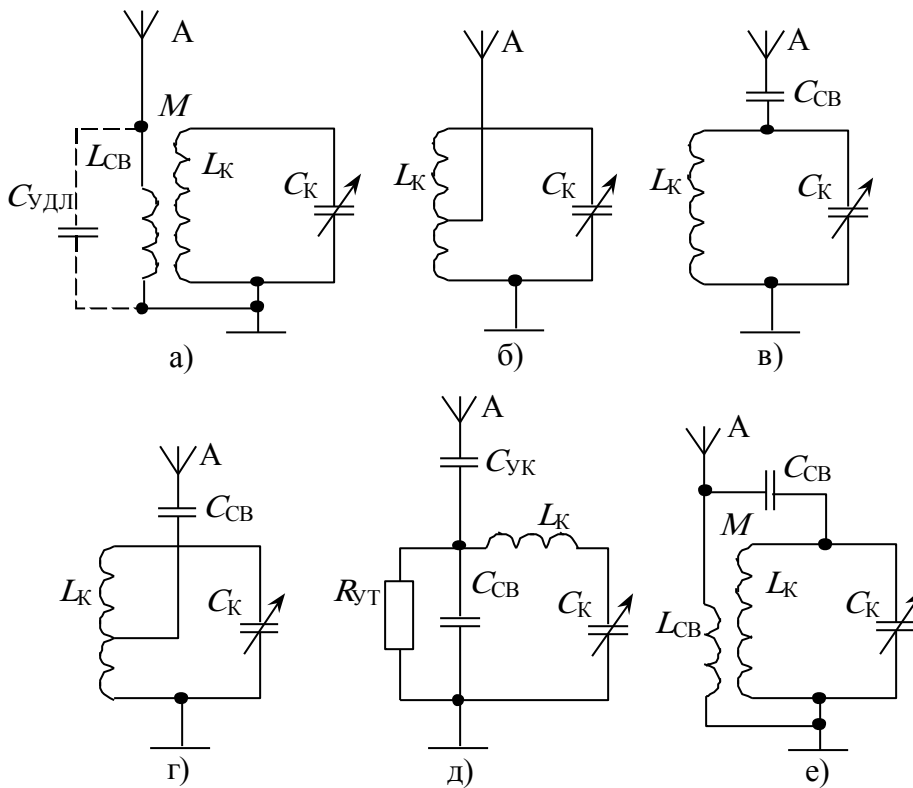


Рис. 3.4 – Схемы связи колебательного контура входной цепи с антенной

Индуктивная связь входной цепи с антенной (рис. 3.4, а) может работать в режиме удлинения, когда резонансная частота антенной цепи меньше минимальной частоты, т.е.

$$f_{0A} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CB}C_A}} \ll f_{\min} \quad \text{или в режиме укорочения, когда резонансная частота антенной цепи больше максимальной частоты}$$

рабочего диапазона, т.е. $f_{0A} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CB}C_A}} \gg f_{\max}$. В большинстве случаев, когда необходимо обеспечить минимальную зависимость резонансного коэффициента передачи от частоты настройки, используют режим удлинения.

Автотрансформаторную связь (рис. 3.4, б) применяют при работе радиоприемника со штыревой или телескопической антенной. В отдельных случаях при использовании малогабаритных антенн возможно полное включение антенны в контур входной цепи.

Простотой реализации отличается входная цепь с внешне-емкостной связью (рис. 3.4, в, г). Величина емкости связи составляет 5 ... 30 пФ. Данная схема обеспечивает большой коэффициент передачи, но значительная неравномерность резонансного коэффициента передачи ограничивает ее использование. Поэтому ее рекомендуют для радиоприемников невысокого качества или для растянутых поддиапазонов принимаемых частот.

Зависимости резонансного коэффициента передачи входных цепей представлены на рис. 3.5 и рис. 3.6.

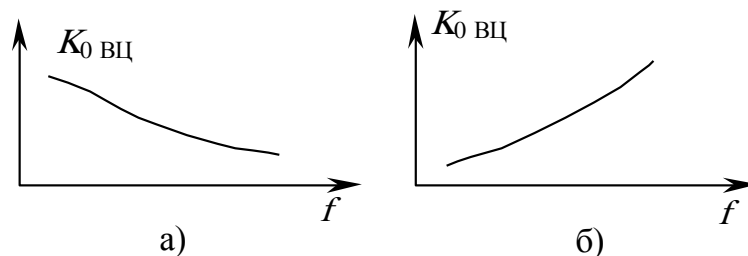


Рис. 3.5 – Зависимости резонансного коэффициента передачи входной цепи с индуктивной связью с антенной в режиме удлинения (а) и укорочения (б)

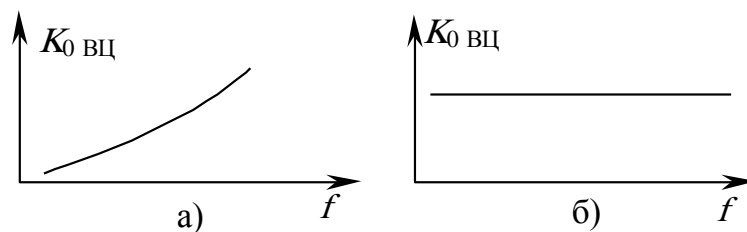


Рис. 3.6 – Зависимости резонансного коэффициента передачи входной цепи с автотрансформаторной, внешнеемкостной (а), внутреннеемкостной и комбинированной связью с антенной (б)

Схемы связи колебательного контура (фильтра) с первым каскадом приемного устройства могут быть выполнены с гальванической, емкостной или индуктивной связями (рис. 3.7) [1]. Для уменьшения влияния нагрузки, приводящей к ухудшению селективности, коэффициента перекрытия по частоте и расстройке входного контура, применяют частичное включение $n = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{К}}} < 1$ (рис. 3.7). Для уменьшения зависимости резонансного коэффициента передачи от частоты настройки

$$K_{\text{ВЦ0}}(f) \approx K'_{\text{ВЦ0}}(f) \cdot n_{\text{Н0}}(f) \quad (3.9)$$

следует выбирать связи с антенной и нагрузкой либо малозависящими от частоты, либо с противоположным характером зависимостей $K'_{\text{ВЦ0}}(f)$ и $n_{\text{Н0}}(f)$.

Трансформаторная (автотрансформаторная) связь контура и нагрузки (рис. 3.7, а, б) отличается постоянством коэффициента включения $n_{\text{Н0}}(f)$. Недостатком этого включения является наличие паразитного резонанса, обусловленного $L_{\text{СВ}}$ и $C_{\text{Н}}$, что приводит к возникновению паразитного канала приема. Схема с внутреннеемкостной связью (рис. 3.7, в) более помехоустойчива: свободна от паразитных настроек, коэффициент передачи по комбинационным помехам убывает с ростом частоты. При предъявлении высоких требования к постоянству параметров выбирают комбинированную связь (рис. 3.7, г) [1].

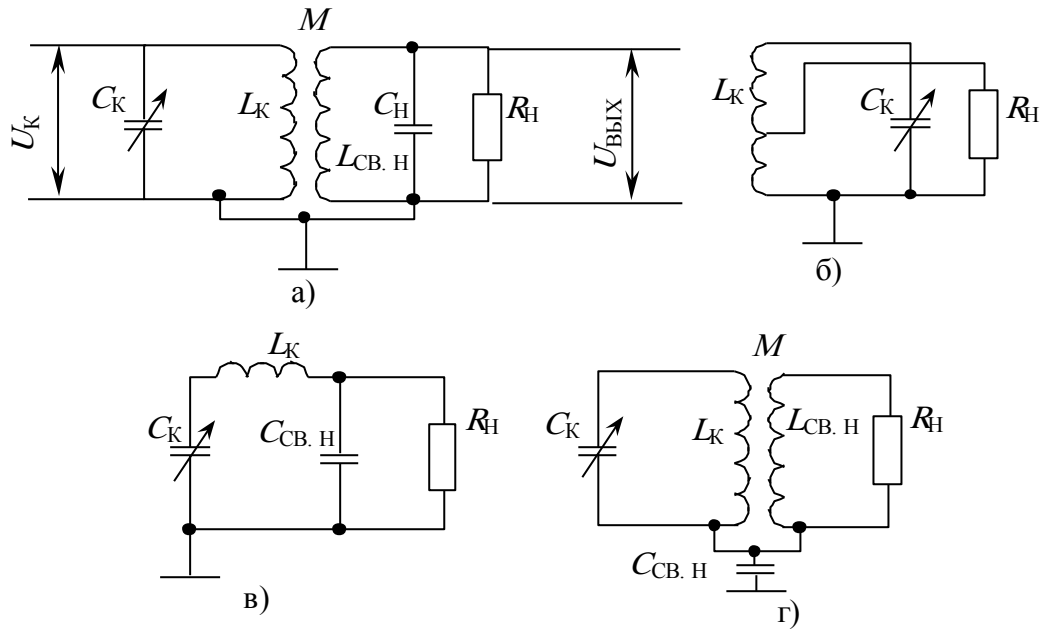


Рис. 3.7 – Схемы связи колебательного контура входной цепи с трансформаторной (а), автотрансформаторной (б) с внутриемкостной (в) и комбинированной (г) связью с нагрузкой

Частотные зависимости коэффициента включения и резонансного коэффициента передачи от частоты для различных схем связи колебательного контура с нагрузкой представлены на рисунке 3.8.

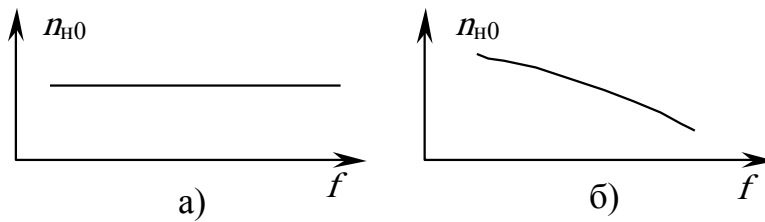


Рис. 3.8 – Зависимости коэффициента включения ВЦ с индуктивной связью (а, б) внутриемкостной и комбинированной связью с нагрузкой (б) от частоты настройки

Зависимости резонансного коэффициента передачи колебательного контура входной цепи с индуктивной связью с внутриемкостной и комбинированной связью с нагрузкой (рис. 3.9).

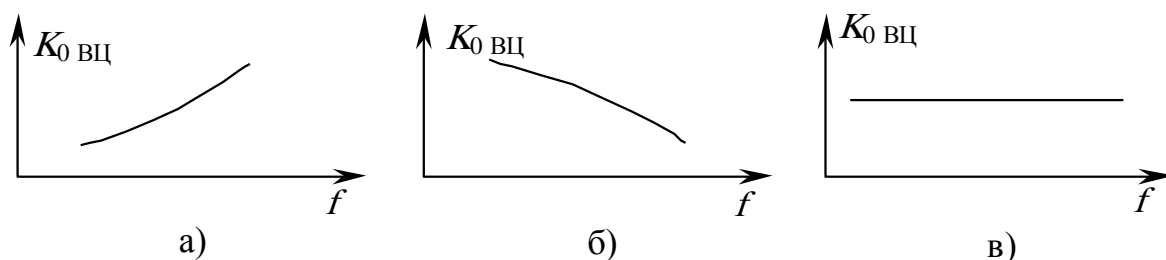


Рис. 3.9 – Зависимости резонансного коэффициента передачи колебательного контура входной цепи с индуктивной связью (а, б) внутриемкостной (в) и комбинированной связью (в) с нагрузкой от частоты настройки входной цепи

В профессиональных и радиовещательных приемниках высших классов для улучшения селективности на ДВ и СВ (реже КВ) при заданной полосе используют двухконтурный полосовой фильтр. Схемы с двухконтурными полосовыми фильтрами отличаются сложностью конструктивной реализации.

Для получения пространственной избирательности радиоприемного устройства применяют входные цепи с магнитными (рамочными) антеннами, обладающие направленными свойствами. Применение ферритовой антенны позволяет реализовать внутреннюю антенну ДВ, СВ (частично КВ) диапазонов в достаточно малых размерах. При использовании наружных антенн ферритовая антенна должна быть отключена.

Для входных цепей коротких волн характерно применение растянутых и полурастянутых диапазонов, поэтому для уменьшения коэффициентов перекрытия характерно использование дополнительных последовательного и параллельного конденсаторов. Радиоприемные устройства КВ диапазона, работающие на одной фиксированной частоте (в относительно узком диапазоне частот) используют настроенные антенны, работающие в режиме бегущей волны в фидере (коаксиальном кабеле). Для обеспечения этого режима используют согласующие устройства: трансформаторы, автотрансформаторы, делители. Поскольку в этом случае перестройки входной цепи не требуется, то выбор связи входной цепи с антенной и с нагрузкой особой роли не играет.

3.1.4 Входные цепи с ненастроенной антенной

Анализ входной цепи с *комбинированной связью с ненастроенной антенной* (рис. 3.4, е) и с трансформаторной связью с нагрузкой (рис. 3.7, а) позволяет получить результаты в общем виде [1]. Упростив стандартный эквивалент антенны, получим эквивалентную схему входной цепи (рис. 3.10, а), где емкость схемы $C_{СХ} = C_L + C_{МН} + C_{НС}$, где C_L – собственная емкость индуктивности L_K ; $C_{МН}$ – емкость монтажа.

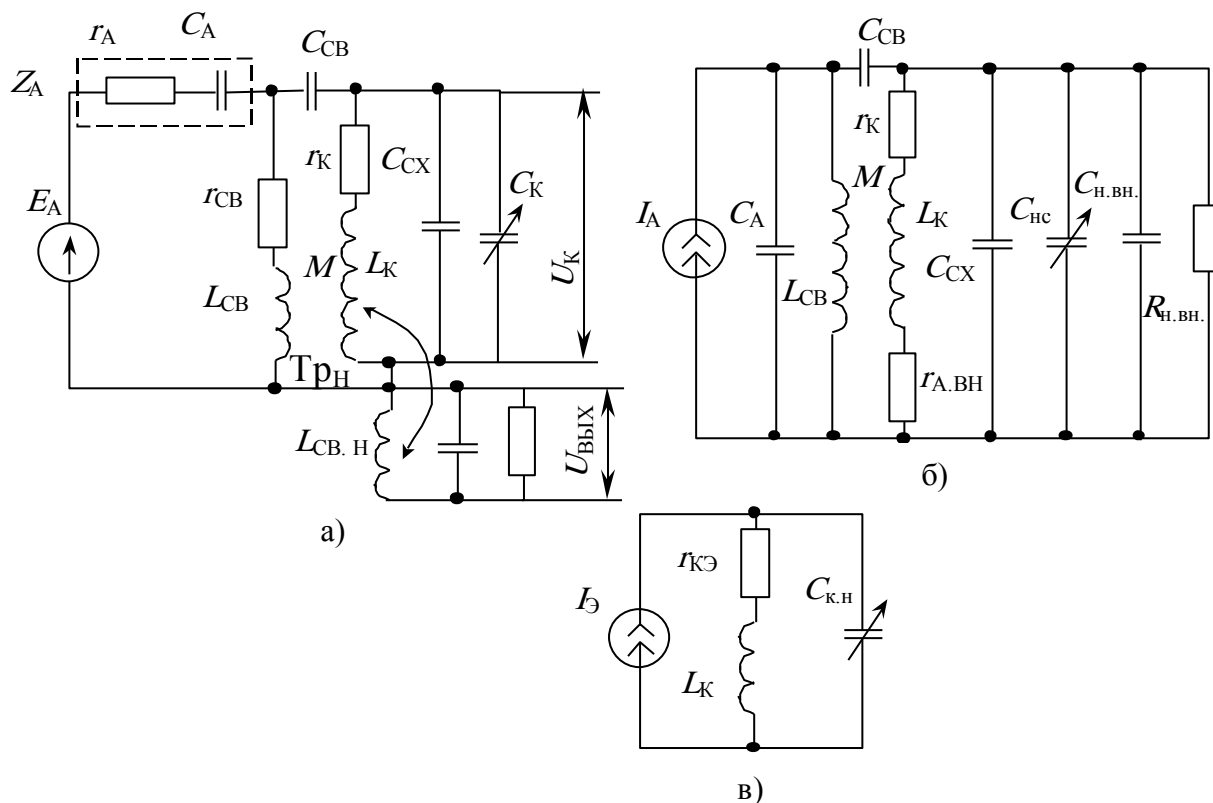


Рис. 3.10 – Эквивалентные схемы входной цепи с комбинированной связью с антенной

Проводимость нагрузки определяется входной проводимостью усилительного прибора

$$Y_H = \frac{1}{R_H} + j\omega C_H, \quad (3.10)$$

где ω – текущая частота, наводимая в контуре входной цепи.

Связь нагрузки контура осуществляется при помощи обобщенного трансформатора нагрузки Γ_{H} с коэффициентом трансформации

$$n_{\text{H}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{К}}} = \frac{|X_{\text{СВ.Н}}|}{\rho_{\text{К}}}, \quad (3.11)$$

где $X_{\text{СВ.Н}}$ – реактивное сопротивление связи с нагрузкой;

$\rho_{\text{К}}$ – характеристическое сопротивление контура входной цепи.

Переходя от генератора напряжения $E_{\text{А}}$ – к генератору тока $I_{\text{А}} = j\omega C_{\text{А}} E_{\text{А}}$ и пересчитав сопротивления антенной цепи и нагрузки в контур

$$r_{\text{АВН}} = \frac{\omega^2 M^2 (r_{\text{А}} + r_{\text{СВ}})}{Z_{\text{А}}^2}; \quad R_{\text{Н.ВН}} = \frac{R_{\text{Н}}}{n_{\text{Н}}^2}; \quad C_{\text{Н.ВН}} = n_{\text{Н}}^2 C_{\text{Н}}, \quad (3.12)$$

получим систему из двух связанных контуров (рис. 3.10, б) – перестраиваемого и антенного с частотой $\omega_{\text{А}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{СВ}} C_{\text{А}}}}$. Полагая

связь между контурами малой, перейдем к схеме с одним колебательным контуром (рис. 3.10, в)

$$C_{\text{КН}} = C_{\text{К}} + C_{\text{Н.ВН}}; \quad C_{\text{К}} = C_{\text{НС}} + C_{\text{СХ}};$$

$$r_{\text{К.Э}} = r_{\text{К}} + r_{\text{АВН}} + r_{\text{Н.ВН}} = r_{\text{К}} + \frac{\omega^2 M^2 (r_{\text{А}} + r_{\text{СВ}})}{Z_{\text{А}}^2} + \frac{\omega^2 L_{\text{К}}^2 n_{\text{Н}}^2}{R_{\text{Н}}}, \quad (3.13)$$

возбуждаемым частотно-зависимым генератором тока

$$I_{\text{Э}} = \frac{j\omega C_{\text{А}} E_{\text{А}}}{\xi^2 - 1} \left(\frac{C_{\text{СВ}}}{C_{\text{А}}} \xi^2 + m_{\text{СВ}} \right),$$

где $r_{\text{К}}$ – собственное сопротивление потерь колебательного контура; $r_{\text{К.Э}}$ – сопротивление потерь эквивалентного контура;

$\xi = \frac{\omega}{\omega_{\text{А}}}$, $m_{\text{СВ}} = \frac{M}{L_{\text{К}}}$ – нормированные величины, определяемые коэффициентом удлинения антенны по отношению к контуру

входной цепи и фактором связи входной цепи с антенной соответственно.

Коэффициент передачи ВЦ определяется выражением

$$K_{\text{ВЦ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\text{А}}} = \frac{\omega C_{\text{А}} n_{\text{Н}}}{\xi^2 - 1} \left(\frac{C_{\text{СВ}}}{C_{\text{А}}} \xi^2 + m_{\text{СВ}} \right) \frac{R_{0,\text{Э}}}{\sqrt{1 + x^2}}, \quad (3.14)$$

где $x = Q_{\text{Э}} \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right]$ – обобщенная расстройка входной цепи;

$R_{0,\text{Э}}$ – эквивалентное резонансное сопротивление нагруженного контура ВЦ.

Эквивалентная добротность и резонансное сопротивление нагруженного контура

$$Q_{\text{Э}} = \frac{\rho_{\text{к}}}{r_{\text{к.Э}}} = \frac{1}{\omega_0 C_{\text{к}} r_{\text{к.Э}}} = \frac{\omega_0 L_{\text{к}}}{r_{\text{к.Э}}}; \quad R_{0,\text{Э}} = Q_{\text{Э}} \rho_{\text{к}}. \quad (3.15)$$

Из выражений (3.13) и (3.14) следует

$$Q_{\text{Э}} = \frac{Q}{1 + \frac{\omega^2 M^2 (r_{\text{А}} + r_{\text{СВ}})}{Z_{\text{А}}^2 r_{\text{к}}} + \frac{n_{\text{Н0}}^2 R_0}{R_{\text{Н}}}}, \quad (3.16)$$

где R_0 – эквивалентное сопротивление ненагруженного контура на резонансной частоте.

Добротность ненагруженного контура при перестройке контура ВЦ емкостью практически не меняется, так как волновое сопротивление и сопротивление потерь линейно зависят от частоты.

Эквивалентная добротность в общем случае зависит от частоты, но при малых связях ВЦ с антенной цепи и нагрузкой можно принять постоянной, а $R_{0,\text{Э}} = Q_{\text{Э}} \omega_0 L_{\text{к}}$ пропорционально частоте настройки. Коэффициент передачи входной цепи на резонансной частоте

$$K_{\text{ВЦ}0} = \omega_0 C_A n_{\text{H}0} R_{0.Э} \frac{\left(\frac{C_{\text{CB}}}{C_A} \xi_0^2 + m_{\text{CB}} \right)}{\xi_0^2 - 1}, \quad (3.17)$$

где $\xi_0 = \frac{\omega_0}{\omega_A}$; $n_{\text{H}0} = \frac{|X_{\text{CB.H}0}|}{\rho_K}$. Из выражений (3.14), (3.17) избира-
тельность входной цепи

$$\sigma_{\text{ВЦ}} = \frac{K_{\text{ВЦ}0}}{K_{\text{ВЦ}\Delta f}} = \frac{\left(\frac{C_{\text{CB}} \xi_0^2}{C_A} + m_{\text{CB}} \xi^2 - 1 \right) \cdot f_0 \cdot n_{\text{H}0} \cdot \sqrt{1 + x^2}}{\left(\frac{C_{\text{CB}} \xi^2}{C_A} + m_{\text{CB}} \xi_0^2 - 1 \right) \cdot f \cdot n_{\text{H}}}. \quad (3.18)$$

Отношение $\frac{n_{\text{H}0}}{n_{\text{H}}} = \frac{|X_{\text{CB.H}0}|}{|X_{\text{CB.H}}|}$ для различных видов связи контура
с нагрузкой различно. Для трансформаторного включения

$$n_{\text{H}0} = k_{\text{CB.H}} \sqrt{\frac{L_{\text{CB.H}}}{L_K}}; \quad \frac{n_{\text{H}0}}{n_{\text{H}}} = \frac{f_0}{f}, \quad (3.19)$$

где $k_{\text{CB.H}} = \frac{M_{\text{CB.H}}}{\sqrt{L_{\text{CB.H}} L_K}}$.

Для катушек индуктивности, выполненных с применением
ферритовых сердечников,

$$n_{\text{H}0} \approx \sqrt{\frac{L_{\text{CB.H}}}{L_K}} = \frac{\varpi_{\text{CB.H}}}{\varpi_K}, \quad (3.20)$$

где ϖ_K и $\varpi_{\text{CB.H}}$ – число витков в катушке контура входной цепи и
катушке связи с нагрузкой соответственно.

При автотрансформаторной связи входной цепи с нагрузкой
коэффициент трансформации при резонансе $n_{\text{H}0}$ (рис. 3.7, б) оп-
ределяется выражением [1]

$$n_{H0} = k_{CB.H} \sqrt{\frac{L_{K.H}}{L_K}},$$

где под коэффициентом связи $k_{CB.H}$ понимается связь между нагруженной частью катушки и всей катушкой.

При емкостной связи контура ВЦ с нагрузкой

$$n_{H0} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{CB.H} L_K}; \quad \frac{n_{H0}}{n_H} = \frac{f_0}{f}, \quad (3.21)$$

Схема одноконтурной входной цепи с трансформаторной связью с антенной (рис. 3.4, а) и нагрузкой (рис. 3.7, а) анализируется как частный случай эквивалентной схемы (рис. 3.10, а) при отсутствии конденсатора связи C_{CB} . Коэффициент передачи напряжения входной цепи

$$K_{ВЦ} = \frac{\omega C_A m_{CB} n_H R_{0.Э}}{(\xi^2 - 1) \sqrt{1 + X^2}}, \quad (3.22)$$

при этом резонансный коэффициент передачи

$$K_{ВЦ0} = \frac{\omega_0 C_A m_{CB} n_{H0} R_{0.Э}}{\xi_0^2 - 1} = \frac{k_{CB} Q_Э n_{H0} \sqrt{\frac{L_K}{L_{CB}}}}{1 + \left(\frac{f_A}{f_0}\right)^2}. \quad (3.23)$$

Выражение (3. 23) определяется видом связи контура входной цепи с антенной и с нагрузкой. Зависимость эквивалентной добротности $Q_Э$ от частоты, как правило, незначительна.

Входная цепь с трансформаторной связью имеет три возможных режима работы: удлинения, укорочения и режим, когда резонансная частота антенной цепи находится в диапазоне принимаемых частот (рис. 3.11).

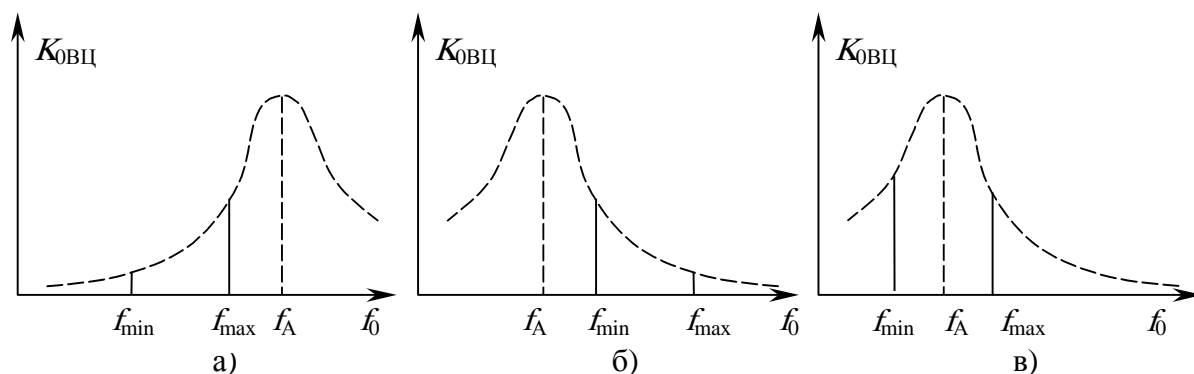


Рис. 3.11 – Зависимость коэффициента передачи ВЦ с трансформаторной связью с антенной от частоты настройки

Режим удлинения. Режим удлинения возникает при условии, что резонансная частота антенной цепи меньше минимальной частоты настройки контура ВЦ и характеризуется коэффициентом удлинения [21]

$$K_{\text{удл}} = \frac{f_{0\text{min}}}{f_{0A}} \gg 1,$$

где $f_{0\text{min}}$ – минимальная частота настройки контура ВЦ;
 f_{0A} – резонансная частота антенной цепи.

Резонансный коэффициент передачи входной цепи при большом удлинении практически не изменяется и определяется выражением [21]

$$K_0 \approx kQ_{K0} \sqrt{\frac{L_K}{L_{CB}}}, \quad (3.24)$$

где k – коэффициент связи.

Из последнего выражения следует, что при большой индуктивности связи с антенной L_{CB} ток в антенной цепи изменяется обратно пропорционально частоте. Добротность контура входной цепи обратно пропорциональна частоте и поэтому, несмотря на то, что эквивалентное сопротивление контура растет пропорционально частоте, коэффициент передачи входной цепи уменьшается.

Неравномерность коэффициента передачи входной цепи

$$\Delta K = \frac{K_{0\max}}{K_{0\min}} = \frac{1 - \left(\frac{\omega_{A0}}{\omega_{0\max}}\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega_{A0}}{\omega_{0\min}}\right)^2} = \frac{k_d^2 k_{\text{удл}}^2 - 1}{k_d^2 (k_{\text{удл}}^2 - 1)}, \quad (3.25)$$

где $k_d = \frac{f_{0\max}}{f_{0\min}}$ – коэффициент перекрытия по частоте.

Наиболее целесообразным режимом работы является режим малого удлинения

$$f_A = (0,6 \dots 0,7) f_{\min}.$$

Дальнейшее приближение собственной частоты антенны к нижней границе диапазона приводит к увеличению неравномерности резонансного коэффициента передачи. Для КВ-диапазонов с малым коэффициентом перекрытия

$$L_{\text{СВ}} = \frac{X_A}{\omega_{\min}} = \frac{20 \dots 100}{f_{\min}}. \quad (3.26)$$

Избирательность входной цепи при произвольной расстройке

$$\sigma_{\text{ВЦ}} = \frac{f_0 \cdot n_{\text{H0}} \cdot (\xi_0^2 - 1)}{f \cdot n_{\text{H}} \cdot (\xi^2 - 1)} \sqrt{1 + x^2}, \quad (3.27)$$

где $\frac{n_{\text{H0}}}{n_{\text{H}}}$ определяется выражением (3. 16) и (3. 17).

Режим укорочения характеризуется тем, что резонансная частота антенной цепи больше, чем максимальная частота рабочего диапазона, и характеризуется степенью укорочения

$$K_{\text{ук}} = \frac{f_{0A}}{f_{0\max}} \gg 1,$$

где $f_{0\max}$ – максимальная частота настройки контура ВЦ;

Резонансный коэффициент передачи ВЦ с укороченной антенной определяется выражением [21]

$$K_0 = \omega_0^2 M C_A Q_{K0}. \quad (3.28)$$

Неравномерность коэффициента передачи определяется выражением

$$\Delta K = \frac{K_{0\max}}{K_{0\min}} = \frac{k_d^2 k_{\text{ук}}^2 - 1}{k_d^2 (k_{\text{ук}}^2 - 1)}. \quad (3.29)$$

Из (3.28) следует, что при постоянной э.д.с. ток в антенной цепи определяется ее емкостным сопротивлением и поэтому изменяется прямо пропорционально частоте. Кроме того, эквивалентное сопротивление контура также растет пропорционально первой степени частоты. В результате выходное напряжение будет пропорционально квадрату частоты.

При выборе режима работы антенной цепи наиболее предпочтительным является режим удлинения. Это вызвано достаточно малой неравномерностью изменения резонансного коэффициента передачи в диапазоне перестройки входной цепи. Иногда, с целью удлинения, добавляют емкость удлинения $C_{\text{удл}}$ (рис. 3.4, а).

При определении коэффициента связи контура с антенной цепью и нагрузкой используют не только режим согласования, соответствующий максимальной передаваемой мощности, но и режим неполного согласования, при котором обеспечивается заданная избирательность, ослабление на краях заданной полосы пропускания, расстройка колебательного контура цепью антенны и нагрузкой, минимум шумов.

Оптимальная связь контура с антенной (режим согласования) определяется условием

$$r_{\text{А.ВН}} = r_{\text{к.н}}, \quad (3.30)$$

где сопротивление потерь в контуре с учетом влияния нагрузки определяется

$$r_{\text{к.н}} = r_{\text{к}} + r_{\text{н.ВН}} = r_{\text{к}} + \frac{\omega_0^2 L_{\text{к}}^2 n_{\text{н0}}^2}{R_{\text{н}}}. \quad (3.31)$$

Оптимальная связь:

$$M_{\text{opt}}^2 = \frac{Z_{\text{А}}^2 r_{\text{к.н}}}{\omega_0^2 (r_{\text{А}} + r_{\text{св}})};$$

$$k_{\text{св опт}} = \frac{M_{\text{опт}}}{\sqrt{L_{\text{к}} L_{\text{св}}}} = \left(1 - \frac{\omega_{\text{А}}^2}{\omega_0^2}\right) \cdot \sqrt{\frac{Q_{\text{А}}}{Q_{\text{Н}}}}, \quad (3.32)$$

где $Q_{\text{Н}} = \frac{\omega_0 L_{\text{к}}}{r_{\text{к.н}}} = \frac{Q}{1 + \frac{n_{\text{н0}}^2 R_0}{R_{\text{Н}}}}$ – добротность нагруженного по выходу контура входной цепи;

$$Q_{\text{А}} = \frac{\omega_0 L_{\text{св}}}{r_{\text{А}} + r_{\text{св}}} \text{ – добротность антенной цепи.}$$

Из выражения (3.32) следует, что оптимальный коэффициент связи зависит от частоты, поэтому на практике принимается его среднее значение.

Схема одноконтурной входной цепи с внешнеемкостной связью с антенной (рис. 3.4, в) анализируется как частный случай эквивалентной схемы (рис. 3.10) при отсутствии трансформаторной связи (рис. 3.12).

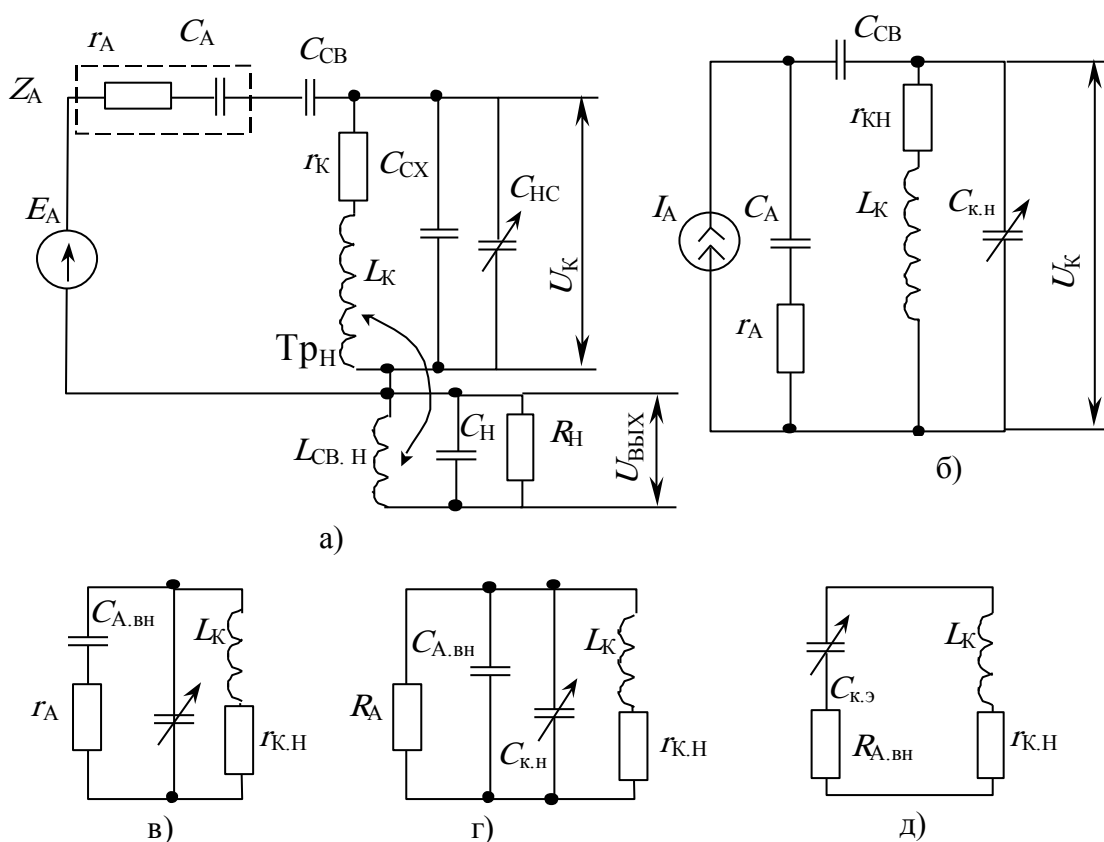


Рис. 3.12 – Эквивалентные схемы входной цепи с внешнеемкостной связью с антенной

Коэффициент передачи такой входной цепи путем предельного перехода индуктивности связи $L_{CB} \rightarrow \infty$, $m_{CB} = 0$ [1]

$$K_{ВЦ} = \frac{\omega C_{CB} n_H R_{O.Э}}{\sqrt{1 + x^2}}, \quad (3.33)$$

где $R_{O.Э}$ – резонансное сопротивление контура входной цепи;
 x – обобщенная расстройка контура ВЦ.

Резонансный коэффициент передачи входной цепи определяется выражением

$$K_{ВЦ0} = \omega_0 C_{CB} n_{H0} R_{O.Э} = \omega_0^2 L_K C_{CB} Q_{Э} n_{H0}. \quad (3.34)$$

При емкостной перестройке изменение резонансного коэффициента передачи в диапазоне частот принимаемого сигнала не превышает величины

$$\Delta K_{ВЦ0} = \frac{K_{ВЦ0max}}{K_{ВЦ0min}} = \frac{f_{0max}^2}{f_{0min}^2} = k_D^2, \quad (3.35)$$

где k_D – коэффициент перекрытия по частоте.

Избирательность входной цепи при произвольной настройке определяется выражением

$$\sigma_{ВЦ} = \frac{f_0}{f} \cdot \frac{n_{H0}}{n_H} \cdot \sqrt{1 + x^2}, \quad (3.36)$$

где $\frac{n_{H0}}{n_H}$ определяется выражениями (3.19) и (3.21).

При проектировании ненастроенных антенн величину емкости связи принимают из условия $C_{CB} \ll C_A$, при этом $C_{A\text{ вн}} \approx C_{CB}$.

Выбор емкости связи производится из условия согласования при заданной избирательности, ослабления на краях полосы пропускания и допустимой расстройке контура входной цепи.

Емкость связи из условия согласования имеет вид [1]:

$$C_{CBopt} = C_{K.H} \sqrt{\frac{r_K}{r_A}}. \quad (3.37)$$

Емкость связи из условия избирательности и ослабления на краях полосы пропускания

$$C_{CB\sigma} = \frac{C_{К.Н\ min}}{\sqrt{\frac{r_A}{r_K \left[\frac{Q}{Q_3} - \frac{Q}{Q_H} \right]} - 1}}. \quad (3.38)$$

Емкость связи при условии допустимой расстройки контура входной цепи цепью с антенной

$$C_{CB\Delta} \leq 2 \sqrt{\frac{C_{A\ max} \cdot C_{A\ min}}{C_{A\ max} - C_{A\ min}} \cdot \left| \frac{\Delta f_{кА}}{f_0} \right|} \cdot C_{К.Н.\ min}. \quad (3.39)$$

При малых разбросах $C_{A\ min} \dots C_{A\ max}$ правая часть неравенства может неограниченно возрасти – это значит, что по условию заданной допустимой расстройки контура антенна может быть включена непосредственно. Из двух рассчитанных значений емкости связи выбирают ее меньшее значение.

3.1.5 Входная цепь с магнитной антенной

Магнитная антенна представляет собой круглый или прямоугольный ферритовый стержень, на котором размещен каркас с катушкой входного контура (рис. 3.13). Контурная катушка может быть выполнена в однослойном или многослойном секционированном исполнении. Секционирование контурной катушки производится для уменьшения межвитковой емкости в длинноволновом диапазоне частот.

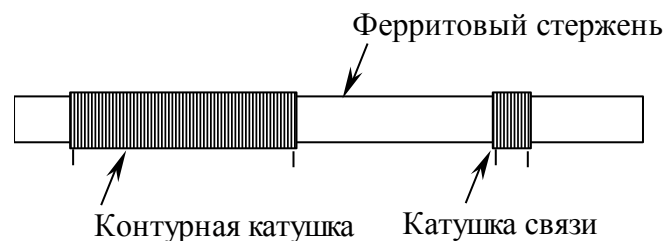


Рис. 3.13 – Конструкция магнитной антенны

Эквивалентная схема ВЦ с магнитной антенной, которая используется как индуктивность входного контура, показана на рис.

3.14, а, где L_K , C_L , r_K – параметры катушки магнитной антенны. Наводимая э.д.с. в магнитной антенне определяется выражением (3.4). Действующая высота магнитной антенны определяется выражением

$$h_D = \frac{2\pi \cdot \varpi \cdot S \cdot \mu}{\lambda \cdot d_{\mathcal{O}}}, \quad (3.40)$$

где λ – длина волны;

ϖ – число витков;

S – площадь одного витка м^2 ;

μ – магнитная проницаемость магнитной антенны;

$d_{\mathcal{O}}$ – эквивалентное затухание контура входной цепи.

