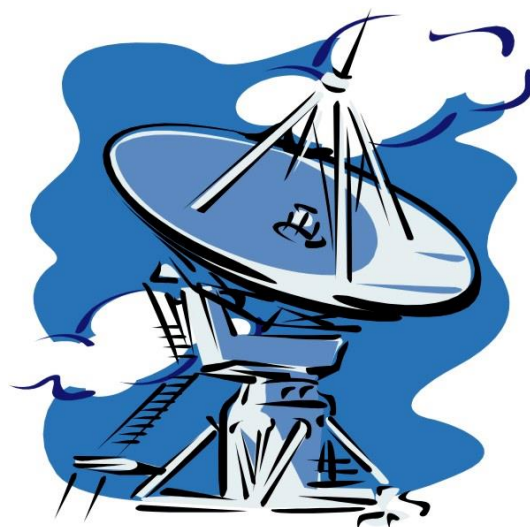


Министерство образования и науки Российской Федерации
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

В.П. ПУШКАРЁВ

АНАЛОГОВЫЕ И ЦИФРОВЫЕ РАДИОПРИЁМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Учебное пособие



Томск
2018

Министерство образования и науки Российской Федерации
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)
РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ (РТФ)
КАФЕДРА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ (РТС)

В.П. ПУШКАРЁВ

**АНАЛОГОВЫЕ И ЦИФРОВЫЕ
РАДИОПРИЁМНЫЕ УСТРОЙСТВА**

Учебное пособие



Томск
2018

УДК 621.396.6:621.391.8
ББК 32.849
Н 62

Рецензенты:

О. В. Стукач, доктор технических наук, профессор Отделения автоматизации и робототехники Инженерной школы информационных технологий и робототехники Национального исследовательского Томского политехнического университета ОАР ИШИТР ФГЛОУ ВО НИ ТПУ, пр. Ленина, 30, г. Томск, 634050.

Б.И. Авдоченко, д-р. техн. наук, профессор кафедры радиоэлектроники и систем связи Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники

Пушкарёв В.П.

Н 62 Аналоговые и цифровые радиоприёмные устройства: учебное пособие / В. П. Пушкарёв. – Томск: РТФ, ТУСУР, 2018. – 237 с.

В учебном пособии представлены: классификация и основы построения функциональных и структурных схем радиоприёмных устройств с различными видами модуляциями; физические принципы работы основных функциональных узлов; особенности обработки радиосигналов аналоговых и цифровых систем радиовещания, радиосвязи, радиолокации и позиционирования.

Учебное пособие представляет интерес для студентов, обучающихся по направлениям подготовки бакалавров, магистров и специалистов направлений «Радиотехника», «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и «Информатика и вычислительная техника» профиля «Автоматизация проектирования микро- и нанoeлектронных устройств для радиотехнических систем», обучающихся по очной, вечерней, заочной формам высшего образования, в том числе с применением технологии дистанционного обучения. Рекомендуется для самостоятельной подготовки студентов к практическим, лабораторным занятиям и курсовому проектированию.

© Пушкарёв В. П. 2018

© Оформление.

РТФ, ТУСУР, 2018

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	9
1. КРАТКИЕ ИСТОРИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ.....	10
2. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ	15
2.1. Обобщённая структурная схема радиоканала. Общие требования....	15
2.2. Основные показатели технических характеристик	15
2.3. Классификация и основные качественные показатели	23
2.4. Частотные диапазоны систем радиовещания, радиосвязи и радиодоступа.....	25
2.4.1. Диапазоны частот звукового и телевизионного вещания	26
2.4.2. Диапазоны любительской, служебной и гражданской связи	27
2.4.3. Частотные диапазоны систем сотовой телефонии и радиодоступа 3-го, 4-го поколения, WiFi и Bluetooth.....	31
2.4.4. Частотные диапазоны космических систем радиосвязи, радиовещания, навигации и позиционирования	33
2.5. Шумы и помехи радиоприёму.....	34
2.6. Описание радиосигналов, эффективная ширина спектра сигналов систем радиовещания, радиосвязи и радиодоступа	40
2.6.1. Сигналы аналоговых систем радиовещания и радиосвязи	40
2.6.2. Особенности формирования сигналов цифровых систем радиовещания и радиосвязи.....	44
2.6.3. Особенности формирования сигнала цифрового эфирного телевизионного вещания	45
2.6.4. Особенности формирования сигналов телефонии GSM.....	46
2.6.5. Особенности формирования сигналов цифровых систем управления радиодоступом.....	47
2.7. Электромагнитная совместимость и нелинейные искажения, возникающие в линейном тракте радиоприёмника.....	49
3. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ	53

3.1. Обобщённая структурная схема радиоприёмных устройств	53
3.2. Радиоприёмники детекторного типа и прямого усиления	54
3.3. Сверхрегенеративные радиоприёмные устройства	55
3.4. Супергетеродинные радиоприёмные устройства	56
3.5. Радиоприёмные устройства прямого преобразования	59
3.6. Инфрадинные радиоприёмные устройства	61
3.7. Приёмно-передающие устройства радиотехнических систем	61
4. ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ	63
4.1. Входные цепи радиоприёмных устройств	63
4.1.1. Общие сведения, классификация и структура входной цепи	63
4.1.2. Антенны и эквиваленты антенн радиоприёмных устройств	64
4.1.3. Основные определения и соотношения из теории колебательных контуров в радиоприёмных устройствах	69
4.1.4. Входные цепи диапазонных радиоприёмных устройств при различных связях с ненастроенной антенной и нагрузкой	75
4.1.5. Входная цепь с магнитной антенной	86
4.1.6. Входные цепи с настроенной антенной	88
4.1.7. Входные цепи с электронной перестройкой по частоте	92
4.1.8. Шумовые свойства антенно-фидерной системы	95
4.2. Селективные усилители радиосигналов радиоприёмников	100
4.2.1. Общие сведения и структура селективных усилителей	100
4.2.2. Усилители радиочастоты	102
4.2.3. Усилители промежуточной частоты	105
4.2.4. Шумовые свойства усилителей радиочастоты	108
4.3. Преобразователи частоты радиоприёмных устройств	111
4.3.1. Общие сведения о преобразовании частоты	111
4.3.2. Анализ передаточных свойств преобразователя частоты	114
4.3.3. Шумовые свойства преобразователей частоты	116
4.4. Детекторы радиоприёмных устройств	118
4.4.1. Общие сведения и структура детекторов радиосигналов	118

4.4.2. Детектор АМ – сигналов.....	119
4.4.3. Детектор радиоимпульсных сигналов.....	124
4.4.4. Синхронный детектор	125
4.4.5. Корреляционный детектор	126
4.4.6. Детектор частотно-модулированных сигналов	126
4.4.7. Фазовые детекторы радиосигналов	130

5. РУЧНЫЕ И АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛИРОВКИ В

РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВАХ 132

5.1. Общие сведения о системах регулирования.....	132
5.2. Ручные регулировки усиления.....	132
5.3. Система автоматической регулировки усиления.....	134
5.4. Система автоматической подстройки частоты.....	139
5.5. Система фазовой автоподстройки частоты	142
5.6. Оценка устойчивости автоматических регулировок в радиоприёмных устройствах	145

6. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ АНАЛОГОВЫХ

РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ 148

6.1. Общие сведения по построению схем радиоприёмников.....	148
6.2. Особенности построения радиоприёмников АМ-сигналов систем звукового вещания	153
6.3. Особенности построения приёмников УКВ ЧМ-сигналов систем монофонического радиовещания	153
6.4. Особенности построения радиоприёмников ЧМ-сигналов систем стереофонического звукового вещания	156
6.4.1. Особенности восприятия человеком объёмного звука.....	156
6.4.2. Требования к системе стереофонического вещания.....	157
6.4.3. Особенности построения структурных схем стереофонических радиоприёмников УКВ ЧМ-сигналов.....	159
6.4.4. Шумы и чувствительность стереофонических радиоприёмных устройств.....	162

6.5. Особенности построения телевизионного приёмника	163
6.6. Особенности построения профессиональных приёмников	166
6.6.1. Классы радиоизлучений.....	166
6.6.2. Структурные схемы линейного тракта профессиональных радиоприёмных устройств	169
6.6.3. Особенности построения приёмников Си-Би диапазона	170
6.6.4. Особенности построения радиоприёмных устройств систем связи миллиметрового и оптического диапазонов	174
6.6.5. Особенности построения панорамных радиоприёмных устройств	178
6.6.6. Особенности построения радиолокационного приёмника импульсных сигналов	183
7. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПРИЁМНИКОВ С ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ	188
7.1. Общие сведения ЦОС в радиоприёмных устройствах	188
7.2. Требования к элементам приёмников цифровых сигналов	189
7.3. Основные элементы цифровых радиоприёмных устройств	191
7.3.1. Цифровые фильтры	192
7.3.2. Преобразователь Гильберта	194
7.3.3. Цифровые преобразователи частоты.....	195
7.3.4. Цифровые генераторы.....	196
7.3.5. Цифровые детекторы сигналов	197
7.3.5.1. Цифровые детекторы АМ сигналов	197
7.3.5.2. Цифровые детекторы сигналов с фазовой модуляцией	199
7.3.5.3. Цифровые частотные детекторы.....	201
7.4. Радиоприёмные устройства с додетекторной ЦОС	205
7.5. Радиоприёмные устройства с последдетекторной цифровой обработкой сигналов.....	206
8. ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА ИЗМЕРЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ	209

8.1. Стандартные условия измерения	209
8.2. Методы измерения технических характеристик радиовещательного приёмника	210
8.2.1. Метод измерения диапазона принимаемых частот.....	210
8.2.2. Метод измерения реальной чувствительности радиоприёмного устройства	211
8.2.3. Односигнальная методика измерения избирательности радиоприёмных устройств	211
8.2.4. Метод измерения общей низкочастотной характеристики.....	212
8.2.5. Метод измерения действия автоматической регулировки усиления	213
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	215
ЛИТЕРАТУРА	216
ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ ...	221
ГЛОССАРИЙ	227

ВВЕДЕНИЕ

Дисциплина «Радиоприёмные устройства» является одной из важных составляющих профилирующих дисциплин для ряда радиотехнических специальностей. Основной задачей учебного пособия является ознакомление студентов радиотехнических специальностей с принципами построения современных радиоприёмных устройств различного назначения, предназначенные для приёма энергии электромагнитных волн и последующего преобразования их в электрические сигналы с целью выделения полезной информации.