Эту схему можно привести к схеме с последовательным резонансным контуром (рис. 3.14, б) с параметрами:

$$\begin{aligned} r_{\text{кэ}} = r_{\text{кн}} = r_K + \frac{n_H^2 \omega_0^2 L_K^2}{R_H}; \\ C_{\text{кэ}} = C_{\text{кн}} = C_{\text{сх}} + C_{\text{нс}} + n_H^2 C_H; \\ C_{\text{сх}} = C_L + C_{\text{МН}} + C_{\text{ПС}}; \\ Q_{\mathcal{O}} = \omega_0 L_K / r_{\text{к.н}} = Q / (1 + n_H^2 R_0 / R_H), \end{aligned} \quad (3.41)$$

где Q , R_0 – параметры ненагруженного контура с магнитной антенной.

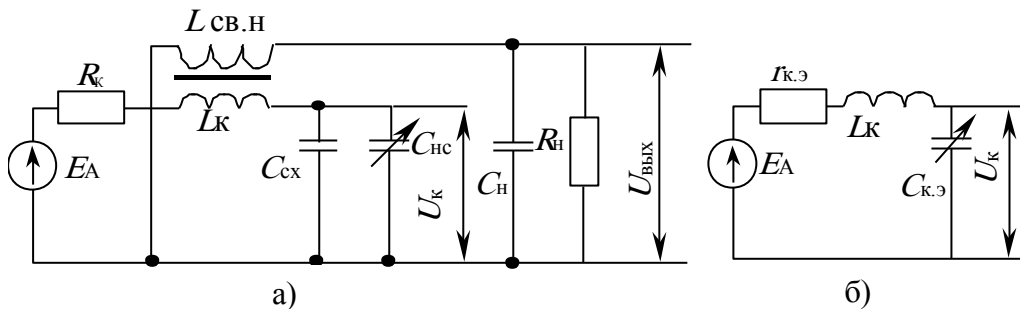


Рис. 3.14 – Эквивалентная схема входного устройства с магнитной антенной

Коэффициент передачи ВЦ

$$K_{\text{ВЦ0}} = U_{\text{ВЫХ}} / E = U_{\text{ВЫХ}} h_D / E_A = Q_{\mathcal{O}} n_{\text{H0}} h_D. \quad (3.42)$$

Зависимость $K_{\text{вц}0}$ от частоты настройки для различных видов связи контура с нагрузкой показана на рис. 3.8 и рис. 3.9. Избирательность входной цепи с магнитной антенной

$$\sigma_{\text{вц}} = (f_0 / f)(n_{\text{н}0} / n_{\text{н}}) \sqrt{1 + Q_3^2 [(f / f_0) - (f_0 / f)]}, \quad (3.43)$$

что совпадает с выражением, полученным для ВЦ с внешнеемкостной связью (3.36).

С учетом непосредственного воздействия поля сигнала на обмотку $L_{\text{св.н}}$ [24]

$$\sigma_{\text{вц}} = (f_0^2 / f^2) \sqrt{1 + x^2} / [1 - (h_{\text{д.сдв}} / h_{\text{д}})(L_{\text{к}} / M_{\text{св.н}})], \quad (3.44)$$

где $h_{\text{д.сдв}}$ – действующая высота катушки $L_{\text{св}}$; $M_{\text{св.н}}$ – взаимная индуктивность катушек $L_{\text{св.н}}$ и $L_{\text{к}}$. Значение коэффициента $n_{\text{н}}$, необходимое для получения требуемой эквивалентной добротности, определяется выражением $n_{\text{н}0} = \sqrt{[(Q/Q_3) - 1]R_{\text{н}}/R_0}$ [2, 20].

3.1.6 Входные цепи с настроенной антенной

Схема одноконтурной ВЦ с трансформаторной связью с настроенной антенной (рис. 3.15) используется для радиоприемных устройств, работающих с фиксированной настройкой или имеющих незначительный коэффициент перекрытия по частоте. Данная схема ВЦ широко используется в коротковолновом диапазоне длин волн. Трансформатор используется как элемент согласования входной цепи с коаксиальной фидерной линией. Для устранения паразитной емкостной связи, нарушающей симметрию фидерной линии между индуктивностями связи и контура входной цепи, используется электростатический экран.

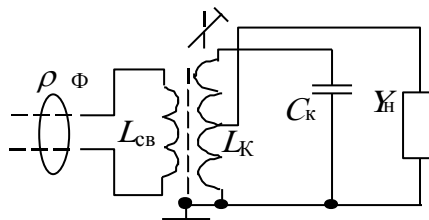


Рис. 3.15 – Эквивалентная схема входной цепи с настроенной антенной

Эквивалентная схема входной цепи с настроенной антенной показана на рис. 3.16, а. После пересчета сопротивления и емкости нагрузки в контур получим:

$$r_{к.н} = r_k + \omega^2 L_k^2 n_H^2 / R_H, \quad C_{к.н} = C_k + C_{сх} + n_H^2 C_H, \quad (3.45)$$

где C_k – емкость контура; $C_{сх} = C_L + C_{МН}$ (рис. 3.16, б).

Эквивалентная схема входной цепи представлена для случая согласования антенны с линией передачи (фидером) $r_A = \rho_\Phi$, где ρ_Φ – волновое сопротивление фидера. Сопротивление катушки связи $r_{св}$ мало по сравнению с волновым сопротивлением ρ_Φ .

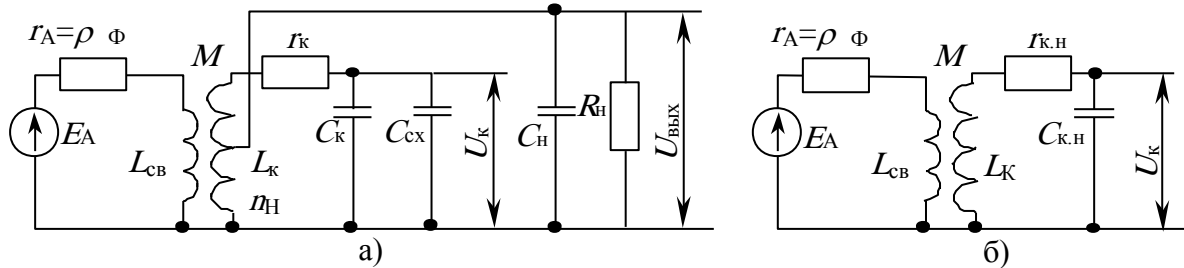


Рис. 3.16 – Эквивалентная схема входной цепи с настроенной антенной

При работе с настроенной антенной обычно получают наибольшую передачу мощности при заданной полосе пропускания (Π, σ_Π). Селективность, как правило, незначительна. Режим бегущей волны в фидере обеспечивают согласованием его волнового сопротивления с входным сопротивлением приемника

$$\left. \begin{aligned} r_A &= \omega^2 M_{\text{opt}}^2 r_{к.н} / Z_k^2; \\ \omega L_{св} - \omega^2 M_{\text{opt}}^2 X_k / Z_k^2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.46)$$

на фиксированной частоте или на частоте $\omega = \omega_{ср}$.

Рассогласование, кроме потери мощности, приводит к появлению повторного сигнала на входе приемника, что создает искажения при приеме телевизионных сигналов и многоканальных широкополосных сообщений. Из (3.46) выражение для оптимального коэффициента связи будет

$$k_{св \text{ opt}} = M_{\text{opt}} \cdot \sqrt{\frac{L_{св}}{L_k}} = \sqrt{\frac{Q_A + 1}{Q_A Q_H}}, \quad (3.47)$$

где $Q_A = \omega L_{CB} / r_A$ – условная добротность антенной цепи;
 Q_H – добротность контура, нагруженного на выходе.

Зависимость (3.47) приведена на рис. 3.17, откуда видно, что минимальное значение оптимального коэффициента связи, при котором реализуется наиболее простая конструкция входного трансформатора, имеет место при $Q_A = 1$. При этом $k_{CB.opt.min} = \sqrt{2/Q_H}$, $L_{CB.opt} = r_A / \omega$.

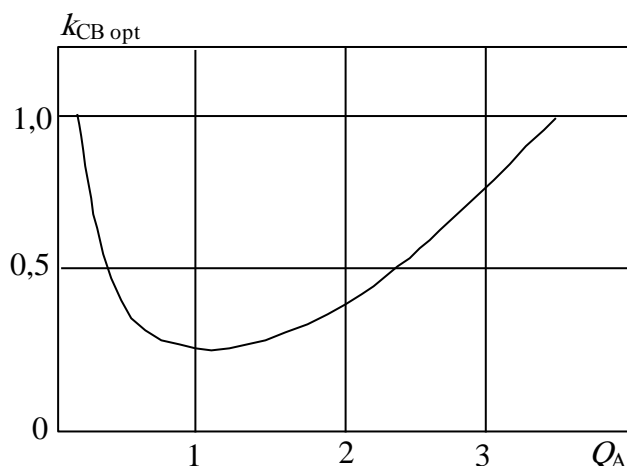


Рис. 3.17 – Зависимость оптимального коэффициента связи от добротности настроенной антенной цепи

Поскольку в режиме согласования $r_{AH} = r_{K.BH}$, эквивалентная добротность контура

$$Q_3 = \frac{\omega L_K}{r_{K.H} + r_{A.BH}} = \frac{\omega L_K}{2r_{K.H}} = \frac{Q_H}{2}, \quad (3.48)$$

откуда $k_{CB.opt.min} = \sqrt{1/Q_3}$.

Максимальный коэффициент передачи, соответствующий оптимальной связи, с учетом сделанных допущений

$$K_{BЦmax} = 0,5 n_H \sqrt{R_{0H} / r_A}, \quad (3.49)$$

где резонансное сопротивление контура с учетом действия нагрузки

$$R_{0H} = R_0 / (1 + n_H^2 R_0 / R_H).$$

Связь с нагрузкой определяется выражением

$$n_{\text{H}} = \sqrt{[(Q/2Q_3) - 1]R_{\text{H}} / R_0}. \quad (3.50)$$

Подставив значение (3.50) в (3.49), получим выражение $K_{\text{ВЦ,max}}$ при заданной эквивалентной добротности:

$$K_{\text{ВЦ,max}} = 0,5\sqrt{(1 - 2Q_3 / Q)R_{\text{H}} / r_{\text{A}}}. \quad (3.51)$$

Эквивалентную добротность Q_3 рассчитывают из условия обеспечения заданного ослабления на краях полосы пропускания [1]

$$Q_{\text{П}} = \frac{f_{0\text{min}}}{\Pi} \sqrt{\sigma_{\text{П}}^2 - 1}.$$

Как видно из (3.51), при уменьшении эквивалентной добротности контура коэффициент передачи возрастает. Это объясняется тем, что при условии $Q_3 \leq Q$ собственными потерями в контуре можно пренебречь и рассматривать его как идеальный трансформатор:

$$K_{\text{ВЦ,max}} = 0,5\sqrt{R_{\text{H}} / r_{\text{A}}}. \quad (3.52)$$

Схема одноконтурной ВЦ с автотрансформаторной связью с антенной (рис. 3.7). Условие согласования входной цепи с автотрансформаторной связью с антенной определяется выражением

$$r_{\text{A}} = n_{\text{Aopt}}^2 R_{0\text{H}} = n_{\text{Aopt}}^2 R_0 / (1 + n_{\text{H}}^2 R_0 / R_{\text{H}}), \quad (3.53)$$

где коэффициент включения фидера в контур

$$n_{\text{A}} = U_{\text{ВХ}} / U_{\text{К}} = (L_{\text{A}} + M_{\text{A}}) / L_{\text{К}}.$$

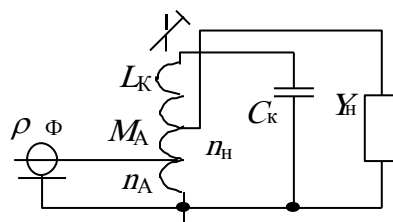


Рис. 3.18 – Эквивалентная схема входной цепи с настроенной антенной

Оптимальные коэффициенты трансформации, которые обеспечивают режим согласования при заданной неравномерности АЧХ

$$n_A = \sqrt{\frac{r_A}{2Q_3\omega L_K}}; \quad (3.54)$$

$$n_H = \sqrt{\left[\frac{Q}{2Q_3} - 1\right] \frac{R_H}{R_0}}; \quad Q \leq \frac{f}{\Pi} \sqrt{\sigma_{\Pi}^2 - 1}.$$

Общее выражение максимального коэффициента передачи представлено выражением (3.49), максимальный коэффициент передачи при заданной эквивалентной добротности в (3.51), предельно допустимый коэффициент передачи в выражении (3.52). Указанные выше выражения позволяют построить зависимости $K_{ВЦ} / K_{ВЦ\max} = \varphi(n_H / n_{H\text{opt}})$. Анализ условий показывает, что режим согласования не критичен к изменению коэффициента передачи вблизи значения $n_H / n_{H\text{opt}} = 1$. Это объясняется тем, что изменение сопротивления, вносимого в контур, компенсируется изменением коэффициента трансформации. В то же время полоса пропускания и селективность изменяются существенно. ВЦ с настроенной антенной подробно рассмотрены в работах [24].

3.1.7 Входные цепи с электронной перестройкой по частоте

Входные цепи с электронной перестройкой частоты используются в устройствах приема и обработки сигналов диапазонного типа и в устройствах, рассчитанных на прием фиксированных частот. Первые необходимы для обеспечения плавной настройки на частоту полезного сигнала на любом участке диапазона принимаемого сигнала. Вторые – для обеспечения подстройки частоты в определенных дискретных точках диапазона принимаемых длин волн.

Электронная перестройка частоты в резонансных цепях входной цепи производится изменением емкости или индуктивности реактивных элементов. Это достигается путем воздействия

управляющих напряжений (токов) на реактивные элементы колебательного контура входной цепи. В качестве реактивных элементов используются вариконды, варикапы и ферровариометры.

Вариконд – сегнетоэлектрический конденсатор, изменяющий емкость под воздействием приложенного электрического поля за счет изменения диэлектрической проницаемости материала.

Варикап – полупроводниковый прибор, емкость $p-n$ перехода которого зависит от величины приложенного обратного напряжения.

Ферровариометры – катушка самоиндукции с ферритовым сердечником. Изменение индуктивности катушки основано на изменении магнитной проницаемости ферритового сердечника под действием постоянного подмагничивающего поля.

Из перечисленных выше реактивных элементов наибольшее распространение получили варикапы. Достоинствами варикапов являются:

- малый расход мощности на управление;
- высокая стабильность емкости $n-p$ перехода при изменении температуры окружающей среды;
- практически безынерционное изменение емкости $n-p$ перехода;
- относительно высокая добротность;
- широкий частотный диапазон применения варикапов;
- низкий уровень собственных шумов;
- высокая надежность и долговечность;
- небольшие размеры и вес;
- нечувствительность к вибрациям и нагрузкам.

Недостатки избирательных цепей, использующих варикапы:

- нелинейность вольтфарадной характеристики, что приводит при больших уровнях воздействия на вход радиоприемника сигналов к нелинейным явлениям вида блокирования, перекрестные и интермодуляционные искажения, гармонические искажения;

- зависимость добротности варикапа от частоты (падает с ростом частоты) и от приложенного напряжения (возрастает при увеличении управляющего напряжения).

Зависимость таких основных параметров варикапов, как емкость и добротность, от частоты, начального смещения и уровня воздействующего сигнала приводит к соответствующим изменениям характеристик колебательного контура.

Добротность контура с варикапом определяется выражением

$$Q_K = \frac{Q_L Q_C}{Q_L + Q_C}, \quad (3.55)$$

где Q_L , Q_C – добротность индуктивности и емкости соответственно.

Для контура (рис. 3.19, а) добротность контура определяется выражением

$$Q_K = \frac{Q_L Q_B}{Q_L + Q_B}, \quad (3.56)$$

где Q_B – добротность варикапа.

Для контура (рис. 3.19, б) определяется выражением

$$Q_K = Q_B \left(1 + \frac{C_0}{C_B} \right), \quad (3.57)$$

где C_0 – постоянная емкость контура.

Добротность контура (рис. 3.19, в) определяется добротностью индуктивной и емкостной ветвями контура. Добротность емкостной ветви контура определяется выражением

$$Q_K = Q_B \left(1 + \frac{C_0}{C_2} + \frac{C_0}{C_B} \right) \cdot \left(1 + \frac{C_B}{C_2} \right). \quad (3.58)$$

Включение последовательного конденсатора C_2 позволяет уменьшить потери, вносимые в контур варикапом. Однако такое включение емкости связи (рис. 3.19, в) и (рис. 3.20, а) приводит к уменьшению коэффициента перекрытия по частоте. Для устранения этого недостатка используют схему с встречно-последовательным соединением варикапов, называемых варикапными матрицами.

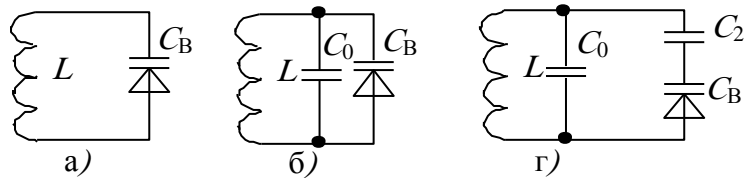


Рис. 3.19 – Эквивалентные схемы колебательных контуров входной цепи с электронной перестройкой частоты

Добротность современных варикапов, предназначенных для перестройки частоты достигает 200...600, а изменение емкости (коэффициент перекрытия) более 10 раз.

Вольтфарадная характеристика варикапа описывается выражением

$$C_B(U) = C_{\text{СПР}} \cdot \left(\frac{U_{\text{СПР}}}{U_{\text{УПР}}} \right)^n, \quad (3.59)$$

где $C_{\text{СПР}}$ – справочное значение емкости варикапа;

$U_{\text{СПР}}$ – напряжение, при котором дано справочное значение емкости;

$U_{\text{УПР}}$ – управляющее напряжение на варикапе;

n – коэффициент, зависящий от технологии изготовления варикапа (для сплавной технологии $n = 0,33$; для диффузионной – $n = 0,5$).

Нелинейная зависимость емкости варикапа от управляющего напряжения приводит к тому, что при действии сигнала происходит сдвиг резонансной частоты и нуля фазовой характеристики контура, а в спектре тока появляются высшие гармонические составляющие. Величина сдвига резонансной частоты и нуля фазы зависит от амплитуды воздействующего сигнала. Чем больше амплитуда сигнала, тем больше сдвиг. Относительный сдвиг квазирезонансной частоты контура с варикапом (рис. 3.19, а) при воздействии с амплитудой U_{mC}

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{1}{32} \left(\frac{U_{mC}}{U_{\text{УПР}}} \right)^2. \quad (3.60)$$

Для улучшения линейности характеристики варикапов используется схема встречно-последовательное соединение (рис.

3.20, б). Такое соединение варикапов в контуре позволяет перераспределить напряжение U_{mC} между варикапами, что значительно уменьшает сдвиг резонансной частоты контура.

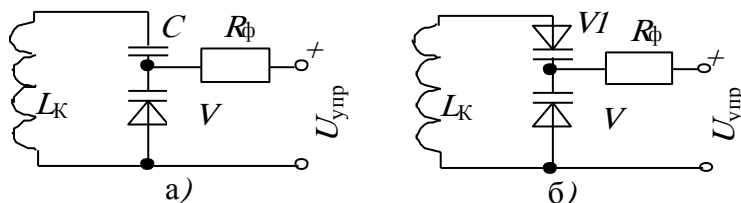


Рис. 3.20 – Эквивалентные схемы колебательных контуров входной цепи с электронной перестройкой по частоте с варикапом (а) и с варикапной матрицей (б)

Схема управления частотой настройки варикапов осуществляется изменением обратного напряжения смещения на диоде через сопротивление R_{ϕ} . Значение сопротивления R_{ϕ} выбирается таким образом, чтобы оно не шунтировало колебательный контур.

3.1.8 Шумовые свойства антенно-фидерной системы

Шумы ВЦ с транзисторным каскадом при ненастроенной антенне. Реальная чувствительность приемника, работающего от открытой антенны, может быть получена из (1.18) при подстановке

$$k = 1,39 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/град}; \quad T = 290 \text{ К}; \quad t_A = 1.$$

$$E_A = 1,25 \cdot 10^{-10} \gamma_{\text{ВЫХ}} \sqrt{r_A \Pi_{\text{Ш}} N_{\text{ПР}}} \text{ [В/м]}, \quad (3.61)$$

где $N_{\text{ПР}}$ – коэффициент шума радиоприемника; $\Pi_{\text{Ш}}$ – шумовая полоса пропускания приемника; $\gamma_{\text{ВЫХ}}$ – отношение сигнал/помеха (по напряжению) на выходе радиочастотного тракта приемника. Значение коэффициента различимости $\gamma_{\text{ВЫХ}}$ определяется типом модуляции радиосигнала и назначением радиоприемного устройства.

Для радиоприемников АМ-сигналов $\gamma_{\text{ВЫХ}} = \gamma'_{\text{ВЫХ}} / m_{\text{АМ}}$, для ЧМ-приемников $\gamma_{\text{ВЫХ}} = \gamma'_{\text{ВЫХ}} / m_{\text{АМ}} B_{\text{ЧМ}}$, где $\gamma'_{\text{ВЫХ}}$ – отноше-

ние сигнал/помеха на выходе детектора радиоприемника, заданное в зависимости от необходимого качества работы (например, для вещательных радиоприемников 20 дБ); m_{AM} – глубина амплитудной модуляции; $m_{ЧМ} = \Delta f_D / \Delta f_{D \max}$; Δf_D – девиация частоты, принятая при измерении чувствительности; $\Delta f_{D \max}$ – наибольшая допустимая девиация частоты; $B_{ЧМ}$ – выигрыш в помехоустойчивости при переходе от АМ к ЧМ при флюктуационных помехах, где индекс частотной модуляции $\psi_m = \Delta f_{D \max} / F_{\max}$; F_{\max} – максимальная модулирующая частота.

Допуская для приемников умеренно высоких частот $N_{ПР} \approx N_{ВЦ}$, получим выражение для реальной чувствительности

$$E_A \approx 1,25 \cdot 10^{-10} \gamma_{\text{вых}} \sqrt{r_A \Pi_{\text{Ш}} N_{ВЦ}} \text{ [В/м]}. \quad (3.62)$$

При работе от ферритовой антенны чувствительность задают как напряженность поля:

$$E_A \approx 1,25 \cdot 10^{-10} \gamma_{\text{вых}} \sqrt{\frac{r_A \Pi_{\text{Ш}} N_{ВЦ}}{h_D}} \text{ [В/м]}, \quad (3.63)$$

где $N_{ВЦ}$ – коэффициент шума ВЦ с первым транзистором.

Для определения $N_{ВЦ}$ используем эквивалентную схему (рис. 3.21), где G'_K и G'_A – приведенные ко входу активного элемента активные проводимости контура и A , B – трансформированная со стороны входа реактивная проводимость.

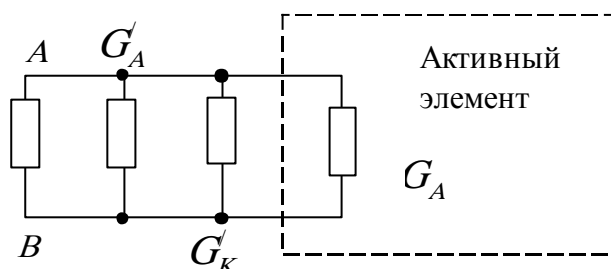


Рис. 3.21 – Эквивалентная схема ВЦ с ненастроенной антенной

Для одноконтурной входной цепи коэффициент шума [1]

$$N_{\text{ВЦ}} = \left[1 + \frac{G_{\text{К}}'}{G_{\text{А}}'} \right] \cdot N_{\text{ТР}} = \left[1 + \frac{r_{\text{СВ}}}{r_{\text{А}}} \right] \cdot \left[1 + \frac{r_{\text{К}}}{r_{\text{А.В.}}} \right] \cdot N_{\text{ТР}}, \quad (3.64)$$

где $N_{\text{ТР}}$ – коэффициент шума транзистора, который работает от генератора с внутренней проводимостью $G_{\text{Г}} = G_{\text{К}}' + G_{\text{А}}'$; $r_{\text{СВ}}$ – сопротивление потерь катушки связи.

Коэффициент шума первого транзистора зависит от его параметров, режима по постоянному току (напряжение на коллекторе $E_{\text{К0}}$, тока эмиттера $I_{\text{Э0}}$), вида каскада (усилительный или преобразовательный), рабочей частоты f_0 , а также от проводимости генератора $G_{\text{Г}}$. Зависимость $N_{\text{ТР}}$ от величины $G_{\text{Г}}$ имеет минимум [24]:

$$G_{\text{Г}} = G_{\text{Г} \text{opt}}, \quad N_{\text{ТР}} = N_{\text{ТР} \text{min}}. \quad (3.65)$$

В диапазоне $f_0 \leq (0,1 \dots 0,2) f_{\alpha}$, где f_{α} – граничная частота транзистора по коэффициенту передачи по току в схеме с общей базой (α). Для определения $N_{\text{ТР}}$ можно использовать приближенные формулы:

$$N_{\text{ТР}} = 1 + G_{\text{Г}} r_{\text{Б}} + \frac{D G_{\text{Г}}}{2 r_{\text{Э}}} \left\{ 2 \frac{1-\alpha}{\alpha} \left[\left(\frac{1}{G_{\text{Г}}} + r_{\text{Б}} \right)^2 + 2 r_{\text{Э}} \left(\frac{1}{G_{\text{Г}}} + r_{\text{Б}} \right) \right] + \left(\frac{2}{\alpha} - 1 \right) r_{\text{Э}}^2 \right\}; \quad (3.66)$$

$$G_{\text{Г} \text{opt}} = \frac{1}{r_{\text{Э}}} \sqrt{\left[1 + \frac{r_{\text{Б}}}{r_{\text{Э}}} \right]^2 + \left[\frac{\alpha}{D \cdot (1-\alpha)} \right] \cdot \left[0,5 D + \frac{r_{\text{Б}}}{r_{\text{Э}}} \right]}; \quad (3.67)$$

$$N_{\text{ТР} \text{min}} = 1 + \left[\frac{2 \cdot D \cdot (1-\alpha)}{\alpha} \right] \left[1 + \frac{r_{\text{Б}} \cdot G_{\text{Г} \text{opt}} + 1}{r_{\text{Э}} G_{\text{Г} \text{opt}}} \right], \quad (3.68)$$

где $r_{\text{Э}} = \frac{\varphi_{\text{T}}}{I_{\text{Э0}}} = \frac{25,6 \cdot 10^{-3}}{I_{\text{Э0}}}$ – сопротивление эмиттерного $p-n$ перехода; $r_{\text{Б}}$ – сопротивление базовой области транзистора; α – коэффициент усиления по току в схеме с общей базой на низких частотах; $D = 1 \dots 5$ – дробовый коэффициент, зависящий от качества и технологии изготовления транзистора.

При работе транзистора в преобразовательном режиме его коэффициент шума существенно возрастает по сравнению с режимом усиления и достигает величины $N_{\text{ТР.ПР}} \cong 4 N_{\text{ТР}}$. Минимизация шумов транзистора, в соответствии с условием (3.65), может быть обеспечена за счет подбора связи контура с транзистором:

$$n_{\text{Н.Ш}} = \sqrt{\frac{G_{\text{КА}}}{G_{\text{T opt}}}}, \quad (3.69)$$

где $G_{\text{КА}} = \frac{1}{\omega_0 L_{\text{К}} Q_{\text{ЭА}}}$, $Q_{\text{ЭА}} = \frac{\omega_0 L_{\text{К}}}{r_{\text{К}} + r_{\text{А.В.}}}$ – проводимость и эквивалентная добротность контура, нагруженного цепью антенны.

Другой путь уменьшения шумов ВЦ – оптимизация связи между контуром и антенной. Как видно из выражения (3.56), уровень шумов падает с увеличением отношения

$$\frac{r_{\text{А.В.}}}{r_{\text{К}}} = \frac{X_{\text{СВ}}^2 r_{\text{А}}}{Z_{\text{А}}^2 r_{\text{К}}} \approx \left[\frac{k_{\text{СВ}}}{k_{\text{СВ.опт}}} \right]^2 \frac{Q}{Q_{\text{Н}}} = \text{const} \left[\frac{k_{\text{СВ}}}{k_{\text{СВ.опт}}} \right]^2 \quad (3.70)$$

пропорционально квадрату коэффициента связи. Падение шумов ВЦ при увеличении $k_{\text{СВ}}$ объясняется ухудшением добротности входного контура за счет сопротивления, вносимого из цепи антенны.

Для минимизации шумов следует выбирать $\left(\frac{r_{\text{АВН}}}{r_{\text{К}}} \right)_{\text{Ш}} = 5 \dots 10$, или, с учетом (3.70),

$$k_{\text{св.ш}} = (2...3) \cdot k_{\text{св.опт}}. \quad (3.71)$$

При таком увеличении связи ухудшается селективность и возрастает влияние изменений параметров антенны на частоту настройки колебательного контура.

Разумный компромисс для приемников умеренно высоких частот имеет место при условии $\frac{r_{\text{АВН}}}{r_{\text{К}}} \leq 0,25$, откуда с учетом

$$\frac{Q}{Q_{\text{Н}}} = 1,2...2$$

$$k_{\text{св.с.ш}} = (0,3...0,5)k_{\text{св.опт}}; \quad (3.72)$$

$$G_{\text{КА}} \leq \frac{1,25}{\omega_0 L_{\text{К}} Q}.$$

Шумы ВЦ с настроенной антенной. Расчет шумов входной цепи с настроенной антенной отличается тем, что связь контура с антенной и нагрузкой выбирают из двух условий – согласования по мощности и согласования по минимуму внутренних шумов, т.е. по максимуму отношения сигнал/шум. Для наиболее употребительной схемы с двойной автотрансформаторной связью (рис. 3.18) условие согласования проводимостей нагруженного контура с проводимостью, вносимой антенной, и условие согласования транзистора по минимуму шума (3. 61) образуют систему уравнений [1]

$$\begin{aligned} n_{\text{А}}^2 G_{\text{А}} &= G_{\text{К}} + n_{\text{Н}}^2 G_{\text{Н}}; \\ \frac{G_{\text{К}} + n_{\text{А}}^2 G_{\text{А}}}{n_{\text{Н}}^2} &= G_{\text{Г.опт}}, \end{aligned} \quad (3.73)$$

где $G_{\text{Н}} = 1/R_{\text{Н}} \approx \text{Re}(Y_{11})$ – входная проводимость транзистора;

$G_{\text{А}} = 1/\rho_{\phi}$ – проводимость антенны;

$G_{\text{К}} = 1/R_0$ – резонансная проводимость контура.

Отсюда коэффициенты включения

$$n_H = \sqrt{2G_K / (G_{Г.опт} - G_H)}; \quad (3.74)$$

$$n_A = n_H \sqrt{(G_{Г.опт} + G_H) / 2G_A}, \quad (3.75)$$

где $\rho_K = 1/\omega_0 C_K = \sqrt{L_K / C_K}$ – волновое сопротивление контура.

Поскольку система (3. 72), (3. 73) не определяет заданной неравномерности в пределах полосы пропускания, должна быть произведена дополнительная проверка на выполнение условия

$$\sigma_{\Pi} \leq \sqrt{1 + \left(\frac{Q_{\text{Э}} \Pi}{f_0} \right)^2}, \quad (3.76)$$

где эквивалентная добротность контура согласованной входной цепи

$$Q_{\text{Э}} = \rho_K / 2r_{\text{А.В.}} = \rho_{\Phi} / 2n_A^2 \rho_K. \quad (3.77)$$

Коэффициент шума определяют по упрощенной формуле

$$N_{\text{ВЦ}} = \left(1 + \frac{\rho_{\Phi}}{n_A^2 R_0} \right) N_{\text{ТР}}. \quad (3.78)$$

Коэффициент шума ВЦ с каскадом на полевом транзисторе с p - n переходом в предположении, что током затвора можно пренебречь, а также для транзисторов со структурой МОП

$$N_{\text{ВЦ}} = 1 + G'_K / G'_A + G_H / G'_A + R_{\text{Ш}} (G_A + G'_K + G_H^2) / G'_A, \quad (3.79)$$

где $G'_K = G_K$ (рис. 3.21).

Тепловые шумы в токопроводящем канале характеризуются шумовым сопротивлением

$$R_{\text{Ш}} \approx \frac{0,6..0,75}{S}, \quad (3.80)$$

где S – крутизна характеристики полевого транзистора (1.8).

Коэффициент шума полевых транзисторов на СВЧ ниже, чем у биполярных.

Коэффициент шума всего радиоприемного устройства определяется выражением

$$N_{\text{пр}} = L_{\text{ВХ}} \left[N_{\text{ВЦ}} + \frac{N_1 - 1}{K_{\text{РВЦ}}} + \frac{N_2 - 1}{K_{\text{РВЦ}} K_{\text{Р1}}} + \frac{N_3 - 1}{K_{\text{РВЦ}} K_{\text{Р1}} K_{\text{Р2}}} + \dots \right], \quad (3.81)$$

где $L_{\text{ВХ}}$ – затухание входного тракта радиоприемного устройства, равное обратной величине коэффициента передачи от антенны до входной цепи;

$N_{\text{ВЦ}}$ – коэффициент шума входной цепи;

N_1, N_2, \dots – коэффициенты шума последующих за входной цепью устройств;

$K_{\text{РВЦ}}$ – коэффициент передачи по мощности входной цепи;

$K_{\text{Р1}}, K_{\text{Р2}}, \dots$ – коэффициенты передачи по мощности последующих за входной цепью устройств.

Выражение (3.81) показывает, что коэффициент шума радиоприемного устройства, а значит, и чувствительность определяется величиной затухания входного тракта, коэффициентом шума и коэффициентом передачи входной цепи, а также коэффициентом передачи по мощности последующего за входной цепью устройства (усилителя).

Коэффициент шума контура с электронной перестройкой частоты на варикапах (рис. 3.19, *а* и рис. 3.20, *б*) определяется формулой [25]

$$N = 1 + \frac{qI_{\text{ОБР}}R_{0Э}}{2 \cdot k \cdot T_0}, \quad (3.82)$$

где $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ К – заряд электрона;

$I_{\text{ОБР}}$ – обратный ток *p-n*-перехода;

$R_{0Э}$ – резонансное сопротивление контура.

Если в контур включен последовательный конденсатор C_2 (рис. 3.19, *в* и рис. 3.20, *а*), то коэффициент шума рассчитывается по формуле

$$N = 1 + \frac{qI_{\text{ОБР}} m^2 R_{\text{ОЭ}}}{2 \cdot k \cdot T_0}, \quad (3.83)$$

где $C = \frac{C_2}{C_2 + C_B}$.

Включение конденсатора C_2 приводит к некоторому уменьшению коэффициента шума.

3.2 Селективные усилители радиосигналов устройств приема и обработки сигналов

3.2.1 Общие сведения и структура селективных усилителей радиосигналов

К селективным усилителям радиосигналов относятся усилители, предназначенные для усиления мощности сигнала на частоте полезного сигнала, к которым относятся как усилители радиочастоты (УРЧ), так и на преобразованной частоте – усилители промежуточной частоты (УПЧ).

Усилители радиочастоты могут быть как перестраиваемые, так и с фиксированной частотой настройки и служат для обеспечения предварительной избирательности радиоприемных устройств и повышения чувствительности приемника и усиления мощности полезного сигнала.

Усилители промежуточной частоты, как правило, предназначены для работы на фиксированной частоте и служат для обеспечения заданной избирательности по соседнему каналу приема и основного усиления мощности сигнала.

Усилители радиочастоты сигналов и усилители промежуточной частоты классифицируются:

- по типу используемого усилительного элемента (лампы, биполярные и полевые транзисторы, интегральные микросхемы и т.п.);

- по типу используемого базового усилительного элемента (каскады с ОЭ, ОБ, ОЭ-ОБ, ОИ, ОЗ, дифференциальные каскады и т.д.);
- по диапазону принимаемых частот;
- по способу связи с источником сигнала и нагрузкой;
- по способу реализации заданной избирательности (сосредоточенной и распределенной);
- по конструктивному исполнению (избирательные цепи с сосредоточенными и распределенными параметрами);
- по виду цепей, обеспечивающих селективность (отрезки линий с распределенными параметрами, отрезки волноводов, объемные резонаторы; полосовые фильтры из связанных резонансных цепей; пьезоэлектрические и электромеханические фильтры);
- по виду амплитудно-частотной характеристики (ФНЧ, ФВЧ, полосовые);
- по виду функциональной зависимости амплитудной характеристики (линейные, логарифмические, усилители-ограничители).

При определении конкретных требований к УРЧ необходимо учитывать следующие особенности:

1. Малый уровень сигнала на входе усилителя радиочастоты, поэтому усилитель должен иметь малые собственные шумы и высокую степень линейности амплитудной характеристики.
2. Широкий динамический диапазон входных воздействий на входе усилителя радиочастоты.
3. Малый уровень нелинейных искажений, обусловленных воздействием полезного сигнала и помех по основному и дополнительным (паразитным) каналам приема, поэтому необходимо ослабить их влияние на селективный усилитель или смеситель с помощью избирательных цепей и цепей регулировки усиления.
4. Обеспечение в приемнике диапазонного типа заданный диапазон его перестройки.
5. Избирательные свойства УРЧ не должны влиять на изменение эффективной ширины спектра принимаемого сигнала.

6. Малая температурная зависимость основных качественных показателей усилителя радиочастоты.

При определении конкретных требований к УПЧ необходимо учитывать следующие особенности:

1. Большой диапазон изменения уровня сигнала на входе УПЧ, что приводит к возникновению нелинейных искажений.

2. Обеспечение устойчивой работы усилителя промежуточной частоты, так как он обеспечивает основное усиление.

3. Обеспечение заданной избирательности по соседнему каналу.

4. Обеспечение заданной функциональной зависимости амплитудной характеристики УПЧ (линейной, логарифмической, экспоненциальной, ограничительной и т.п.).

5. Обеспечение заданного уровня выходного сигнала для качественной работы детектора.

6. Малая температурная зависимость основных качественных показателей усилителя промежуточной частоты.

Структурная схема селективного усилителя радиосигналов состоит из каскадов, построенных с использованием базового усилительного элемента (БУЭ 1, БУЭ 2), согласующих цепей (СЦ 1, СЦ 2), полосового фильтра (ПФ) (рис. 3.22). В качестве базового усилительного элемента может быть использован любой усилительный каскад на биполярных и полевых транзисторах и электровакуумных приборах. Полосовой фильтр может быть выполнен на основе одиночного контура, двух и более контурной системы. Сложность реализации избирательной цепи или системы определяется из условия обеспечения заданной избирательности.



Рис. 3.22 – Структурная схема каскада селективного усилителя радиочастоты

Выбор типа базового усилительного элемента усилителя проводится из условия обеспечения необходимого коэффициента передачи и заданного запаса устойчивого усиления.

3.2.2 Усилители радиочастоты устройств приема и обработки сигналов

В усилителях радиочастоты наибольшее распространение получили базовые усилительные элементы на основе одиночных каскадов на биполярных и полевых транзисторах, выполненных на дискретных элементах или по интегральной технологии. Избирательные цепи, как правило, строятся на основе одиночного колебательного контура. До частот метрового диапазона длин волн используют колебательный контур с автотрансформаторным включением базового усилительного элемента. При сложности физической реализации заданного коэффициента включения используют трансформаторную или внутреннеемкостную связь с усилительным каскадом. На этапе проектирования усилителя радиочастоты необходимо иметь его представление в виде эквивалентной схемы (рис. 3.23, а). Базовые усилительные элементы в этом случае заменяются однонаправленными линейными моделями.

Основные расчетные соотношения для усилителей с одиночными колебательными контурами представляются в виде Y -параметров.

$$Y_{22} = \frac{1}{R_{22}} + j\omega C_{22}; \quad Y_{11} = \frac{1}{R_{11}} + j\omega C_{11}; \quad Y_H = \frac{1}{R_H} + j\omega C_H.$$

При использовании однотипных базовых усилительных элементов $Y_{11} = Y_H$. Осуществив пересчет параметров БУЭ 1 и БУЭ 2 для полного их включения в контур, получим эквивалентную схему (рис. 3.23, б)

$$R_{22.ВН} = \frac{R_{22}}{n_1^2}, \quad R_{H.ВН} = \frac{R_H}{n_2^2};$$

$$C_{22.ВН} = C_{22} \cdot n_1^2, \quad C_{H.ВН} = C_H \cdot n_2^2;$$

$$n_1 = \frac{\varpi_1}{\varpi_K}, \quad n_2 = \frac{\varpi_2}{\varpi_K},$$

где ϖ_1 , ϖ_2 , ϖ_K – число витков относительно нулевого потенциала первого, второго коэффициента включения и колебательного контура соответственно.