Радиоприёмные устройства используются в управлении бытовой техникой и радиотехнических системах: системах пассивной и активной радиолокации и навигации; в системах радиосвязи, телевидения и радиовещания; в системах космической, сотовой и пейджинговой связи, а также в панорамных устройствах и системах мониторинга источников радиоизлучения.

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

В учебном пособии представлены также основы теории радиоприёма, обзор методов и способов обработки радиосигналов. Рассмотрены концепции основ построения структурных и электрических принципиальных схем радиоприёмных устройств.

1. КРАТКИЕ ИСТОРИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

«... человек, пожелавший переговорить с другом, и не знающий где тот находится, позовёт электрическим голосом, который услышит только тот, чьё электрическое ухо настроено на этот вызов; он спросит: где ты? И прозвучит ответ: я в глубине шахты, на вершине Анд, или в далёком океане. Но может быть не будет никакого ответа, и тогда он будет знать, что друг его умер» [1].

Английский физик Уинстон Эдвард Айртон (1847 – 1908 гг.)

Создание радио связывают с успешным практическим применением радиоволн в регистрации дальних атмосферных грозных разрядов, осуществлённым А.С. Поповым в России в 1895 г., и быстрого развития искрового радиотелеграфа. Первым, кто отметил распространение электрических процессов в атмосфере, является Луиджи Гальвани, который в 1771 году установил, что искровые разряды в электрофорной машины действуют на небольшом расстоянии на мышцу препарированной лягушки, вызывая вздрагивание при прикосновении металлическим предметом. Наилучший эффект был получен при соединении мышцы лягушки с проводом, поднятым на крышу дома, а нерв лягушки с проводом, опущенным в колодезь. Учёный отметил, что если в окрестностях происходили грозные разряды, то лапка лягушки вздрагивала. Для обнаружителей пространственных электрических процессов, позволяющих получить полезную информацию, с XVIII века применяется термин «детекторы». Радиоприёмное устройство Гальвани состояло из антенны, приёмника (детектора), заземления и детектора. Таким образом, лягушечья лапка, в опытах Гальвани, можно считать первым приёмником радиосигналов [1, 2].

Эпохальное значение радио приобрело опубликование в 1888 году, открытий и изобретений Генриха Герца, благодаря которым открылись перспективы создания средств электросвязи с неограниченными ранее возможностями. Невысокая чувствительность приёмника принимаемых сигналов позволяли осуществлять приём только на расстояния 8...10 м от передатчика, что ограничивало его применение за пределами лаборатории.

Система радиосвязи передатчик–приёмник, была продемонстрирована Г. Маркони в его первых опытах радиосвязи во второй половине 1895 года и в 1896

году (Рис. 1. 1). В передатчике, схема которого показана слева, по существу повторен передатчик Герца с индукционной катушкой *ИК* с разрядником *P* и прерывателем Румкорфа. Для передачи сигналов служил телеграфный ключ Морзе *ТК*.

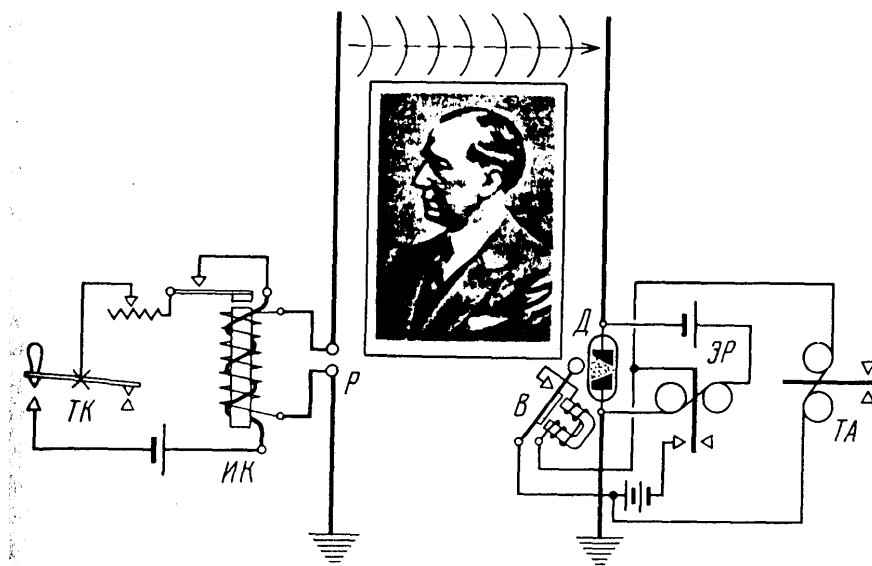
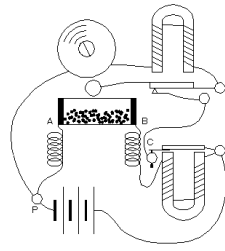


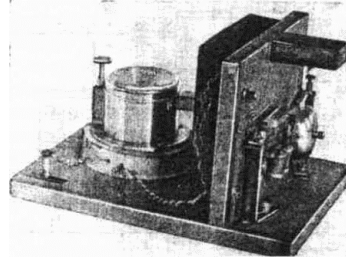
Рис. 1. 1. Схема радиосвязи передачи – приёма Г. Маркони

Главное отличие устройств, разработанных Маркони, состояло в применении антенн с высоко поднятым вертикальным проводом и заземления.

В эти же годы сходные эксперименты проводил в Петербурге А.С. Попов, однако, на более чем скромной базе учебного заведения. В первой половине 1895 года, применив когерер для встряхивания обыкновенный электрический звонок, он осуществил свой знаменитый «Прибор для обнаружения и регистрирования электрических колебаний». Этот радиоприёмник позволил проводить исследования и лекционные демонстрации, а с включением самописца сделал возможной регистрацию на больших расстояниях грозовых атмосферных разрядов (Рис. 1. 2). Так был создан знаменитый «грозоотметчик», вошедший в историю радиотехники и описанный в школьных учебниках физики [3]. В дальнейшем этот радиоприёмник послужил основой экспериментов по радиотелеграфной связи между кораблями и берегом. Результаты этих работ оказали значительное влияние на дальнейшее развитие радиотехники в России.



а)



б)

Рис. 1. 2. Схема (а) и конструкция (б) первого радиоприёмника А.С. Попова

Начало XX века ознаменовалось бурным развитием разработанных ранее радиоприёмников. Работы по улучшению качества слухового приёма звука достигла в пределах 500...1000 Гц. В 20-е годы прошлого столетия, началось развитие вакуумной электроники. Электронные лампы, изобретённые в первом десятилетии XX века, внедрялись в серийное и массовое производство вплоть до 50–60-х годов. В 50-е годы отмечена замена вакуумных электронных ламп полупроводниковыми приборами. В радиопередатчиках большой мощности электронные лампы применяются и в настоящее время [3]. Разработанные в 30-е и 40-е годы XX века, микроволновые радиолокационные системы и устройства послужили причиной создания и развития новых средств радиосвязи [1].

В 50-е и 60-е годы XX века в большей части стран были сооружены сети радиорелейных линий большой протяжённости и с большой пропускной способностью и создавались главным образом для передачи телевизионных программ, а также для многоканальной телефонной связи между городами, регионами и странами [4, 10].

Начало XX века ознаменовалось началом и становлением телевидения в России и за рубежом. Истоки формирования основ трёхкомпонентной физиологической особенности зрения, на которой основываются современные системы цветного телевидения, впервые высказано М.В. Ломоносовым в 1756 году и развито Юнгом и Гельмгольцем. Идея разбивки изображения на элементы и поочерёдную последовательность их передачи предложена немецким студентом П. Нипковым в 1875 - 1876 гг. Термин «телевидение» впервые был употреблён в

1900 г. русским инженером-электриком К.Д. Перским на Международном электротехническом конгрессе в Париже в докладе «Электрическое телевидение». Осенью 1910 года Б.Л. Розинг делает в Русском техническом обществе доклад «Об электрической телескопии и одном возможном способе её выполнения» указав, единственный путь реализации телевидения он видел в применении безынерционных электронных приборов с помощью электронного пучка. Поразительно, но этот смелый вывод был сделан в то время, когда сама электроника находилась в зачаточном состоянии. «Катодный пучок, - писал изобретатель, - есть именно то идеальное перо, которому самой природой уготовано место в аппарате получения изображения в электрическом телескопе. Оно обладает тем ценнейшим свойством, что его можно непосредственно двигать с какой угодно скоростью при помощи электрического или магнитного поля, могущего быть притом возбуждённым со скоростью света с другой станции, находящейся на каком угодно расстоянии» [8]. На телевизионную систему, использующую модуляцию скорости электронного пучка, Розинг получил в 1911 году российский, а потом английский, германский и американский патенты.

Первое вещание цветного телевидения в СССР осуществлялось по системе PAL (1953-1956 гг.), не обеспечивающим приём программ цветного телевидения на обычные черно-белые телевизоры и приём на цветные телевизоры программ черно-белого изображения [10]. Первая совместимая (1953 г.), полностью электронная система цветного телевидения NTSC была разработана в США на основе стандарта 525 строк, 30 кадров. Опытное вещание по совместимой системе СЕКАМ в СССР началось в 1957 году, а регулярное в 1967 году [10].

В настоящее время идёт бурное развитие и внедрение цифровых технологий в наземной и космической системах радиовещания, радиосвязи и передачи данных.

Контрольные вопросы по главе 1

1. Кто из учёных впервые отметил распространение электрических процессов в атмосфере и что было использовано для их регистрации?

2. Кто из учёных и в каком году впервые использовал на практике, приёмник для регистрации атмосферных грозových разрядов?
3. Что послужило основой создания Луиджи Гальвани прибора, регистрирующего разряды в атмосфере?
4. В каком году и кем была продемонстрированная первая коммерческая система радиосвязи передатчик–приёмник?
5. Каков диапазон воспроизведения звукового сигнала достигла в начале XX века?
6. Кто из учёных сформулировал основы трёхкомпонентной физиологической особенности зрения человека?
7. Кто предложил термин «телевидение» применительно к устройствам передачи изображения?
8. Кто получил патент на телевизионную систему, использующую модуляцию скорости электронного пучка?
9. Когда в СССР осуществлялось первое вещание цветного телевидения?
10. В каком году в СССР, и на основе какого стандарта началось регулярное вещание цветного телевидения?

2. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ

2.1. Обобщённая структурная схема радиоканала. Общие требования

Радиоприёмные устройства являются неотъемлемой частью любой радиотехнической системы или комплекса и включаются в состав радиоканала. Структурная схема радиоканала содержит источник сообщений, передающее устройство, передающую антенну, тракт передачи энергии электромагнитной волны с полезной информацией, приёмную антенну с радиоприёмным устройством (Рис. 2. 1). Особенностью передачи информации по радиоканалу является наличие источников внешних помех [13].

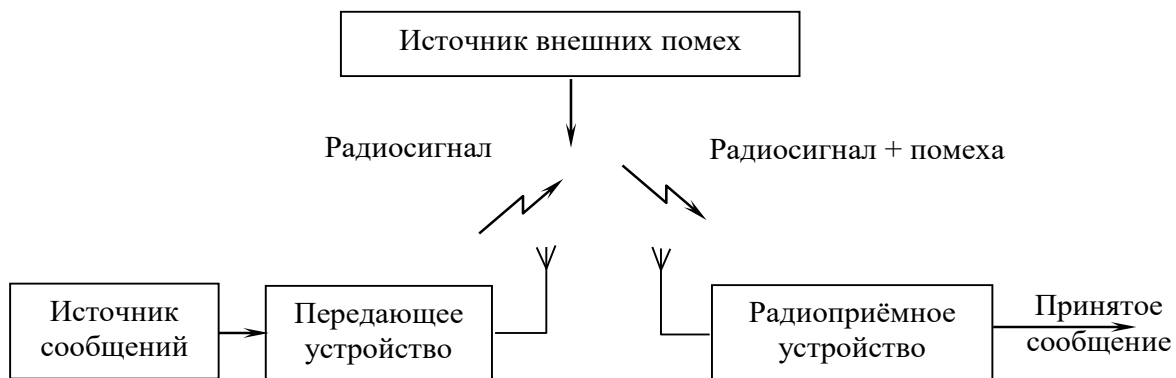


Рис. 2. 1. Обобщенная структурная схема радиоканала

В общих требованиях к радиоприёмным устройствам указываются назначение и место установки радиоприёмного устройства, состав комплекта (антенна, приёмник, оконечное устройство) и аппаратура, с которой должен работать приёмник, но которая не входит в комплект.

2.2. Основные показатели технических характеристик

Основными техническими характеристиками радиоприёмных устройств 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 радиоприёмник при перестройке сохраняет свои основные параметры. Радиоприёмное устройство может быть предназначено для работы на одной или нескольких фиксированных частотах или непрерывном (прерывном) диапазоне частот ($f_{0\min} \dots f_{0\max}$) и определяется коэффициентом перекрытия по частоте. Коэффициентом перекрытия по частоте в пределах одного диапазона (поддиапазона) определяется отношением $K_f = \frac{f_{0\max}}{f_{0\min}}$. Для радиоприёмников с двумя и более диапазонами перекрытие по частоте определяется числом диапазонов или поддиапазонов, а также запасом перекрытия по частоте между ними.

Чувствительность

Чувствительность – способность радиоприёмника принимать слабые сигналы. Чувствительность приёмника определяется величиной э.д.с. (номинальной мощностью) сигнала, наводимой в антенне (или эквиваленте), при которой обеспечивается заданное напряжение (мощность) сигнала на выходе приёмника. Оценка чувствительности радиоприёмного устройства определяется его назначением, видом модуляции принимаемых сигналов и структурой построения.

Реальная чувствительность равна величине э.д.с. (номинальной мощности) сигнала в антенне, при которой напряжение (мощность) сигнала на выходе приёмника превышает напряжение (мощность) помех в заданное число раз.

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

При приёме радиоимпульсных сигналов для оценки чувствительности радиоприёмного устройства используется понятие *тангенциальной чувствительности*. Определение тангенциальной чувствительности производится при минимальной мощности сигнала на входе радиоприёмного устройства, когда на его выходе детектора, на экране осциллографа, наблюдается видеоимпульс (Рис. 2. 2) когда нижняя граница сигнала, отмеченная пунктирной линией, совпадает с верхней границей полосы шумовой дорожки при отсутствии сигнала на входе радиоприёмника [1].

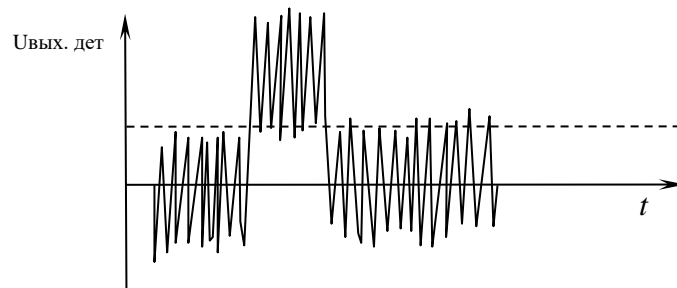


Рис. 2. 2. К определению тангенциальной чувствительности приёмника радиоимпульсных сигналов

Оценка чувствительности приёмника аналоговых сигналов. Если чувствительность приёмника ограничивается собственными шумами, то можно оценить реальной или предельной чувствительностью, коэффициентом шума и шумовой температурой.

Тангенциальная чувствительность определяется отношением сигнал/шум по мощности на выходе импульсного детектора $\left[\frac{P_C}{P_{\text{ш}}}\right]_{\text{ВЫХ}} = 2.5$, что соответствует примерно 4 дБ.

Оценка чувствительности приёмника цифровых сигналов. При приёме цифровых (дискретных) сигналов чувствительность определяется наличием

ошибок в принятом сигнале среди шумов и зависит от вида модуляции (манипуляции) и структуры приёмника.

Избирательность

Избирательность характеризует способность радиоприёмника подавлять сигналы мешающих радиостанций и помех.

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 приёма. Дополнительные каналы приёма присущи радиоприёмникам, выполненным по супергетеродинной схеме. Частотная избирательность приёмника оценивается отношением его резонансного коэффициента усиления K_0 к коэффициенту усиления на частоте мешающего канала, т.е. на частоте соседнего $K(f_{\text{сос}})$ или дополнительного канала приёма $K(f_{\text{доп}})$ (Рис. 2. 3):

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

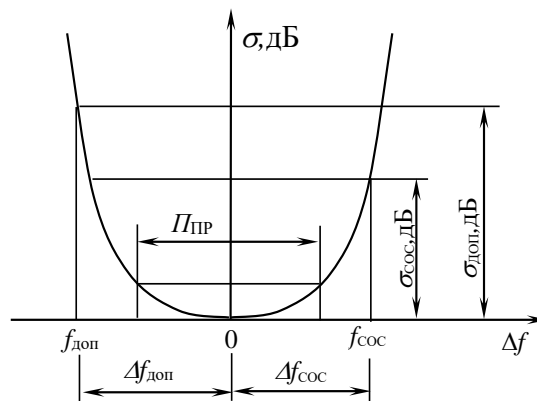


Рис. 2. 3. Зависимость кривой избирательности радиоприёмника от частоты

Избирательные свойства радиоприёмного устройства характеризуются также и коэффициентом прямоугольности $K_{\text{ПР}}$, определяемым выражением

$$K_{\text{ПР}} = \frac{2 \cdot \Delta f_{\text{СОС}}}{\Pi_{\text{ПР}}} . \quad (2. 1),$$

где $\Delta f_{\text{СОС}}$ – расстройка приёмника относительно частоты соседнего канала;

$\Pi_{\text{ПР}}$ – полоса пропускания приёмника.

Пространственная избирательность осуществляется с помощью направленных приёмных антенн и существенно ослабляет внешнюю помеху на входе приёмника. Это мера эффективна, 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 приёмные антенны.

Поляризационная избирательность основана на различии в поляризации электромагнитных колебаний сигнала и помехи. Отмечено, что электромагнитное излучение 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 данный метод не нашёл практического применения.

Амплитудная избирательность используется в радиоприёмниках, предназначенных для приёма импульсно-модулированных сигналов. Суть схемной реализации заключается в том, что амплитудный селектор подаёт на выход радиоприёмного устройства сигналы, интенсивность которых лежит в пределах возможного изменения уровня полезного сигнала. Однако помехи, уровень которых превышает 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 приёмника точно известен. Этот вид избирательности часто используется в импульсных радиолокационных приёмниках со стробированием. В режиме стробирования приёмник открывается только на короткие интервалы времени, соответствующие ожидаемому приходу отражённых импульсных сигналов. При приёме радиосигналов цифровых технологий передачи данных также используется временное разделение виртуальных каналов сотовой системы связи GSM (TDMA) [18].

Избирательность по форме сигнала. Одним из примеров может служить избирательность по длительности импульса. При практической реализации используются несколько видов избирательности. Усиление полезного сигнала высокочастотным трактом приёмника неизбежно ведёт к нелинейным взаимодействиям сигнала и помех в усилительных приборах, характеризуемая «нелинейной избирательностью» радиоприёмников. К подобным нелинейным искажениям следует отнести: сжатие, блокирование, перекрёстные, интермодуляционные и другие каналы приёма.

Если направления на источники сигнала и помех не совпадают, используется пространственная избирательность с применением направленной антенны. Такие меры в подавляющем большинстве не достаточны. Дальнейшая избирательность обеспечивается выбором селективными цепями (системами) самого приёмника. При рассмотрении избирательных свойств радиоприёмников используется понятие «линейная избирательность»: ослабление помех, близких по частоте принимаемому полезному сигналу (соседних каналов). Ослабление соседних каналов обуславливается шириной полосы радиоприёмника при их ослаблении в 10, 100 и более раз.

Полоса пропускания. Полоса пропускания – интервал частот, в пределах которого при данной настройке приёмника частотные искажения не превышают заданного уровня. Полосы пропускания зависят от типа приёмника и вида принимаемых сигналов и могут принимать значения от нескольких десятков герц

для телеграфных приёмников до десятков мегагерц у радиолокационных и телевизионных приёмников.

Амплитудная характеристика. Амплитудной характеристикой называют зависимость амплитуды выходного сигнала от величины э.д.с., наводимой в антенне (при амплитудной модуляции). При использовании угловой модуляции (частотной или фазовой) модуляции – от индекса модуляции. Амплитудная характеристика может иметь линейную и логарифмическую зависимость.

Переходная характеристика. Переходной характеристикой радиоприёмника называют временную зависимость напряжения сигнала на выходе при воздействии на его вход единичного скачка или перепада модулируемого параметра. Выбор параметра (амплитуды, частоты или фазы) определяется применяемым видом модуляции.

Динамический диапазон. Динамический диапазон (ДД) радиоприёмника определяется нелинейностью вольтамперных характеристик активных элементов, ограничивающих максимально допустимые амплитуды входных сигналов. Измерения ДД производят на выходе линейного тракта по основному, соседнему, по дополнительным каналам приёма и определяют отношением значения максимального уровня входного сигнала к минимальному. Минимальный уровень сигнала определяется реальной или предельной чувствительностью приёмника. Максимальный уровень определяется для основного канала изменением коэффициента передачи приёмника на 1 дБ, а при внеполосных – 2 дБ. Для приёмников, предназначенных для обработки информации с фазовой составляющей ДД определяется изменением фазы выходного сигнала от уровня входного воздействия, по основному каналу приёма – изменение фазы на пять градусов, а при внеполосных воздействиях – десять.

Стабильность технических параметров радиоприёмников. В процессе эксплуатации из-за колебаний температуры окружающей среды, напряжения источника питания и из-за других дестабилизирующих факторов неизбежно изменяются характеристики радиоприёмных устройств. Основными показателями стабильности технических характеристик приёмника являются *стабильность*

частоты настройки и стабильность коэффициента передачи. Для радиоприёмных устройств, сравнивающих фазы сигналов, важно постоянство фазовой характеристики при воздействии дестабилизирующих факторов.

Стабильность частоты настройки определяется допустимой ошибкой настройки приёмника принимается равной $2 \cdot \Delta f_{\text{нест.}} \leq (0,05 \dots 0,1) \cdot P_{\text{пр}}$.

Стабильность коэффициента усиления радиоприёмного устройства, как правило, оказывается низкой. Незначительное изменение усиления в одном из узлов приводит к резкому изменению общего коэффициента усиления радиоприёмного устройства в целом. Коэффициент усиления радиоприёмника на этапе проектирования выбирается в 5 – 10 раз больше расчётного. Возможный избыток усиления компенсируется системой регулировки усиления, а также методы стабилизации и калибровки приёмника.

Качество воспроизведения сигналов. При прохождении сигналов через цепи радиоприёмного устройства возникают частотные (линейные), нелинейные, фазовые и искажения импульсов. *Частотные искажения* оцениваются зависимостью коэффициента усиления от частоты модуляции, *нелинейные* определяются коэффициентом нелинейных искажений при заданном коэффициенте модуляции, *фазовые* – нелинейностью фазовой характеристики приёмника. *Искажения импульсных сигналов* оцениваются временем установления, спада и подъёмом вершины импульсов, а также выбросом и колебательностью на вершинах импульсов и в паузе.

Ручные и автоматические регулировки

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

Требования к ручной регулировке усиления и полосы пропускания определяются изменением выходного напряжения приёмника при действии ручной регулировки усиления или полосы пропускания, точностью и лёгкостью настройки на частоту принимаемого полезного сигнала.

Требования к автоматической регулировке усиления (АРУ) характеризуются наибольшим допустимым изменением выходного напряжения приёмника при заданном воздействии входного напряжения приёмника и допустимой постоянной времени системы АРУ.

Требования к автоматической подстройке частоты характеризуются полосой рабочих частот, в которых радиоприёмное устройство обеспечивает захват и удержание его настройки.

Требования к автоматическим настройкам радиоприёмного устройства определяются скоростью его перестройки и временем настройки на заданную частоту.

Входная цепь. В требованиях к входной цепи указывается, с какими типами антенн и в каком режиме должна работать входная цепь.

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

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

Измерения технических характеристик конкретной радиоаппаратуры начинается с разработки стандартных условий измерения, измерительного стенда, обоснования исходных (внешних, выходных) параметров и разработки методик измерения всех параметров.

2.3. Классификация и основные качественные показатели

Радиоприёмные устройства классифицируются по:

- основному назначению;
- роду работы;
- виду модуляции;
- диапазону принимаемых волн;

- способу построения;
- способу питания;
- месту установки.

По основному назначению радиоприёмные устройства различают: радиовещательные и профессиональные (Рис. 2. 4). Радиовещательные приёмники отличаются простыми схмотехническими решениями. Профессиональные – сложные устройства с высокими техническими параметрами.

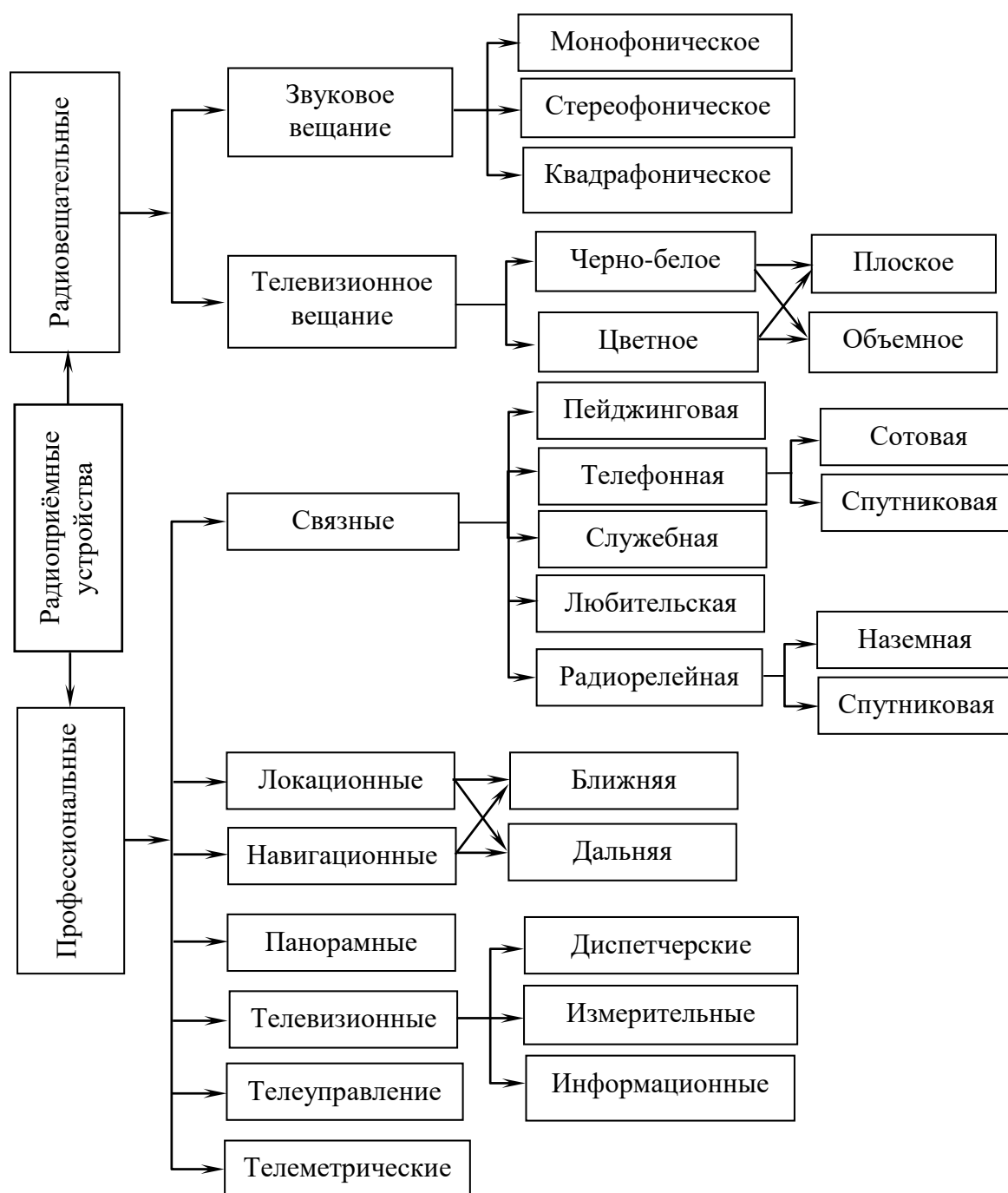


Рис. 2. 4. Классификация радиоприёмных устройств по назначению

По роду работы различают: радиотелефонные, радиотелеграфные, фото-телеграфные и др.

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 для [2]:

- миримиаметровых 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 приёмники прямого усиления, супергетеродинные с одно-, двукратным и более 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, самолётные, корабельные, автомобильные и др.

2.4. Частотные диапазоны систем радиовещания, радиосвязи и радиодоступа

Рабочие диапазоны радиоприёмников расположены в широком диапазоне частот, от десятков килоггерц до сотен гигагерц. В диапазоне рабочих частот до 27 МГц используется амплитудная модуляция. В диапазоне частот от 27 МГц до 45 МГц используется частотная или фазовая модуляция. Радиоприёмники, работающие в СВЧ диапазоне, отличаются разнообразием и используются все виды модуляции. В настоящее время ведутся интенсивные исследования возможности

построения радиоприёмников в оптическом диапазоне длин волн. Освоение более высокочастотных диапазонов позволяет использовать системы, в которых ширина спектра полезного сигнала составляет мегагерцы и десятки мегагерц.

2.4.1. Диапазоны частот звукового и телевизионного вещания

Радиоприёмные устройства звукового и телевизионного вещания могут быть предназначены для работы на одной или нескольких фиксированных частотах. Для приёмных устройств системы звукового вещания определяется число диапазонов и поддиапазонов, коэффициент перекрытия, а также и запас перекрытия по частоте между поддиапазонами (Таблица 2. 1).

Таблица 2. 1. Диапазоны частот звукового вещания

№ п/п	Название диапазона	Название	Частоты, МГц	Коэффициент перекрытия
1.	Длинноволновый	ДВ	0,148 – 0,415	2,80
2.	Средневолновый	СВ	0,525 – 1,607	3,06
3.	Коротковолновый	КВ	3,95 – 12,10	3,06
4.	поддиапазоны	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 отведён метровый (48 – 100 и 170 – 230 МГц) и дециметровый (470 – 790 МГц) диапазон (Таблица 2. 2). Вещание производится на двух частотах – частоте передаваемого изображения $F_{0и}$ и на частоте передаваемого звука $F_{0з}$. [11].