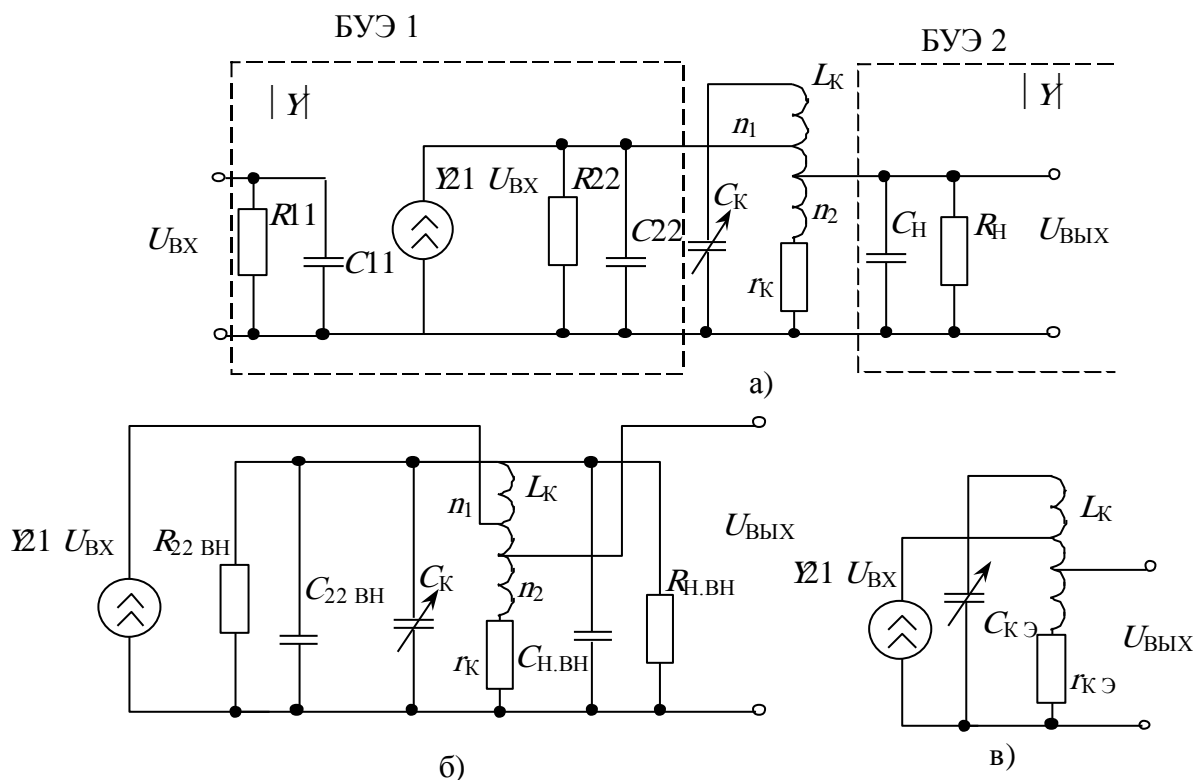


Рис. 3.23 – Эквивалентная схема усилителя радиочастоты с одиночным колебательным контуром

Эквивалентная емкость одиночного нагруженного контура будет иметь вид (рис. 3.23, в)

$$C_{\text{К.Э}} = C_{\text{К}} + C_{22.\text{ВН}} + C_{\text{Н.ВН}} = C_{\text{К}} + n_1^2 \cdot C_{22} + n_2^2 \cdot C_{\text{Н}},$$

эквивалентные сопротивление потерь, добротность и резонансное сопротивление [1]

$$r_{\text{К.Э}} = r_{\text{К}} + r_{22.\text{ВН}} + r_{\text{Н.ВН}};$$

$$Q_{\text{Э}} = \frac{\omega_0 L_{\text{К}}}{r_{\text{К.Э}}};$$

$$R_{0\text{Э}} = Q_{\text{Э}} \omega_0 L_{\text{К}}.$$

Коэффициент усиления на произвольной частоте определяется выражением

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{n_1 n_2 |Y_{21}| R_{0.\text{э}}}{\sqrt{1 + \xi^2}}. \quad (3.84)$$

Резонансный коэффициент передачи

$$K_0 = n_1 n_2 |Y_{21}| R_{0.e}. \quad (3.85)$$

На стадии проектирования усилителя радиочастоты исходят из условия оптимизации фильтра по мощности и заданным требованиям избирательности и неравномерности АЧХ в пределах полосы пропускания.

Оптимизация избирательности фильтра по мощности позволяет передать максимальную мощность [1] от одного усилительного элемента к другому в пределах полосы пропускания. К оптимизации прибегают в случае, когда поглощение мощности нагрузкой становится существенным. Эта задача становится актуальной, когда усилитель является широкополосным и необходимо обеспечения условие согласования.

$$G_0 + n_1^2 G_{22} = n_{2,opt}^2 G_H, \quad (3.86)$$

где G_0 – резонансная проводимость контура; G_{22} – выходная проводимость базового усилительного элемента; G_H – проводимость нагрузки.

Оптимальный коэффициент трансформации с нагрузкой

$$n_{2,opt} = \sqrt{\frac{G_0}{G_H} + \frac{n_1^2 G_{22}}{G_0}}. \quad (3.87)$$

Оптимальный коэффициент передачи при резонансе

$$K_{0,opt} = \frac{|Y_{21}| \cdot \sqrt{R_{22} R_H}}{2 \sqrt{\frac{R_{22}}{n_1^2} R_0 + 1}}. \quad (3.88)$$

Эквивалентная добротность контура УРЧ

$$Q_{\text{Э}} = \frac{Q_{\text{к}}}{2 \left[\frac{n_1^2 R_0}{R_{22}} + 1 \right]}. \quad (3.89)$$

Анализ передаточных свойств УРЧ связывается с величиной индуктивности катушки. Поэтому ее величину выбирают таким образом, чтобы вносимая в контур емкость не превышала допустимой величины эквивалентной емкости контура в целом [1].

Выбор структуры тракта усилителя радиочастоты производится из условия, что избирательная система должна удовлетворять требованиям многосигнальной селективности по побочным каналам приема. При расчете структурной схемы УРЧ принимают такую структуру, при которой обеспечивается заданная чувствительность. В качестве избирательных элементов используется одиночный колебательный контур. Расчет структурной схемы УРЧ может быть проведен исходя из заданной промежуточной частоты или исходя из принципа физической реализуемости (промежуточная частота не задана).

3.2.3 Усилители промежуточной частоты устройств приема и обработки сигналов

Усилители промежуточной частоты отличаются от усилителей радиочастоты наличием более сложных избирательных систем, обеспечивающих основную избирательность по соседнему каналу, и большим числом усилительных каскадов, обеспечивающих основное усиление сигнала. Структурные схемы усилителей промежуточной частоты строятся по принципу распределенной или сосредоточенной избирательности. При *распределенной* реализации в тракте УПЧ избирательность и усиление осуществляются с помощью поочередного каскадирования избирательных и усилительных звеньев, а при *сосредоточенной* – функция избирательности и усиления обеспечивается отдельными функциональными узлами – фильтром сосредоточенной селекции (ФСС) и многокаскадным апериодическим усилителем.

При построении УПЧ по схеме *распределенной избирательности* показатели и характеристики многокаскадных резонансных усилителей зависят от числа каскадов и типа избирательных систем.

Полоса пропускания одного каскада УПЧ, построенного из идентичных каскадов, связана с полосой пропускания всего тракта соотношением

$$\dot{I}_1 = \dot{I} \cdot \Psi(n), \quad (3.90)$$

где $\psi(n)$ – функция расширения полосы пропускания; Π_1, Π – полоса пропускания одного каскада и всего усилителя соответственно.

Эквивалентное затухание одного контура определяется:

$$d_{\dot{Y}} = \frac{\dot{I}_1}{f_0} = d_1 \cdot \psi(n), \quad \text{где } d_1 = \frac{\Pi}{f_0} \text{ – единичное затухание; } f_0 \text{ –}$$

резонансная частота.

Резонансный коэффициент усиления усилителя:

$$K_0 = \frac{K_1^n}{\Phi(n)}, \quad (3.91)$$

где $K_1 = \frac{m_1 m_2 |Y_{21}|}{2\pi C_{\Sigma} \Pi}$ – коэффициент одного каскада; m_1 и m_2 – коэф-

фициенты включения в контур усилительного прибора и входа следующего каскада; $|Y_{21}|$ – модуль крутизны усилительного прибора; C_{Σ} – полная эквивалентная емкость контура; $\Phi(n) = [c\Psi(n)]^n$, где c – коэффициент, зависящий от типа избирательных систем.

Коэффициент прямоугольности селективного усилителя зависит от уровня отсчета:

$$K_{\Pi, \text{отс}}(n) = \frac{2 \cdot \Delta f_{\text{отс}}}{\Pi_{\text{пр}}}. \quad (3.92)$$

В зависимости от типа резонансных систем в нагрузке усилительных каскадов нормированные АЧХ $\mu(f)$, ФЧХ $\varphi(f)$, а также $\psi(n)$, $\Phi(n)$ и $K_{\Pi, \text{отс}}(n)$ усилительного тракта определяются выражениями:

для одиночных настроенных контуров

$$\mu(f) = \frac{1}{\sqrt{(1 + \xi^2)^n}}; \quad \varphi(f) = -n \cdot \arctg \xi;$$

$$\Psi(n) = \sqrt{\frac{1}{\sqrt[n]{2}-1}}; \quad \Phi(n) = [\Psi(n)]^n;$$

$$K_{\text{П,отс.}}(n) = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt[n]{y^2}} - 1\right) \cdot \frac{1}{\sqrt[n]{2}-1}},$$

где $\xi = Q_{\Xi} \cdot x = Q_{\Xi} \cdot \left(\frac{f_c}{f_0} - \frac{f_0}{f_c}\right)$;

ξ – обобщенная расстройка;

x – относительная расстройка;

f – текущая частота;

f_0 – резонансная частота;

n – число избирательных систем;

для пары расстроенных контуров при критической расстройке

$$\mathcal{M}(f) = \frac{\sqrt{2^n}}{\sqrt[4]{(4 + \xi^4)^n}}; \quad \varphi(f) = -\frac{n}{2} \cdot \operatorname{arctg} \frac{2\xi}{2 - \xi^2};$$

$$\Psi(n) = \frac{1}{\sqrt[4]{4(\sqrt[n]{4}-1)}}; \quad \Phi(n) = [\sqrt{2}\Phi(n)]^n;$$

$$K_{\text{П,отс.}}(n) = \sqrt[4]{\frac{\frac{1}{\sqrt[n]{y^4}} - 1}{\sqrt[n]{4}-1}};$$

для двух связанных контуров при критической связи

$$\mathcal{M}(f) = \frac{2^n}{\sqrt[2]{(4 + \xi^4)^n}}; \quad \varphi(f) = -n \cdot \operatorname{arctg} \frac{2\xi}{2 - \xi^2};$$

$$\Psi(n) = \frac{1}{\sqrt[4]{4(\sqrt[n]{2}-1)}}; \quad \Phi(n) = [2\Phi(n)]^n;$$

$$K_{\text{П,отс.}}(n) = \sqrt[4]{\frac{\frac{1}{\sqrt[n]{y^4}} - 1}{\sqrt[n]{4}-1}}.$$

Усилители с фиксированной настройкой частоты с *сосредоточенной избирательностью* строятся на основе сосредоточенных элементов или на ультразвуковых фильтрах. Построение усилителей на сосредоточенных элементах выполняется с использованием катушек индуктивности и конденсаторов, а на ультразвуковых – на электромеханических или пьезокерамических фильтрах. Принцип работы таких фильтров заключается в преобразовании электрических колебаний в механические и обратно. Такой способ фильтрации позволяет уменьшить конструктивные размеры за счет уменьшения длины волны в твердых средах, так как скорость распространения волны в керамике составляет сотни метров в секунду, а не $3 \cdot 10^8$ м/сек. Эквивалентная схема такого фильтра имеет тот же вид, что и на сосредоточенных элементах. Если нагруженная добротность колебательного контура на сосредоточенных элементах составляет 60 – 80, то в ультразвуковых составляет 400 – 600. Принцип проектирования справедлив так же, как и для усилителей с распределенной избирательностью.

Усилители с фиксированной настройкой частоты, предназначенные для обработки импульсных радиосигналов, имеют свои особенности работы. В таких усилителях наиболее сильно проявляются нестационарные процессы, обусловленные переходными процессами. В таких усилителях искажаются как форма усиливаемых высокочастотных колебаний, так и форма огибающей сигнала. Искажения возникают только в сложных избирательных системах вследствие биений между вынужденными и собственными колебаниями. Величина искажений формы огибающей характеризуется величиной выброса, измеряемой в процентах [1].

3.2.4 Шумовые свойства селективных усилителей радиосигналов

Шумовые свойства селективных и апериодических усилителей радиосигналов, особенно усилителей радиочастоты, определяют чувствительность всего радиоприемного устройства. Поэтому при построении радиоприемного устройства необходимо произвести выбор типа усилителя или базового усилительного

элемента, выбор типа усилительного прибора, режима его работы и схемы его включения. В диапазоне длинных, средних, коротких длин волн, где шумовые характеристики усилителей не оказывают существенного влияния на чувствительность радиоприемника, чувствительность определяется в основном полосой его пропускания. В диапазоне УКВ и менее длин волн чувствительность определяется шумовыми свойствами входных цепей и входных усилителей.

Выбор усилительного прибора для УРЧ зависит от назначения радиоприемника, условий эксплуатации, диапазона рабочих частот, требований к чувствительности, малосигнальной избирательности, надежности и долговечности работы, экономичности энергопотребления. Следует также учитывать и предполагаемые источники питания [25].

Выбор биполярных транзисторов. При выборе биполярных транзисторов в качестве усилительного прибора необходимо учитывать их свойства, которые отрицательно влияют на характеристики радиоприемника в целом:

- большая нелинейность проходной характеристики, ограничивающей возможность обеспечения высокой малосигнальной избирательности;
- значительная внутренняя обратная связь, снижающая устойчивость работы усилителя;
- большие значения входной и выходной емкостей, ухудшающие избирательность преселектора, и уменьшение коэффициента перекрытия по частоте для радиоприемников диапазонного типа;
- сильная зависимость параметров каскада от изменения температуры окружающей среды;
- большой разброс параметров транзисторов.

Для обеспечения малого коэффициента шума необходимо выбирать транзисторы с граничной частотой, удовлетворяющей условию

$$f_T \geq (3..5) f_{0\max}, \quad (3.93)$$

где $f_{0\max}$ – максимальная рабочая частота радиоприемного устройства.

Значение эквивалентного сопротивления шума определяется соотношением

$$R_{\text{ш}} \approx \frac{20 \cdot I_{0\text{К}}}{|Y_{21}|^2}, \quad (3.94)$$

эквивалентная шумовая проводимость

$$G_{\text{ш}} \approx 20 \cdot I_{0\text{К}} \frac{1 - \alpha_0}{\alpha_0}, \quad (3.95)$$

где $I_{0\text{К}}$ – обратный ток коллектор-база;

α_0 – статический коэффициент передачи по току в схеме с общей базой;

$|Y_{21}|$ – модуль крутизны усилителя с общим эмиттером.

Для обеспечения устойчивой работы усилителей транзистор должен иметь высокое значение отношения $\frac{|Y_{21}|}{|Y_{12}|}$, которое вычисляется на максимальной частоте рабочего диапазона радиоприемного устройства [25].

Коэффициент шума усилителя практически не зависит от схемы включения транзистора (ОЭ, ОБ). Однако внутренние обратные связи меньше в схеме с ОБ, кроме того, имеет место более равномерное усиление в пределах диапазона рабочих частот. В усилителе каскодного типа в схеме ОЭ-ОБ обратная проводимость значительно меньше, чем в каскаде с ОБ, что обеспечивает устойчивость в ВЧ- и СВЧ-диапазонах. Большой коэффициент передачи позволяет получить более высокую чувствительность.

Для расчета коэффициента шума усилительного каскада по схеме с ОЭ можно воспользоваться выражением (3. 66), а для приближенной оценки коэффициента шума однокаскадного усилителя достаточно использовать выражение, справедливое до частот 4 ГГц [1]

$$N_{урч} \approx 2 \cdot N_T, \quad (3.96)$$

где N_T – справочное значение биполярного транзистора при заданном токе эмиттера.

При выборе типа биполярного транзистора в диапазоне частот до 3 ГГц предпочтение отдается кремниевым транзисторам $n-p-n$ структуры. Это обусловлено большей подвижностью носителей заряда.

Выбор полевых транзисторов. Полевые транзисторы имеют ряд преимуществ по сравнению с полевыми транзисторами [25]:

- высокая линейность зависимости крутизны от управляющего напряжения, что позволяет обеспечить малые нелинейные искажения;
- меньше коэффициент шума в диапазоне ВЧ с СВЧ;
- малые значения входной и выходной проводимостей, входной и выходной емкостей;
- малая мощность управляющего напряжения;
- большой коэффициент передачи по мощности.

Для обеспечения высокой чувствительности радиоприемного устройства необходимо выбирать полевые транзисторы с малым коэффициентом шума и большим коэффициентом передачи по мощности. Величина шумового сопротивления определяется выражением (3.80), коэффициент шума (см. выше). Использование полевых транзисторов целесообразно на рабочих частотах более 2 ГГц.

Выбор микросхем. При построении структурной схемы радиоприемного устройства наиболее часто используют микроэлектронные элементы, обладающие преимуществами перед усилителями на дискретных элементах (транзисторах, резисторах, конденсаторах и т.д.):

- высокий коэффициент передачи;
- высокая технологичность изготовления узлов радиоприемного устройства;
- малый разброс технических характеристик;
- нормированные шумовые характеристики.

При расчете коэффициента шума усилителя достаточно использовать выражение

$$N_{\text{урч}} \approx 2 \cdot N_{\text{ис}}. \quad (3.97)$$

Коэффициент шума многокаскадного усилителя определяется выражением

$$N_{\text{усил.}} = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{\text{P1}}} + \frac{N_3 - 1}{K_{\text{P1}} K_{\text{P2}}} + \frac{N_4 - 1}{K_{\text{P1}} K_{\text{P2}} K_{\text{P3}}} + \dots, \quad (3.98)$$

где N_1, N_2, \dots – коэффициенты шума первого и последующих каскадов;

$K_{\text{P1}}, K_{\text{P2}}, \dots$ – коэффициенты передачи первого и последующих каскадов.

Для оценки чувствительности радиоприемного устройства достаточно рассчитать коэффициент шума первых двух-трех каскадов усилителя на его входе. Учет влияния входной цепи рассмотрен в разделе 3.2.4.

3.3 Преобразователи частоты устройств приема и обработки сигналов

3.3.1 Общие сведения и теория преобразования

Преобразователь частоты – это радиотехническое устройство, осуществляющее процесс переноса спектра радиосигнала из одной области радиочастотного диапазона в другую при сохранении структуры сигнала. В состав преобразователя входят: смеситель, гетеродин и нагрузка для сигнала промежуточной частоты. Процесс преобразования происходит в смесителе (шестиполоснике), содержащем нелинейный элемент, периодически изменяющий один из параметров (рис. 3.24). В качестве таких элементов используют транзисторы, лампы, варикапы и диоды.

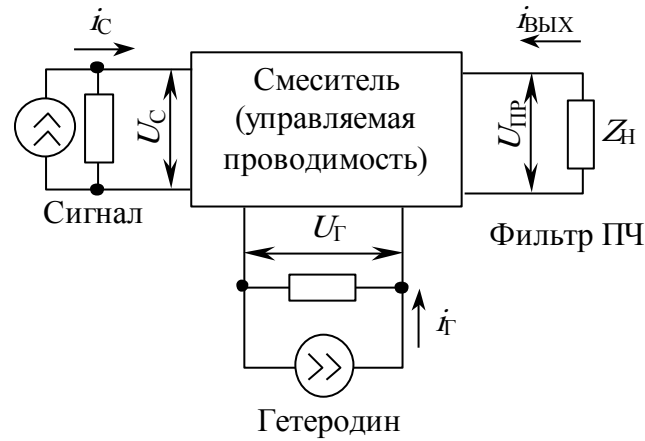


Рис. 3.24 – Эквивалентная схема преобразователя частоты

Частотная характеристика смесителя (рис. 3.25) с фильтром на выходе, настроенным на частоту f , определяется каналами приема с частот [19]

$$f_{mn} = \frac{m}{n} f_{\text{гет}} \pm \frac{f_{\text{пр}}}{n}, \quad (3.99)$$

где m и n – номера гармоник гетеродинной и сигнальной частот ($m = 0, 1, 2, \dots$, $n = 1, 2, \dots$);

$f_{01} = f_{\text{пр}}$ – прямой канал;

$f_{11} = f_{\text{гет}} \pm f_{\text{пр}}$ – основной и зеркальные каналы;

$f_{12} = \frac{1}{2} f_{\text{гет}} \pm \frac{1}{2} f_{\text{пр}}$ – дополнительный канал приема;

$f_{21} = 2 f_{\text{гет}} \pm f_{\text{пр}}$ – дополнительный канал приема;

$f_{22} = f_{\text{гет}} \pm \frac{1}{2} f_{\text{пр}}$ – дополнительный канал приема.

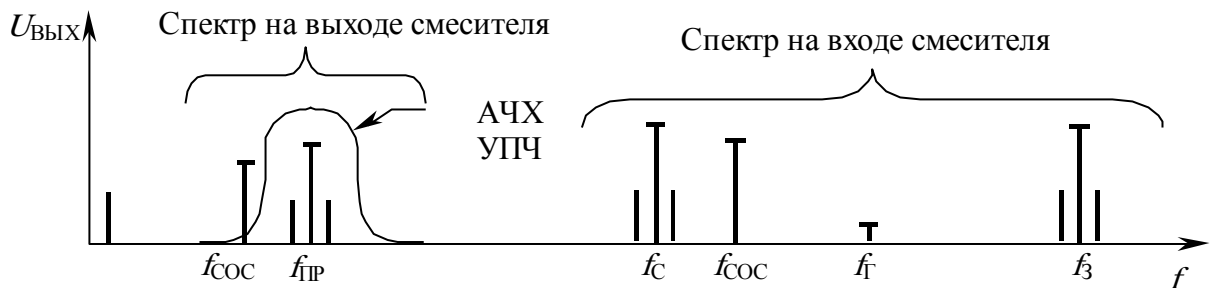


Рис. 3.25 – Выходной спектр преобразователя частоты с однократным преобразованием частоты

Из (3.99) следует, что, кроме основного, смеситель характеризуется дополнительными каналами приема. Первый из них называется каналом прямого прохождения, второй – зеркальным. Третий опасен при слабой избирательности преселектора, так как отстоит от частоты основного канала на величину $f_{\text{пр}}/2$.

Для обеспечения квазилинейного режима работы смесителя необходимо условие $U_c < U_{\text{гет}}/20$ при $U_c < (40-100)$ мВ, где U_c и $U_{\text{гет}}$ – амплитуды напряжений сигнала и гетеродина на входе смесителя. В квазилинейном режиме $m=1$, а коэффициенты передачи смесителя, равные отношению напряжения промежуточной частоты к входным напряжениям с частотами

$$f_{m1} = mf_{\text{ГЕТ}} \pm f_{\text{ПР}}. \quad (3.100)$$

Поскольку $U_{\text{гет}} \gg U_c$, то шестиполюсник можно преобразовать в 4-х полюсник, активная проводимость которого меняется с частотой гетеродина. В этом случае выходной ток зависит от напряжений сигнала, гетеродина и промежуточной частоты

$$i_{\text{ВЫХ}} = f(u_c, u_{\text{Г}}, u_{\text{ПР}}).$$

Данная зависимость определяется статической характеристикой управляемой проводимости. Если все напряжения являются гармоническими, то выходной ток будет содержать различные комбинационные частоты, которые выделяются селективными нагрузками (контуром) смесителя. В случае если выходной контур смесителя настроен на разность частот гетеродина и сигнала, то на выходе смесителя будут меняться токи промежуточной частоты.

$$\dot{I}_{\text{ПР}} = S_{\text{ПР}} \dot{U}_c + G_{\text{ПР}} \dot{U}_{\text{ПР}}; \quad (3.101)$$

$$\dot{I}_c = S_{\text{ОБР}} \dot{U}_{\text{ПР}} + G_{\text{ВХО}} \dot{U}_c, \quad (3.102)$$

где $S_{\text{пр}}$, $G_{\text{пр}}$ – крутизна и проводимость смесителя в режиме прямого преобразования;

$S_{\text{обр}}$ и $G_{\text{вхо}}$ – крутизна и проводимость смесителя в режиме обратного преобразования (диодного типа).

Уравнения (3.101) и (3.102) описывают процессы, происходящие в преобразователе частоты (рис. 3.26). Крутизна преобра-

зования $S_{\text{пр}}$ — отношение амплитуды выходного тока промежуточной частоты к амплитуде напряжения входного сигнала при замкнутном выходе.

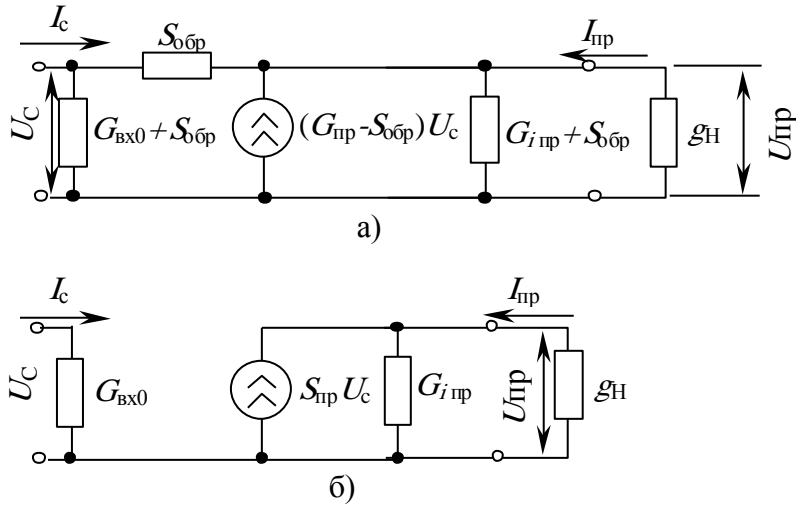


Рис. 3.26 – Эквивалентные схемы преобразователей частоты

Коэффициент передачи смесителя зависит от амплитуд гармоник S_m крутизны нелинейного элемента $S(t)$, меняющихся во времени под действием напряжения гетеродина. Согласно общей теории преобразования частоты, крутизна преобразования через m -ю гармонику гетеродина

$$S_{\text{пр},m} = S/2. \quad (3.103)$$

Крутизну S_m можно найти как коэффициенты тригонометрического ряда Фурье, аппроксимирующего временную зависимость $S(t)$:

$$S(t) = S_0 + \sum_{n=1}^{\infty} S_m \cos(m\omega_{\text{гет}} t), \quad (3.104)$$

где S_0 — постоянная составляющая крутизны.

При $u_{\text{гет}} = U_{\text{гет}} \cos(\omega_{\text{гет}} t)$ функция $S(t)$ — четная. Поэтому в безынерционном смесителе при линейно-ломанной вольтамперной характеристике (ВАХ) с крутизной S и углом отсечки эмиттерного тока Θ

$$S_0 = \int_2^{T/2} S(t) d\omega_{\text{гет}} t = \frac{1}{\pi} \int_2^{\Theta} S \cdot d\omega_{\text{гет}} t = \frac{\Theta}{\pi} S; \quad (3.105)$$

$$S_0 = \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \cos\left(\frac{2\pi\omega_{\text{рет.}} t}{T}\right) d\omega_{\text{рет.}} t = \frac{2}{\pi} \int_{-m\Theta}^{m\Theta} S \cos(m\omega_{\text{рет.}}) d\omega_{\text{рет.}} t =$$

$$= \frac{2S \sin(m\Theta)}{m\pi}. \quad (3.106)$$

Коэффициент передачи преобразователя – отношение выходного напряжения промежуточной частоты к напряжению входного сигнала:

$$K_{\text{пр.}} = -\frac{S_{\text{пр.}}}{G_{\text{мпр.}} + g_{\text{н}}}, \quad (3.107)$$

где $g_{\text{н}}$ – проводимость нагрузки, знак минус – фазовый сдвиг между входным и выходным напряжением, равный π . В транзисторных преобразователях, где $G_{\text{мпр.}} \ll g_{\text{н}}$, для полосового фильтра на выходе смесителя с параметром связи η , коэффициент передачи:

$$K_{0\text{пр.}} = \frac{S_{\text{пр.}} R_{0э} m_{\text{к}} m_{\text{б}} \eta}{1 + \eta^2}. \quad (3.108)$$

Если нагрузка ФСС с $K_{\text{фсс}}$:

$$K_{0\text{пр.}} = S_{\text{пр.}} R_{0э} m_{\text{к}} m_{\text{б}} \rho K_{\text{фсс}}; \quad (3.109)$$

$$K_{\text{обр}} = -\frac{S_{\text{обр}}}{g_{\text{с}} + g_{\text{вх0}}}, \quad (3.110)$$

где $g_{\text{с}}$ – проводимость источника сигнала.

Входная проводимость смесителя определяется выражением

$$G_{\text{вх.пр}} = G_{\text{вх.0}} - \frac{S_{\text{обр}} S_{\text{пр}}}{G_{\text{мпр.}} + g_{\text{н}}}. \quad (3.111)$$

Выходная проводимость смесителя

$$G_{\text{вых.пр}} = G_{\text{мпр.}} - \frac{S_{\text{обр}} S_{\text{пр}}}{G_{\text{вх0}} + g_{\text{с}}}. \quad (3.112)$$

Если обратное преобразование отсутствует, то:

$$G_{\text{вх.пр}} = G_{\text{вх.0}}; \quad G_{\text{вых.пр}} = G_{\text{лпр}}. \quad (3.113)$$

Смесители преобразователей частоты выполняются на активных и пассивных нелинейных приборах, лампах, транзисторах, диодах, варикапах и т.д. Коэффициент преобразования на пассивных элементах меньше единицы, на активных составляет 0...6 дБ.

3.3.2 Шумовые свойства преобразователей частоты

Коэффициент шума преобразователя на усилительных элементах [1]

$$N_{\text{пр}} = 1 + \frac{U_{\text{ш.пр}}^2 \mathcal{E}_{\text{н}}}{P_{\text{ш0}} K_{\text{пр}}^2}, \quad (3.114)$$

где $U_{\text{ш.пр}}^2$ – средний квадрат напряжения собственных шумов на выходе преобразователя;

$P_{\text{ш0}}$ – мощность шума, поступающего на вход от источника сигнала.

Коэффициент шума преобразователя частоты в 1,5...2 раза больше, чем усилительного каскада на том же усилительном элементе. Это объясняется тем, что в режиме преобразования коэффициент передачи транзистора по мощности меньше, чем в режиме усиления.

Шумовые свойства преобразователей зависят не только от шумовых свойств нелинейного элемента, но и от вклада шумов, определяемого зеркальным каналом. В радиоприемных устройствах шумы по зеркальному каналу подавляются избирательными цепями преселектора. В радиоприемных устройствах, предназначенных для приема радиосигналов, где избирательность по зеркальному каналу не может быть обеспечена, для уменьшения влияния шумов применяют преобразователи с фазовым их подавлением (рис. 3.27).

Напряжение сигнала подводится к входам преобразователей P_1 и P_2 в фазе, а напряжение гетеродина – со сдвигом $\pi/2$, осуществляемые в фазовращателях φ_1 и φ_2 (рис. 3.27). После

дополнительного сдвига сигналы суммируются на сумматоре. Напряжения промежуточной частоты из основного канала, имея одинаковые фазы, суммируются и удваиваются, а напряжения промежуточной частоты из зеркального канала, будучи в противофазе, уничтожаются. Ослабление шумов зеркального канала по данной структурной схеме составляет примерно 20 дБ, что дает преимущество при ее использовании в радиоприемных устройствах ВЧ- и СВЧ-диапазона длин волн.

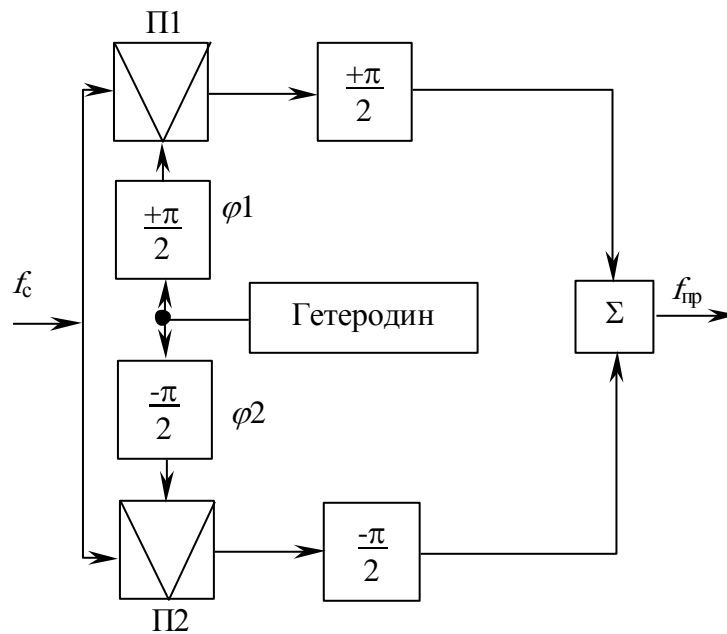


Рис. 3.27 – Структурная схема преобразователя частоты с фазовым подавлением шумов зеркального канала

В современных радиоприемных устройства СВЧ-диапазона используются малощумящие СВЧ полевые транзисторы ПТШ.

3.3.3 Особенности построения гетеродинов в преобразователях частоты диапазонных устройств приема и обработки сигналов

В высококачественных приемниках гетеродин выполняется на отдельном транзисторе, в приемниках более низких классов на – общем со смесителем активном элементе. Для гетеродина может быть использована любая схема генератора с самовозбуждением. Для нормальной работы диапазонного супергетеродинного приемника необходимо условие обеспечения постоянства промежу-

точной частоты, т.е. при любой настройке частота гетеродина была выше (ниже) на величину, равную промежуточной частоте $f_{\text{ген}} = f_c + f_{\text{пр}}$. На рисунке 3.28 показаны кривые: 1 – изменение частоты настройки преселектора на частоту принимаемого сигнала, 2 – необходимый закон изменения частоты гетеродина при изменении емкости переменного конденсатора преселектора. В радиоприемных устройствах используются схемы контуров преселектора и гетеродина с одинаковыми переменными конденсаторами. Однако коэффициенты перекрытия диапазонов контуров преселектора и гетеродина должны быть разными (у гетеродина меньше). Это уменьшение перекрытия в гетеродине для сопряжения его настройки с настройкой контура входной цепи преселектора достигается с помощью конденсаторов C_1 и C_2 (рис. 3.29). Точное сопряжение достигается лишь в трех точках диапазона по числу возможных подстроек в контуре гетеродина (C_1 , C_2 , L_{Γ}).

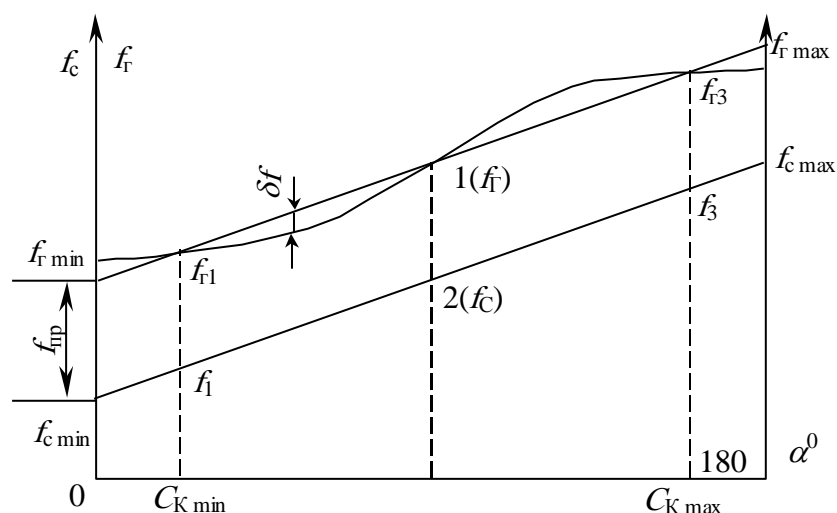


Рис. 3.28 – Кривая сопряжения настроек преселектора и гетеродина

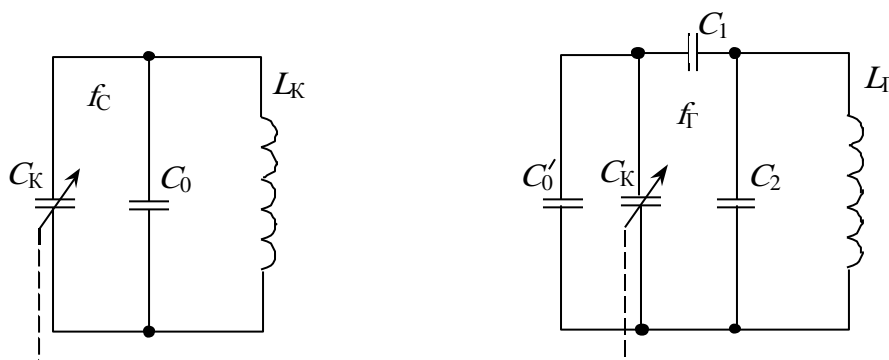


Рис. 3.29 – Схема сопряжения контуров преселектора и гетеродина

Частоты точного сопряжения целесообразно выбирать на середине диапазона и вблизи от крайних точек, но не равными $f_{c \min}$ и $f_{c \max}$, чтобы уменьшить погрешность сопряжения. Абсолютная погрешность сопряжения определяется выражением

$$\delta f = |f_{\Gamma} - f_{\Gamma.H}| = |f_{\Gamma} - f_{C} - f_{\Gamma.P}|.$$

При этом следует иметь в виду, что фильтры УПЧ обладают более острой АЧХ, чем преселектор, а приемник настраивают по максимуму напряжения на детекторе, т.е. на $f_{\Gamma.P} = f_{\Gamma} - f_{C}$, расстроенными оказываются контуры преселектора. Поэтому погрешность сопряжения определяет расстройку не гетеродина, а преселектора относительно принимаемого сигнала.

3.4 Детекторы устройств приема и обработки сигналов

3.4.1 Общие сведения и структура детекторов радиосигналов

Детектором радиосигналов называют часть радиоприемного устройства, позволяющего выделить огибающую (полезную информацию) несущей радиосигнала. Детектор служит для выделения выходного напряжения (детектирование), повторяющего закон модуляции входного радиосигнала. Операция детектирования может быть выполнена на основе применения нелинейного элемента или при использовании цепей с периодически изменяемыми параметрами (синхронный детектор) (рис. 3.30).

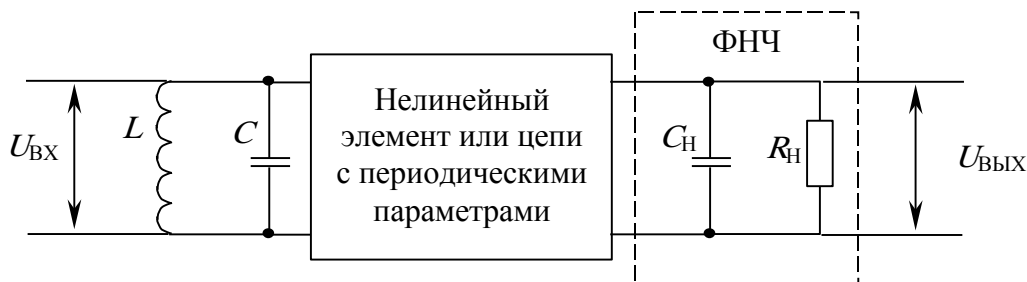


Рис. 3.30 – Обобщенная схема детектора радиосигналов

Детекторы радиосигналов классифицируются по следующим признакам:

- по основному назначению;

- по виду модуляции несущей радиосигнала;
- по схемотехнической реализации;
- по типу используемого нелинейного элемента;
- по числу нелинейных элементов;
- по способу детектирования;
- по конструктивному оформлению.

По основному назначению различают детекторы: дифференциальные, выделяющие переменную составляющую огибающей радиосигнала, и интегральные, выделяющие усредненное значение уровня сигнала. Первые предназначены для выделения полезной информации, вторые – для формирования сигналов управления автоматическими устройствами.

По виду модуляции несущей радиосигнала различают детекторы, предназначенные для детектирования: амплитудно-модулированного, частотно-модулированного, фазомодулированного, радиоимпульсного, однополосного и комбинированного и др.

По схемотехнической реализации различают детекторы в зависимости от способа детектирования нелинейным элементом (эммиттерный, коллекторный, последовательный, параллельный, мостовая и т.д.).

По типу используемого нелинейного элемента. В качестве нелинейного элемента используют диоды, варикапы, вариконды, биполярные и полевые транзисторы, электровакуумные приборы и др.