Таблица 2. 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	85,25	91,75	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
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

Номер канала	Фои, МГц	Фоз, МГц	Номер канала	Фои, МГц	Фоз, МГц	Номер канала	Фои, МГц	Фоз, МГц
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			

Примечание: Диапазоны 174...230 МГц и 470...862 МГц переданы для вещания эфирного цифрового телевидения.

2.4.2. Диапазоны любительской, служебной и гражданской

связи

Государственным комитетом по радиочастотам определено 40 каналов с шагом сетки, кратной 5 кГц (Таблица 2. 3) [1, 17].

Таблица 2. 3. – Частоты радиолучительской 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	-“-	27,425
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	27,350	40	-“-	27,50
13	-“-	27,090	27	-“-	27,375			
14	-“-	27,100	28	-“-	27,400			

Диапазон частот для Си-Би (*Citizens' Band*) радиосвязи предназначен для гражданского использования [6]. Пользователями этого диапазона 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 выделены сетки частот поддиапазонов *A, B, C, D, E* в полосе 26,065...28,305 МГц (Таблица 2. 4). Существует так называемая и расширенная сетка частот *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 расширенной сетке частот. В каждой стране законодательно определены свои национальные стандарты, которые определяют распределение сеток частот каналов Си-Би и целевое назначение определённых каналов. Конференция Европейских почтовых и телекоммуникационных администраций (CEPT) 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 (Таблица 2. 5). 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 [1].

Таблица 2. 4. – Сетка частот Си-Би диапазона

Канал	Частоты сетки А	Частоты сетки В	Частоты сетки С		Частоты сетки D		Частоты сетки Е
	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
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	

Канал	Частоты сетки А	Частоты сетки В	Частоты сетки С		Частоты сетки D		Частоты сетки Е
	Европа	Европа	Европа	Россия	Европа	Россия	Европа
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 – С и D. В отличие от европейского и американского, по российскому стандарту в сетке С выделена сплошная полоса частот без пропусков между 3–4, 7–8, 11–12, 15–16, 19–20 каналами (

Таблица 2. 6). Поэтому количество каналов в «российской» сетке С не 40, а 44 (каналы с рабочей частотой выше 28 МГц – любительского диапазона – не используются).

Таблица 2. 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
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

Канал	A	B	C	D	E	F	G	H	I
40	26,055	26,505	26,955	27,405	27,855	28,305	28,755	29,205	29,655

Таблица 2. 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.

Более подробная информации по частотному плану коротковолнового диапазона представлена в [30].

2.4.3. Частотные диапазоны систем сотовой телефонии

и радиодоступа 3-го, 4-го поколения, WiFi и Bluetooth

Каналы связи сотовой телефонии выделено два диапазона дуплексных частот: для стандарта GSM 900 следующие частоты: 890-960 МГц, а для GSM 1800: 1710-1880 МГц. Каждая из полос, выделенных для сетей GSM, разделяется на частотные каналы (Таблица 2. 7) [18, 19].

Таблица 2. 7. Диапазоны частот сотовой связи GSM–900 и GSM–1800

Характеристики	GSM-900	GSM-1800 (DCS1800)
Частоты передачи MS* и приёма BTS** (uplink), $F1(n)$, МГц	890 — 915	1710 — 1785
Частоты приёма MS и передачи BTS (downlink), МГц	935 — 960	1805 — 1880
Дуплексный разнос частот приёма и передачи, $F2(n)$, МГц	45	95
Количество частотных каналов связи с шириной 1-го канала связи в 200 кГц	124	374
Ширина полосы канала связи, кГц	200	200
Номер канала	$1 < n < 124$	$1 < n < 374$
Скорость изменения номера несущей частоты, скачков в секунду	217	217
Частота канала передачи MS и приёма BTS (uplink), МГц	$F1(n) = 890,2 + 0,2 \cdot (n - 1)$	$F1(n) = 1710,2 + 0,2 \cdot (n - 1)$
Частота канала приёма MS и передачи BTS (downlink), МГц	$F2(n) = F1(n) + 45$	$F2(n) = F1(n) + 95$

Примечание: * обозначение мобильной станции; ** - обозначение базовой станции.

Каналы систем сотовых мобильных средств передачи данных стандарта 3-го поколения 3G (MTS, Beeline, Megafon) и 4-го поколения 4G/LTE (Yota) (Таблица 2. 8) [27, 28].

Таблица 2. 8. Диапазоны частот сотовой связи 3-го и 4-го поколения

Характеристики	3G	4G (LTE)
Частоты передачи MS и приёма BTS (uplink), МГц	1920...1980	2500...2570
Частоты приёма MS и передачи BTS (downlink), МГц	2110...2170	2620...2690

Каналы систем передачи данных WiFi. WiFi устройства используют технологию DSSS стандарта IEEE 802.11b, 802.11g с полосой 22 МГц в диапазоне 2,4 ... 2484 ГГц для работы устройств Bluetooth в помещениях без лицензирования и регистрации (Таблица 2. 9). Для работы вне помещения в диапазоне 5,150 ... 5,825 ГГц требует лицензирование и регистрация.

Таблица 2. 9. Диапазоны частот связи высокоскоростных сетей WiFi

Стандарт	802.11	802.11a	802.11b	802.11g
Частота, ГГц	2.4 – 2.4835	5.15 – 5.35	2.4 – 2.4835	2.4 – 2.4835
Дата сертификации стандарта	1997	1999	1999	2003
Доступная полоса пропускания	83.5 МГц	300 МГц	83.5 МГц	83.5 МГц
Типы модуляции	DSSS, FHSS	OFDM	DSSS	DSSS, OFDM
Скорость передачи данных по каналу	2, 1 Мбит/с	54, 48, 36, 24, 18, 12, 9, 6 Мбит/с	11, 5.5, 2, 1 Мбит/с	54, 36, 33, 24, 22, 12, 11, 9, 6, 5.5, 2, 1 Мбит/с
Совместимость	Wi-Fi	Wi-Fi	WiFi	WiFi со скоростью 11 Мбит/с и ниже

Для Российской Федерации для организации высокоскоростного Интернета выделены частоты от 5150—5350 МГц до 5650—6425 МГц, предназначенные. Для организации сети во внутренних помещениях зданий и специального разрешения на их использование не требуется.

Каналы систем передачи Bluetooth, предназначены для передачи данных, речевых сообщений, а также для работы с миниатюрными электронными датчиками систем контроля в медицине, диагностике технических устройств и систем с малым радиусом обслуживания (не более 10 м). Передача данных посредством технологии Bluetooth и осуществляется на частотах 2402...2480 МГц. Данный диапазон разбит на 79 каналов с шириной одного канала 1 МГц. Смена канала

при передаче данных происходит каждые 625 мкс и одновременно являются интервалом времени, за который осуществляется передача данных, пакетов. Один пакет может быть передан не за один такой интервал, а за несколько, затем происходит смена канала [26].

2.4.4. Частотные диапазоны космических систем радиосвязи, радиовещания, навигации и позиционирования

Космические системы радиосвязи. Для обеспечения работы радиосвязи используется оборудование наземного и космического базирования. В соответствии с регламентом международного союза электросвязи выделено несколько частот (Таблица 2. 10) [20, 21].

Таблица 2. 10. Диапазоны частот космических систем радиосвязи

Наименование диапазона	Полоса частот, ГГц	
	1-й поддиапазон	2-й поддиапазон
УКВ	0.137 – 0.138 и 0.148 – 0.15005	0.4001 и 0.4060 – 0.4061
L	1.452 – 1.500	1.610 – 1.710
S	1.930 – 2.700	
C	3.400 – 5.250	5.725 – 7.075
X	7.250 – 7.750	7.900 – 8.400
Ku	10.700 – 12.750	12.750 – 14.800
Ka	14.400 – 26.500	27.000 – 50.200
K	84.000– 86.000	

Для перспективного развития космических систем радиосвязи выделен диапазон частот до 250 ГГц.

Системы спутникового телевизионного и звукового вещания. Для обеспечения вещания выделены диапазоны частот (Таблица 2. 11) [22].

Таблица 2. 11. Диапазоны частот спутникового вещания

Наименование диапазона	Частота, ГГц
L	0.390-1.550 и 1.610-1.710
S	1.930 – 2.700
C	3.400 -5.250 и 5.725 – 7.075
X	7.250 – 8.400
Ku	10.70 – 12.57 и 12.70 – 14.80
Ka	15.40 – 27.50 и 27.00 – 30.20
K	84.0 – 86.0

Диапазоны Ka и K в настоящее время являются экспериментальными, но в настоящее время ведутся интенсивные работы по их освоению.

Системы спутниковой навигации и позиционирования. В настоящее время, для обеспечения функционирования отечественной (ГЛОНАСС), американской (GPS) систем навигации выделены частоты (Таблица 2. 12) [23].

Таблица 2. 12. Диапазоны частот спутникового позиционирования

Параметр	ГЛОНАСС	GPS
Число навигационных спутников	24	24
Число орбитальных плоскостей	3	6
Число спутников в орбитальной плоскости	8	4
Способ разделения сигналов	Частотный	Кодовый
Несущие частоты, МГц:		
$F1$ – стандартная точность	$F1=1602.5625\dots1615.5$	$F1=1575.42$
$F2$ – повышенная точность	$F2=1246.4375\dots1256.5$	$F2=1227.60$
Номер канала (навигационного спутника) $k = 1,2,\dots,24$	$F1(k) = 1602,0000 + k \cdot 0.5625$ $F2(k) = 1246,0000 + k \cdot 0.4375$	
Ширина лепестка мощности спектра, МГц	10.22	20.46

Космическая группировка спутников навигационной системы должна содержать не менее 24 навигационных спутников.

2.5. Шумы и помехи радиоприёму

На выходе радиоприёмника содержатся изменения, не связанные с модуляцией полезного сигнала и обусловлены помехами и шумами – любыми посторонними воздействиями, искажающие полезный сигнал. При анализе влияния помех выделяют два вида – естественные и искусственные.

Естественные помехи – результат влияния природных и технических процессов, не связанных с преднамеренным искажением сигналов.

Искусственные – результат работы радиосредств с целью искажения передаваемых сообщений.

Помехи от мешающих станций в радиоприёмниках обусловлены низкой избирательностью приёмника и характеризуются избирательностью по соседнему, зеркальному и другим дополнительным каналам приёма.

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

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

Индустриальные (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, звёздах 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.

Тепловые шумы, обусловлены тепловым излучением Земли.