По способу детектирования различают детекторы с прямым и косвенным детектированием. При прямом детектировании производится процесс выделения огибающей сигнала без предварительной обработки. При косвенном детектировании процесс проводится путем предварительного преобразования одного вида модуляции в другой с последующим выделением огибающей сигнала. Примером могут служить детекторы с угловой модуляцией.

По конструктивному оформлению входной цепи различают детекторы с сосредоточенными и распределенными параметрами.

В общем виде постоянная составляющая определяет полезный эффект детектирования и зависит от уровня входного, выходного напряжения, частоты и фазы несущей радиосигнала и др.

Детекторы на основе нелинейного элемента. Простейшая электрическая принципиальная схема последовательного детектора на основе полупроводникового прибора представлена на рисунке (рис. 3.31).

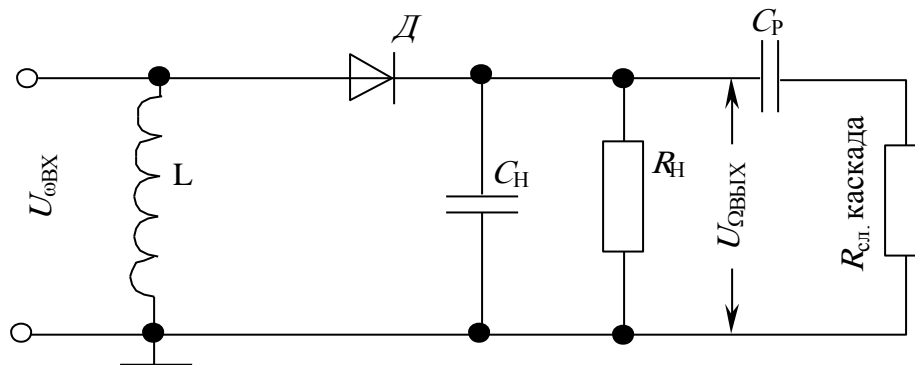


Рис. 3.31 – Электрическая принципиальная схема последовательного детектора сигналов с амплитудной модуляцией

Принцип работы детектора заключается в следующем: на вход детектора поступает модулированный сигнал высокой частоты. Продетектированный сигнал выделяется при нагрузке R_H C_H , затем через C_P поступает на вход следующего каскада $R_{сл.}$

Синхронный детектор представляет собой частный случай преобразователя частоты, у которого частота гетеродина устанавливается равной несущей частоте сигнала; при этом их разностная частота равна нулю. Принцип работы синхронного детектора заключается в том, что на его вход поступает сигнал [1]

$$u_C(t) = U_C(1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_C t + \varphi_C)$$

и сигнал гетеродина

$$u_\Gamma(t) = U_\Gamma \cos(\omega_C t + \varphi_\Gamma);$$

$$i_{сМ} = A \cdot u_C(t) \cdot u_\Gamma(t) = A \cdot U_C \cdot U_\Gamma (1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_C t + \varphi_C) \times \\ \times \cos(\omega_C t + \varphi_\Gamma) = 0,5 \cdot u_C(t) \cdot u_\Gamma(t) \cdot (1 + m \cos \Omega t) \cos(\varphi_C + \varphi_\Gamma) +$$

$$+ 0,5 \cdot U_C(t) \cdot U_T(t) \cdot (1 + m \cos \Omega t) \cos(2\omega_C t + \varphi_C + \varphi_T).$$

Таким образом, выделяется первая компонента i_{cm} , амплитуда которой изменяется по закону модуляции. Максимум полезного сигнала на выходе имеет место в случае $\varphi_C = \varphi_T$. В синхронном детекторе отсутствует подавление слабого сигнала сильной помехой. Это объясняется наличием сильного сигнала гетеродина, синхронного с полезным сигналом.

Корреляционные детекторы представляют собой переменножители входного сигнала на самого себя. Структурная схема корреляционного детектора представлена на рисунке 3.32.



Рис. 3.32 – Структурная схема корреляционного детектора

Принцип работы корреляционного детектора заключается

$$\begin{aligned} u_2(t) &= u_{ВХ}^2(t) = M[U_C(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_C t]^2 = \\ &= 0,5 \cdot M[U_C(1 + m \cos \Omega t)]^2 (1 + \cos 2\omega_C t), \end{aligned}$$

где M – масштабный усилитель усилительного прибора. Фильтр нижних частот (ФНЧ) выделяет первую компоненту напряжения $u_2(t)$. Схема извлечения корня позволяет получить линейные передаточные свойства детектора.

3.4.2 Амплитудный детектор радиосигналов

Амплитудный детектор – устройство, предназначенное для выделения выходного напряжения, повторяющего закон амплитудно-модулированного входного сигнала, содержащего полезную информацию. Операция детектирования может быть реализована либо при использовании цепей с периодически изменяющимися параметрами (синхронный детектор), либо путем применения нелинейных элементов (рис. 3.33).

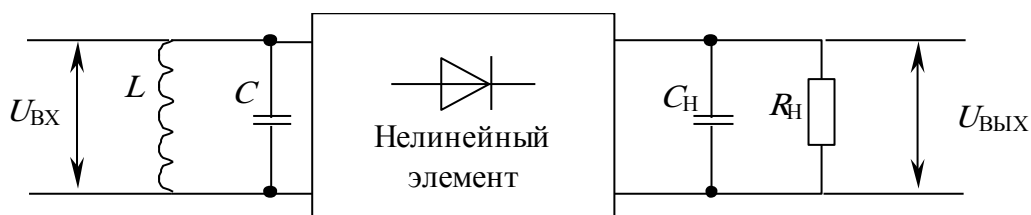


Рис. 3.33 – Обобщенная схема амплитудного детектора

При использовании в качестве детектора нелинейный элемент, на вход которого действует сигнал (рис. 3.34),

$$u_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}m} \cos(\omega t) = U_{m0} (1 + m \cos(\Omega t)) \cos(\omega t). \quad (3.115)$$

Вследствие нелинейности НЭ входной и выходной токи представляют сумму постоянной и гармонических составляющих

$$i_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}_-} + I_{\text{ВХ}m1} \cos(\omega t + \varphi_1) + I_{\text{ВХ}m2} \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots$$

$$i_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВЫХ}_-} + I_{\text{ВЫХ}m1} \cos(\omega t + \varphi_1) + I_{\text{ВЫХ}m2} \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots \quad (3.116)$$

Постоянная составляющая выходного тока повторяет закон модуляции сигнала

$$I_{\text{ВЫХ}_-} = I_0 + I_{\Omega m} \cos(\Omega t + \varphi).$$

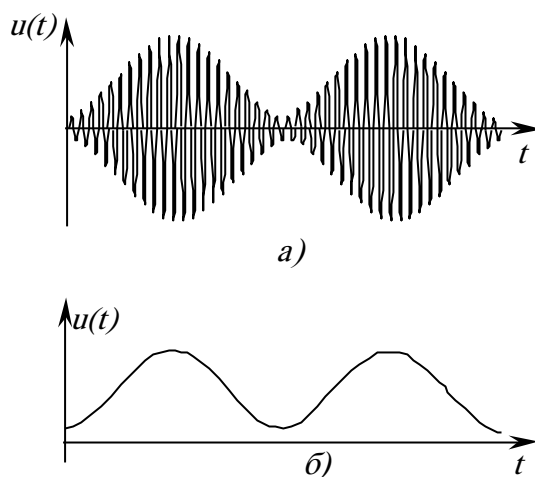


Рис. 3.34 – Форма входного и выходного сигнала АМ-детектора

Напряжение сигнала постоянной составляющей и закона модуляции выделяется на нагрузке детектора и имеет вид

$$U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}_-} = I_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}_-} Z = U_{-0} + U_{\Omega m} \cos(\Omega t + \varphi) = U_{-0} + U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}}(\Omega). \quad (3.117)$$

Аналогично можно получить и для более сложных сигналов.

Основные технические характеристики детектора АМ-сигнала включают:

- точность воспроизведения закона модуляции, оцениваемая коэффициентом гармоник

$$k_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_{2\Omega t}^2 + U_{3\Omega t}^2 + \dots}}{U_{\Omega m}};$$

- эффективность детектирования (коэффициент передачи):

$$K_{\text{Д}} = S_{\text{ДХ}} = \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dU_{\text{ВХ}m}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}m}};$$

для немодулированного сигнала $K_{\text{Д}} = \frac{\Delta U_{-}}{\Delta U_{m0}}$, для АМ-сигнала

$$K_{\text{Д}} = \frac{U_{\Omega m}}{mU_{m0}};$$

- неравномерность АЧХ;

- влияние сопротивления детектора на технические характеристики последнего каскада УПЧ.

3.4.3 Детектор радиоимпульсных сигналов

При обработке последовательности радиоимпульсных сигналов различают два режима: импульсного и пикового детектирования. Импульсное детектирование необходимо для выделения огибающей одиночного радиоимпульса (рис. 3.35, б), а пиковое – для выделения огибающей последовательности радиоимпульсов (рис. 3.35, в). Для детектирования могут быть использованы детекторы АМ-колебаний (рис. 3.33). На рисунке 3.35 представлены эюры напряжения на входе детектора (а), на выходе импульсного (б) и пикового детектора (г).

Однако для различных режимов детектирования необходимо выполнять определенные требования, предъявляемые к нагрузке детектора. Для обеспечения режима импульсного детектирования необходимо воспроизвести огибающую импульса, несущую информацию о продолжительности или о временном его положе-

нии. Постоянная времени нагрузки импульсного детектора должна удовлетворять условию [1]

$$T_H \ll R_H C_H \ll \tau_{И},$$

где T_H – период несущего колебания;

$\tau_{И}$ – длительность импульса.

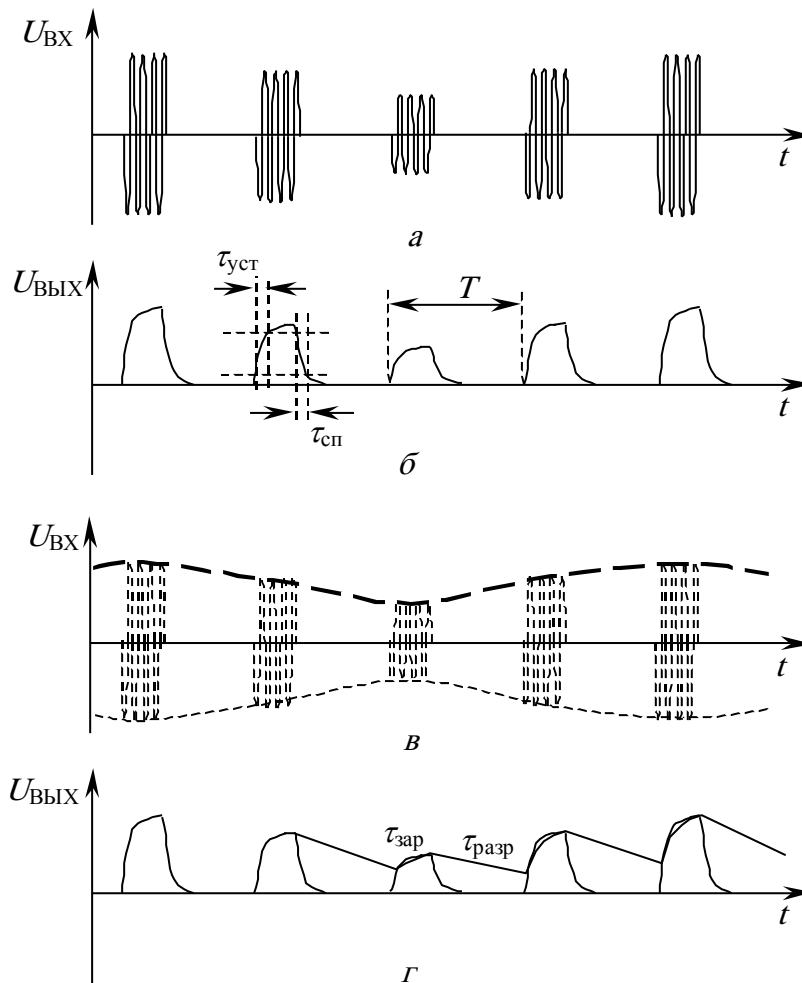


Рис. 3.35 – Диаграммы работы детектора радиоимпульсных сигналов на входе (а), в режимах импульсного (б) и пикового детектирования (в, г)

Пиковые детекторы воспроизводят закон изменения амплитуд последовательности радиоимпульсов

$$T \ll R_H C_H \ll T_M,$$

где T – период следования импульсов;

T_M – период модуляции.

При двукратном детектировании сигнал преобразуется в видеопульсы, которые после усиления подаются на вход пикового детектора, выделяющего огибающую радиосигнала (рис. 3.35, г).

3.4.4 Детектор частотно-модулированных сигналов

Детектор частотно-модулированных сигналов предназначен для преобразования высокочастотного напряжения, модулированного по частоте, в напряжение, пропорциональное величине отклонения несущей от ее центрального положения.

Широкое применение ЧМ-сигналов вызвано многими отличительными особенностями: лучшее использование мощности передатчика, более высокая помехоустойчивость. Однако достаточно широкая эффективная полоса спектра ограничивает сферу применения в диапазоне длинных и средних волн. Обычно приемники ЧМ-сигналов используются в диапазоне УКВ и выше.

При гармонической ЧМ с частотой модуляции $\Omega = 2\pi F$ мгновенное значение частоты имеет вид

$$\omega(t) = \omega_H + \Delta\omega_m \cos \Omega t,$$

где $\omega_H = 2\pi f_H$ – несущая частота,

$\Delta\omega_m = 2\pi\Delta f_m$ – девиация (наибольшее отклонение) частоты.

Отсюда фаза

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \omega_H t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t$$

и напряжение ЧМ-сигнала

$$u(t) = U_m \cos \varphi(t) = U_m \cos(\omega_H t + \psi_m \sin \Omega t),$$

где $\psi_m = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$ – индекс модуляции.

При проектировании приемников ЧМ-сигналов следует отметить, что структурная схема приемника не отличается от обычного супергетеродинного или другого типа. Единственное отличие от радиоприемников, предназначенных для приема АМ-колебаний – использование ограничителей амплитуды с целью подавления сопутствующей амплитудной модуляции.

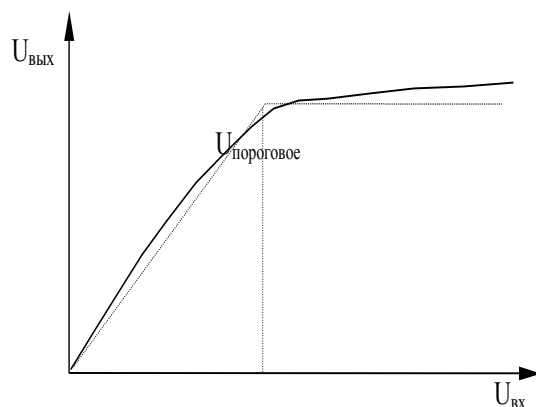


Рис. 3.36 – Амплитудная характеристика ограничителя амплитуды

Частотные детекторы предназначены для преобразования высокочастотного напряжения, модулированного по частоте, в напряжение, изменяющееся по закону модуляции. Детектирование сигнала производится в 2 этапа: преобразование вида модуляции к удобному виду для детектирования, затем – детектирование. По типу детектирования ЧД делятся на 4 группы: частотно-амплитудные (рис. 3.37), частотно-фазовые (рис. 3.38), частотно-импульсные (рис. 3.39) и детекторы на основе фазовой автоподстройки частоты (синхронные детекторы).

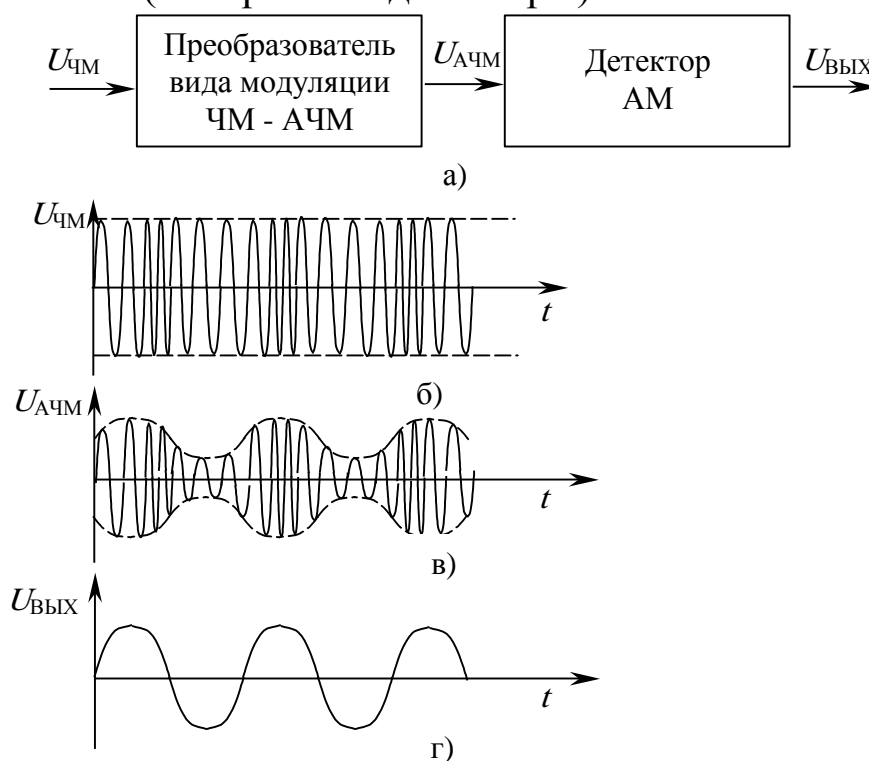


Рис. 3.37 – Структурная схема частотно-амплитудных детекторов (а) и временные диаграммы напряжений на входе выходе ее элементов (г)

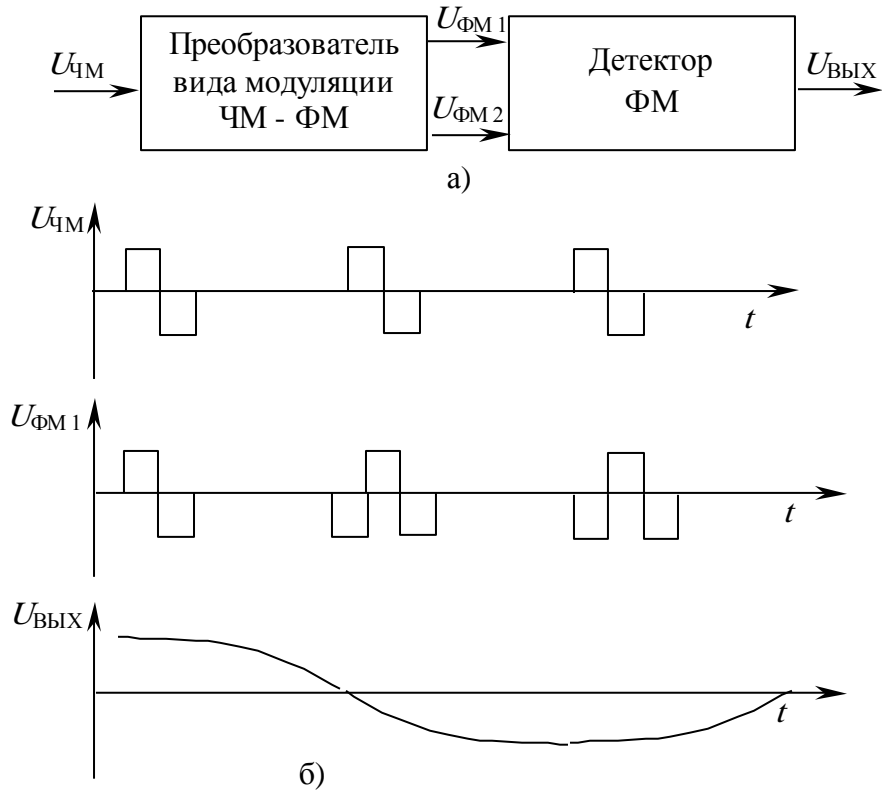


Рис. 3.38 – Структурная схема частотно-фазовых детекторов (а) и временные диаграммы напряжений на входе-выходе ее элементов (б)

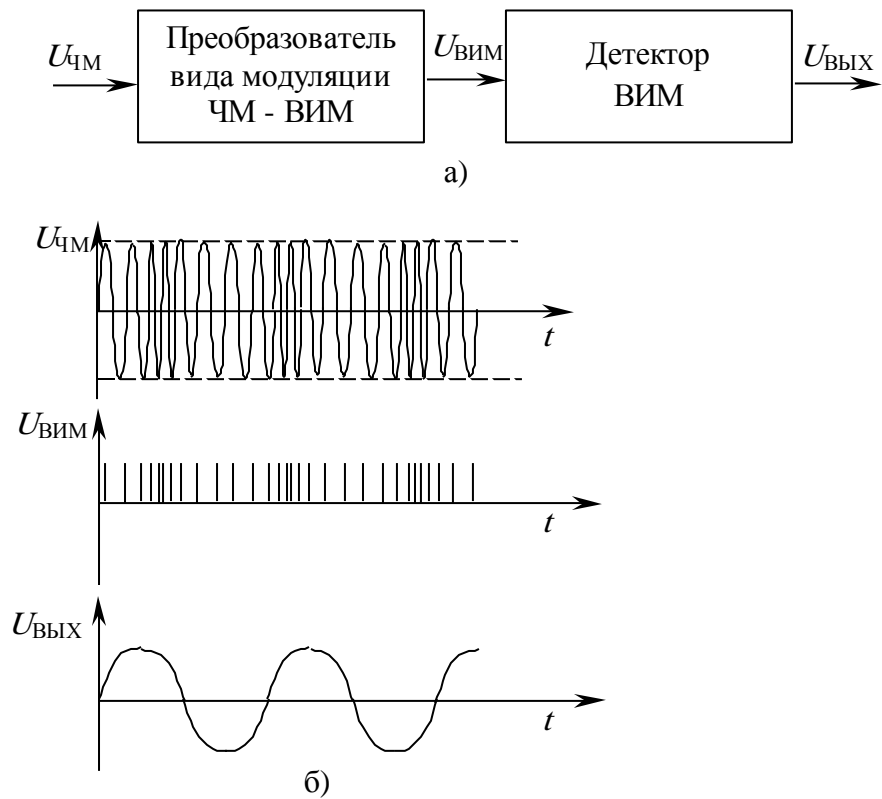


Рис. 3.39 – Структурная схема частотно-импульсных детекторов (а) и временные диаграммы напряжений на выходе ее элементов (б)

На практике наиболее широкое распространение получили частотно-амплитудные детекторы.

Требования к техническим показателям ЧД определяются их назначением:

Точность воспроизведения закона модуляции (k_T). Величина коэффициента гармоник не должна превышать 1...2%. Первое условие малого коэффициента гармоник – линейная фазочастотная зависимость статической детекторной характеристики.

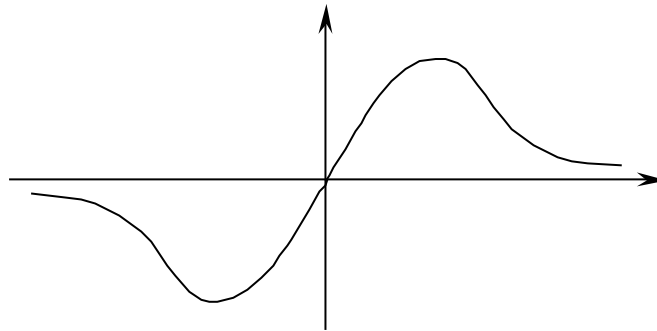


Рис. 3.40 – Статическая характеристика частотного детектора

Эффективность детектирования определяется крутизной СДХ в линейной области $S_D = \left| \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{df} \right| = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta a}$.

Оценка степени подавления АМ входного сигнала. Это оценивается с помощью остаточного выходного напряжения, обусловленного АМ. Зависимость этого напряжения от частоты несущей АМ входного сигнала – характеристика подавления АМ:

$$q_{\text{АМ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ.СТ}}}{U_{\text{ВЫХ.АМ.маx}}}.$$

Требования к неравномерности АЧХ, величине фазовых искажений и фильтрации высокочастотного напряжения оценивается, как и для случая с АМ, – детектором. Кроме этого, в ряде случаев необходимо обеспечивать компенсацию вводимых в передатчике предискажений.

3.4.5 Фазовые детекторы радиосигналов

Фазовым детектором (ФД) называют устройство, предназначенное для преобразования разности фаз двух синусоидальных

колебаний одинаковой частоты в напряжение. Основной характеристикой ФД является детектирование сигнала

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) \cdot dt = \omega_H t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t$$

и получение напряжения, пропорционального разности фаз сигнала $U_{ВХ1} = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ и опорного колебания $U_{ВХ2} = U_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$ (рис. 3.41, а). Напряжение выходного сигнала $U_{ВЫХ} = K_0 U_{m1} U_{m2} \cos(\varphi)$, где $\varphi = (\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)$.

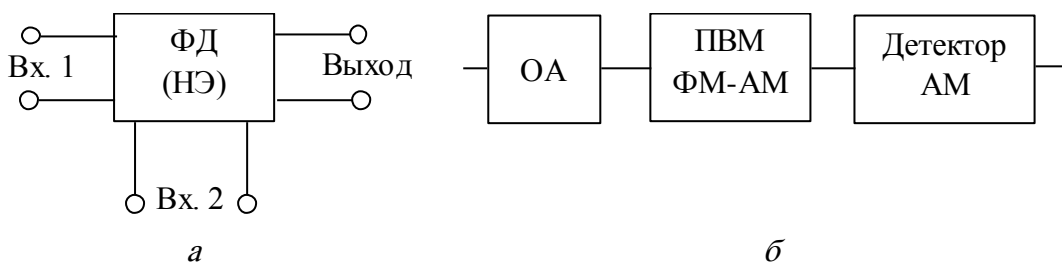


Рис. 3.41 – Обобщенная схема фазового детектора (а) и детектора с преобразованием вида модуляции ФМ в АМ-колебания (б)

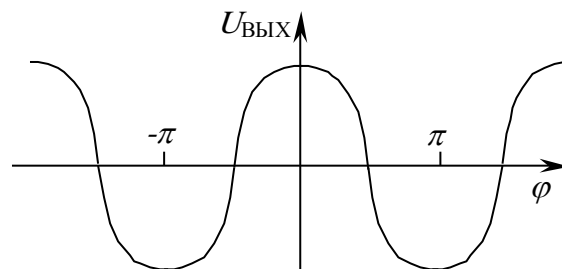


Рис. 3.42 – Статическая характеристика фазового детектора

В зависимости от соотношения ω_1 и ω_2 различают два режима:

- 1) $\omega_1 = \omega_2$, $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ – в радиоприемниках систем фазометрии;
- 2) $\omega_1 \neq \omega_2$, $\varphi_1 = \varphi_2$, $\varphi = (\omega_1 - \omega_2)t$ – в системах автоподстройки.

По существу, ФД работает как преобразователь частоты и является перемножителем. Отличие его составляет тип нагрузки. В преобразователе – полосовой фильтр; в ФД – ФНЧ.

Основной характеристикой ФД является $S_{\text{ФД}} = \left| \frac{\partial U_{\text{ВЫХ.ФД}}}{\partial \varphi} \right|_{\text{max}}$ и

коэффициент передачи напряжения $K_{\text{ФД}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{мл}}}$.

4 АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛИРОВКИ В УСТРОЙСТВАХ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

4.1 Общие сведения о системах автоматических регулировок

Тип автоматических регулировок, используемых в устройствах приема и обработки сигналов, определяется их назначением, требованиями к показателям качества технических характеристик и типом принимаемого радиосигнала. Наиболее часто используются такие системы радиоавтоматики, как автоматическая регулировка усиления, фазовая и частотная автоподстройка частоты. Анализируя структурные схемы систем радиоавтоматики (РА), можно отметить их сходство. Аналогия структурных схем систем позволяет составить обобщенную структурную схему систем (рис. 4.1). На структурной схеме приняты следующие обозначения: $x(t)$ – входной сигнал или управляющее воздействие (амплитуда входного радиосигнала, частота эталонного генератора в системе ФАПЧ и др.); $y(t)$ – выходной сигнал или регулируемый параметр (амплитуды выходного сигнала, частота перестраиваемого генератора или гетеродина); $e(t)$ – сигнал рассогласования, или сигнал ошибки). Работа систем радиоавтоматики происходит в условиях действия различных помех. На обобщенной структурной схеме учитывается влияние помех введением возмущающего воздействия $n(t)$. Это воздействие может состоять из нескольких составляющих, таких, как шумы первых каскадов электронных приборов приемника, нестабильность источника питания и др. Возмущающее воздействие $g(t)$ поступает на объект управления системы РА. Это воздействие обусловлено в основном изменением условий окружающей среды (температуры, давления, влажности т.п.) и флуктуациями источников питания.

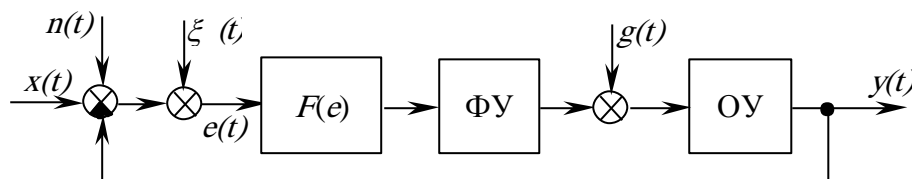


Рис. 4.1 – Обобщенная структурная схема системы РА

В обобщенной структурной схеме влияние дрейфа нуля, характерного для аналоговых систем РА, учитывается сигналом сдвига $\xi(t)$, например, в системах автоматического сопровождения цели РЛС сигнал $\xi(t)$ учитывает дрейф нуля пеленгационной характеристики.

Функциональные устройства систем РА, указанные в обобщенной структурной схеме, включают устройства измерения сигнала ошибки, исполнительные и корректирующие устройства, предназначенные для создания необходимых динамических характеристик (например, фильтр нижних частот). ОУ – объект управления (управляемый усилительный каскад, аттенюатор, перестраиваемый генератор в системе ФАПЧ и т.д.), $F(e)$ – дискриминатор, который имеет нелинейную характеристику. При малых сигналах ошибки амплитудная характеристика дискриминатора линейная:

$$u_d = k_d e. \quad (4.3)$$

Форма дискриминационной характеристики зависит от амплитуды сигнала ошибки, что приводит к нежелательным изменениям динамических характеристик систем РА. Для исключения такой зависимости проводится нормировка сигнала по амплитуде, что достигается введением АРУ или ограничителя.

4.2 Система автоматической регулировки усиления

Системы автоматической регулировки усиления (АРУ) широко используются в радиоприемных устройствах различного назначения. Системы АРУ предназначены для стабилизации уровня сигнала на выходе усилителей радиоприемных устройств при большом динамическом диапазоне изменения входного сигнала, достигающего, например, в радиолокационных приемниках 70 – 100 дБ. При таком изменении уровня входного сигнала, при отсутствии системы АРУ, нарушается нормальная работа приемных устройств, что проявляется в перегрузке последних каскадов приемника. В системах автоматического сопровождения цели РЛС перегрузка каскадов приемника приводит к искажению амплитудной модуляции, к снижению коэффициента усиления и срыву

сопровождения. В системах стабилизации частоты перегрузка вызывает изменение крутизны дискриминационной характеристики, что резко снижает качество работы системы [1, 3].

По принципу построения системы АРУ делятся на три основных типа [4]: разомкнутые, или без обратной связи (рис. 4.2, 4.3); замкнутые, или с обратной связью (рис. 4.4); комбинированные. Существуют одно- и многопетлевые системы АРУ с непрерывной и цифровой регулировкой. АРУ без обратной связи обеспечивает высокое постоянство амплитуды выходного сигнала при изменении входного сигнала в широких пределах, однако регулируемая величина зависит от стабильности параметров цепи АРУ.

Разомкнутая инерционная система АРУ (рис. 4.2) имеет в своем составе регулируемый усилитель (У), усилитель системы АРУ (УАРУ), детектор АРУ (ДАРУ) для получения управляющего воздействия и фильтр нижних частот (ФНЧ), устраняющий составляющую частот модуляции во избежание демодуляции АМ-радиосигнала.

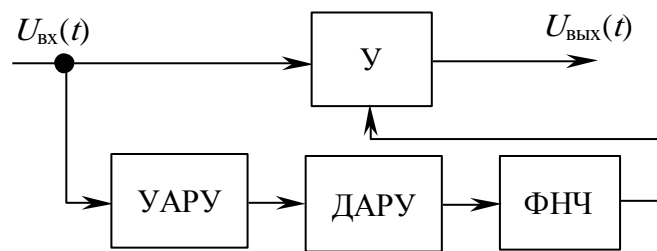


Рис. 4.2 – Структурная схема разомкнутой инерционной системы АРУ

Временная система (рис. 4.3) содержит устройство формирования управляющего напряжения (ВАРУ), работа которого синхронизируется во времени внешним импульсом.

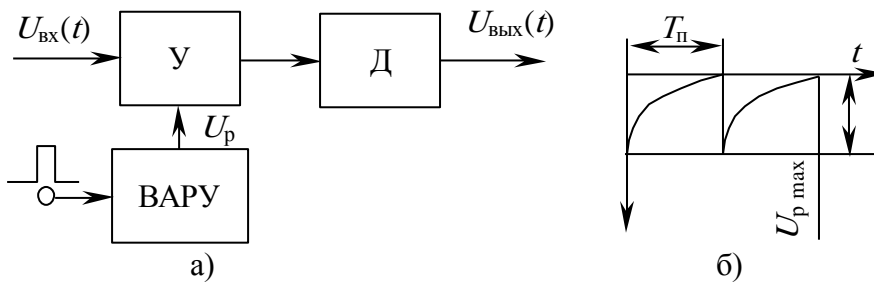


Рис. 4.3 – Структурная схема системы разомкнутой временной АРУ (а) и временная диаграмма, поясняющая принцип ее работы (б)

На практике наибольшее распространение получили инерционные системы АРУ с обратной связью (рис. 4.5). Они подразделяются на системы непрерывного и импульсного действия. Все перечисленные системы могут быть задержанными и незадержанными.

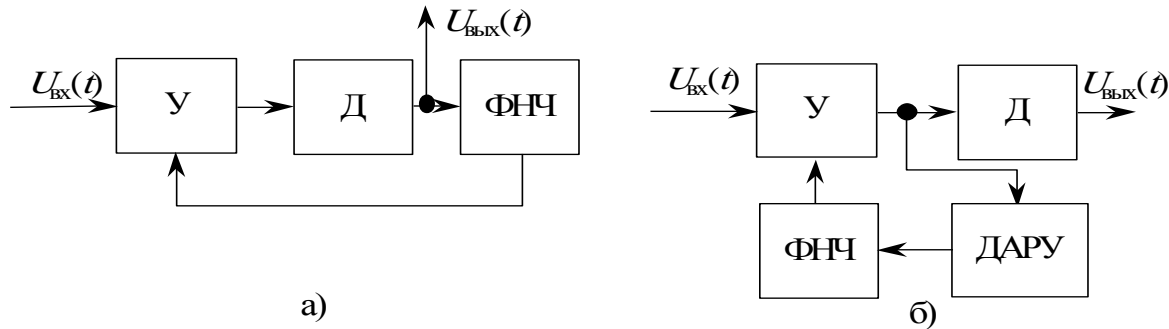


Рис. 4.4 – Структурные схемы систем АРУ непрерывного действия с обратной связью (а) – простая с совмещенным детектированием, (б) – простая с отдельным детектированием

Принцип работы системы АРУ заключается в следующем. Входное напряжение $U_{\text{вх}}(t)$ поступает на вход усилителя с регулируемым коэффициентом усиления. Выходное напряжение с усилителя поступает на вход детектора, затем продетектированный сигнал суммируется с напряжением задержки U_z . Суммарное напряжение U_c усиливается усилителем постоянного тока (УПТ) и подается на фильтр нижних частот (ФНЧ), ФНЧ формирует управляющее напряжение U_y , изменяющее коэффициент усиления. Зависимость коэффициента усиления усилителя от управляющего напряжения называют регулировочной характеристикой, она может быть аппроксимирована линейной зависимостью

$$k(U_y) = k_0 - \alpha U_y, \quad (4.4)$$

где k_0 – коэффициент усиления при управляющем напряжении, равном нулю;

α – крутизна регулировочной характеристики.

Эффект стабилизации уровня выходного напряжения $U_{\text{вых}}(t)$ достигается за счет того, что с ростом уровня $U_{\text{вых}}(t)$ увеличивается и управляющее напряжение U_y , под действием которого, в соответствии с выражением (4.1), уменьшается коэффициент уси-

ления усилителя, что приводит к снижению уровня входного сигнала.

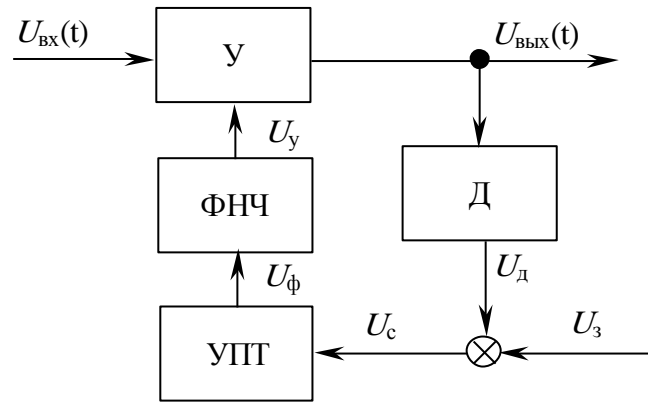


Рис. 4.5 – Функциональная схема системы усиленной задержанной АРУ с обратной связью

Для предотвращения снижения уровня выходного сигнала при малых входных воздействиях и обеспечения работы системы АРУ с определенного уровня, в систему подают напряжение задержки $U_з$. В результате напряжение управления появится только в случае, когда напряжение на выходе амплитудного детектора превысит напряжение задержки $U_з$.

$$u_д = u_{\text{ВЫХ}} K_д - u_з, \text{ если } u_{\text{ВЫХ}} K_д \geq u_з \quad (4.5)$$

$$u_д = 0, \text{ если } u_{\text{ВЫХ}} K_д < u_з,$$

где $K_д$ – коэффициент передачи детектора.

Фильтр нижних частот в цепи обратной связи систем АРУ предназначен для передачи управляющего напряжения с частотами изменения уровня выходного напряжения АРУ. При этом ФНЧ должен быть инерционным по отношению к частотам полезной модуляции, иначе произойдет демодуляция полезного сигнала.

Напряжение на выходе системы АРУ (рис. 4.5)

$$u_{\text{ВЫХ}} = k(u_у) u_{\text{ВХ}} = (k_0 - \alpha u_у) u_{\text{ВХ}}. \quad (4.6)$$

Уравнениям (4.2) – (4.3) соответствует структурная схема системы АРУ (рис. 4.6). На этой схеме нелинейное звено (НЗ) описывается зависимостью

$$u_d - u_3 = \begin{cases} u_d - u_3 & \text{при } u_d \geq u_3; \\ 0 & \text{при } u_d < u_3. \end{cases} \quad (4.7)$$

В установившемся режиме (при постоянном уровне напряжения на входе системы АРУ) из (4.2) – (4.4) следует:

$$u_{\text{ВЫХ}} = k_0 u_{\text{ВХ}} \text{ при } u_d < u_3;$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{k_0 + \alpha k_{\text{УПТ}} u_3}{1 + \alpha u_{\text{ВХ}} k_d k_{\text{УПТ}}} u_{\text{ВХ}} \text{ при } u_d \geq u_3, \quad (4.8)$$

где $k_{\text{УПТ}}$ – коэффициент усиления УПТ.

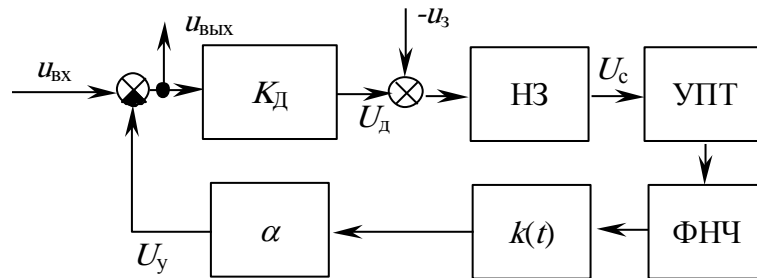


Рис. 4.6 – Структурная схема системы АРУ с обратной связью

Уравнение (4.5) определяет регулировочную характеристику системы АРУ с обратной связью.

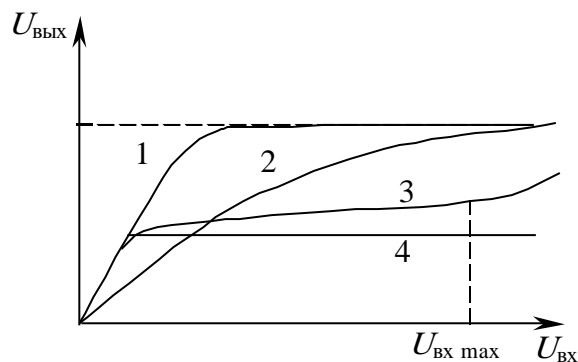


Рис. 4.7 – Амплитудные характеристики системы АРУ

Амплитудные характеристики замкнутой системы АРУ (рис. 4.7) представлены для случаев: 1 – без системы АРУ, 2 – простая АРУ, 3 – задержанная АРУ, 4 – усиленная и задержанная АРУ.

4.3 Система автоматической подстройки частоты

Системы автоматической подстройки частоты применяются для стабилизации частоты генерируемых колебаний, слежения за частотой сигнала в радиоприемных устройствах, в демодуляторах частотно-модулированных колебаний с обратной связью по частоте и др.

Функциональная схема АПЧ супергетеродинного приемника (рис. 4.8) содержит в своем составе смеситель (СМ), усилитель промежуточной частоты (УПЧ), частотный дискриминатор (ЧД), фильтр низкой частоты (ФНЧ) и управитель гетеродина (УГ). Входной сигнал $U_c(t)$ с частотой ω_c преобразуется в смесителе в напряжение промежуточной частоты $\omega_{пр}$, затем усиливается усилителем промежуточной частоты и подается на частотный дискриминатор. Если промежуточная частота $\omega_{пр}$ отличается на $\Delta\omega$ от ее номинального значения $\omega_{пр0}$, то на выходе ЧД возникает напряжение, значение и знак которого зависят от значения и знака отклонения промежуточной частоты $\Delta\omega$. Напряжение с ЧД $U_{чд}$ через ФНЧ подается на гетеродин (Г), частота которого перестраивается, обеспечивая минимальное рассогласование значения $\omega_{пр}$ от номинальной частоты $\omega_{пр0}$.

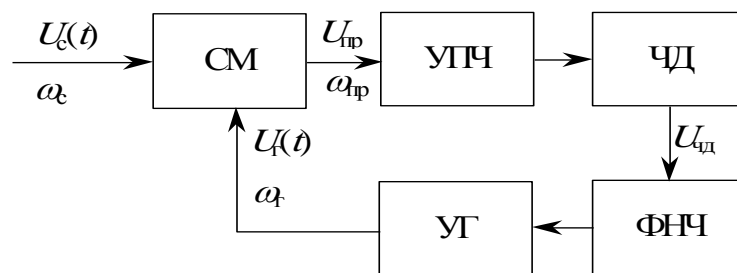


Рис. 4.8 – Функциональная схема системы АПЧ

Отклонение промежуточной частоты сигнала $\omega_{пр}$ от номинального значения

$$\Delta\omega = \omega_{пр} - \omega_{пр0} = \Delta\omega_c - \Delta\omega_r, \quad (4.9)$$

где $\omega_{пр} = \omega_c - \omega_r$, $\omega_c = \omega_{c0} + \Delta\omega_c$ – частота входного сигнала; $\omega_r = \omega_{r0} + \Delta\omega_r$ – частота гетеродина; $\Delta\omega_c$, $\Delta\omega_r$ – отклонение частот входного сигнала и гетеродина от номинальных значений ω_{c0} , ω_{r0} .

Напряжение на выходе ЧД является функцией отклонения промежуточной частоты от номинального значения

$$u_{\text{чд}} = F(\Delta\omega). \quad (4.10)$$

Зависимость $F(\Delta\omega)$ называют дискриминационной характеристикой (рис. 4.9). При малых значениях $\Delta\omega$ дискриминационная характеристика линейна, и выражение (4.7) принимает вид

$$u_{\text{чд}} = k_{\text{чд}}\Delta\omega, \quad (4.11)$$

где $k_{\text{чд}}$ – коэффициент передачи ЧД (крутизна дискриминационной характеристики).

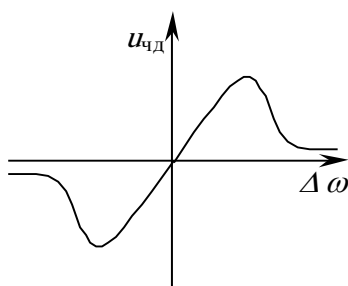


Рис. 4.9 – Дискриминационная характеристика частотного детектора

Под действием напряжения, снимаемого с фильтра $U_{\text{ф}} = K_{\text{ф}} U_{\text{чд}}$, $K_{\text{ф}}$ – коэффициент передачи ФНЧ, частота гетеродина переставляется на

$$\Delta\omega_{\text{г}} = K_{\text{г}} u_{\text{ф}}, \quad (4.12)$$

где $K_{\text{г}}$ – коэффициент передачи управителя гетеродина (УГ).

Из выражений (4.6), (4.8) и (4.9) следует, что ошибка регулирования промежуточной частоты в системе АПЧ может быть определена по выражению

$$\Delta\omega = \frac{1}{1+K} \Delta\omega_c, \quad (4.13)$$

где $K = K_{\text{чд}}, K_{\text{ф}}, K_{\text{г}}$ – коэффициент передачи системы АПЧ.

Уравнениям (4.6) – (4.10) соответствует структурная схема представленная на рис. 4.10.

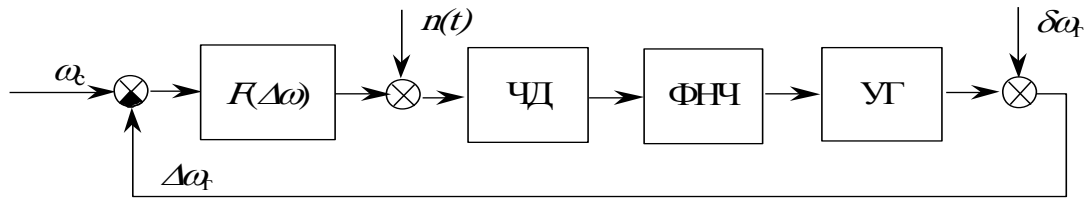


Рис. 4.10 – Структурная схема системы АФЧ

Структурная схема системы АФЧ учитывает дестабилизирующие факторы, влияющие на точность ее работы: $n(t)$ – флуктуационная составляющая напряжения, поступающая с дискриминатора; $\delta\omega_f$ – нестабильность гетеродина.

4.4 Система фазовой автоподстройки частоты

Системы фазовой автоподстройки частоты применяются в радиоприемных устройствах, перестраиваемых по частоте генераторах высокостабильных колебаний и других устройствах. Функциональная схема системы ФАПЧ (рис. 4.11) предназначена для стабилизации частоты подстраиваемого генератора (ПГ) по сигналу высокостабильного эталонного генератора (ЭГ).

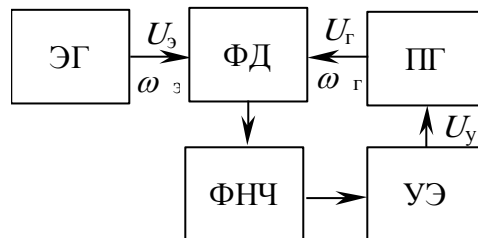


Рис. 4.11 – Функциональная схема системы ФАПЧ

Объектом управления в системе ФАПЧ является ПГ, частота колебаний (или фаза) напряжения которого изменяется в зависимости от напряжения, вырабатываемого управляющим элементом (УЭ), при этом напряжение ПГ остается неизменным. Частота напряжения ПГ является выходным сигналом системы ФАПЧ, на которую действует напряжение от эталонного генератора с частотой $\omega_э$. Этот сигнал является управляющим воздействием. Измерителем рассогласования является фазовый детектор (ФД), выходной сигнал которого является нелинейной периодической функцией разности фаз сигналов, подаваемых от ЭГ и ПГ. Сигнал

с ФД через ФНЧ подается на УЭ, который перестраивает частоту ПГ, приближая ее к частоте ЭГ. В установившемся режиме в системе устанавливается постоянная разность фаз между напряжениями u_3 и $u_Г$, при этом напряжение на выходе ФД также будет постоянным, в результате чего частота сигнала с ПГ окажется равной частоте сигнала ЭГ.

Начальное рассогласование от ЭГ и ПГ определяется как

$$\Delta\omega_n = \omega_3 - \omega_{Гн}, \quad (4.14)$$

где $\omega_{Гн}$ – начальная частота сигнала ПГ.

После включения системы ФАПЧ частота сигнала ПГ будет описываться выражением:

$$\omega_Г = \omega_{Гн} - \omega_{Гу}. \quad (4.15)$$

Частотная составляющая $\omega_{Гу}$ возникает из-за перестройки частоты ПГ и определяется выражением

$$\omega_{Гу} = k_Г k_{уэ} u_{фд} = k_Г k_{уэ} k_д F(\varphi), \quad (4.16)$$

где: $k_Г$ – коэффициент передачи ПГ по частоте;

$k_{уэ}$ – коэффициент передачи УЭ;

$k_д$ – коэффициент передачи ФД, равный максимальному напряжению на выходе ФД;

φ – разность фаз напряжений ЭГ и ПГ;

$F(\varphi)$ – дискриминационная характеристика.

Важным параметром систем ФАПЧ является величина полосы захвата. Под полосой захвата понимается диапазон первоначальных расстроек между частотами сигнала и подстраиваемого генератора, в пределах которого обеспечивается переход к режиму слежения за частотой.

Для оценки максимально допустимого рассогласования используется полоса удержания, определяемая выражением

$$\omega_{уд} = k_Г k_{уэ} k_д, \quad (4.17)$$

результат имеет размерность круговой частоты. С учетом (4.13) и (4.14) частота ПГ может быть определена по следующей формуле:

$$\omega_Г = \omega_{Гн} + \omega_{уд} F(\varphi). \quad (4.18)$$

Разность фаз сигналов ЭГ и ПГ определяется выражением

$$\varphi = \varphi_0 + \int_0^t (\omega_3 - \omega_r) dt. \quad (4.19)$$

Из формулы (4.16) следует, что производная

$$\dot{\varphi} = \omega_3 - \omega_r. \quad (4.20)$$

Уравнение (4.17) является основным дифференциальным уравнением системы ФАПЧ, показывающим, что в любой момент времени алгебраическая сумма разности частот $\omega_3 - \omega_r$ и расстройки является постоянной величиной, равной начальному расогласованию частот сигналов ЭГ и ПГ.

Отличие структурной схемы системы ФАПЧ, приведенной на рисунке 4.12, от системы АПЧ (рис. 4.10) состоит в наличии в системе ФАПЧ интегрирующего звена \int , с передаточной функцией $W=1/p$, производящего математическую операцию интегрирования в соответствии с формулой (4.16).

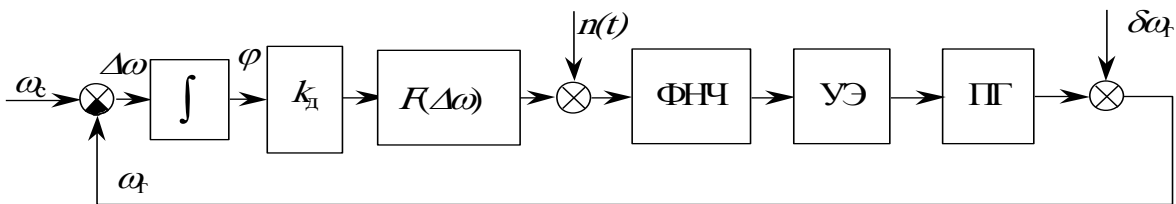


Рис. 4.12 – Структурная схема системы ФАПЧ

Интегрирующее звено и возмущающее воздействие $n(t)$ учитывают влияние на качество работы системы флуктуационной составляющей напряжения, а воздействие $\delta\omega_r$ – влияние неустойчивости частоты ПГ.

Анализ показателей качества, устойчивость работы устройства приема и обработки сигналов представлены в литературе [22].

5 ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ УСТРОЙСТВ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

5.1 Общие сведения по построению схем устройств приема и обработки сигналов различного назначения

Назначение радиоприемных устройств, вид принимаемого радиосигнала, предъявляемых технических требований определяют состав радиоприемного устройства. Основной состав радиоприемного устройства определяется типом и количеством избирательных систем и усилительных приборов. Вид модуляции принимаемого сигнала, уровень требований к точности воспроизведения закона модуляции определяют ширину полосы пропускания радиоприемного устройства. Структурная схема радиоприемного устройства (рис. 2.2) представляет собой сочетание и комбинацию линейных и нелинейных цепей. Линейными цепями являются входная цепь и усилитель радиочастоты для приемников прямого усиления; входная цепь, усилитель радиочастоты, смеситель, усилитель промежуточной частоты в супергетеродинных радиоприемниках.

Радиоприемные устройства, состоящие из линейных цепей до детектора, в инженерной практике называют линейным трактом. Выход высокочастотного тракта радиоприемника связан с детектором, в котором используются линейные цепи с переменными параметрами или нелинейные цепи. Моделирующее колебание, выделенное на выходе детектора, воздействует на линейные низкочастотные цепи (УНЧ) радиоприемного устройства. Такая особенность радиоприемников требует согласования величины полос пропускания высокочастотного и низкочастотного трактов с эффективной шириной спектра принимаемого радиосигнала и модулирующего колебания на выходе детектора.

Для обеспечения необходимого качества работы конечных устройств требуется обеспечение минимального отношения сигнал/шум на выходе радиоприемного устройства. Для различного вида модуляции радиосигнала это отношение различно и харак-

теризуется зависимостью отношения сигнал/шум на входе и выходе радиоприемного устройства (рис. 5.1) [13]. Для сигналов АМ и узкополосных ЧМ и ФМ сигналов ($\beta = 1$) полоса пропускания линейного тракта радиоприемного устройства равна 6 кГц, для широкополосных ЧМ и ФМ сигналов – 30 кГц. Из графика (рис. 5.1) следует, что наибольший выигрыш в отношении сигнал/шум имеет частотно-модулированный радиосигнал с индексом больше 1.

Минимальные допустимые отношения сигнал/шум и динамический диапазон на входе для различных типов приемников представлены в таблице 5.1 [3, 5, 6, 12].

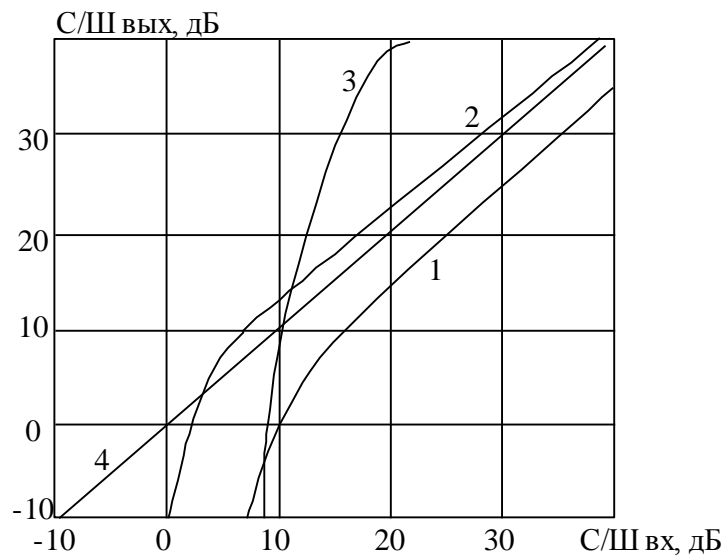


Рис. 5.1 – Зависимости отношения сигнал/шум в радиоприемных устройствах (1 – АМ сигнал; 2 – ЧМ и ФМ при $\beta = 1$; 3 – ЧМ и ФМ при $\beta = 5$; 4 – АМ-ОБ)

Таблица 5.1 – Динамический диапазон на входе и минимальное отношение сигнал/шум на выходе радиоприемных устройств

Назначение		Вид модуляции	Отношение сигнал/шум на выходе, $\gamma_{\text{вых}}$, раз	Динамический диапазон на входе, дБ
Звуковое вещание		АМ	10...20	60
		ЧМ	1,5...2,0	60 – 70
Телевизионное вещание	Изображение	АМ – ОБ	10...20	70 – 80
	Звук	ЧМ	2,0...2,5	70 – 80
Связные	Пейджинговые	Частотная манипуляция	2,5...3	60 – 70

Окончание табл. 3.1

Назначение		Вид модуляции	Отношение сигнал/шум на выходе, $\gamma_{\text{вых.}}$, раз	Динамический диапазон на входе, дБ
	Телефония	Частотная манипуляция	3...5	60 – 70
	Служебная и любительская	АМ	5...10	60 – 70
		ЧМ	2...3	60 – 70
Радиолокационные и навигационные	РЛС обнаружения	Радиоимпульсная	1,5...2	90 – 100
	РЛС измерения координат цели и сопровождения	Радиоимпульсная	2...5	80 – 90
Панорамные		Любая	2,5...5,0	70 – 80
Телеуправление		Частотная манипуляция	5...20	60 – 70

Качество радиоприемников звукового вещания характеризуется также и зависимостью разборчивости речевого сигнала от уровня шумов на его выходе (рис. 5.2) [13]. Удовлетворительная разборчивость при приеме телеграфных сообщений и сеансах радиосвязи обеспечивается при 50%.

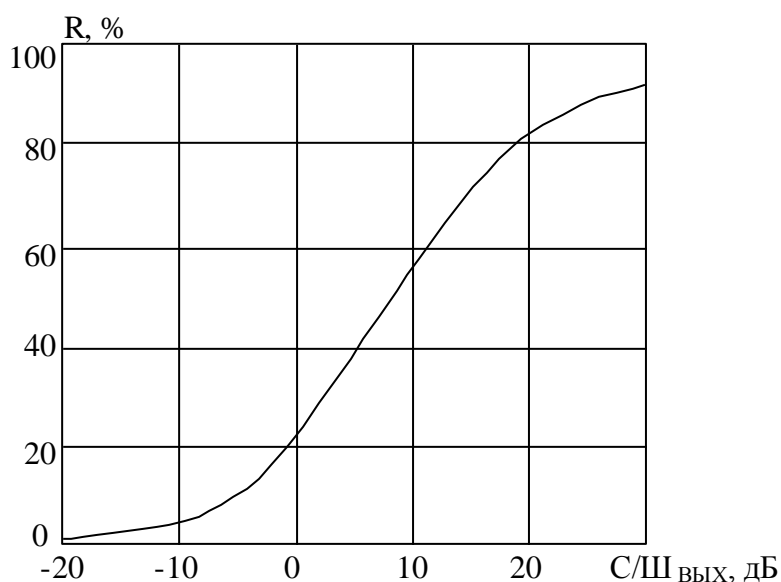


Рис. 5.2 – Зависимость разборчивости речевого сигнала от отношения сигнал/шум на выходе

Важной характеристикой радиоприемного устройства, влияющей на его чувствительность, является полоса пропуска-

ния. Полоса пропускания линейного тракта радиоприемных устройств определяется выражением

$$П = \Delta F_{\text{СП}} + 2\Delta F_{\text{Д}} + П_{\text{НС}}, \quad (5.1)$$

где $\Delta F_{\text{СП}}$ – эффективная ширина спектра;

$\Delta F_{\text{Д}}$ – доплеровское смещение частоты сигнала;

$П_{\text{НС}}$ – запас полосы пропускания, обусловленной нестабильностью и неточностью настройки радиоприемного устройства.

Доплеровское смещение частоты сигналов, принимаемых от передатчика, который перемещается относительно приемника с радиальной скоростью, определяется выражением

$$\Delta F_{\text{Д}} \approx \frac{v_{\text{Р}} \cdot f_{\text{С}}}{\text{С}}, \quad (5.2)$$

где $v_{\text{Р}}$ – радиальная скорость перемещения источника радиосигналов;

$\text{С} \approx 3 \cdot 10^8$ м/сек – скорость распространения радиоволн.

Величина $П_{\text{НС}}$ определяется выражением

$$П_{\text{НС}} = 2\sqrt{(\delta_{\text{С}} \cdot f_{\text{С}})^2 + (\delta_{\text{Г}} \cdot f_{\text{Г}})^2 + (\delta_{\text{Н}} \cdot f_{\text{Н}})^2 + (\delta_{\text{П}} \cdot f_{\text{П}})^2}, \quad (5.3)$$

где $\delta_{\text{С}} \cdot f_{\text{С}}$ – нестабильность принимаемого радиосигнала;

$\delta_{\text{Г}} \cdot f_{\text{Г}}$ – нестабильность частоты гетеродина (для супергетеродинных радиоприемных устройств);

$\delta_{\text{Н}} \cdot f_{\text{Н}}$ – нестабильность частоты настройки высокочастотной части радиоприемного тракта;

$\delta_{\text{П}} \cdot f_{\text{П}}$ – нестабильность частоты настройки усилителя промежуточной частоты (для супергетеродинных радиоприемных устройств);

$\delta_{\text{С}}, \delta_{\text{Г}}, \delta_{\text{Н}}, \delta_{\text{П}}$ – относительная нестабильность сигнала, гетеродина, настройки высокочастотной части и УПЧ соответственно.

Относительная нестабильность генераторных схем определяется отношением $\frac{\delta \cdot f}{f}$.

Для приемников с двойным преобразованием частоты и первым перестраиваемым гетеродином

$$P_{\text{НС}} = 2\sqrt{(\delta_{\text{С}} \cdot f_{\text{С}})^2 + (\delta_{\text{Г1}} \cdot f_{\text{Г1}})^2 + (\delta_{\text{Г2}} \cdot f_{\text{Г2}})^2 + (\delta_{\text{Н}} \cdot f_{\text{Г1}})^2}, \quad (5.4)$$

где $f_{\text{Г1}}$ и $f_{\text{Г2}}$ – частота первого и второго гетеродина соответственно.

Если в приемнике с двойным преобразованием частоты применен генератор частоты, при верхней настройке первого гетеродина и разностных преобразованиях частоты

$$P_{\text{НС}} = 2\sqrt{(\delta_{\text{С}} \cdot f_{\text{С}})^2 + [(m_1 - m_2)\delta_{\text{ОП}} \cdot f_{\text{ОП}}]^2}, \quad (5.5)$$

где m_1 и m_2 – номера гармоник опорного генератора, используемых для получения колебаний первого и второго гетеродинов соответственно;

$\delta_{\text{ОП}}$ – относительная нестабильность частоты $f_{\text{ОП}}$ опорного генератора.

При выборе схемы уменьшения нестабильности следует учесть, что однокаскадную кварцевую стабилизацию можно применять до частот 100...150 МГц, а без кварцевой стабилизации – на частотах не выше 500 МГц. При транзисторной многокаскадной стабилизации с умножением частоты и кварцевой стабилизацией возможно до частот 10 ГГц. Генераторы, выполненные на туннельных диодах, используются на частотах от 0,5 до 100 ГГц, а на отражательных клистронах – на частотах от 3 ГГц до 50 ГГц. Увеличение мер по стабилизации частоты в радиоприемных устройствах требуется при реализации высокой чувствительности за счет уменьшения полосы пропускания. При увеличении запаса по полосе пропускания величина нестабильности может быть уменьшена. При настройке радиоприемника нестабильность гетеродина может быть скомпенсирована до нуля.

Значения относительных нестабильностей генераторных схем, обеспечивающие работу радиоаппаратуры, представлены в таблице 5.2. Если необходимая полоса пропускания существенно больше эффективной ширины спектра, то необходимо использовать сложные схемы стабилизации, синтезаторы частоты или систему автоматической подстройки частоты (АПЧ).

Полоса пропускания линейного тракта радиоприемника с АПЧ

$$P = \Delta F_{\text{СП}} + \frac{2\Delta F_{\text{Д}} + P_{\text{НС}}}{k_{\text{АПЧ}}}, \quad (5.6)$$

где $k_{\text{АПЧ}}$ – коэффициент автоматической подстройки частоты.

Для устойчивой работы системы АПЧ обычно выбирают коэффициент $k_{\text{АПЧ}} = 15 \dots 20$, причем верхняя граница значений соответствует сложным системам АПЧ.

Таблица 5.2 – Относительная нестабильность генераторных схем

Тип источника нестабильности		Относительная нестабильность		
		ниже 30 МГц	выше 30 МГц	
Транзисторный	Однокаскадная стабилизация	Многодиапазонный с плавной перестройкой	$10^{-3} - 10^{-4}$	$10^{-2} - 10^{-3}$
		Однодиапазонный с плавной перестройкой	$10^{-4} - 10^{-5}$	$10^{-2} - 10^{-3}$
		Однодиапазонный без перестройки	10^{-5}	$10^{-3} - 10^{-4}$
		Переключаемый с кварцевой стабилизацией	10^{-5}	-
		Непереключаемый с кварцевой стабилизацией и одинарным термостатированием	10^{-6}	-
		Непереключаемый с кварцевой стабилизацией и двойным термостатированием	$10^{-7} - 10^{-8}$	
	Непереключаемый многокаскадный с умножением частоты и кварцевой стабилизацией	$10^{-6} - 10^{-7}$	$10^{-5} - 10^{-6}$	
На туннельном диоде		-	$10^{-4} - 10^{-5}$	
На отражательном клистроне		-	$10^{-3} - 10^{-6}$	
Синтезатор частоты с опорным кварцевым генератором		$10^{-7} - 10^{-8}$	$10^{-6} - 10^{-7}$	
Синтезатор частоты с опорным молекулярным генератором		10^{-10}	-	

При использовании фазовой автоматической подстройки частоты можно принять $\Pi \approx \Delta F_{\text{СП}}$.

Необходимая полоса пропускания высокочастотного пере-страиваемого тракта диапазонного супергетеродинного радио-приемного устройства ДВ, СВ, КВ и УКВ диапазонов без АПЧ

$$\Pi_{\text{ВЧ}} = \Delta F_{\text{СП}} + \Delta f_{\text{н.с.}}, \quad (5.7)$$

где $\Delta f_{\text{н.с.}}$ – запас на неточность сопряжения настроек контуров тракта высокой частоты и гетеродина.

Для радиоприемного устройства с системой АПЧ

$$\Pi_{\text{ВЧ}} = \Delta F_{\text{СП}} + 2\Delta F_{\text{Д}} + 2 \cdot \delta_{\text{С}} \cdot f_{\text{С}} + \Delta f_{\text{н.с.}}. \quad (5.8)$$

Полоса пропускания неперестраиваемого тракта радиоприемного устройства равна интервалу частот диапазона или поддиапазона.

При выборе вида структурной схемы радиоприемного устройства необходимо учитывать особенности электромагнитной обстановки в диапазоне принимаемых волн, а также физическую реализуемость избирательных цепей и систем (таблица 5.3).

Таблица 5.3 – Реализуемые технические характеристики радиоприемников

Параметр или характеристика	Вид структурной схемы		
	Прямого усиления	Сверхрегенеративная	Супергетеродина
Минимальная осуществимая полоса пропускания	$(0,3...1) \frac{f_{Смин}}{Q_{Эвч}}$	$(0,02...0,2) \frac{f_{Смин}}{Q_{Эвч}}$	$(0,3...0,8) \frac{f_{Смин}}{Q_{Эвч}}$
Коэффициент прямоугольности - ослабление на 20 дБ - ослабление на 40 дБ	3...10 5...100	5...30 50...100	1,5...2,2 1,7...2,5
Чувствительность - на ДВ, мкВ - на СВ, мкВ - на КВ, мкВ - на метровых волнах, мкВ - на дециметровых и сантиметровых волнах, мкВт	100...1000 100...1000 200...1000 400...2000 $10^{-4} - 10^{-2}$	2...5 2...5 3...10 5...50 $10^{-5} - 10^{-2}$	0,2...1 0,5...1,5 1...5 2...10 $10^{-8} - 10^{-6}$
Стабильность работы	Хорошая	Посредственная	Хорошая
Уровень искажений	Малый	Очень большой	Очень малый

Расчет коэффициента передачи радиоприемного устройства и выбор средств усиления принимаемого радиосигнала производят на поздних стадиях расчета структурной схемы радиоприемного устройства после расчета чувствительности, определения динамического диапазона и оценки уровня выходного сигнала.

5.2 Особенности построения радиовещательных устройств приема и обработки сигналов

Радиовещательные устройства приема и обработки сигналов предназначены для приема программ звукового и телевизионного вещания в диапазонах ДВ, СВ, КВ, УКВ, метрового и дециметрового диапазонах длин волн. Особенностью данных радио-

приемных устройств являются прием сигналов с амплитудной и частотной модуляцией, в том числе и прием стереофонических передач. Построение структурной схемы имеет определенные различия. По электрическим, электроакустическим параметрам и комплексу эксплуатационных свойств стационарные и переносные радиоприемники разделяют на четыре группы сложности (0 – высшую, 1, 2, 3); автомобильные радиовещательные радиоприемники – на три группы (1, 2, 3). Кроме перечисленных групп, выделяют малогабаритные (карманные, сувенирные и миниатюрные) радиоприемники. Современные радиовещательные радиоприемники АМ, ЧМ-сигналов строят по супергетеродинной схеме. Исключение составляют миниатюрные переносные радиоприемники.

5.2.1 Особенности построения устройств приема и обработки сигналов систем звукового вещания

Радиовещательные приемники, тюнеры, магнитолы предназначены для приема монофонических и стереофонических радиопередач. Они выпускаются в соответствии с ГОСТ 5651-89 «Аппаратура радиоприемная бытовая». В зависимости от условий эксплуатации радиоприемные устройства разделяются на стационарные, переносные и носимые. Анализ выпускаемой аппаратуры отечественного и импортного производства свидетельствует о том, что наибольшее распространение получила аппаратура, построенная по супергетеродинной схеме. С развитием микроэлектронной базы производимая радиоаппаратура технологична и проста в настройке. Построение радиоприемных устройств для приема АМ- и ЧМ-сигналов имеет особенности. Эти особенности определяются видом модуляции, типом автоматических регулировок и способом обработки сигналов. При проектировании и расчете чувствительности приемников следует учитывать эти особенности.

Устройства приема и обработки АМ-сигналов. Диапазонные радиоприемные устройства, предназначенные для приема сигналов с амплитудной модуляцией, в подавляющем большинстве строятся по супергетеродинной схеме (рис. 5.3).

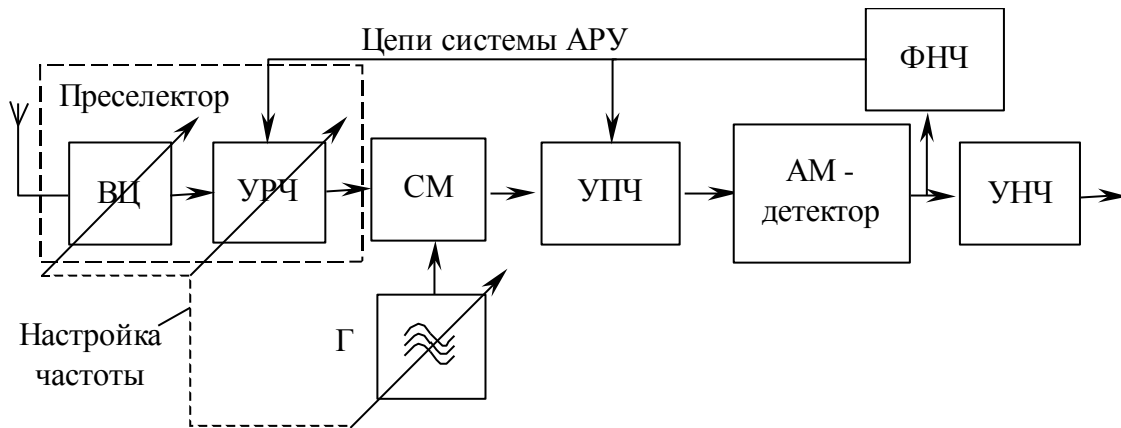


Рис. 5.3 – Структурная схема супергетеродинного радиовещательного приемника АМ-сигналов

Настройка радиоприемного устройства осуществляется за счет синхронной перестройки избирательных систем преселектора и частоты гетеродина. Точность синхронной перестройки обеспечивается качеством сопряжения контуров преселектора и гетеродина. Для обеспечения линейного режима работы АМ-детектора и исключения «перегрузки» работы окончных каскадов радиоприемного устройства в структурную схему введена система автоматической регулировки усиления. Сигнал управления системой АРУ формируется из модулированного сигнала и через ФНЧ, который выделяет среднюю составляющую мощности принимаемого сигнала, подается в цепи регулирования на УРЧ (если он имеется) и на первые каскады усилителя промежуточной частоты.

Максимальный допустимый коэффициент шума первых каскадов радиоприемника определяется соотношением сигнала/помехи входа-выхода в соответствии с выражением:

$$\gamma_{\text{ВХ}} = \gamma_{\text{ВЫХ}} \sqrt{\frac{(k_{\text{П}}^2 + m_a^2) \cdot F_{\text{ВЫХ}}}{m_a^2 \cdot \Pi_{\text{Ш}}}}, \quad (5.9)$$

где m_a – максимальный коэффициент модуляции сигнала;

$k_{\text{П}}$ – отношение максимального напряжения управляющего сигнала к действующему (для радиовещательного радиоприемника $k_{\text{П}} = 0,7$, для телефонных сигналов $k_{\text{П}} = 3$, $\gamma_{\text{ВЫХ}} = 3 \dots 10$;

$F_{\text{ВЫХ}} = 1,1 F_{\text{МАХ}}$ – полоса пропускания УНЧ.

Устройства приема и обработки ЧМ-сигналов используются для приема станций звукового вещания и приема звука в системе телевизионного вещания. Структурная схема радиоприемного устройства, как правило, выполняется по схеме супергетеродинного типа (рис. 5.4). Структурная схема радиоприемника имеет в своем составе преселектор, преобразователь частоты, усилитель промежуточной частоты (УПЧ), частотный детектор, цепи автоматической подстройки частоты и цепь компенсации предыскажений (ЦКП). Цепь системы АПЧ включает в себя фильтр нижних частот, выделяющее изменение центрального положения несущей радиосигнала и управитель, входящий в состав гетеродина (Г).

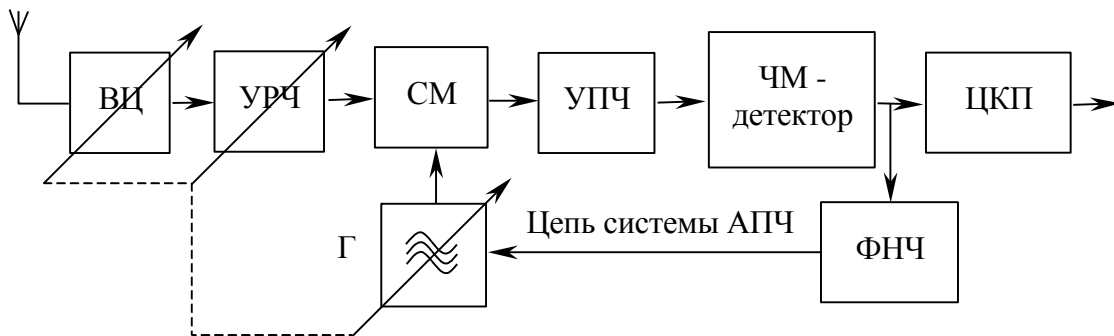


Рис. 5.4 – Структурная схема радиовещательного приемника ЧМ сигналов

Таким образом, особенностью тракта передачи ЧМ-сигнала является введение в его АЧХ предыскажений на передающем центре, а также возможность обеспечения объемного звучания в оконечном устройстве радиоприемного устройства передаваемого звукового стереосигнала. Уровни вводимого предыскажения в АЧХ тракта звукового вещания на передаваемом конце и компенсируемого предыскажения на приемном конце определяются эквивалентными схемами, изображенными на рис. 5.5. Постоянная времени цепей введения (ЦП) и компенсации предыскажений в тракте звукового вещания определяется стандартом формирования модулирующего стереосигнала. Эквивалентные схемы цепей введения и компенсации предыскажений представлены на рис. 5.5.

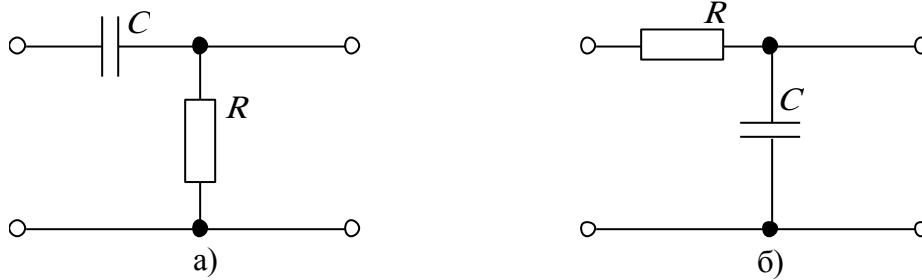


Рис. 5.5 – Эквивалентная схема цепи введения предискажений (а) и цепи компенсации искажений АЧХ модулирующего сигнала

Стереофоническое вещание на территории Российской Федерации ведется в двух стандартах: на основе комплексного стереосигнала (КСС) с частичным подавлением поднесущей (Российский стандарт) в диапазоне радиочастот УКВ-1 и с пилоттоном с полным подавлением поднесущей (стандарт США) в диапазоне радиочастот УКВ-2. Структурная схема тракта передачи радиосигнала по Российскому стандарту в системе стереофонического радиоприемного устройства УКВ – ЧМ-вещания на передающей части тракта представлена на рис. 5.6, а тракта приема – рис. 5.8.

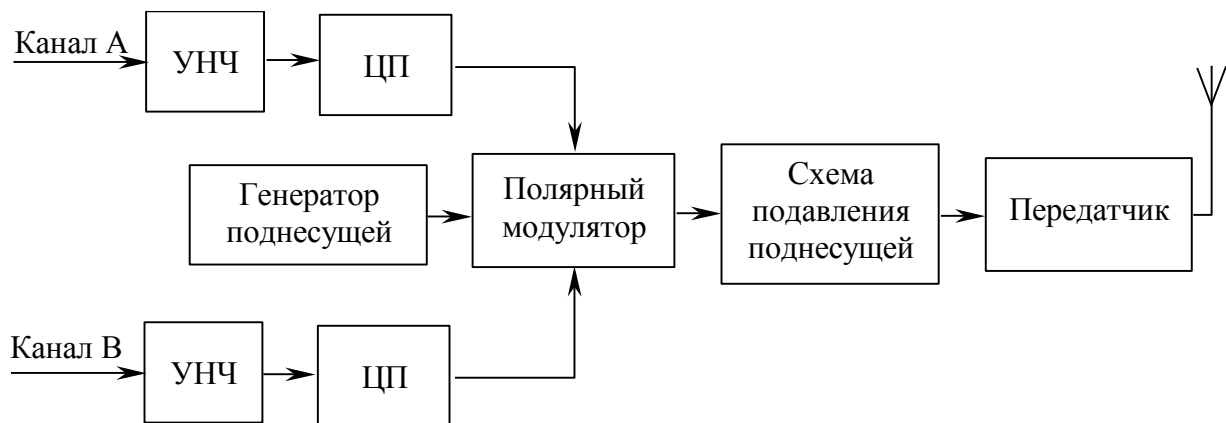


Рис. 3.6 – Структурная схема тракта передачи стереосигнала системы на основе КСС и частичным подавлением поднесущей

Форма комплексного стереосигнала в Российском стандарте на выходе блоков формирования имеет вид, представленный на рис. 5.7. Основным требованием к модулятору ЧМ-сигналов является полоса частот модулирующего сигнала до 200 кГц. Это необходимо для обеспечения точности восстановления фазовых

соотношений модулирующих сигналов тональной и надтональной частей спектра.

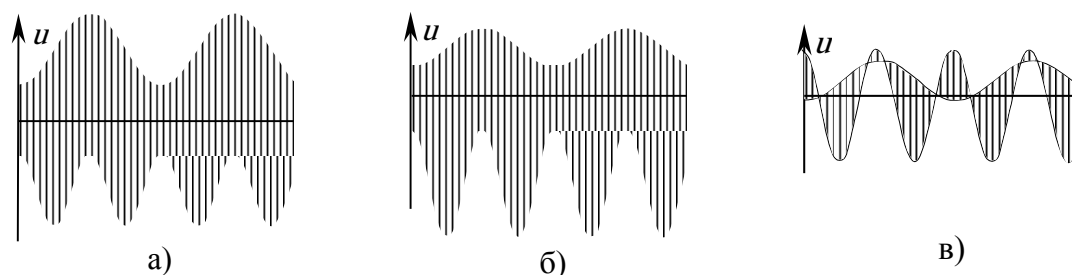


Рис. 5.7 – Осциллограммы напряжения стереосигнала на выходе полярного модулятора без предискажений (а), с предискажением АЧХ (б) и после устройства подавления поднесущей сигнала на 80% (в)

Структурная схема тракта приема стереосигнала звукового вещания представлена на рисунке 5.8. Эффективная ширина спектра частотно-модулированного стереофонического радиосигнала, в отличие от монофонического вида, определяется выражением

$$\Delta F_{СП} = 2 \cdot (f_{ДЕВ} + f_{ПОД} + f_{М}). \quad (5.10)$$

Выражение для определения эффективной ширины спектра стереофонического сигнала справедливо для Российского стандарта и для ЧМ-сигнала с использованием пилот-тона. Сравнительная оценка эффективной ширины спектра показывает, что полоса частот для отечественного стандарта меньше на 10...15%. Полоса пропускания стереофонического радиоприемного устройства больше полосы монофонического на 20...25%. Технические параметры передачи стереофонического вещания представлены в таблице 5.3.