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

Частотная зависимость изменения уровней напряжённостей поля отдельных источников шумов и помех $E_{\text{п}}$, наводимых возле антенны, характеризуется эффективной шумовой полосой пропускания приёмника в пределах 1 кГц показывает их наличие до частот $f = 120 \dots 130$ МГц (Рис. 2. 5).

Искусственные помехи. Результаты действия искусственных помех зависят от их особенностей и свойств приёмника. В зависимости от формы выходного напряжения, получающегося при воздействии на приёмник, помехи делят на три группы: детерминированные, импульсные и гладкие.

Детерминированные помехи имеют локальный спектр с имеющейся центральной частотой и носят шумоподобный характер.

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

Гладкие помехи – хаотичная последовательность коротких импульсов, со спектром до 10^{12} Гц, их воздействие не исчезает до прихода следующего.

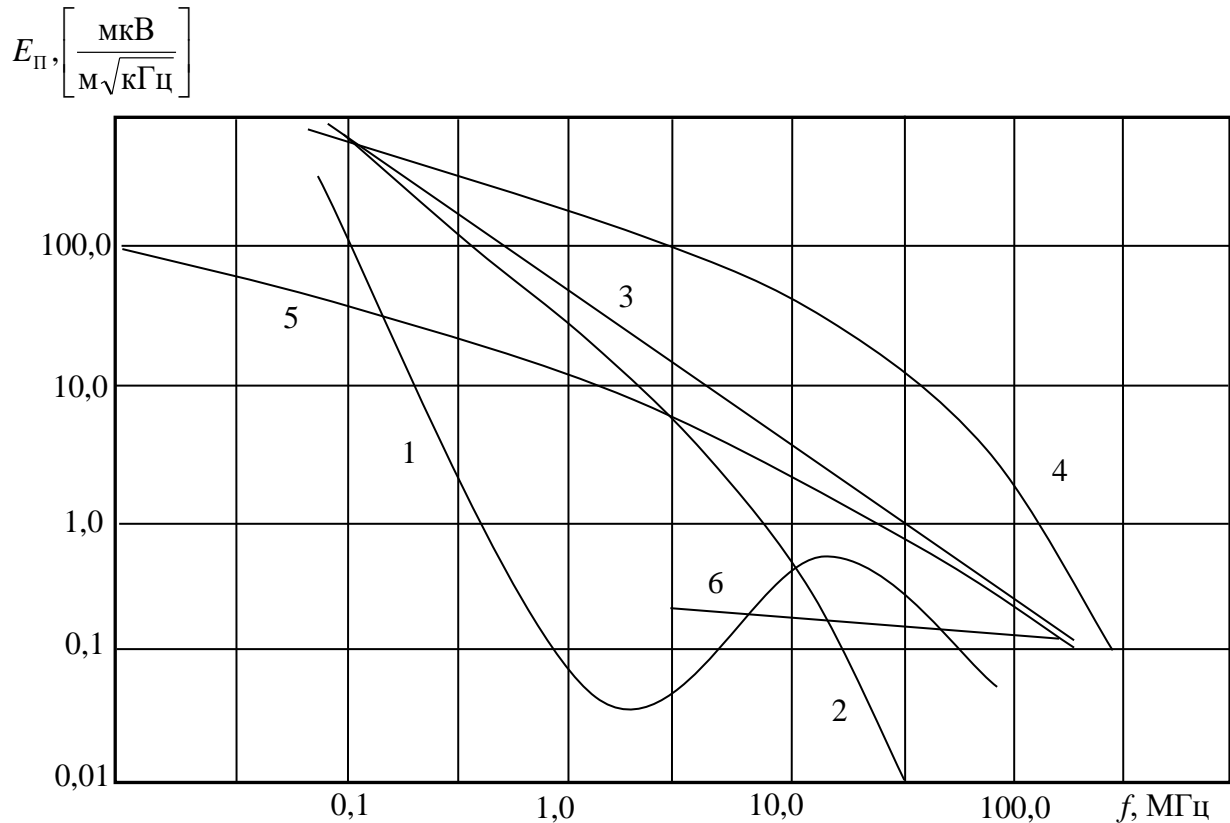


Рис. 2. 5. Частотная зависимость напряжённости поля внешних помех
возле антенны от частоты:

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

Суммарное значение напряжённости поля помех, наводимых возле антенны:

$$E_{\Pi} = \sqrt{E_{\Pi 1}^2 + E_{\Pi 2}^2 + E_{\Pi 3}^2 + \dots + E_{\Pi n}^2}, \quad (2. 2)$$

где E_{Π} – суммарная напряжённость поля помех возле антенны $\frac{\text{мкВ}}{\text{м} \cdot \sqrt{\text{кГц}}}$;

$E_{\Pi 1}, E_{\Pi 2}, E_{\Pi 3}, \dots, E_{\Pi n}$ – отдельные источники напряжённости поля помех.

Суммарное значение напряжённости поля помех определяется данными (Рис. 2. 5). Уровень внешних помех, наводимых в антенне, определяется выражением:

$$E_{\text{А.п.}} = E_{\Pi} \cdot h_{\text{Д}} \sqrt{\Pi_{\text{Ш}}}, \quad (2. 3)$$

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

$\Pi_{\text{Ш}}$ – шумовая полоса радиоприёмного устройства в кГц.

В диапазоне частот до 120 МГц, при расчёте напряжённости поля помех возле антенны, учитывают минимальный перечень помех и их уровень.

В диапазоне частот свыше 120 МГц основным источником шумов являются антенна и приёмник. Шумы антенны обусловлены излучением космического пространства, атмосферы земли и её поверхности, наводимые на сопротивление R_{Σ} , а тепловые шумы сопротивления потерь r_{Π} в антенне. За шум антенны принимают э.д.с., наводимую в полном сопротивлении антенны R_A нагретого до величины, называемой эффективной шумовой температурой антенны T_A (Рис. 2. 6).

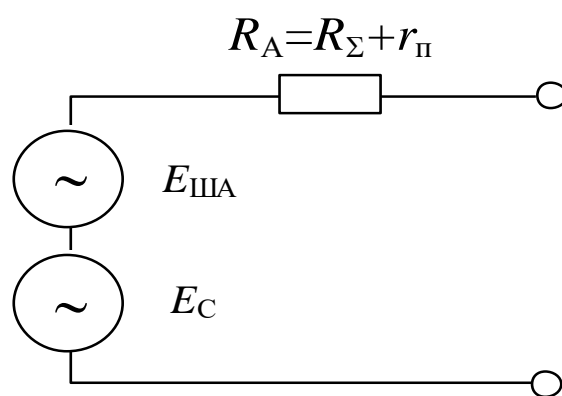


Рис. 2. 6. Эквивалентная схема настроенной антенны

Величина уровня шума в антенне определяется формулой Найквиста

$$E_{ш.А} = \sqrt{4kT_A R_A \Pi_{ш}}, \quad (2.4)$$

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

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

T_A – абсолютная температура антенны в K^0 .

Величина температуры T_A зависит от формы диаграммы направленности антенны, от характера шумовых источников, действующих в зоне радиоприёма, от диапазона рабочих частот (Рис. 2. 7) и т.д.

Мощность шума в антенне, поступающего на согласованный вход радиоприёмника, определяется величиной $E_{ш.А}$ (2.4) и равна

$$P_{ш.А} = \frac{E_{ш.А}^2}{4R_A} = kT_A \Pi_{ш}. \quad (2.5)$$

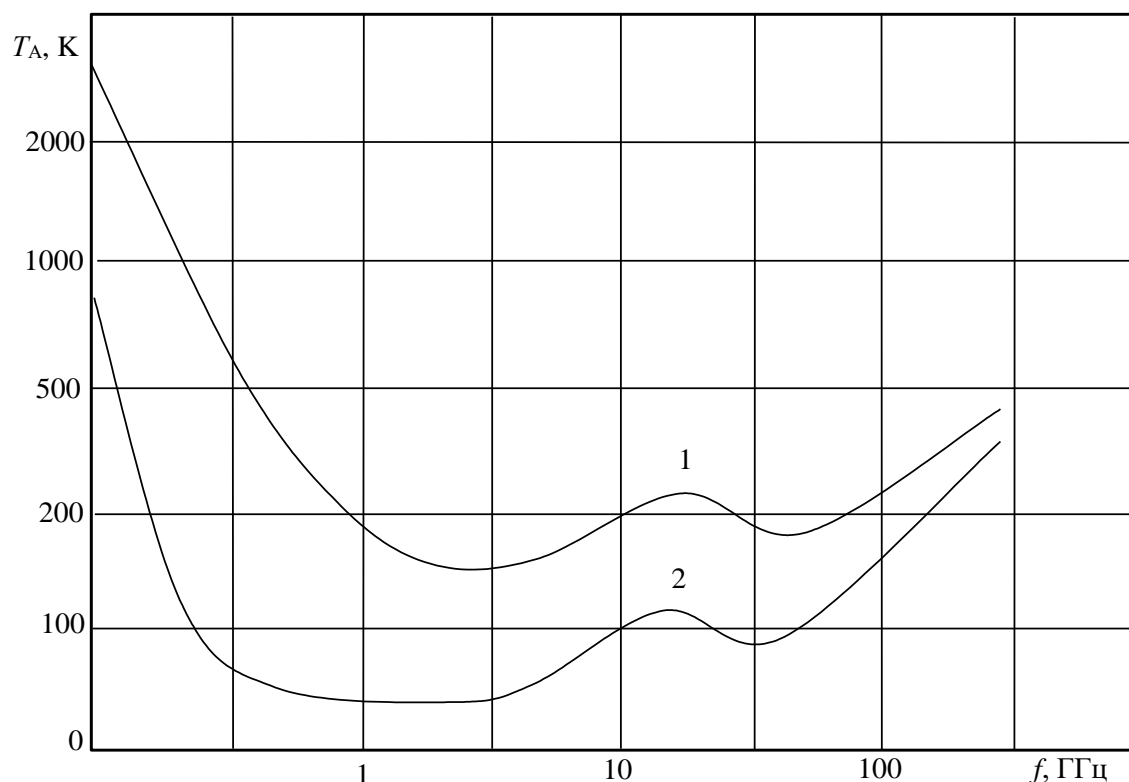


Рис. 2. 7. Зависимость шумовой температуры приёмной антенны от частоты (1 – максимальная; 2 – минимальная)

Для оценки предельной чувствительности и шумовых свойств радиоприёмника используется понятие коэффициента шума $N_{\text{ПР}}$, определяемого как степень уменьшения отношения сигнал/шум на выходе линейного тракта по сравнению с этим соотношением на его входе при стандартных условиях измерения.

$$N_{\text{ПР}} = \frac{P_{\text{СГ.ВХ}} / P_{\text{ШГ}}}{P_{\text{СГ.ВЫХ}} / P_{\text{Ш.ВЫХН}}}, \quad (2. 6)$$

где $P_{\text{СГ.ВХ}}$ – мощность сигнала на входе;

$P_{\text{ШГ}}$ – рассеиваемая мощность, обусловленная тепловым шумом сопротивления эквивалентного генератора $P_{\text{ШГ}} = kT_0\Pi_{\text{Ш}}$ при $T_0 = 290 \text{ K}^0$;

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

$P_{\text{СГ.ВЫХ}}$ – мощность сигнала на выходе линейного тракта приёмника.

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

$$P_{\text{Ас}} = kT_0\Pi_{\text{Ш}}(t_{\text{А}} - 1 + N_{\text{ПР}}) \cdot \gamma_{\text{ВЫХ}}^2, \quad (2. 7)$$

где $t_A = \frac{T_A}{T_0}$ – относительная шумовая температура антенны;

T_0 – стандартная температура (290 К);

$N_{\text{ПР}}$ – коэффициент шума приёмника (2.6);

$\gamma_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{\left(\frac{P_C}{P_{\text{Ш}}}\right)_{\text{ВЫХ}}}$ – коэффициент различимости на выходе линейного тракта

приёмника (входе детектора).

В единицах напряжения:

$$E_A = \gamma_{\text{ВЫХ}} \sqrt{4kT_0 r_A \Pi_{\text{Ш}} (t_A - 1 + N_{\text{ПР}})}, \quad (2.8)$$

где r_A – сопротивление антенны (эквивалента антенны).

При определении требований по шумовым свойствам на практике используют допустимый коэффициент шума $N_{\text{ДОП}}$.

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

$$N_{\text{ДОП}} = \left[\left(\frac{E_A}{\gamma_{\text{ВЫХ}}} \right)^2 - E_{\text{П}}^2 h_{\text{Д}}^2 \Pi_{\text{Ш}} \right] \cdot \frac{1}{4kT_0 \Pi_{\text{Ш}} r_A}. \quad (2.9)$$

Если чувствительность определяется напряжённостью поля сигнала

$$N_{\text{ДОП}} = \left[\left(\frac{E_A}{\gamma_{\text{ВЫХ}}} \right)^2 - E_{\text{П}}^2 \Pi_{\text{Ш}} \right] \cdot \frac{h_{\text{Д}}^2}{4kT_0 \Pi_{\text{Ш}} r_A}. \quad (2.10)$$

Для диапазонов метрового и менее длин волн:

$$N_{\text{ДОП}} \cong K_{\text{рф}} \left[\left(\frac{P_A}{kT_0 \Pi_{\text{Ш}} \gamma_{\text{ВЫХ}}^2} \right) - t_A + 1 \right], \quad (2.11)$$

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

Из анализа предыдущих выражений следуют выводы.

1. Если уровень помех в антенне больше уровня шумов приёмника, то требования к шумовым параметрам приёмника не предъявляются.
2. В диапазоне частот более 120 МГц необходимо принять меры к уменьшению коэффициенту шума приёмника, полосе пропускания и т.д.
3. На частотах более 1 ГГц уровнем внешних шумов можно пренебречь, а учитываются шумы антенны и внутренние шумы приёмника.

2.6. Описание радиосигналов, эффективная ширина спектра сигналов систем радиовещания, радиосвязи и радиодоступа

2.6.1. Сигналы аналоговых систем радиовещания и радиосвязи

Одним из основных технических характеристик приёмников является качество приёма передаваемой информации по радиоканалу и характеризуется эффективной шириной спектра – полосой частот с основной мощностью полезного сигнала [13].

Амплитудно-модулированное колебание аналоговых систем радиовещания и радиосвязи называют непрерывное изменение амплитуды несущей радиосигнала по закону модуляции. Вид амплитудно-модулированного колебания во временном представлении изображён на рисунке (Рис. 2. 8а), в спектральном (Рис. 2. 8б). В случае, когда требуется учитывать фазовые соотношения между составляющими спектра, удобно пользоваться векторным представлением (Рис. 2. 8г). Если плоскость с рисунком (Рис. 2. 8в) 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 .

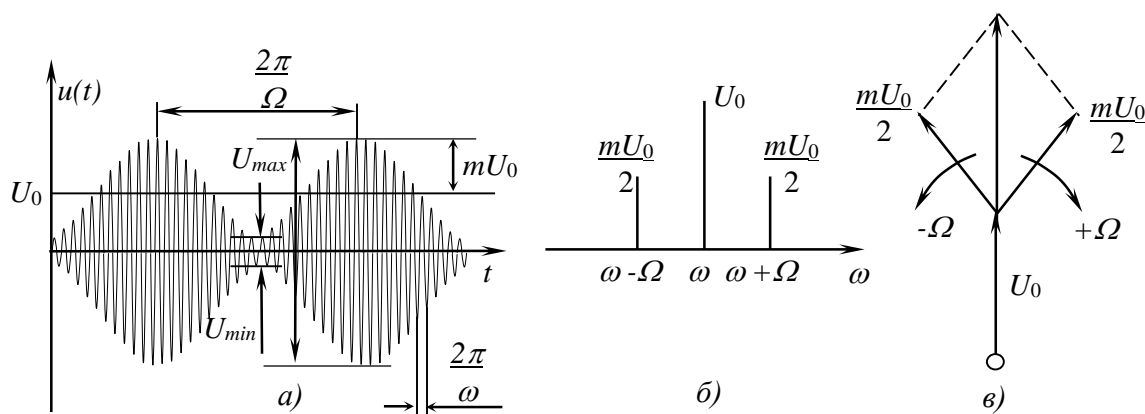


Рис. 2. 8. Временное (а) и спектральное (б) и векторное представление (в) АМ-сигнала (глубина модуляции $m=1$)

Векторная сумма боковых составляющих меняется по закону модуляции, но направление векторной суммы остаётся относительно вектора несущей, которая будет постоянной и совпадать с вектором несущей частоты.

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

$$u(t) = U_0 \cdot [1 + m \cdot \cos(\Omega \cdot t)] \cdot \cos(\omega \cdot t), \quad (2.12)$$

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 (2.12) определяется:

$$\Delta F_{\text{сп}} = 2 \cdot F_{\text{в}}, \quad (2.13)$$

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

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

Эффективная ширина спектра АМн определяется выражением

$$\Delta F_{\text{сп}} = 0,8 \cdot n \cdot N \text{ [Гц]},$$

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

$$\Delta F_{\text{сп}} = F_{\text{в}} - F_{\text{н}}, \quad (2.14)$$

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

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

Радиоимпульсное колебание. Частным случаем АМ сигнала является радиоимпульс, используемый в системах передачи дискретных сигналов. В зависимости от решаемых задач предъявляются требования к форме сигнала для обеспечения формы сигнала. Эффективная ширина спектра

$$\Delta F_{\text{СП}} = 2 \cdot \frac{0.35 \dots 0.5}{t_y}, \quad (2.15)$$

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

$$\Delta F_{\text{СП}} = 2 \cdot \frac{0.35 \dots 0.5}{\tau_u}, \quad (2.16)$$

где τ_u – длительность радиоимпульса.

Колебание с угловой модуляцией, модуляция в которых производится путём изменения частоты несущей или её фазы, описывается выражением

$$e(t) = E_0 \cdot \cos \int \omega(t) dt = E_0 \cos \Psi(t) \quad (2.17)$$

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.

При *частотной* модуляции (ЧМ) переход от временного к спектральному представлению сложнее, чем при АМ модуляции. В простейшем случае синусоидальной частотной модуляции имеет вид

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cdot \cos(\Omega \cdot t + \varphi), \quad (2.18)$$

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

Форма ЧМ колебания во временной области имеет вид (Рис. 2. 9а), спектральный вид (Рис. 2. 9 б). Процесс формирования колебания модуляционный вектор ортогонален вектору несущей и вызывает качание результирующего вектора с угловой девиацией $\Delta\varphi$ при неизменной его величине (Рис. 2. 9в). При малом индексе модуляции спектр ЧМ-сигнала содержит не менее трёх составляющих, а эффективная ширина спектра не менее 2Ω .

Эффективная ширина спектра ЧМ - сигнала определяется выражением Маннаева

$$\Delta F_{\text{СП}} = 2F_B (1 + \beta + \sqrt{\beta}) \quad (2.19)$$

где $\beta = \frac{f_{\text{дсв.}}}{F_B}$ – индекс модуляции; $f_{\text{дсв.}}$ – девиация частоты.

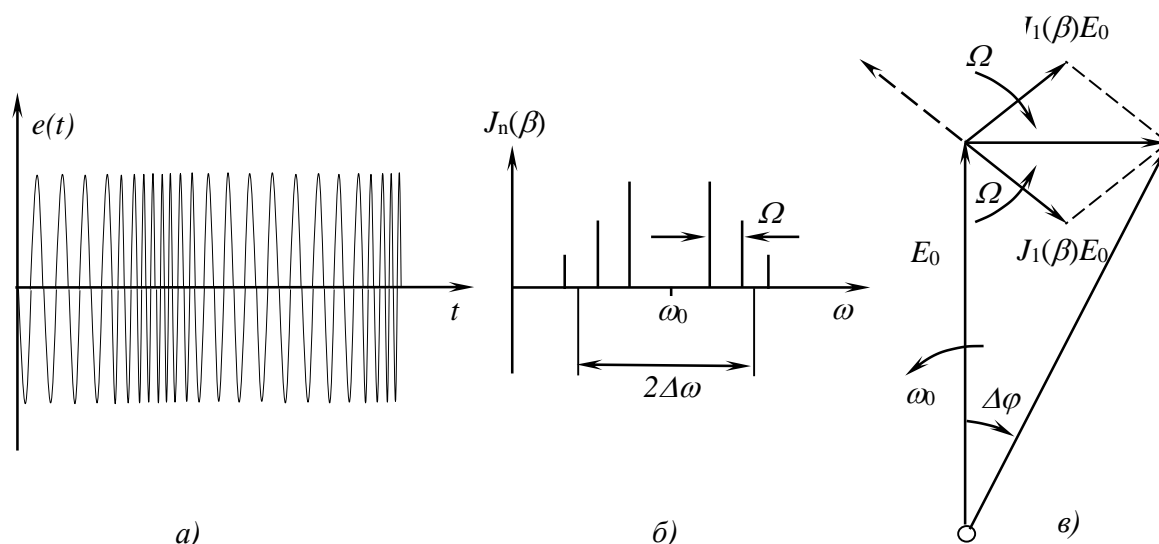


Рис. 2. 9. Временное (а), спектральное (б) и векторное представление (в) ЧМ-сигнала

На практике достаточно использовать $\Delta F_{\text{СП}} \approx 2F_{\text{В}}(1 + \beta) = 2 \cdot (F_{\text{В}} + f_{\text{дев.}})$.