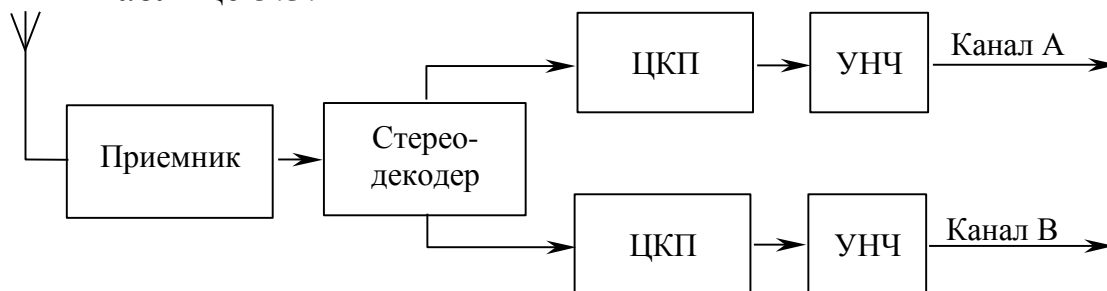


Рис. 5.8 – Структурная схема тракта приема радиосигнала системы стереофонического вещания в Российском стандарте

Сигнал с радиоприемного устройства подается на стереодекодер, в котором производятся выделения сигналов канала А и канала В. Для компенсации предыскажений в каналах А и В, вводимых на передающем конце радиоканала сигнал проходит через цепь компенсации предыскажений.

Структурная схема тракта передачи стереофонической системы с пилот-тоном отличается наличием дополнительного сигнала – пилот-тона для необходимости восстановления поднесущей частоты на приемном устройстве (рис. 5.9). Формирование стереосигнала осуществляется по принципу, как и в отечественном стандарте, с той разницей, что поднесущая комплексного стереосигнала подавляется на 100 %.

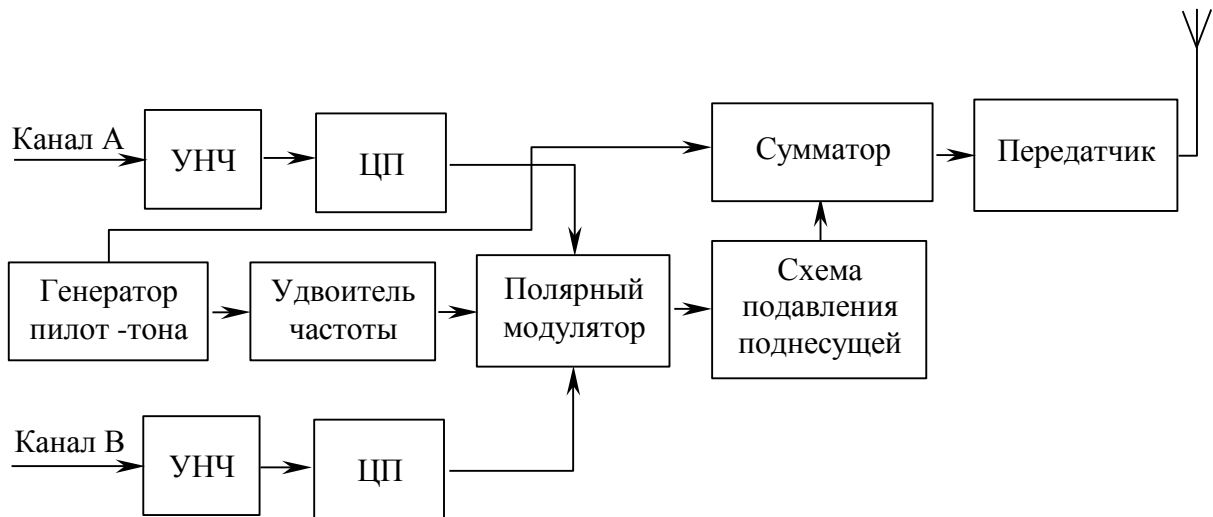


Рис. 5.9 – Структурная схема тракта передачи радиосигнала системы стереофонического вещания с пилот-тоном

Структурная схема стереофонического радиоприемного устройства отличается от схемы (рис. 5.8) наличием устройства выделения пилот-тона, необходимого для восстановления поднесущей стереосигнала для дальнейшего его удвоения. Точность восстановления этого сигнала по разности фазы между передаваемым и принимаемым сигналами не должна превышать единиц градусов.

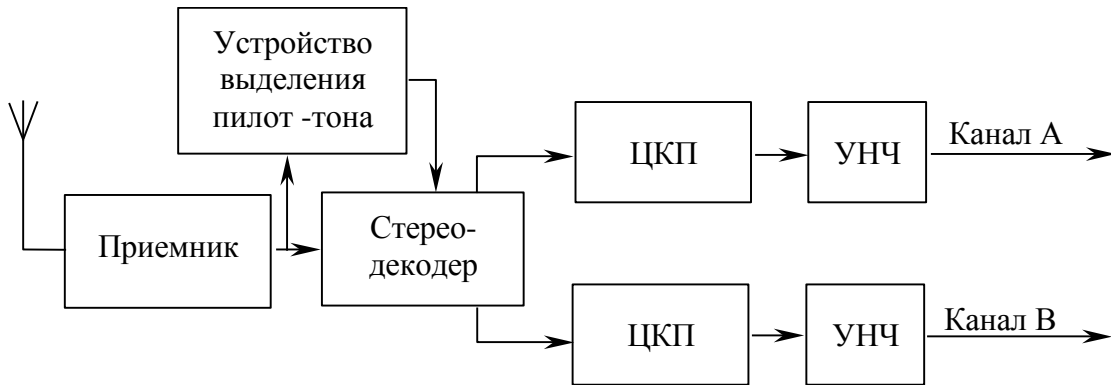


Рис. 5.10 – Структурная схема тракта приема радиосигнала системы стереофонического вещания с пилот-тоном

Амплитудно-частотная характеристика спектра стереофонического сигнала отечественного стандарта и стандарта с пилот-тоном характеризуется амплитудно-частотной характеристикой тональной и надтональной частей (рис. 5.11). Различием форм рассматриваемых стандартов являются величина наклона АЧХ цепи предискажения низкочастотного спектра модулирующего сигнала, частота и величина передаваемой поднесущей и наличие пилот-тона, передающего информацию о приеме стереосигнала. Основные технические параметры тракта передачи стереофонического сигнала системы УКВ – ЧМ звукового вещания представлены в таблице 5.4.

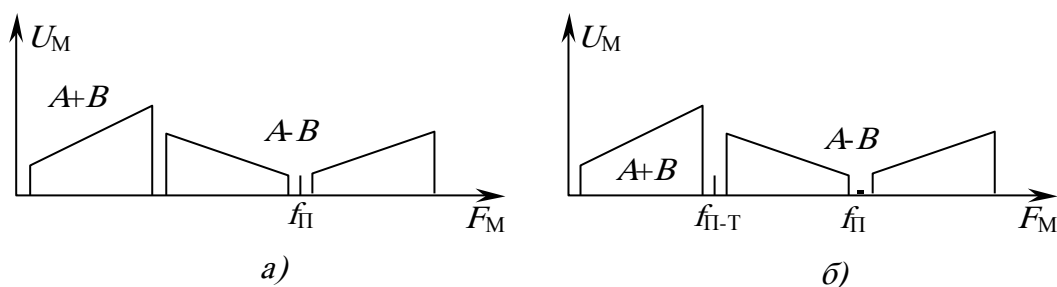


Рис. 5.11 – Амплитудно-частотная характеристика спектра комплексного стереосигнала ПМК – КСС (а) и с пилот-тоном

Таблица 5.4 – Технические параметры тракта передачи стереофонического УКВ – ЧМ вещания [17]

Наименование параметров	Система с полярной модуляцией (РФ)	Система с пилот-тоном (США)
Диапазон передаваемых звуковых частот для каждого канала, Гц	30...15000	50...15000
Отклонение АЧХ канала во всем диапазоне частот, дБ, не более	±1,0	±1,0
Отношение сигнал/шум, дБ, не хуже	60	60
Коэффициент гармоник, %, не более, на частотах, Гц 100...10000 30...15000	1,0 1,5...2,0	- -
Нестабильность несущей частоты передатчика, не более	±2,0·10 ⁻⁵	
Частота поднесущей, Гц	31250±2	38000
Частота пилот-тона, Гц	-	19000
Верхняя граничная частота спектра КСС, кГц	46,25	53
Подавление поднесущей частоты, дБ	14±0,2	≥60
Максимальная глубина модуляции КСС, %, не более	80	90
Постоянная времени цепи предискажений сигналов А и В стереопары, мкс	50	75
Максимальная девиация частоты передатчика	50	75
Полоса частот радиопередатчика, кГц	165...192	190...206
Переходное затухание между каналами на выходе передатчика, дБ, не менее	30	30
Ширина полосы пропускания радиоприемника, кГц	140...192	180...206
Ухудшение отношения сигнал/шум по сравнению с монофонической передачей, дБ (теоретическое значение)	24,7	23
Расположение стереоканалов Увеличение несущей частоты Уменьшение несущей частоты		А (левый) В (правый)

При расчете эффективной ширины спектра ЧМ-сигнала оценка верхней частоты модулирующего стереофонического сигнала определяется максимальным ее значением в надтональной части

$$F_B = f_{\Pi} + F_{\max}, \quad (5.11)$$

где f_{Π} – частота поднесущей;

F_{\max} – максимальная частота модулирующего монофонического сигнала.

Качество воспроизведения стереофонического звучания при радиоприеме характеризуется величиной переходного затухания,

т.е. степенью изолированности каналов A и B друг от друга на выходе стереомодулятора или стереодекодера радиоприемного устройства и определяется выражением

$$\alpha = 20 \cdot \lg \left[\frac{U_{\text{ВЫХА}}}{U_{\text{ВЫХВ}}} \right]^2 \text{ дБ.} \quad (5.12)$$

Выражение справедливо для оценки переходного затухания при отсутствии напряжения сигнала ($U_{\text{ВХ В}} = 0$) на входе канала B стереомодулятора.

Величина переходного затухания в радиоканале стереофонического радиоприемного устройства зависит от величины полосы его пропускания, от точности настройки радиоприемного устройства на центральную частоту несущей и в значительной степени от частоты модулирующего сигнала и от мгновенного значения девиации частоты несущей ЧМ-сигнала [15 – 17]

$$\alpha_{\text{ПР}} = 20 \cdot \lg \left[\frac{\Pi_{\text{ПР}}}{f_{\text{Д}} + f_{\text{П}} + f_{\text{М}} + \Delta f} \right]^2 \text{ [дБ]}, \quad (5.13)$$

где Δf – неточность настройки радиоприемного устройства на центральную частоту несущей радиопередатчика.

Девиация частоты в выражении (5.13) с целью обеспечения избирательности по соседнему каналу и заданной величины переходного затухания уменьшается на 20 процентов. Величина переходного затухания также зависит от степени разбаланса поднесущей частоты по фазе на передающей и принимающей сторонах системы радиовещания и определяется выражением

$$\alpha_{\varphi} = 20 \cdot \lg \left[\text{ctg} \frac{\Delta \varphi}{2} \right] \text{ [дБ]}. \quad (5.14)$$

При расчете допустимого коэффициента шума радиовещательного приемника ЧМ-сигнал связь отношения сигнал/шум вход-выход определяется соотношением [1, 2]:

$$\gamma_{\text{ВХ}} = \gamma_{\text{ВЫХ}} \sqrt{\frac{k_{\text{П}}^2 \cdot F_{\text{ВЫХ}}}{3m_a^2 \cdot \Pi_{\text{Ш}}}}, \quad (5.15)$$

где $k_{\text{П}}=1,4$.

Если отношение сигнал/помеха на выходе радиоприемного устройства не задано, то $\gamma_{\text{ВЫХ}} = 10...16$ дБ.

5.2.2 Особенности построения устройств приема и обработки сигналов систем телевизионного вещания

Для телевизионного вещания отведено 12 каналов по 8 МГц на метровых волнах (48 – 100 и 170 – 230 МГц) и 21 канал на дециметровых волнах (470 – 638 МГц) (таблица 1.2). Устройства приема и обработки сигналов систем телевизионного вещания предназначены для приема сигналов черно-белого и цветного изображения и звука. В Российской Федерации для передачи телевизионных сигналов используется стандарт SECAM. Особенностью всех систем телевизионного вещания является передача по радиоканалам четырех несущих: яркостного (черно-белого изображения), двух поднесущих цветоформирующих сигналов (сигналов цветности) и несущую звукового сигнала. Сигналы телевизионного вещания в стандарте SECAM для яркостного канала модулируются по амплитуде с частичным подавлением боковой полосы, поднесущие цветоформирующих сигналов и сигнал звука имеют частотную модуляцию (рис. 5.14).

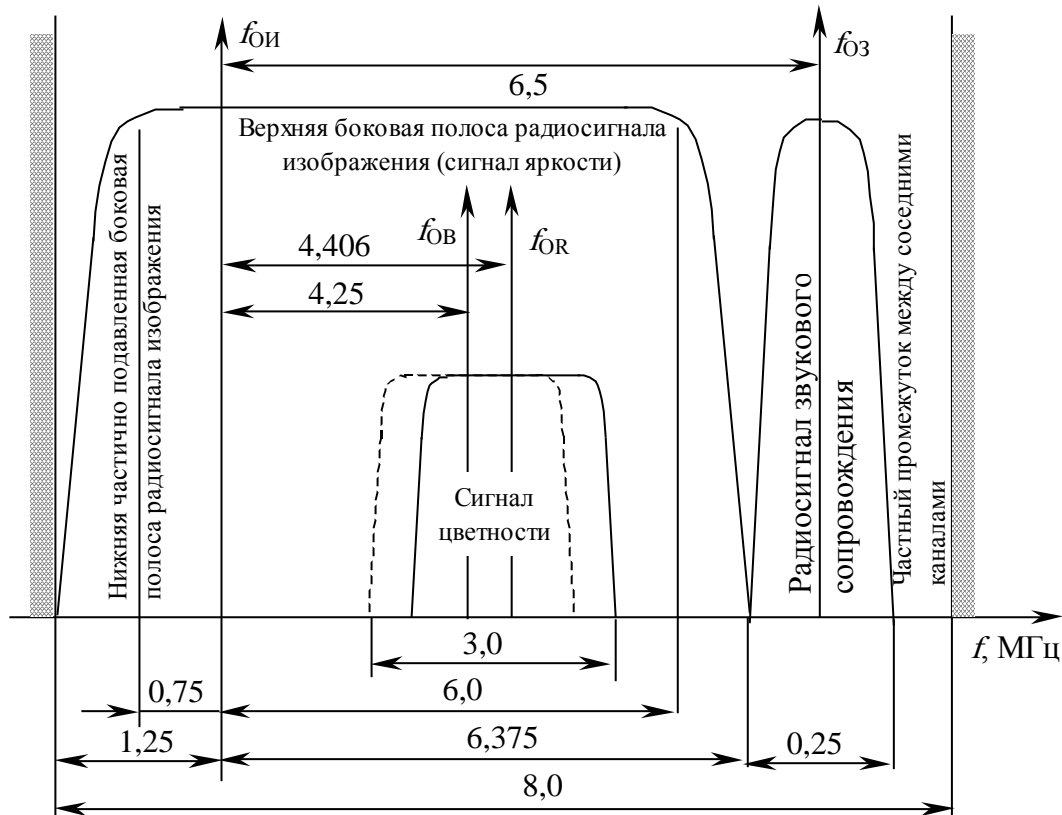


Рис. 5.12 – Амплитудно-частотная характеристика изображения и звука радиопередатчика системы телевизионного вещания стандарта SECAM

Амплитудно-частотная характеристика телевизионного приемника отличается от передаваемого АЧХ спектра сигнала (рис. 5.13) местоположением несущей изображения относительно частоты настройки радиоприемного устройства и уровнем сигнала звука на выходе преселектора. Преселектор приемника настроен на среднюю частоту относительно несущих изображения и звука и определяется выражением

$$f_{\text{CP}} = \sqrt{f_{\text{ОИ}} \cdot f_{\text{ОЗ}}} \quad (5.16)$$

и имеет полосу пропускания 8 МГц с неравномерностью 3 дБ. Уровень подавления звукового сигнала составляет 20...25 дБ.

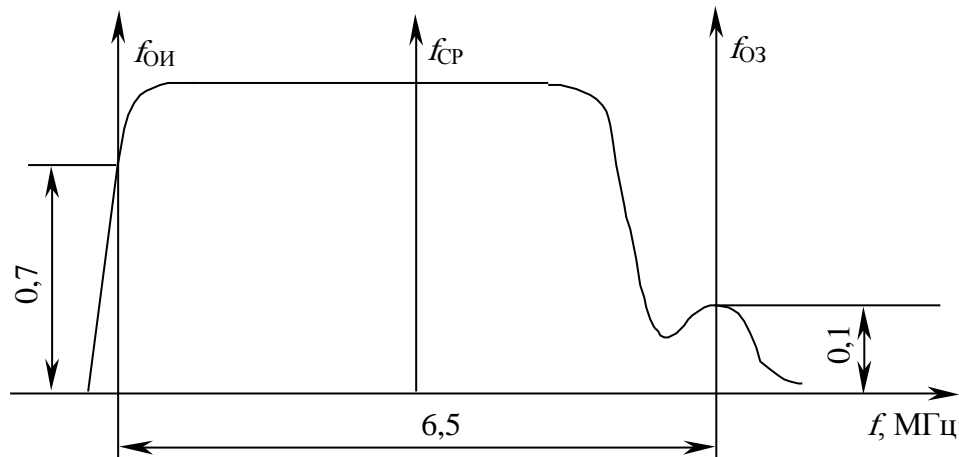


Рис. 5.13 – Амплитудно-частотная характеристика телевизионного приемника

Сигналы черно-белого изображения и изображения цветности передаются с частотой 25 кадров в секунду с использованием чересстрочной развертки горизонтальных строк (625 строк). Полоса спектра частот сигнала определяется качеством принимаемого черно-белого изображения (яркостного канала) (рис. 5.14) и простирается от $F_{\text{min}} = 25$ Гц (частота кадров) до

$$F_{\text{max}} = 0,38 \cdot k \cdot n \cdot Z^2,$$

где $k = 4/3$ – формат кадра (отношение ширины изображения к его высоте);

$n = 25$ – частота кадров;

Z – требуемая четкость изображения на экране телевизионного приемника.

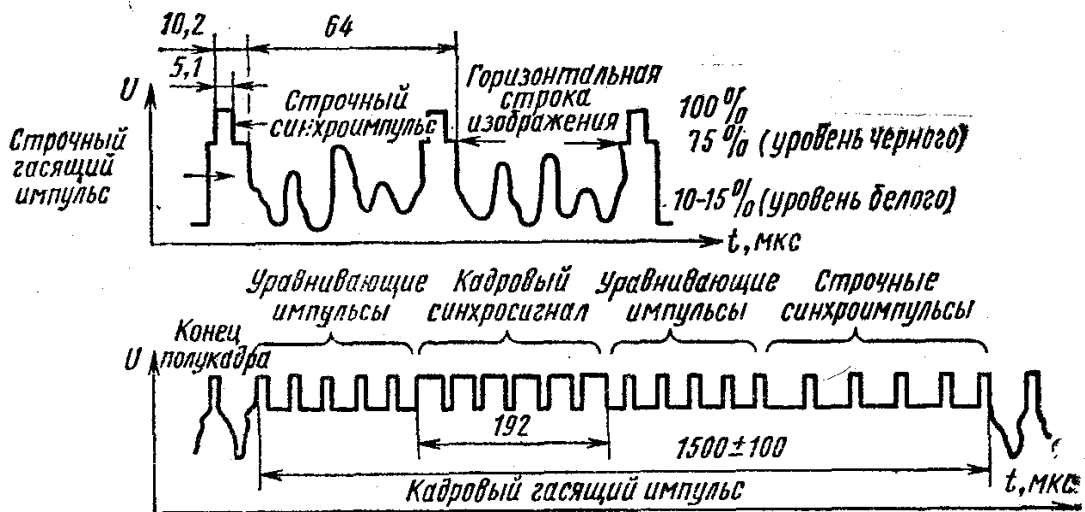


Рис. 5.14 – Стандартный телевизионный сигнал изображения

Сигнал звукового сопровождения с ЧМ имеет среднюю частоту несущей $f_{03} = f_{0и} + 6,5$ МГц (где $f_{0и}$ – несущая изображения), девиацию 75 кГц и спектр частот модуляции низкочастотного сигнала 50 – 15000 Гц.

Телевизионные приемники строятся по супергетеродинной схеме с общим трактом усиления сигналов изображения и звука (рис. 5.15) и получают наибольшее распространение и с отдельными трактами изображения и звука (рис. 5.16).

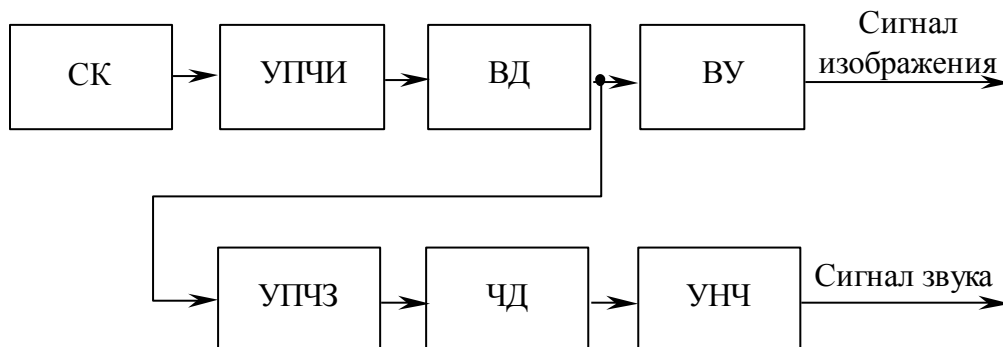


Рис. 5.15 – Структурная схема телевизионного приемника с совмещенным трактом изображения и звука

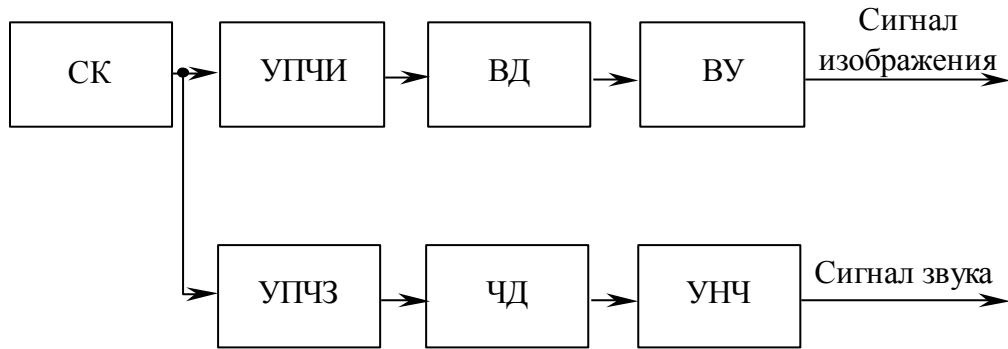


Рис. 5.16 – Структурная схема телевизионного приемника с отдельным трактом изображения и звука

Различия структурных схем заключаются в обработке несущей изображения и несущей звука. В первом случае сигнал промежуточной частоты звука 6,5 МГц выделяется за счет биения сигналов несущей изображения (38 МГц) и звука (31,5 МГц) на выходе видеодетектора (ВД). Во втором случае сигналы промежуточных частот изображения и звука, выделенные на выходе смесителя, обрабатываются в отдельных трактах промежуточных частот.

Селектор каналов телевизионного приемного устройства имеет в своем составе входную цепь (ВЦ), усилитель радиочастоты (УРЧ), СМ – смеситель; Г – гетеродин (рис. 5.17).

Усилитель радиочастоты имеет один-два каскада с малыми коэффициентами шума N и большими коэффициентами передачи по мощности K_p для повышения чувствительности. При переключении каналов механическим способом обычно меняются индуктивности контуров ВЦ, УРЧ и гетеродина (Г) с помощью барабанного переключателя телевизионных каналов (ПТК). При переключении электронным коммутатором используют способ разбития частот принимаемого сигнала на поддиапазоны с последующей подстройкой варикапами.

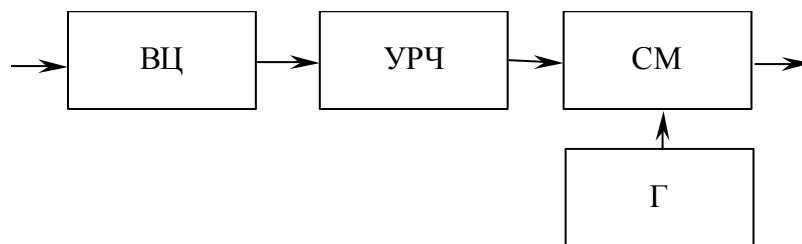


Рис. 5.17 – Структурная схема селектора каналов телевизионного приемника

Амплитудно-частотная характеристика смесителя селектора каналов имеет форму, представленную на рис. 5.13, и настроена на промежуточную частоту тракта изображения 38 МГц и промежуточную частоту тракта звука 31.5 МГц. Преобразователь частоты селектора каналов выполняется по схеме с отдельным смесителем и гетеродином на транзисторах. Частота гетеродина вырабатывается выше частоты принимаемого сигнала для уменьшения комбинационных помех и предотвращения инверсии взаимного расположения спектров сигнала изображения и звука. Для обеспечения подстройки частоты гетеродина в небольших пределах вводится конденсатор переменной емкости (при механической подстройке) или варикап (при электронной подстройке).

Полная структурная схема черно-белого изображения, представленная на рис. 5.18, построена по принципу совмещенного тракта изображения и звука. Выделение из полного телевизионного сигнала напряжение изображения и звука производится на выходе детектора. Видеосигнал, полученный на выходе детектора (Д) путем биений несущей изображений и звука со средней частотой 6,5 МГц подается на усилитель промежуточной частоты звука (УПЧЗ), частотный детектор (ЧД), УНЧ и громкоговоритель. Напряжение сигнала изображения, прошедшего через фильтр подавления промежуточной частоты, также подается на видеоусилитель (ВУ) и используется для управления электронно-лучевой трубкой. Гасящие и синхронизирующие импульсы выделяются селектором синхросигналов (СС) и с помощью управления генератором строчных (ГСР) и кадровой (ГКР) управляют разверткой луча кинескопа и гасят луч во время обратного хода развертки.

Отличительной особенностью структурной схемы телевизионного приемника цветного изображения является наличие блока цветности, предназначенного для выделения цветоразностных сигналов (рис. 5.19) и специальной электронно-лучевой трубки воспроизведения цветного изображения. Все блоки, входящие в структурную схему приемника черно-белого изображения телевидения, используются и в приемнике цветного телевидения. Для формирования промежуточной частоты звукового канала 6,5 МГц сигнал с выхода УПЧИ подается на детектор разностной частоты (ДРЧ) и далее тракт усилителя промежуточной частоты звука.

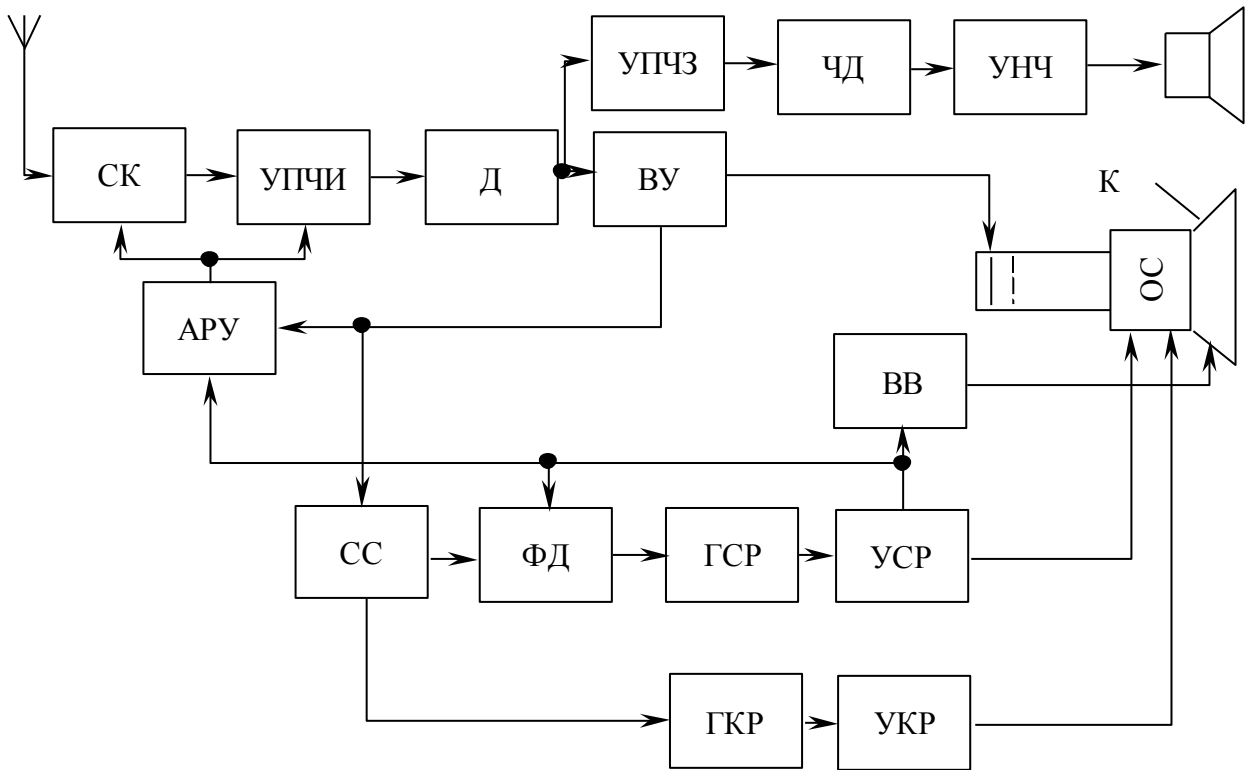


Рис. 5.18 – Структурная схема телевизионного приемника
черно-белого изображения:

СК – селектор каналов; УПЧИ – усилитель промежуточной частоты изображения; Д – детектор; ВУ – видеоусилитель сигнала изображения; УПЧЗ – усилитель промежуточной частоты звука; ЧД – частотный дискриминатор звука; УНЧ – усилитель низкой частоты; АРУ – блок автоматической регулировки усиления; СС – селектор синхроимпульсов; ФД – фазовый детектор; ГСР – генератор строчной развертки; УСР – усилитель строчной развертки; ВВ – высоковольтный выпрямитель; ГКР – генератор кадровой развертки; УКР – усилитель кадровой развертки; ОС – отклоняющая система; К – кинескоп

Для формирования сигнала яркости E'_Y с выхода УПЧИ подается на детектор через режекторный фильтр (РФ), подавляющий промежуточную частоту звука 31,5 МГц, на вход видеоусилителя (ВУ), затем на линию задержки (0,7 мкс) для совмещения во времени сигнала яркости и цветоразностных сигналов и кинескоп цветного изображения. Для формирования цветных сигналов также с выхода видеодетектора подается на блок цветности.

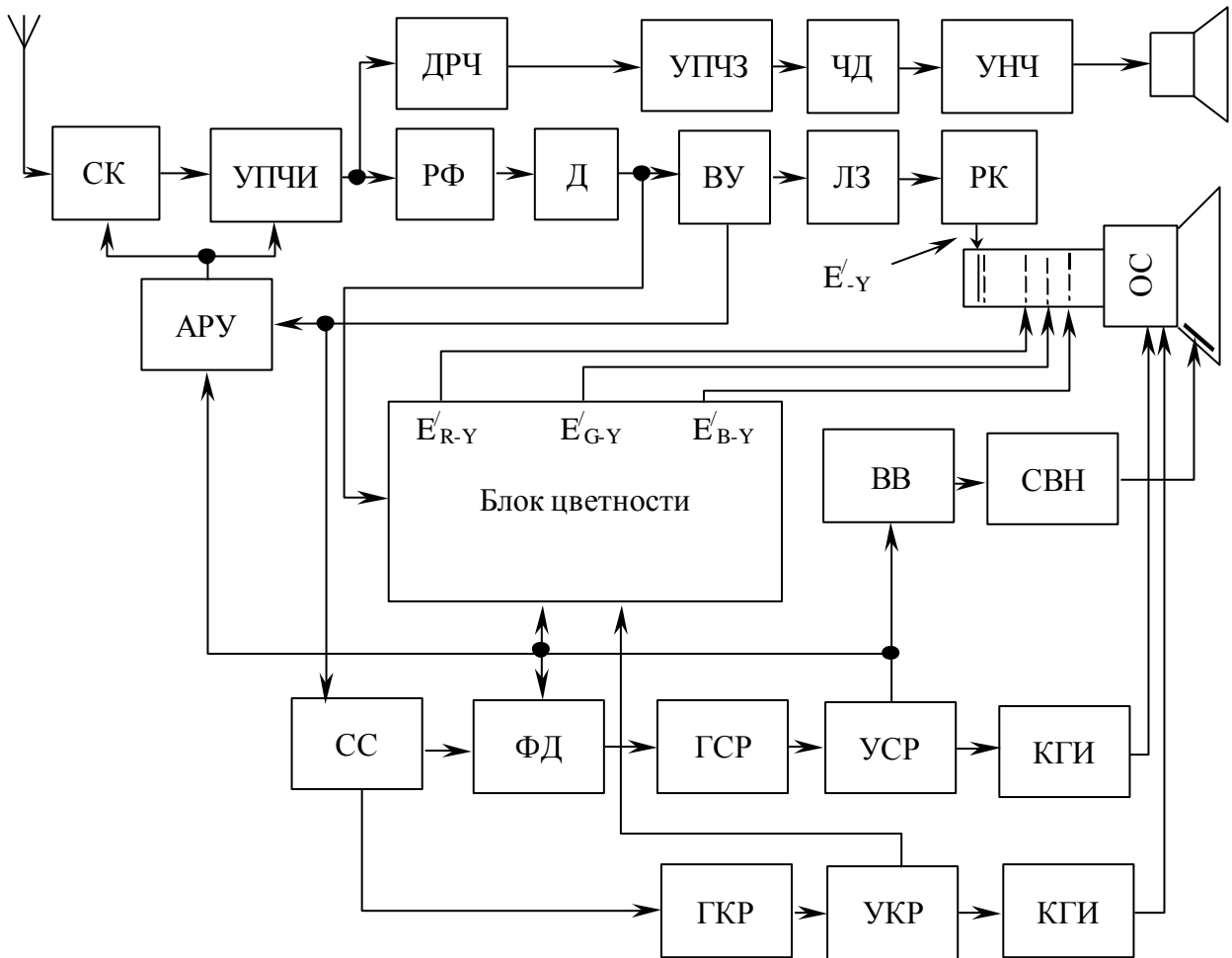


Рис. 5.19 – Структурная схема телевизионного приемника цветного изображения:

ЛЗ – линия задержки; РК – режекторный контур; СВН – стабилизатор высокого напряжения; КГИ – корректор геометрических искажений

Выделение из полного сигнала цветного телевидения сигнала цветности и его преобразование в три цветоразностных сигнала происходит в блоке цветности (рис. 5.20). Входная часть блока цветности состоит из полосового фильтра (ПФ) и усилителя сигналов цветности с коррекцией вносимых предыскажений, производимых при передаче, и усилителя – ограничителя (О). Для преобразования поочередно передаваемых цветоразностных сигналов в одновременные, в декодере имеется ультразвуковая линия задержки (УЛЗ) и электронный коммутатор (ЭК), управляемого триггером (Т). Сигналы цветности после электронного коммута-

тора поступают на усилители – ограничители и соответствующие частотные детекторы. После частотных детекторов сигналы красного и синего цветов поступают на усилители. Сигнал зеленого цвета получают путем матрицирования сигналов красного и синего цветов в блоке матрицы (М) с последующей подачей на соответствующий усилитель. Соотношениями уровней напряжений на выходах усилителей цветовыделенных сигналов достигают необходимого динамического баланса белого цвета. Соотношениями уровней напряжений на выходе усилителей и яркостного сигнала добиваются необходимой цветовой насыщенности цвета. Работа блока цветности координируется схемой цветовой синхронизации по строкам и кадрам. При приеме черно-белой передачи схема цветовой синхронизации отключает блок цветности.

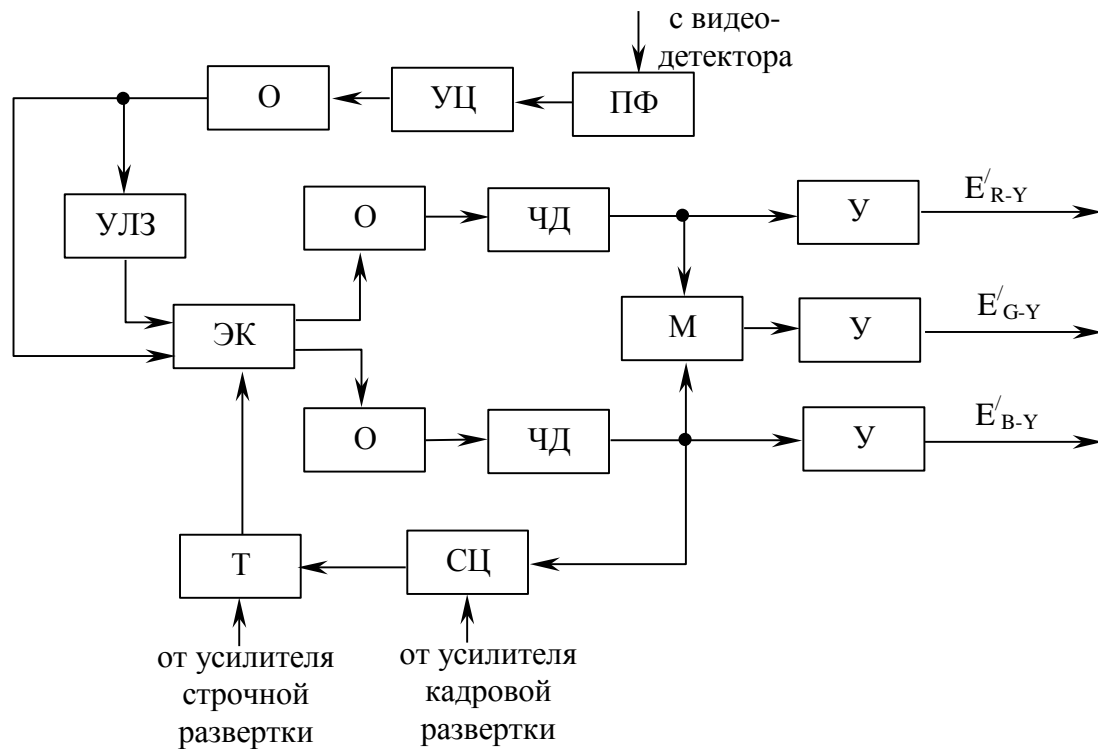


Рис. 5.20 – Структурная схема устройства выделения цветоразностных сигналов (блок цветности) телевизионного приемника цветного изображения:

ПФ – полосовой фильтр; УЦ – усилитель цветности; О – ограничитель амплитуды; ультразвуковая линия задержки; ЭК – электронный коммутатор; Т – триггер; М – матричная схема; У – усилитель цветоразностных сигналов; СЦ – синхронизатор цветности

Дополнительными устройствами, не входящими в структурную схему телевизионного приемника цветного изображения, являются блоки статического и динамического сведения лучей электроннолучевой трубки (кинескопа), служащие для совмещения трех цветных изображений. Также имеются стабилизатор высоковольтного источника питания анодного напряжения кинескопа и устройства автоматического размагничивания кинескопа при включении телевизора.

5.3 Особенности построения профессиональных устройств приема и обработки сигналов различного назначения

5.3.1 Классы радиоизлучений

Устройства приема и обработки сигналов профессиональной связи в зависимости от вида принимаемых сообщений классифицируют как приемники телефонной, телеграфной и факсимильной связи, а в зависимости от вида модуляции – приемники непрерывных сигналов с АМ, ЧМ, ФМ, приемники сигналов с амплитудной, частотной и фазовой манипуляцией и приемники импульсных сигналов с широтно-импульсной, временно-импульсной и кодово-импульсной модуляциями. По назначению и протяженности линий связи различают приемники для магистральной радиосвязи, универсальные и приемники для связи на средние и малые расстояния. В зависимости от режима работы радиолинии приемники могут быть одноканальными и многоканальными.

Класс излучений – совокупность характеристик излучения, обозначенная стандартными условными символами и содержащая характеристики вида модуляции, модулирующего сигнала и вида передаваемой информации и другие дополнительные признаки излучения. В соответствии с рекомендацией МККР 507 регламентов радиосвязи установлено, что каждый класс радиоизлучения обозначается тремя обязательными символами и двумя дополнительными [1]. Первый символ обозначает обязательную характеристику излучения – вид модуляции основной несущей, второй –

характер сигнала, модулирующего основную несущую, третий – вид передаваемой информации.

При необходимости повысить точность определения класса излучения в его обозначение вводятся дополнительные символы. Четвертый символ обозначает дополнительную характеристику, пятый – характер уплотнения сигналов в многоканальных системах связи.

Обозначения вида модуляции основной несущей радиоизлучения

Вид модуляции основной несущей	Символ
Модуляция отсутствует	<i>N</i>
Амплитудная модуляция, две боковые полосы частот	<i>A</i>
одна боковая полоса частот, полная несущая	<i>H</i>
одна боковая частот, ослабленная несущая	<i>R</i>
одна боковая частот, подавленная несущая	<i>J</i>
независимые боковые полосы частот	<i>B</i>
остаточная боковая полоса частот (одна из боковых полос частично подавлена)	<i>C</i>
Частотная модуляция	<i>F</i>
Фазовая модуляция	<i>G</i>
Амплитудная и угловая модуляция	<i>D</i>
Импульсная модуляция	
излучение последовательности немодулированных импульсов	<i>P</i>
излучение последовательности импульсов модулированных по амплитуде	<i>K</i>
модулированных по ширине (длительности)	<i>L</i>
модулированных по положению (фазе)	<i>M</i>
несущая модулируется по углу	<i>Q</i>
Комбинация вышеуказанных методов импульсной модуляции	<i>V</i>
Виды, не указанные выше, при которых излучение состоит из основной несущей, модулируемой двумя и более методами	<i>W</i>
Прочие виды модуляции	<i>X</i>

Обозначения характера сигналов, модулирующих основную несущую радиоизлучения

Характер сигнала	Символ
Модулирующий сигнал отсутствует	0
Один канал	
Квантованной или цифровой информации без применения модулирующей поднесущей	1
с применением модулирующей поднесущей	2
аналоговой информации	3
Два и более каналов	
Квантованной или цифровой информации	7
аналоговой информации	8
Один или несколько каналов для квантованной или цифровой информации вместе с одним или несколькими каналами для аналоговой информации	9
Прочие сигналы	<i>X</i>

Обозначения вида передаваемой информации радиоизлучения

Вид информации	Символ
Никакой информации не передается	<i>N</i>
Телеграфия	<i>A</i>
прием на слух	<i>B</i>
прием автоматический	<i>G</i>
Факсимиле	<i>D</i>
Данные телеметрии, телеуправления и др.	<i>E</i>
Телефония (включая звуковое радиовещание)	<i>F</i>
Телевизионное изображение	<i>W</i>
Комбинации указанных видов	<i>X</i>
Прочие виды	<i>X</i>

Обозначения дополнительных характеристик сигналов радиоизлучения

Дополнительная характеристика сигнала	Символ
Двухпозиционный код с посылками	
различными по числу и (или) длительности	<i>A</i>
одинаковыми по числу и длительности	<i>B</i>
без коррекцией ошибок	<i>C</i>
с коррекцией ошибок	<i>C</i>
Четырехпозиционный код, в котором каждая позиция представляет собой посылку сигнала (один бит или более)	<i>D</i>
Многопозиционный код, в котором	
каждая позиция представляет собой посылку сигнала	<i>E</i>
каждая позиция или комбинация позиций представляет собой знак	<i>F</i>
Звук радиовещательного качества	
монофонический	<i>G</i>
стерео- или квадрофонический	<i>H</i>
Звук коммерческого качества	
с использованием частотной инверсии и(или) расщепления полосы	<i>K</i>
с отдельными ЧМ-сигналами для управления уровнем демодулированного сигнала	<i>L</i>
другие категории	<i>J</i>
Монохроматическое	<i>M</i>
Цветное	<i>N</i>
Комбинации вышеуказанных случаев	<i>W</i>
Прочие случаи, не указанные выше	<i>X</i>

Обозначения характеристик уплотнения (разделения) сигналов в многоканальных системах

Дополнительная характеристика уплотнения сигналов	Символ
Уплотнение отсутствует	<i>N</i>
Частотное	<i>F</i>
Временное	<i>T</i>
Кодовое	<i>C</i>
Комбинация частотного и временного	<i>W</i>
Прочие виды	<i>X</i>

Примеры обозначения символьной части классов излучений: 1) для стереофонического радиовещания с ЧМ – *F8EHF*; 2) для коммерческой телефонии с устройством для засекречивания – *A3EKN*; 3) для четырехканальной (два канала телефонных и два телеграфных) систем АМ – *A9WWX*; 4) для релейной системы с временным разделением каналов с ФИМ – *M7EJT*.

5.3.2 Структурные схемы линейного тракта профессиональных устройств приема и обработки сигналов

Профессиональные приемники выполняются по супергетеродинной схеме. Структурные схемы построены на основе двойного преобразования частоты. Основа выбора структурной схемы приемника – стабильность частоты настройки. Также учитывают шумовые характеристики всех его узлов (усилительных каскадов, гетеродина, смесителя и др.). Варианты схем отличаются схемой формирования гетеродинирующего напряжения, с учетом того, что основная нестабильность определяется 1-м гетеродином.

Супергетеродинное радиоприемное устройство с многодиапазонным первым гетеродином. Структурная схема радиоприемного устройства (рис. 5.21) выполнена по схеме с двойным преобразованием частоты. Первый гетеродин – плавно перестраиваемый в пределах каждого поддиапазона частот. Основным источником нестабильности является влияние переключателей поддиапазонов.

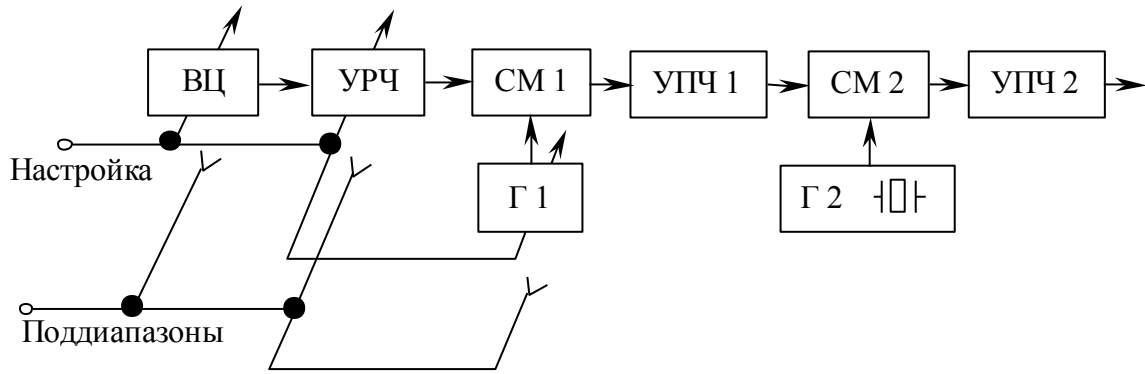


Рис. 5.21 – Структурная схема супергетеродинного радиоприемного устройства с многодиапазонным первым гетеродином

Диапазон рабочих частот разделяют на поддиапазоны способом равных коэффициентов перекрытия. Если же этим способом разделить диапазон перестройки гетеродина, стабильность его частоты несколько повышается, поскольку элементы сопряжения контуров включаются в контуры сигнальной частоты. Иногда коррекцию частоты гетеродина производят путем сравнения с частотой внутреннего кварцевого калибратора.

Супергетеродинное радиоприемное устройство с однодиапазонным первым гетеродином и умножителем частоты. Структурная схема такого супергетеродинного радиоприемного устройства отличается от предыдущей схемы (рис. 5.21) наличием умножителя частоты первого гетеродина, который плавно перестраивается в определенном диапазоне частот. Гармоники первого гетеродина используются в качестве гетеродинирующих напряжений в различных поддиапазонах, причем используются верхняя и нижняя настройки гетеродина. Поскольку при такой схеме число элементов и контактов в контуре гетеродина значительно уменьшается, стабильность частоты существенно улучшается. По такой схеме выполняются профессиональные приемники 2- и 3-го классов.

Супергетеродинное радиоприемное устройство с однодиапазонным первым гетеродином и генератором подставок. Структурная схема линейного тракта радиоприемника построена также по схеме с двойным преобразованием частоты и имеет в своем составе генератор подставок (рис. 5.22).

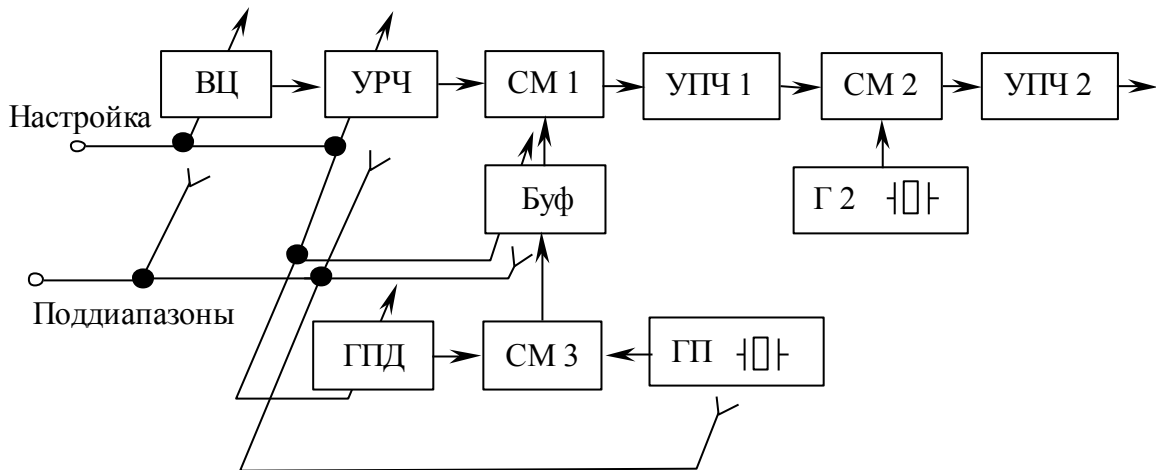


Рис. 5.22 – Структурная схема супергетеродинного радиоприемника с однодиапазонным первым гетеродином и генератором подставок

Интервал перестройки генератора плавного диапазона (ГПД) выбирают равным интервалу частот в поддиапазонах, на которые разделяют диапазон принимаемых частот. При помощи преобразования частоты в смесителе СМ3 диапазон частот ГПД переносится в поддиапазон частот ГПД, необходимый для преобразования частоты в смесителе СМ1. Частота колебаний генератора подставок (ГП) стабилизируется кварцем. Нестабильность настройки такого радиоприемника определяется нестабильностью ГПД, которая может быть доведена до значений порядка 10^{-5} . При выборе малых значений частот ГПД можно достичь малой нестабильности настройки радиоприемного устройства.

Супергетеродинное радиоприемное устройство с фиксированным первым и перестраиваемым вторым гетеродином. Структурная схема радиоприемного устройства построена по схеме с двойным преобразованием частоты и может быть выполнена в двух вариантах. В первом варианте в каждом поддиапазоне подключается соответствующий кварцевый резонатор. Во втором варианте один кварцевый резонатор используется в опорном генераторе, а необходимые гетеродинующие напряжения получаются путем умножения и деления частоты этого генератора. Второй вариант является более высокой стабильностью, поскольку в схеме опорного генератора нет коммутирующих элементов.

При изменении частоты настройки радиоприемного устройства изменяются частота второго гетеродина и первая промежуточная частота. Целесообразно при перестройке радиоприемника в любом поддиапазоне изменять первую промежуточную частоту в одном и том же интервале. Для этого переносят одинаковые интервалы диапазона принимаемых частот в один и тот же интервал изменения первой промежуточной частоты путем соответствующего выбора значений частоты первого гетеродина. Второе преобразование частоты позволяет перейти к постоянной второй промежуточной частоте.

Второй гетеродин может быть однодиапазонным непереключаемым, поэтому стабильность его частоты может быть доведена до значений порядка 10^{-5} . Эта стабильность практически определяет стабильность частоты настройки радиоприемника. По данной структурной схеме выполняются радиоприемные устройства 1-го и 2-го классов профессиональной аппаратуры.

Супергетеродинное радиоприемное устройство с фиксированным первым и интерполяционным вторым гетеродином. Структурная схема, выполненная с двойным преобразованием частоты, имеет в своем составе блок опорных частот (БОЧ), генератор плавной частоты и генератор опорных частот (ГОЧ) (рис. 5.23).

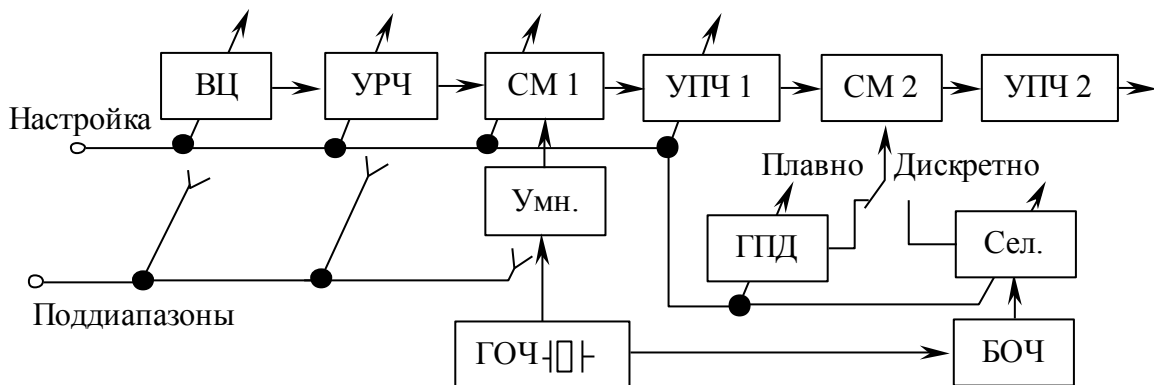


Рис. 5.23 – Структурная схема супергетеродинного радиоприемного устройства с фиксированным первым и интерполяционным вторым гетеродином

При приеме радиосигналов в плавном диапазоне используется ГПД, а при приеме на дискретных частотах – блок опорных частот (БОЧ) с селектором (Сел.). Стабильность работы радио-

приемника в первом случае составляет 10^{-5} , во втором случае – 10^{-6} . Для дополнительной стабилизации работы радиоприемника дополнительно используется одинарное или двойное термостатирование. Такая реализация структурной схемы используется в профессиональных радиоприемных устройствах 1-го и 2-го классов.

Супергетеродинное радиоприемное устройство с многодиапазонным первым гетеродином и блоком опорных частот. Первым гетеродином является автогенератор Г1 (рис. 5.24) с параметрической стабилизацией частоты, перестраиваемый в широком диапазоне частот, разделенном на поддиапазоны. Стабильность его частоты не превышает 10^{-4} . Колебание второго гетеродина образуется в смесителе См3, на входы которого поступают колебания первого гетеродина и высокостабильные колебания, формируемые в блоке опорных частот БОЧ. Задающим генератором БОЧ является кварцевый, обычно с двойным термостатированием. Стабильность его частоты достигает 10^{-7} . В БОЧ формируется сетка частот. Колебания второго гетеродина подаются через узкополосный кварцевый фильтр (УКФ) на смеситель (См2). Система АПЧ первого гетеродина уменьшает отклонения его частоты. При отклонении частоты первого гетеродина от номинального значения, соответственно изменится частота второго гетеродина. Значение второй промежуточной частоты остается неизменным. Точность настройки радиоприемника соответствует нормам 2-го и 1-го классов.

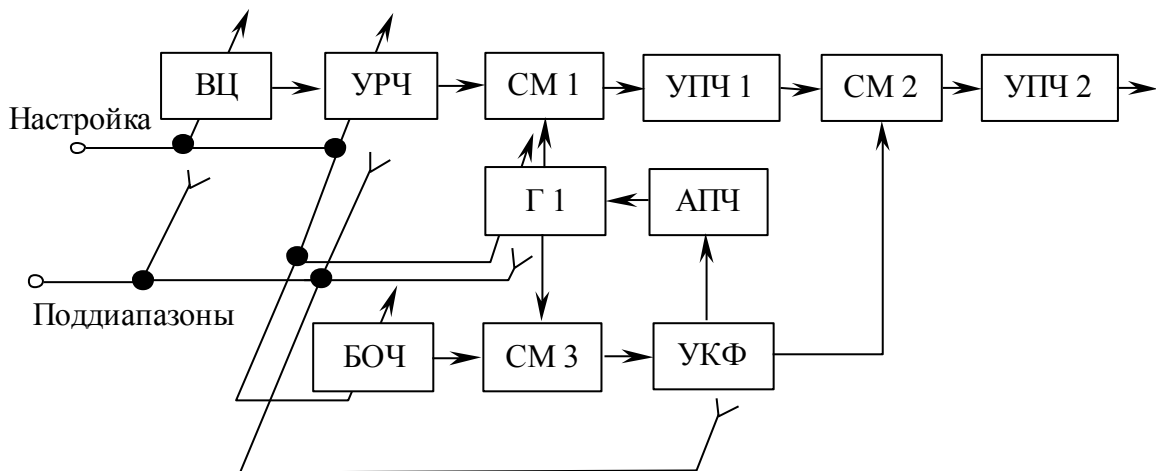


Рис. 5.24 – Структурная схема супергетеродинного радиоприемника с многодиапазонным первым гетеродином и блоком опорных частот

Наиболее высокая стабильность настройки радиоприемника достигается за счет использования декадного синтезатора частоты. В этом случае радиоприемник настраивается на ряд дискретных частот с шагом 100, 100 или 1 Гц. При использовании всех известных способов стабилизации частоты опорного кварцевого генератора, декадного синтезатора частоты, можно достичь нестабильности настройки радиоприемника $10^{-8} \dots 10^{-9}$.

Устройства приема и обработки непрерывных двухполосных сигналов с амплитудной модуляцией. Эффективная ширина спектра принимаемого сигнала определяется выражением

$$\Delta F_C = 2F_{\max},$$

где F_{\max} – максимальная частота спектра передаваемого сообщения. Для телефонных сигналов $F_{\max} = 3$ кГц.

Соотношение сигнала/помехи входа-выхода радиоприемного устройства определяется выражением (5.9).

Устройства приема и обработки сигналов с частотной модуляцией. Применение ЧМ позволяет существенно повысить использование мощности передатчика и помехоустойчивость приема, улучшить качественные показатели передачи, в частности, расширить динамический диапазон.

Эффективная ширина спектра принимаемого сигнала определяется выражением (1.8). Соотношение сигнала/помехи входа-выхода радиоприемного устройства определяется выражением (5.15). Отношение сигнал/помеха на выходе линейного тракта для телефонных сигналов принимается не менее 3...10 раз. Повышение помехоустойчивости приема сигналов с ЧМ можно получить, применяя в приемнике демодуляторы с обратной связью по частоте, синхронные детекторы и другие демодуляторы позволяющие уменьшить эффективную ширину спектра принимаемого сигнала.

Устройства приема и обработки сигналов с фазовой модуляцией. Тракт приема сигналов с ФМ (рис. 5.25) содержит ограничитель амплитуды (ОА), демодулятор (Д) и систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Демодулятор состоит из фазового детектора ФД1 и генератора опорной частоты ГОЧ. Частота и фаза колебания генератора опорной частоты должны совпадать с частотой и фазой несущего колебания на выходе ограничителя

амплитуды. Это достигается использованием фазовой автоподстройки частоты, состоящей из фазового детектора ФД2, ФНЧ и управляющего элемента УЭ.

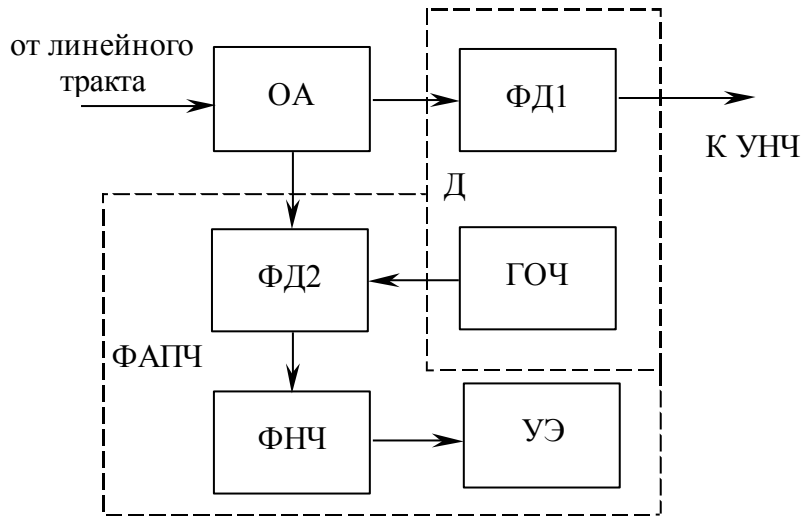


Рис. 5.25 – Структурная схема тракта приема непрерывных сигналов с ФМ

Особенностью радиоприемника с ФМ является наличие высокостабильных гетеродинов с начальной подстройкой последней промежуточной частоты с помощью перестройки последнего гетеродина под частоту ГОЧ. Использование системы АРУ позволяет уменьшить изменение напряжения сигнала на входе ОА, что необходимо для устойчивой работы фазовых детекторов ФД1 и ФД2. Для уменьшения фазовых искажений в основном линейном тракте целесообразно использовать одноконтурные каскады или каскады с максимальной плоской формой АЧХ.

При определении необходимой полосы пропускания линейного тракта следует учитывать эффективную ширину спектра сигнала

$$\Delta F_{\text{СП}} \approx 2m_{\text{Ф}} F_{\text{МАХ}} = 2\Delta f_{\text{m,max}},$$

где $m_{\text{Ф}}$ – индекс фазовой модуляции;

$\Delta f_{\text{m,max}}$ – максимальное значение девиации частоты, соответствующее максимальной частоте модуляции.

Минимальное требуемое отношение сигнал/шум на входе радиоприемника

$$\gamma_{\text{ВХ}} = \gamma_{\text{ВЫХ}} k_{\text{П}} \sqrt{\frac{\Pi_{\text{УНЧ}}}{\Pi_{\text{Ш}} m_{\text{Ф}}}}$$

При радиотелефонной связи $\gamma_{\text{ВЫХ}}$ должно составлять 2...4.

5.3.3 Особенности построения устройств приема и обработки сигналов систем радиосвязи

Радиоприемники Си-Би диапазона. Радиоприемные устройства *Си-Би* диапазона входят в состав радиостанций, работающих в различных режимах передачи информации [3]. Режимы работы радиостанций отличаются видом модуляции и способами обработки сигналов, поэтому радиоприемные устройства должны обеспечивать прием различных типов сигналов на основе однократного (рис. 5.26; 5.27) или двухкратного преобразования частоты. В состав радиоприемного устройства входят узлы, обеспечивающие дополнительные сервисные функции. К ним относятся фиксированная перестройка частоты на основе синтезатора частот, устройство бесшумной перестройки радиоприемного устройства.

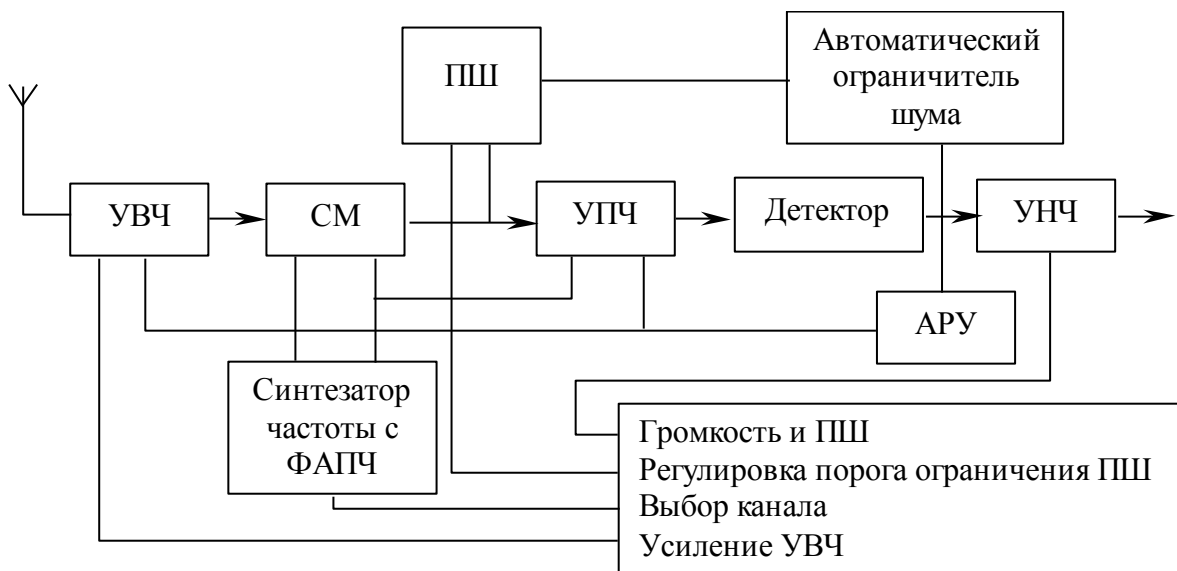


Рис. 5.26 – Структурная схема с АМ/ФМ

Синтезатор частоты строится на основе использования генератора управляемого напряжением (ГУН) в соответствии с алгоритмом микропроцессора, делителя переменного коэффициен-

та деления (ДКПД) и системы фазовой автоподстройки частоты, обеспечивающей стабильность работы гетеродина (рис. 5.28).

При повышенных требованиях к избирательности по соседнему и дополнительным каналам приема радиоприемное устройство выполняется по схеме с двойным преобразованием частоты. Первая промежуточная частота выбирается высокой – обычно 10,695 МГц, а вторая 455 кГц.

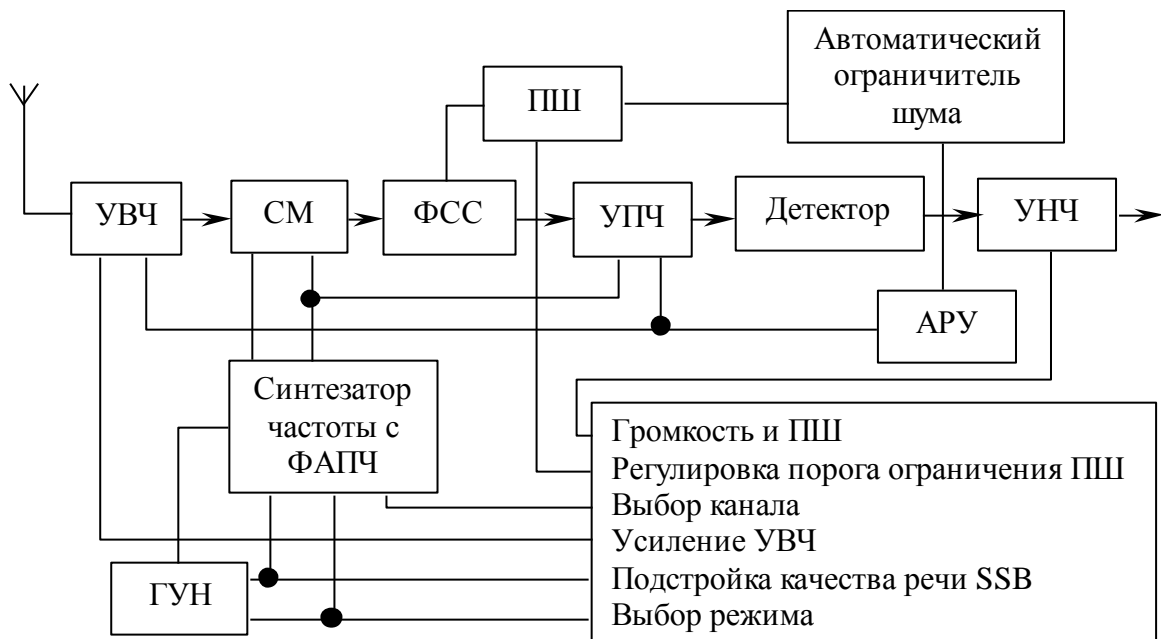


Рис. 3.27 – Структурная схема с АМ/ФМ/SSB

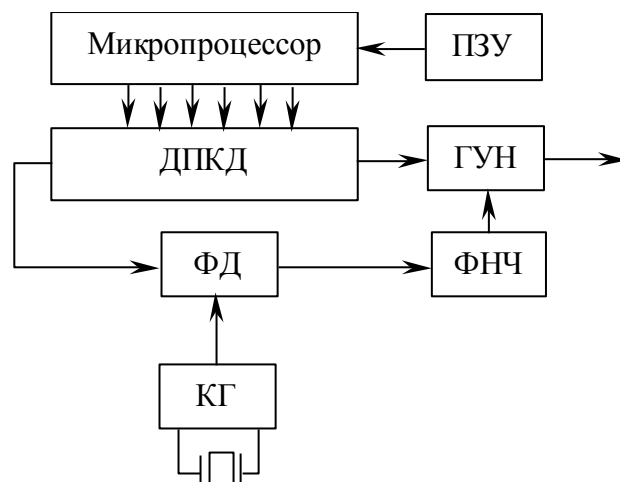


Рис. 5.28 – Упрощенная структурная схема синтезатора частоты с ФАПЧ

Особенностями структурной схемы радиоприемного устройства *Си-Би* диапазона являются:

1. Усилитель высокой частоты строится, как правило, в апериодическом исполнении, а резонансный с перестройкой по диапазону частот используется в высококачественных радиоприемных устройствах.

2. Тракт преобразования частоты строится по схеме с двойным преобразованием частоты. Гетеродины могут быть с кварцевой стабилизацией частоты или построены на основе синтезаторов частоты с фазовой автоподстройкой частоты (рис. 5.28).

3. В зависимости от количества режимов работы радиоприемного устройства применяются и различные виды детекторов: АМ/ЧМ, а также детекторы сигналов с однополосной модуляцией.

4. Дополнительно приемник оснащается подавителем импульсных помех, шумоподавителем и другими сервисными устройствами.

Радиоприемные устройства однополосных АМ-сигналов. В принципе, данный класс приемной аппаратуры может быть построен по схемам, рассмотренным выше. Поэтому здесь следует отметить лишь особенности некоторых связных приемников. Применение однополосных АМ-сигналов позволяет значительно повысить излучаемую мощность в боковых полосах (8 раз) при заданной мощности передатчика и почти вдвое уменьшить полосу передаваемых частот. Различают три класса излучения: (*J3E*) – без поднесущей, (*R3E*) – с ослабленной поднесущей и с независимыми боковыми частотами (*B3E*). Однако качество приема ОБП значительно ухудшается при неравенстве частот несущей при передаче и приеме. Требуемую точность настройки может обеспечить схема ФАПЧ гетеродина [1].

Если в качестве гетеродина использовать синтезаторы частоты, то можно обеспечить прием сигнала с полностью подавленной несущей. Приемник, предназначенный для приема с частичным или полным подавлением несущей, сигнала представлен на рисунке рис. 5.30.

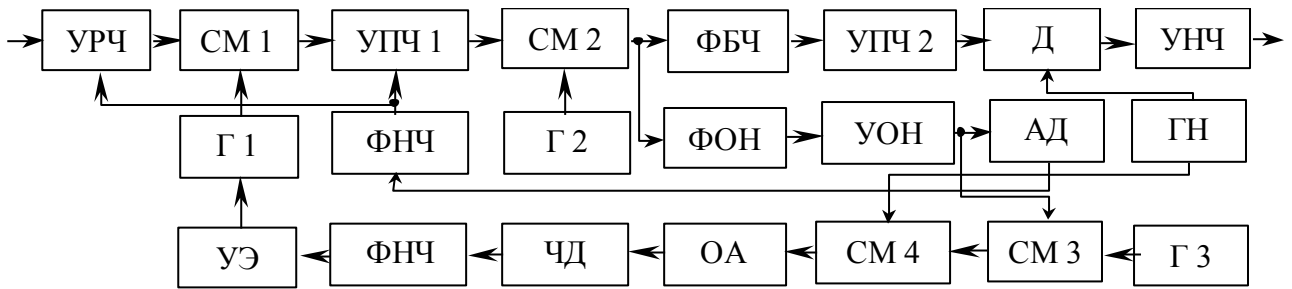


Рис. 5.29 – Структурная схема приемника сигналов ОБП с частично подавленной несущей:

ОН – остаток напряжения несущей; УОН – усилитель остатка несущей; ОА – ограничитель амплитуды; ГН – генератор несущей

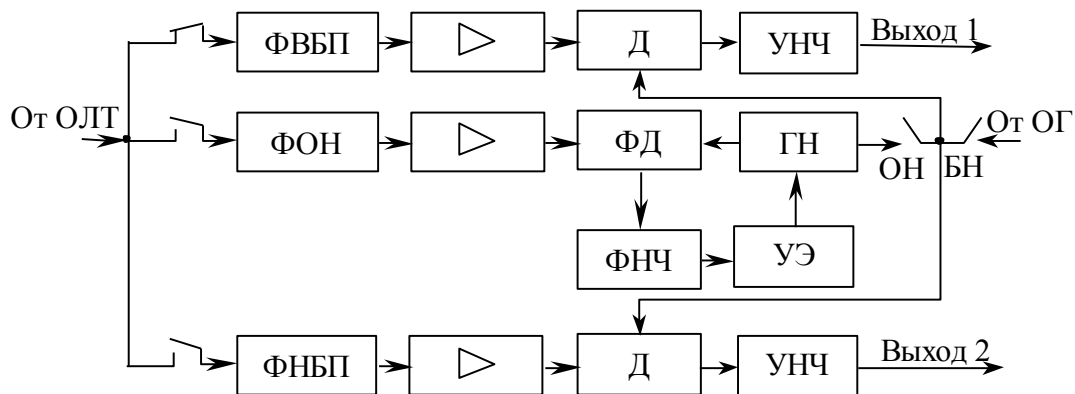


Рис. 5.30 – Структурная схема приемника сигналов ОБП с не полностью и полностью подавленной несущей:

ОЛТ – общий линейный тракт; ФВБП (ФНБП) – фильтр верхней (нижней боковой полосы); ФОН – фильтр остаточной несущей; Д – демодулятор сигналов боковых полос; УЭ – управляющий элемент БН – без несущей; ОГ – опорный (высокостабильный) генератор

Радиоприемные устройства многоканальных сигналов с частотным уплотнением. Многоканальный сигнал с частотным уплотнением представляет собой несущее колебание, модулированное по амплитуде, частоте или фазе несколькими колебаниями различных поднесущих частот, которые, в свою очередь, модулированы по амплитуде (ОБП или двумя БП и несущей), частоте или фазе сигналами сообщений. Многоканальные приемники делятся на две группы: по виду модуляции поднесущих, по виду модуляции несущих.

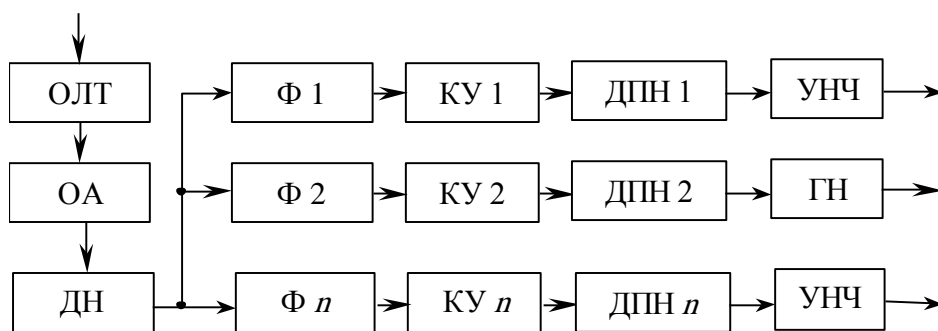


Рис. 5.31 – Структурная схема многоканального радиоприемника с частотным уплотнением каналов:

ОЛТ – общий линейный канал; ОА – ограничитель амплитуды (ограничение импульсной помехи); ДН – демодулятор несущей; Φ – разделительные фильтры каналов; ДПН – демодулятор под-несущей; КУ – каналный усилитель

Радиоприемные устройства многоканальных сигналов с временным уплотнением. Принцип такой связи состоит в следующем. Сигналы всех аналоговых телефонных каналов преобразуются в цифровую форму и объединяются в единый цифровой поток (рис. 5.32). Импульсами этого потока осуществляется модуляция колебаний передатчика, выполненного на диоде Ганна (ГДГ).

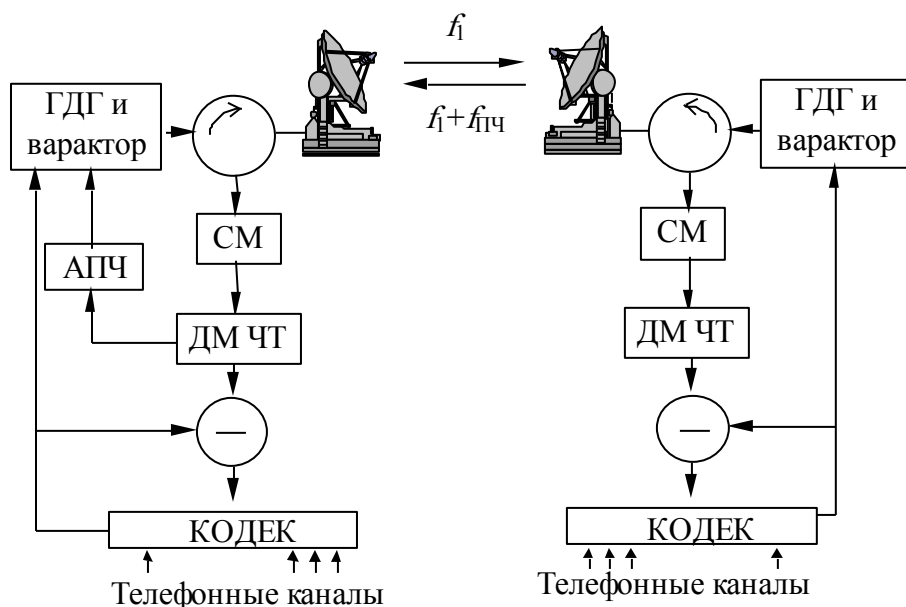


Рис. 5.32 – Линия связи ММВ с вычитанием девиации частоты (704 кбит/с)

Данный тип связи имеет широкий спектр частот и может быть реализован в миллиметровом диапазоне длин волн. Промежуточная частота образуется в смесителе за счет разницы передающих частот ведущего и ведомого приема-передатчика, составляет сотни МГц, девиация частоты 30 – 50 МГц. К достоинствам данной системы приема-передачи следует отнести использование генератора с невысокой стабильностью работы. Причем приемники-передатчики отличаются между собой режимом работы «ведущий-ведомый», т.е. наличием цепи АПЧ.

5.3.4 Особенности построения радиолокационных устройств приема и обработки сигналов

Радиолокационные приемники. Отличительной особенностью радиолокационного приемника является наличие общей антенны для передатчика и приемника (при активной локации). Диапазон рабочих частот, используемый в радиотехнических системах, начинается с 40 МГц и выше. Структурная схема радиолокационного приемника в своем составе имеет приемно-преобразовательный блок и тракт промежуточной частоты с детектором. В зависимости от назначения детектор может быть с импульсным или пиковым детектированием. Приемно-преобразовательный блок подключен к антенному переключателю (АП) и содержит малошумящий усилитель (МШУ), фильтр подавления зеркального канала и смеситель (СМ 1) (рис. 5.33). Частота гетеродина (Γ) стабилизируется цепями автоматической подстройки частоты.

Полоса пропускания радиолокационного радиоприемного устройства выбирается исходя из назначения и определяется эффективной шириной спектра. Эффективная ширина спектра радиоприемного устройства, предназначенного для измерения координат цели, сопровождения цели, определяется временем установления и формой радиоимпульсного сигнала (1. 10). Эффективная ширина спектра радиоприемного устройства обнаружения определяется выражением (1. 11).

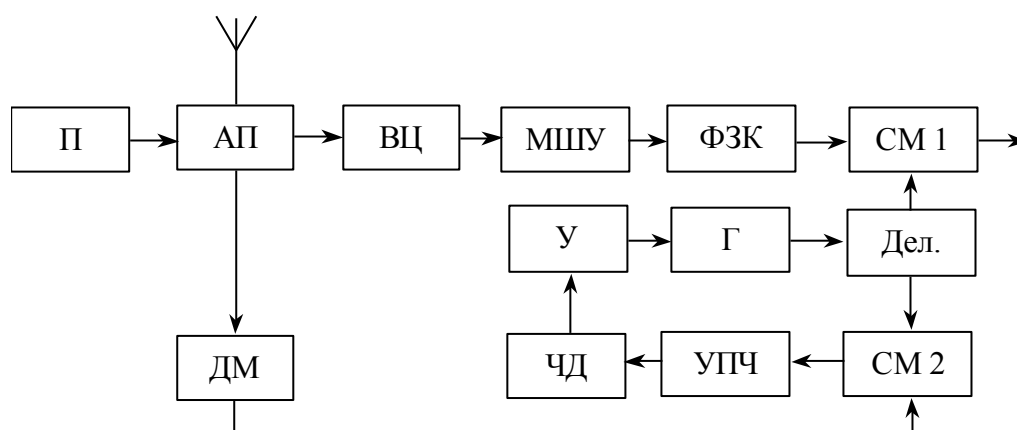


Рис. 5.33 – Структурная схема приемно-преобразовательного блока радиолокационного приемника:

П – передатчик; АП – антенный переключатель; ФЗК – фильтр зеркального канала (для подавления зеркального канала); ДМ – делитель мощности (работает от передатчика); МШУ – малошумящий усилитель; ВЦ – входная цепь; Дел. – делитель мощности гетеродина

5.3.5 Особенности построения панорамных устройств приема и обработки сигналов

Панорамное радиоприемное устройство параллельного частотного анализа. Сущность параллельного частотного анализа заключается в том, что все частотные составляющие в определенной полосе частот, называемой полосой обзора, выявляются одновременно [19 с.16]. Параллельный частотный анализ осуществляется с помощью большого числа резонаторов со смещенными резонансными частотами (рис. 5.34). Все резонаторы одновременно находятся под воздействием исследуемого радиоизлучения. Этот метод используется и для анализаторов спектра.

Точность частотного анализа определяется полосой пропускания каждого фильтра. Для увеличения точности анализа необходимо использовать большое количество фильтров, число которых определяется выражением

$$N = \frac{\Phi_0}{\Delta F_{\text{СТ}}},$$

где Φ_0 – полоса обзора; $\Delta F_{\text{СТ}}$ – статическая полоса пропускания каждого фильтра.

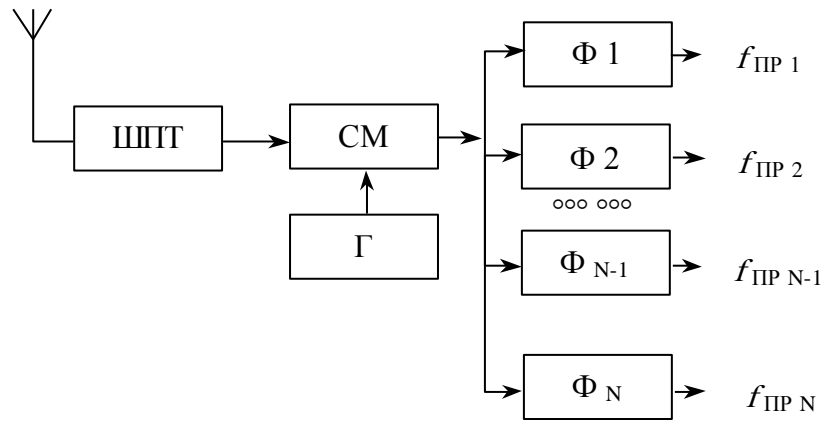


Рис. 5.34 – Структурная схема панорамного радиоприемного устройства параллельного анализа

Сущность работы панорамного радиоприемного устройства с последовательным анализом состоит в том, что частотные составляющие исследуемого радиоизлучения в определенной полосе обзора выявляются последовательно с помощью резонатора с переменной настройкой. Структурная схема радиоприемника последовательного анализа (рис. 5.35) используется в тех случаях, когда невозможно обеспечить перемещение спектра исследуемого радиоизлучения и имеется возможность снизить требования частотной точности устройства. Данная реализация достаточно сложна в практической реализации из-за трудности обеспечения постоянства АЧХ резонатора при изменении частоты настройки.

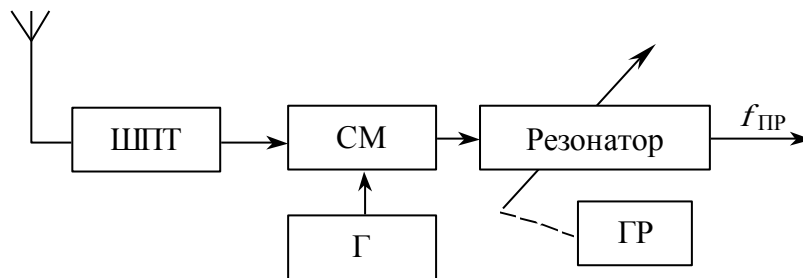


Рис. 5.35 – Структурная схема панорамного радиоприемного устройства последовательного анализа с перестройкой резонатора

В панорамных радиоприемниках, рассчитанных на просмотр относительно нешироких полос обзора, чаще используется метод последовательного частотного анализа с перемещением спектра по шкале частот (рис. 5.36). Для получения смещающегося по шкале частот спектра необходимо использовать частотно-модулированный гетеродин (ЧМГ), управляемый генератором

развертки (ГР). Генератор развертки может управляться вручную или автоматически механическим или электронным способом.

Специфические переходные процессы в резонаторах панорамных устройств последовательного анализа, обусловленные перестройкой резонатора, накладывают существенные ограничения на скорость проведения анализа. Поэтому данный метод анализа используется при исследовании процессов, характер которых изменяется достаточно медленно по сравнению с временем ведения анализа.

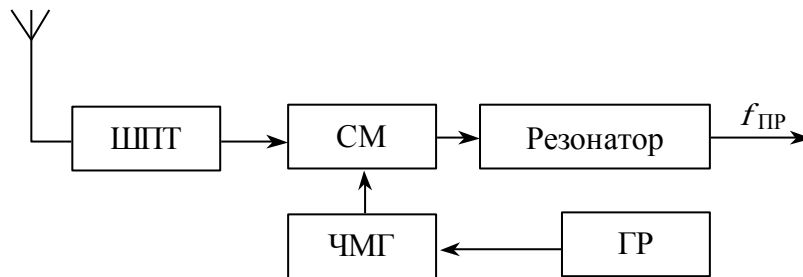


Рис. 5.36 – Структурная схема панорамного радиоприемного устройства последовательного анализа с перемещением спектра по шкале частот

Для устранения недостатков, отмеченных ранее, используется комбинированный метод, объединяющий метод параллельного и последовательного анализа. Комбинированный метод применяется в том случае, когда анализ ведется одновременно с помощью большого числа резонаторов, но напряжение с них снимается последовательно (рис. 5.37).

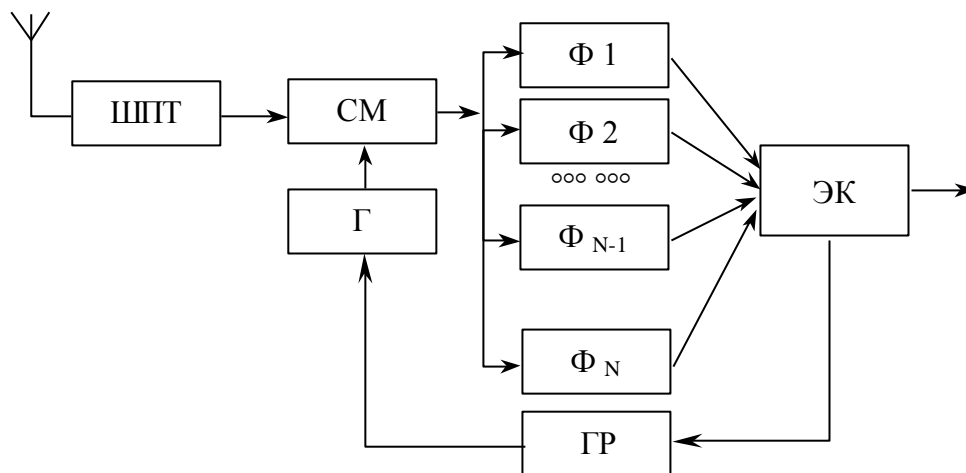


Рис. 5.37 – Структурная схема панорамного радиоприемного устройства параллельного анализа с последовательным опросом фильтров

Комбинированный метод позволяет сократить время анализа или используется, когда последовательный анализ невозможен из-за очень широкой полосы обзора.

Основными качественными показателями панорамных радиоприемных устройств являются: разрешающая способность, точность отсчета частоты, полоса обзора, скорость анализа, динамический диапазон и чувствительность.

Разрешающая способность. Под разрешающей способностью понимается способность радиоприемного устройства разрешить (разделять) две соседние частотные составляющие анализируемого спектра или два соседних по частоте радиоизлучения. Количественно разрешающую способность определяют как минимальный интервал по частоте между двумя радиоизлучениями, при котором панорамный радиоприемник в состоянии их разделить.

Отличительной особенностью панорамных радиоприемных устройств с последовательным анализом является изменение АЧХ, т.е. динамической характеристики резонансной системы. С увеличением скорости перестройки увеличивается полоса пропускания радиоприемного устройства. Минимальная динамическая полоса пропускания

$$\Delta F_{\text{дин мин}} = 0,94\sqrt{\gamma}, \quad (5.17)$$

где $\gamma = \Phi_0 p$ – скорость изменения частоты настройки радиоприемного устройства;

p – частота сканирования радиоприемного устройства.

Оптимальная статическая полоса пропускания резонансной системы

$$\Delta F_{\text{ст мин}} = 0,66\sqrt{\gamma}. \quad (5.18)$$

Выражение (5.17) служит основным критерием расчета разрешающей способности, а выражение (5.18) определяет полосу пропускания радиоприемника.

Точность отсчета частоты S позволяет судить, с какой точностью можно измерить частотный интервал между спектральными составляющими или истинное значение частоты каждой из них. Точность отсчета частоты характеризуется выражением

$$S = \frac{\Delta F_{\text{ДИН}}}{f_0}. \quad (5.19)$$

Чем меньше это отношение, тем выше точность отсчета частоты.

Полоса обзора. Полоса обзора характеризует полосу одновременно просматриваемых частот, в пределах которой ведется частотный анализ. В радиоприемниках параллельного и комбинированного анализа полоса обзора определяется полосой пропускания всех высокочастотных каскадов до смесителя. В радиоприемниках последовательного анализа полоса определяется полосой пропускания узкополосных фильтров. В зависимости от назначения полоса обзора может меняться. Широкополосный режим используют для грубого анализа, узкополосный – для точного.

Скорость анализа характеризует, насколько быстро осуществляется анализ исследуемого процесса в определенной полосе обзора. При параллельном анализе скорость анализа определяется временем установления колебаний в резонаторе, при последовательном – скоростью изменения частоты

$$\gamma = \Phi_0 p. \quad (5.20)$$

При проектировании необходимо исходить из требования максимума скорости анализа, учитывая изменения динамической полосы пропускания.

Динамический диапазон. Динамический диапазон определяется способностью радиоприемника нормально функционировать по определенному критерию при воздействии на его вход сигналов с большим разбросом их уровней. Величина динамического диапазона также определяет разрешающую способность, так как на вход радиоприемного устройства одновременно могут воздействовать несколько сигналов с большой разницей амплитуд отдельных составляющих.

Чувствительность. Чувствительность панорамного радиоприемного устройства определяется по визуальному каналу приема при минимальном значении э.д.с. или мощности в антенне.

5.4 Особенности построения цифровых устройств приема и обработки сигналов

5.4.1 Общие сведения построения цифровых устройств приема и обработки сигналов

Отличительной особенностью радиоприемных цифровых устройств является способ приема и обработки радиосигналов. Переход от аналогового к цифровому может производиться как по сигналу с выхода усилителя радио- или промежуточной частоты (по радиосигналу), так и по сигналу после аналогового детектора (по видеосигналу). При этом существенное значение имеет вид параметра, подвергаемого аналого-цифровому преобразованию.

При цифровой обработке с выхода усилителя радио- или промежуточной частоты радиосигнал на входе радиоприемного устройства представляет собой [23]

$$u_{\text{ВХ}}(t) = u_{\text{С}}(t) + u_{\text{Ш}}(t) = U_{\text{ВХ}}(t) \cos[\omega_{\text{С}} t - \varphi_{\text{ВХ}}(t)], \quad (5.21)$$

где $u_{\text{С}}(t)$ и $u_{\text{Ш}}(t)$ – сигнальная и шумовая составляющие входного воздействия;

$U_{\text{ВХ}}(t)$ и $\varphi_{\text{ВХ}}(t)$ – его амплитуда и фаза;

$\omega_{\text{С}}$ – центральная частота спектра.

При известной частоте $\omega_{\text{С}}$ входное воздействие (5.21) описывается с помощью комплексной огибающей

$$\dot{U}(t) = U(t) \cdot e^{-j\varphi(t)} = C(t) - jS(t), \quad (5.22)$$

где $C(t) = U(t) \cos \varphi_{\text{ВХ}}(t)$ и $S(t) = U(t) \sin \varphi_{\text{ВХ}}(t)$ – квадратурные составляющие комплексной огибающей.

Аналогово-цифровое преобразование представляет собой дискретизацию по времени и квантование по уровню, которым может подвергаться входное воздействие $u_{\text{ВХ}}(t)$. Однако при этом спектр входного воздействия должен размещаться в одной из спектральных зон $k/2 T_{\text{д}}, \dots, (k+1)/2 T_{\text{д}}$, где $k=0, 1, 2, \dots$, $T_{\text{д}}$ – период дискретизации. В этом случае спектр дискретных отсчетов воздействия $u_{\text{ВХ}}(t_r)$ при $t_r = rT_{\text{д}}$, $r=0, 1, 2, \dots$ в первой спектральной зоне $0 \dots 1/2 T_{\text{д}}$ полностью соответствует исходному

спектру, поэтому по дискретным отсчетам $u_{\text{ВХ}}(t_r)$ можно без искажений восстановить непрерывное воздействие $u_{\text{ВХ}}(t)$. В противном случае спектр при дискретизации искажается.

Для подавления спектральных составляющих исходного сигнала вне спектральной зоны $k/2T_{\text{д}} \dots (k+1)/2T_{\text{д}}$ этот сигнал перед дискретизацией пропускают через аналоговый полосовой фильтр с высоким коэффициентом прямоугольности. Нередко для снижения требуемого быстродействия АЦП входной процесс гетеродинируют в область частот первой спектральной зоны $0 \dots 1/2 T_{\text{д}}$. В этом случае, во избежание искажений спектра по зеркальному каналу, полосовой фильтр с высоким коэффициентом прямоугольности применяют перед гетеродинированием. Обработку полученных таким образом отсчетов называют *обработкой мгновенных значений* или *обработкой вещественного сигнала*.

В другом способе цифровой обработки аналогово-цифровому преобразованию подвергают квадратурные составляющие $C(t)$ и $S(t)$, которые можно получить умножением воздействия $u_{\text{ВХ}}(t)$ на два квадратурных гетеродинных колебания с частотой $\omega_0 = \omega_{\text{с}}$ и последующей фильтрацией нижнечастотных составляющих результатов перемножения с помощью ФНЧ. В данном случае использования сложных полосовых избирательных систем не требуется. Однако спектр квадратурных составляющих должен целиком располагаться в первой спектральной зоне. Для обеспечения данного условия требуется ФНЧ с высокими избирательными свойствами. Отсчеты квадратурных составляющих могут быть получены путем дискретизации $u_{\text{ВХ}}(t)$ в моменты времени $t_{r1} = rT_{\text{д}}$, $t_{r2} = rT_{\text{д}} + \frac{\pi}{2\omega_{\text{с}}}$, сдвинутые относи-

тельно друг друга на четверть периода колебания с частотой $\omega_{\text{с}}$. Такой способ обработки называют *обработкой комплексного сигнала*. Обычно для такой обработки требуется более сложная цифровая часть, но более простая аналоговая, т.к. реализация ФНЧ не представляет сложности.

При обработке видеосигнала наиболее распространенным способом является обработка его мгновенных значений. Однако в

некоторых случаях, например в радионавигации и в технике передачи дискретных сообщений, применяют фазовую обработку. Такой способ применим при относительно высоком отношении сигнал-шум на входе АЦП.

При практической реализации обработки сигналов особое внимание обращается на выбор числа уровней квантования в АЦП. При обработке аддитивной смеси сигнала и широкополосного гауссовского шума, особенно если мощность шума на входе АЦП превышает мощность сигнала, широко применяется бинарное квантование. Это резко упрощает цифровую обработку, позволяет отказаться от системы АРУ и заменить АЦП более простым устройством, фиксирующим в моменты дискретизации знак отсчета квантуемого напряжения. Однако при негауссовских помехах (например, гармонических) характеристики цифровой обработки из-за бинарного квантования могут сильно ухудшиться, в этом случае переходят к многоуровневому квантованию. Многоуровневое квантование применяется и тогда, когда мощность сигнала значительно больше мощности шума, причем недопустимо ухудшение отношения сигнал-шум за счет квантования.

В настоящее время широкое распространение получили линии с псевдошумовыми (ПШ) сигналами. В этом случае в радиоприемных устройствах осуществляют аналоговую свертку ПШ-сигнала, т.е. перемножение входной смеси ПШ-радиосигнала с помехой на опорный ПШ-видеосигнал и узкополосную (по сравнению с шириной спектра ПШ-сигнала) фильтрацию результата перемножения. При свертке помехи с любым распределением нормализуются, что позволяет использовать бинарное квантование свернутого сигнала при любых распределениях исходной помехи.

5.4.2 Особенности построения устройств приема и обработки сигналов сотовой системы связи

Отличительной особенностью радиоприемных устройств сотовой системы связи является прием кодированного цифрового потока, несущего сигнал речи, данных и сигналов управления оборудованием. Система передачи и обработки сигналов в сото-

вой системе связи использует стандарт GSM. В стандарте GSM применяется спектрально-эффективная гауссовская частотная манипуляция с минимальным частотным сдвигом (GMSK). Манипуляция называется «гауссовской» потому, что последовательность информационных бит до модулятора проходит через ФНЧ с характеристикой Гаусса, что дает уменьшение эффективной ширины спектра радиосигнала. Формирование GMSK радиосигнала осуществляется таким образом, что на интервале одного информационного бита фаза несущей изменяется на 90° . Непрерывное изменение фазы синусоидального сигнала дает в результате частотную модуляцию с дискретным изменением частоты. Применение фильтра Гаусса позволяет при дискретном изменении частоты получить «гладкие переходы». В стандарте *GSM* применяется *GMSK-модуляция с величиной нормированной полосы $B \cdot T = 0,3$* , где B – ширина полосы фильтра по уровню минус 3 дБ, T – длительность одного бита цифрового сообщения. Принципиальная схема модулятора представлена на рис. 5.38.

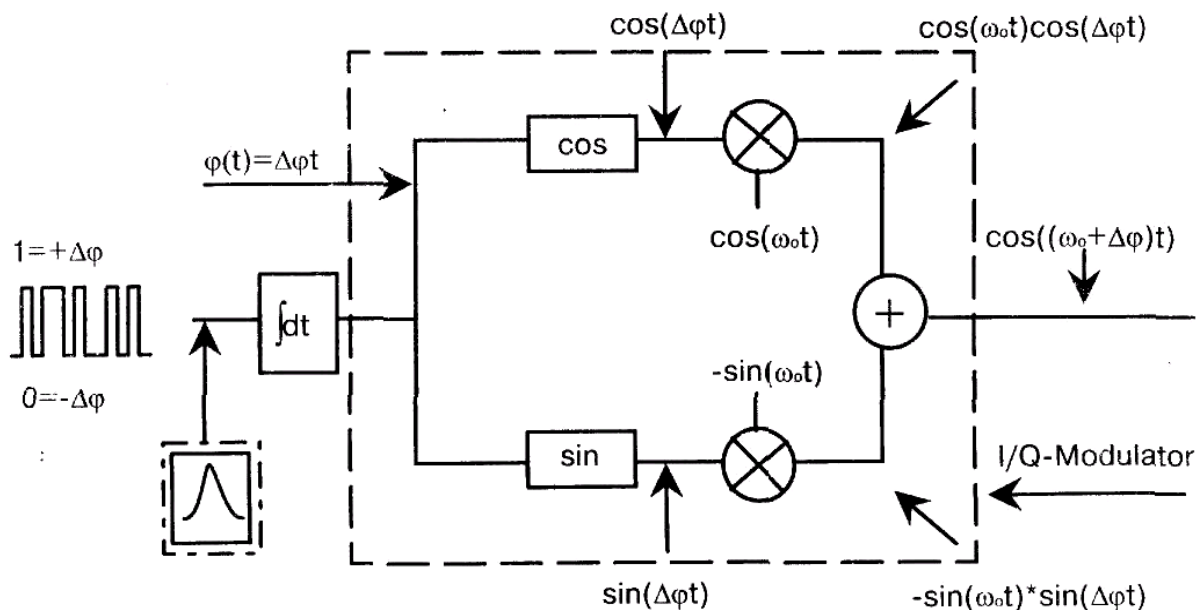


Рис. 5.38 – Модулятор гауссовской частотной манипуляции с минимальным частотным сдвигом

Основой формирователя GMSK-сигнала является квадратурный (1/Q) модулятор. Схема состоит из двух умножителей и одного сумматора. Задача этой схемы заключается в том, чтобы обеспечить непрерывную, очень точную фазовую модуляцию.

Один умножитель изменяет амплитуду синусоидального, а второй косинусоидального колебания. Входной сигнал до умножителя разбивается на две квадратурные составляющие. Разложение происходит в двух обозначенных «sin» и «cos» блоках. Модуляцию GMSK отличают следующие свойства: эффективное использование передающего устройства с усилителями мощности в режиме класса *C*; компактный спектр на выходе усилителя мощности передающего устройства, обеспечивающий низкий уровень внеполосного излучения; хорошие характеристики помехоустойчивости канала связи.

Структурная схема радиоприемного устройства системы сотовой связи выполняется по схеме с двойным преобразованием частоты.

5.4.3 Особенности построения устройств приема и обработки сигналов пейджинговой системы связи

Радиоприемник пейджинговой системы связи. Системы пейджинговой связи используются для передачи текстовой информации между абонентами и различаются протоколами передачи и типами представления информации. Наиболее часто используются такие типы пейджеров, как: тональные, голосовые, цифровые, буквенно-цифровые, двухсторонние, графические, криптопейджеры и безэкранные пейджеры.

Тональные пейджеры. Сигналы в таких СПВ представляют собой комбинацию тонов звуковой частоты, модулирующих несущую. Поступление сообщения на такой пейджер, предназначенный для СПВ с простой организацией связи, фиксируется звуковым или вибрационным сигналом.

Голосовые пейджеры. Передача и прием голосового сообщения, преобразованного в цифровой вид.

Цифровые пейджеры. Цифровая передача короткого сообщения и вызова абонента, сформированного при помощи двоичного кода сигнала, манипулирующего по частоте несущую. Информация отображается на жидкокристаллическом дисплее с возможностью хранения сообщения в памяти пейджера. Данный тип СПВ охватывает более миллиона абонентов. СПВ с цифровыми пейджерами дают возможность автоматического ввода сообщения через пейджер-

ный терминал с тонального телефона (DTMF), а также эффективного использования эфирного времени за счет малого размера сообщения.

Буквенно-цифровые пейджеры. На экране пейджеров выводится информация, объем которой ограничивается объемом памяти пейджера и размерами дисплея.

Двухсторонние пейджеры. Отличием подобных пейджеров (твейджеров) является не только прием сообщения, но и подтверждения факта приема сообщения абонентом, а при необходимости и ответа на него.

Графические пейджеры. На дисплее подобного пейджера воспроизводится графическая информация в реальном масштабе времени.

Криптопейджеры. Позволяют организовать защищенный информационный обмен на основе использования специального сервера криптозащиты.

Безэкранные пейджеры. Они позволяют принимать сообщения большого объема и вводить их в мобильный персональный компьютер.

Приемник пейджера выполняется в виде миниатюрного приемника, носимого на груди, поясе, на руках. Главный тракт приемного устройства (ГТП) обеспечивает усиление, селекцию и преобразование сигнала; в блоке обработки сигнала (БОС) он декодируется для определения соответствия или несоответствия принятого адреса собственному адресу абонента, после вызова абонента передает информацию в память пейджера, отображается на дисплее (ДС) устройства сигнализации (УС) и подается в блок управления (БУ) (рис. 5.39).

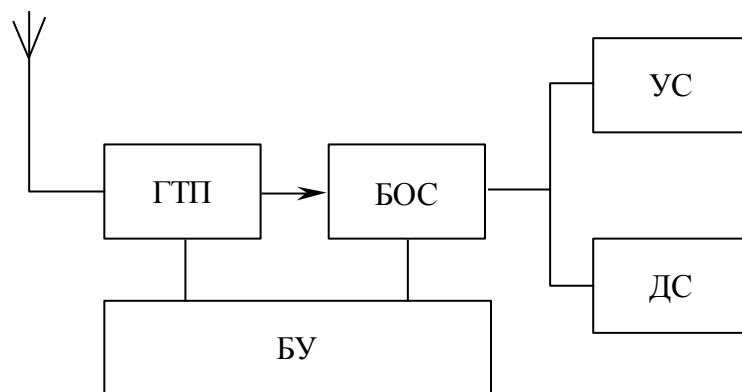


Рис. 5.39 – Структурная схема пейджера

Блок управления обеспечивает управление пейджером и имеет в своем составе таймер, переключатель вида сигнализации, переключатель ждущего режима и источник питания.

Структурная схема главного тракта радиоприемного устройства простейшего пейджера строится по схеме синхронного приема. Необходимая избирательность обеспечивается после синхронного детектора с помощью активного ФНЧ. В пейджерах глобальных систем связи структурная схема строится по супергетеродинной схеме с двойным преобразованием частоты.

Радиоприемное устройство пейджера, при использовании протокола передачи RDS, встроено в структурную схему радиовещательного радиоприемника УКВ ЧМ стереовещания. Особенностью спектра является наличие дополнительной поднесущей на частоте 57 кГц (рис. 5.40).

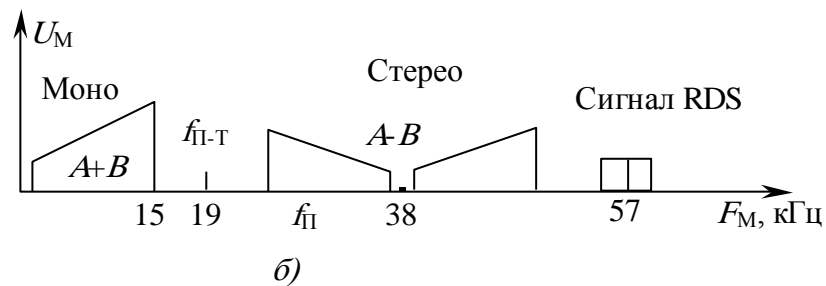


Рис. 5.40 – Спектр суммарного сигнала протокола RDS пейджинговой системы связи на основе УКВ ЧМ радиовещания

Радиоприемные устройства, оборудованные декодером протокола RDS, кроме программ звукового вещания, позволяют различать текстовую информацию в виде неподвижной или бегущей строки – название радиостанции, темп музыкального сопровождения, рекламные тексты и т.д. Скорость приема и обработки сигналов составляет 1187 бит/с.

6 ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА ИЗМЕРЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

6.1 Стандартные условия измерения

Стандартные условия измерений радиоприемных устройств определяются ГОСТ 9783-88, п.2.7 (рис. 6.1). В состав лабораторной установки входят генератор стандартных сигналов (ГСС), генератор низкой частоты (ГНЧ), осциллограф (Осц.) и вольтметр (В).

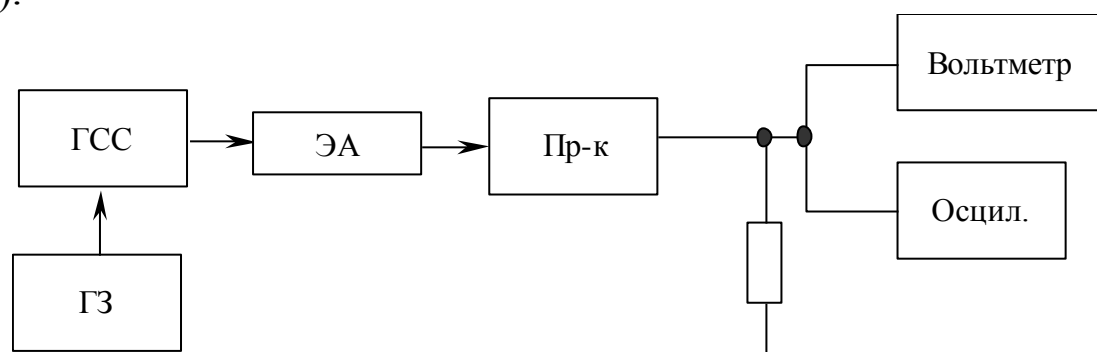


Рис. 6.1 – Лабораторная установка для измерения параметров устройств приема и обработки сигналов

Сигнал с ГСС подается через эквивалент антенны (ЭА) на антенный вход радиоприемника:

- напряжение и частота источника питания имеют значения, равные номинальным;
- стандартный высокочастотный входной сигнал подают через цепь эквивалента антенны на антенный вход радиоприемника или формируют его генератором стандартного электромагнитного поля для наведения сигнала в магнитной антенне радиоприемника;
- к выходным клеммам, предназначенным для громкоговорителя, подключают эквивалент нагрузки;
- к выходу тюнера подключают эквивалент входного сопротивления усилителя сигналов звуковой частоты, представляющий собой резистор сопротивлением $4,7 \text{ кОм} \pm 5\%$;
- радиоприемник настраивают на подаваемый сигнал, используя предпочтительный метод настройки;

- регулятор громкости, при его наличии, устанавливают так, чтобы значения напряжения или мощности на низкочастотном выходе были на 10 дБ ниже номинальных значений (U_H , P_H). Допускается использовать другие значения напряжения и мощности, которые должны быть указаны в НТД (предпочтительные значения напряжения – 500 мВ или мощности – 1, 5, 50, 500 мВт на низкочастотном выходе);

- регуляторы тембра устанавливают в положение, обеспечивающее получение наиболее равномерной частотной характеристики на частотах, указанных в НТД (например, равных уровней выходных сигналов при подаче на отдельный низкочастотный вход сигналов с частотами – 100, 1000, 10000 Гц, а при отсутствии отдельного низкочастотного входа 100, 1000, 2000 Гц для АМ-сигналов и 100, 1000, 5000 Гц для ЧМ-сигналов).

Примечание.

1. При измерении избирательности радиоприемников (ГОСТ 9783-88, п.2.9) допускается уменьшать уровень входного сигнала до момента срабатывания АРУ, а также применять селективный вольтметр вместо электронного вольтметра переменного тока.

2. Настройку радиоприемника (ГОСТ 9783-88, п.2.11) проводят по индикатору настройки (при его наличии). При отсутствии индикатора настройку радиоприемника АМ-сигналов проводят на получение максимального выходного напряжения на низкочастотном выходе, избегая перегрузки низкочастотной части.

Допускается использовать иной способ настройки, оговариваемый в НТД.

6.2 Методы измерения технических характеристик радиовещательного приемника

6.2.1 Метод измерения диапазона принимаемых частот

Приемник устанавливают в стандартные условия измерений. Метод измерения диапазона принимаемых частот проводится в соответствии с ГОСТ 9783-86, п.3.1.18. Указатель частоты настройки радиоприемника поочередно устанавливают в крайние

положения шкалы каждого диапазона частот. При этом частоту генератора устанавливают каждый раз равной частоте настройки приемника. Частотомером измеряют значения частот, выраженные в килогерцах (мегагерцах). Крайними частотами выбирают граничные частоты эффективного диапазона частот.

6.2.2 Метод измерения реальной чувствительности радиоприемного устройства

Реальную чувствительность проверяют на средней частоте каждого диапазона. На вход радиоприемника (рис. 6.1) подают радиочастотный сигнал от генератора, модулированный частотой 1 кГц, с глубиной модуляции 30% и напряжением, соответствующим чувствительности данного диапазона. Ручкой настройки радиоприемника добиваются максимального показания измерителя выхода.

Регулятором громкости устанавливают на выходе радиоприемного устройства напряжение, соответствующее стандартной выходной мощности. Затем выключают модуляцию, измеряют напряжение шума на выходе приемного устройства и оценивают соотношение выходных напряжений (сигнал/шум) при модуляции и без нее.

Изменяя напряжение сигнала генератора, подаваемого на вход приемного устройства, а регулятором громкости – его усиление, добиваются одновременного выполнения двух условий: соответствия напряжения на выходе радиоприемника – стандартной выходной мощности, а отношения сигнал/шум – 20 дБ в ДВ-, СВ- и КВ-диапазонах.

6.2.3 Односигнальная методика измерения избирательности

Односигнальный метод измерения избирательности по промежуточной частоте, зеркальному, соседнему и другим дополнительным каналам приема (ГОСТ 9783-86, п. 3.2.6.1). Метод определяет чувствительность радиоприемника к мешающему сигналу в отсутствие полезного сигнала. Результаты имеют значение только при условии, что приемник работает в линейном режиме

как при измерении, так и в условиях, при которых используют его результаты.

Определяемая величина: отношение уровня высокочастотного входного сигнала с частотой, имеющей заданное значение расстройки от рабочей частоты, требуемого для создания на низкочастотном выходе сигнала $U(P)$, к уровню высокочастотного входного сигнала с рабочей частотой, требуемому для создания на низкочастотном выходе сигнала $U(P)$.

Радиоприемник устанавливают в стандартные условия измерений. Понижают напряжение входного сигнала до чувствительности, ограниченной шумом, и фиксируют напряжение сигнала на низкочастотном выходе U .

Частоту входного сигнала устанавливают равной соответствующей промежуточной, зеркальной или частоте соседнего или другого дополнительного канала приема, определяют частотометром и подстраивают до получения напряжения сигнала на низкочастотном выходе, близкого к максимальному. Частоты измерений указывают в НТД. Затем напряжение на выходе изменяют до значения $U_{\text{выхода2}}$, обеспечивающего напряжение сигнала на низкочастотном выходе $U_{\text{вых.ст.}}$. При других значениях напряжения полезного сигнала и других рабочих частотах, указываемых в НТД, измерения проводят аналогично. За результат измерения принимают отношение напряжения мешающего сигнала (U) к напряжению полезного сигнала (U), выраженного в децибелах. Результаты представляют в виде таблицы или графически как зависимость разности между напряжениями мешающего и полезного сигналов от напряжения полезного сигнала или частоты с указанием того, что измерения проводились, и использованием одно-сигнального метода.

6.2.4 Метод измерения общей низкочастотной характеристики

Метод измерения общей низкочастотной характеристики определяется в соответствии со стандартом ГОСТ 9783-86, п.3.2.12. Определяемая характеристика: зависимость уровня сигнала на низкочастотном выходе от частоты модуляции входного

сигнала, выраженная относительно уровня сигнала на низкочастотном выходе при стандартном входном сигнале.

Радиоприемник устанавливают в стандартные условия измерений. Измеряют частоту модуляции входного сигнала на каждой частоте. Фиксируют напряжение на низкочастотном выходе и выражают его в децибелах относительно уровня U . Глубину модуляции входного сигнала поддерживают постоянной, равной 30%.

При перегрузке низкочастотной части радиоприемника увеличивают затухание регулятора громкости или понижают коэффициент модуляции, указывая в результатах измерения соответствующий коэффициент.

За результат измерения принимают зависимость напряжения сигнала на низкочастотном выходе относительно напряжения сигнала на низкочастотном выходе при стандартном входном сигнале от частоты модуляции. Результаты измерений представляют графически, при этом значения частоты модуляции откладывают по оси абсцисс в логарифмическом масштабе, а напряжение сигнала на выходе относительно выходного напряжения при стандартном входном сигнале в децибелах откладывается по оси ординат.

6.2.5 Метод измерения действия автоматической регулировки усиления

Определяемая величина: отношение уровней сигнала на низкочастотном выходе или входе радиоприемника при изменении в заданных пределах уровня сигнала на входе или выходе радиоприемника соответственно (ГОСТ 9783-86, п.3.2.20).

Измерения проводят при заданных изменениях на входе или выходе.

Измерения при заданном изменении напряжения на входе проводят, установив радиоприемник в стандартные условия измерений.

Напряжение на выходе генератора увеличивают до заданного в НТД значения и измеряют напряжение на низкочастотном выходе радиоприемника. Затем, не изменяя настройки, уменьша-

ют напряжение сигнала генератора в пределах заданного в НТД изменения входного напряжения радиоприемника и вновь измеряют напряжение на низкочастотном выходе.

Измерения при заданном изменении напряжения на выходе проводят, установив радиоприемник в стандартные условия измерений. Напряжение на выходе генератора увеличивают до заданного в НТД значения и измеряют напряжение на низкочастотном выходе радиоприемника. Напряжение на выходе генератора уменьшают до получения напряжения на низкочастотном выходе радиоприемника на 10 дБ менее напряжения в стандартных условиях (или на значение, заданное в НТД) и отмечают полученные при этом значения входного напряжения. Результатом измерений принимают в первом случае отношение выходных напряжений, а во втором – отношение входных напряжений, выражаемые в децибелах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств / М.К. Белкин, В.Т. Белинский, Ю.А. Мазор, Р.М. Терещук. – 2-е изд. – К.: Выща шк. Головное изд-во, 1988. – 472 с.
2. Проектирование радиоприемных устройств: Учебное пособие для вузов / Под ред. А.П. Сиверса. – М.: «Советское радио», 1976. – 488 с.
3. Садченков Д.А. Техника и возможности СИ-БИ радиосвязи. Издательство «СОЛОН-Р» ЛР № 066584 от 14.05.99, 2001. – 269 с.
4. Телевизоры «Электрон»: Справочник / И.А. Гвоздарев, Э.А. Коробенко, Ю.А. Медведев и др.; Под ред. А.А. Смердова. – М.: Радио и связь, 1990. – 224 с.
5. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Связь, 1980.
6. Соловьев А.А. Пейджинговая связь. – М.: Эко-Трендз, 2000. – 289 с.
7. Веницкий А.В. Модулированные фильтры и следящий прием ЧМ-сигналов. – М.: Изд-во «Советское радио», 1969. – 548 с.
8. Богданович Б.М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. – М.: Связь, 1980. – 280 с.
9. Радиоприемные устройства: Учеб. для вузов / Под ред. В.И. Сифорова. – М.: «Сов. Радио», 1974. – 560 с.
10. Поляков В.Т. Техника радиоприема: простые приемники АМ-сигналов. – М.: ДМК Пресс, 2001. – 256 с.
11. Головин О.В., Чистяков Н.И., Шварц В., Хардон Агиляр И. Радиосвязь / Под ред. проф. О.В. Головина. – М.: Горячая линия – Телком, 2001. – 288 с.
12. Бобров Н.В. и др. Расчет радиоприемников. – М.: Воениздат, 1971. – 496 с.
13. Поляков В.Т. Радиолюбителям о технике прямого преобразования. – М.: Патриот, 1990. – 264 с.
14. ГОСТ 18633-80. Система стереофонического вещания. Основные параметры.

15. Кононович Л.М. Стереофоническое радиовещание. – М.: «Связь», 1974. – С. 264.
16. Кононович Л.М. Радиовещательный УКВ прием. – М.: «Энергия», 1977. – 192 с.
17. Радиовещание и электроакустика: Учебник для вузов / А.В. Выходец, М.В. Гитлиц, Ю.А. Ковалгин и др.; Под ред. М.В. Гитлица. – М.: Радио и связь, 1989. – 432 с.
18. Цветные телевизоры и их эксплуатация / Под ред. С.В. Новаковского. – М.: «Связь» 1974. – 200 с.
19. Мартынов В.А., Селихов Ю.И. Панорамные приемники и анализаторы спектра / Под ред. Г.Д. Заварина. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Советское радио, 1980. – 352 с.
20. Горшелев В.Д. и др. Основы проектирования радиоприемников. – Л.: «Энергия», 1977.
21. Палшков В.В. Радиоприемные устройства. – М.: Изд-во Связь, 1965. – 543 с.
22. Пушкарев В.П., Пелявин Д.Ю. Радиоавтоматика. – Томск, 2004. – 153 с.
23. Радиоприемные устройства / В.Н. Банков Л.Г., Л.Г. Барулин, М.И. Жодзинский и др.; Под ред. Л.Г. Барулина. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
24. Шапиро Д.Н. Расчет каскадов транзисторных радиоприемников. – М.: Сов. Радио, 1978. – 150 с.
25. Школин Ю.Д. Основы проектирования радиоприемников (Расчет структурных схем). – ВАС, 1976. – С. 178.