Форма сигнала фазомодулированного колебания во временном представлении, на примере фазовой манипуляции (Рис. 2. 10).

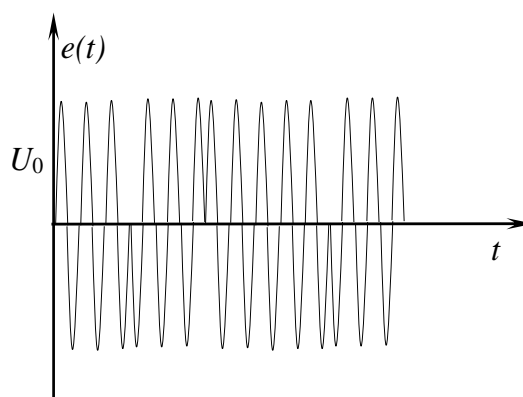


Рис. 2. 10. Временное представление фазоманипулированного колебания

Представим $\Psi(t) = \omega_0 t + \Delta\Psi(t)$ для случая синусоидальной модуляции

$\Delta\Psi(t) = \Delta\Psi \cos(\Omega t + \varphi)$, тогда выражение (2.17) примет вид

$$e(t) = E_0 \cdot \cos[\omega_0 t + \Delta\Psi \cos(\Omega t + \varphi)], \quad (2.20)$$

где $\Delta\Psi$ – девиация фазы.

Выражение (2.20) отличается от выражения (2.17) тем, что вместо индекса модуляции стоит девиация фазы.

2.6.2. Особенности формирования сигналов цифровых систем радиовещания и радиосвязи

В цифровых системах радиовещания и радиосвязи аналоговый несущий сигнал модулируется цифровым битовым потоком. Существуют три основных типа цифровой модуляции (шифтинга) и один комбинированный:

1. ASK – Amplitude shift keying (амплитудная двоичная модуляция).
2. FSK – Frequency shift keying (частотная двоичная модуляция).
3. PSK – Phase shift keying (фазовая двоичная модуляция).
4. ASK/PSK – амплитудно – фазовая модуляция.

Для амплитудного шифтинга, сигнал для логического «0» может быть в два раза меньше логической «1». Частотная модуляция представляет логическую «1» интервалом с большей частотой, чем ноль, а фазового шифтинга к примеру, «0» сигнал без сдвига, а «1» сигнал со сдвигом (Рис. 2. 11).

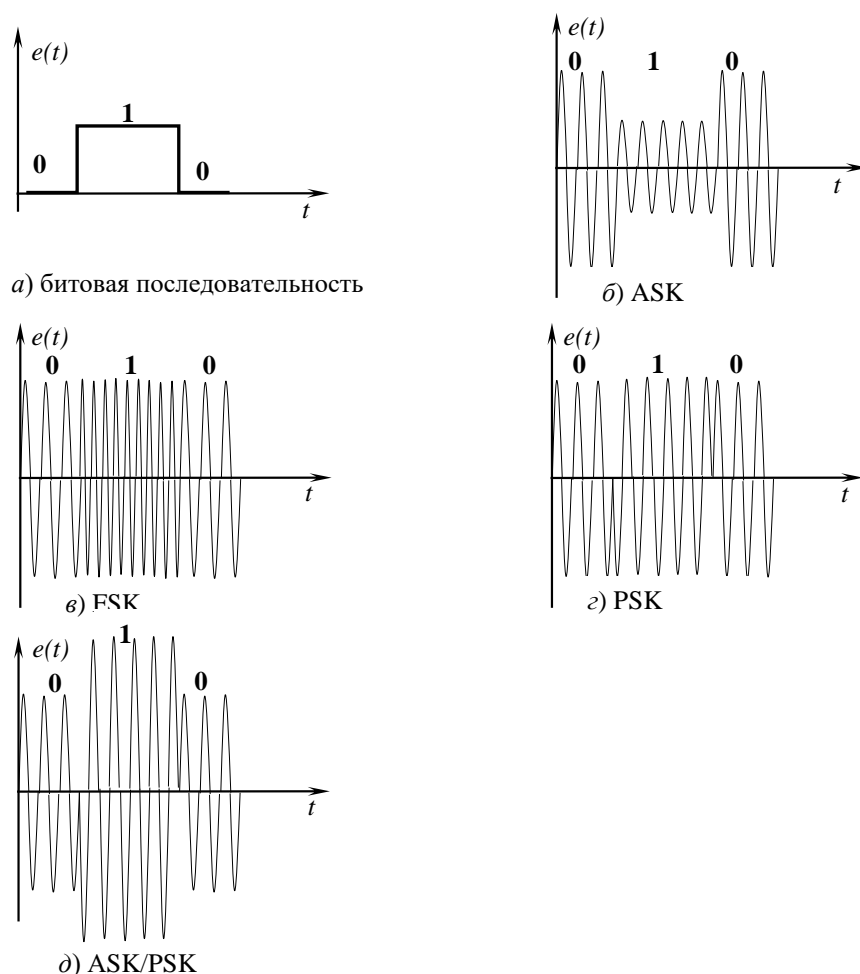


Рис. 2. 11. Временное представление шифтинга несущей цифровым потоком

Тип модуляции ASK эффективно использует полосы частот, но подвержена искажениям и при наличии шума недостаточно эффективна с точки зрения потребляемой мощности:

FSK – энергетически эффективна, но требует большую полосу частот.

PSK – обладает достоинствами в обоих случаях.

ASK/PSK – комбинация двух типов с эффективной полосой частот.

Модуляция PSK (Binary phase-shift keying) использует единственный сдвиг фазы между «0» и «1» — 180 градусов. Существуют и разновидности типов модуляции – QPSK и 8-PSK: QPSK использует четыре разных сдвига фазы (по четверти периода) и кодирует два бита (01, 11, 00, 10), а 8-PSK использует 8 разных сдвигов фаз и кодирует 3 бита в символе.

Эффективная ширина спектра сигналов определяется частотным планом и требованиями международного комитета по радиочастотам [30] и зависит от полосы обработки канала связи, определяемой по первому лепестку АЧХ спектра [12].

2.6.3. Особенности формирования сигнала цифрового эфирного телевизионного вещания

Цифровой телевизионный сигнал – информация об изображении и звуковом сопровождении в пределах частотного плана (Таблица 2. 2). Для РФ принят стандарт эфирного телевизионного вещания DTV–T2, определяющий структуру потока данных и систему кодирования и модуляции [33]. Способы модуляции основаны на одновременном использовании несущих частот с *мультиплексированием ортогональных частот (OFDM)* или с *кодовым мультиплексированием ортогональных частот (COFDM)*. Основная идея заключается в передаче цифрового потока, передаваемого по нескольким каналам путём модуляции несущих. Число этих несущих определяет скорость передачи информации на каждой отдельной несущей и сокращает время передачи одного символа, сделав эту передачу независимой от наличия отражённых сигналов, обусловленных «многолучевым» распространением радиоволн, характерной для городских условий.

Структура спектра цифрового телевизионного сигнала $s(f)$, в пределах одного частотного канала (Таблица 2. 2) содержит множество поднесущих (программ), определяемых параметрами модуляции (Рис. 2. 12).

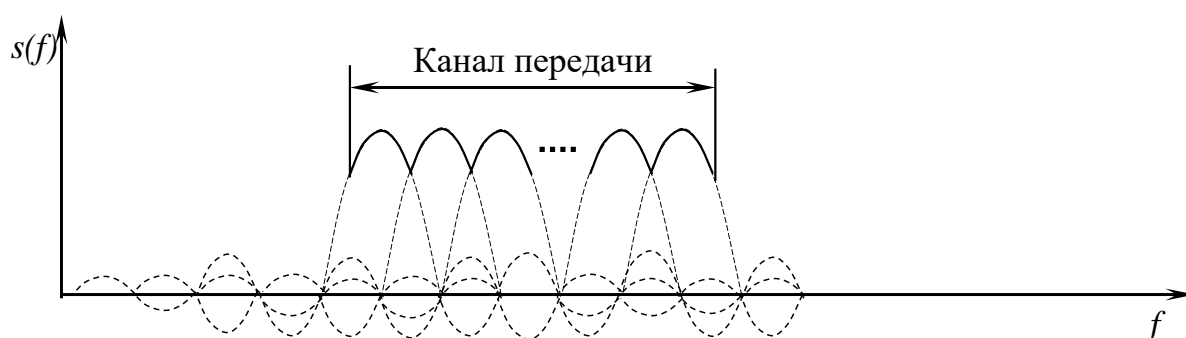


Рис. 2. 12. Структура спектра цифрового телевизионного сигнала

В стандарте эфирного вещания предусмотрены два режима модуляции COFDM, названные режимами 8К и 2К (Таблица 2. 13) [31].

Таблица 2. 13. Основные параметры системы COFDM

Параметр	Значение параметра							
	8К				2К			
Число несущих в спектре, N	6817				1705			
Длительность активной части символа, T в мкс,	896				224			
Частотный разнос несущих, $\Delta = 1/ T_u$, Гц	1116				4464			
Эффективная ширина спектра группового сигнала несущих, МГц	7,61				7,61			
Относительная длительность защитного интервала, Δ/T	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Длительность защитного интервала, мкс	224	112	56	28	56	28	14	7
Максимальный разнос между передатчиками в одночастотной сети, км	67,2	33,6	16,8	8,4	16,8	8,4	4,2	2,1
В числе периодов T0 (*)	8192				2048			

Достоинством стандарта цифрового телевизионного вещания является высокое качество изображения и звука, увеличение числа программ в пределах одного физического канала.

2.6.4. Особенности формирования сигналов телефонии GSM

В стандарте GSM применяется спектрально-эффективная гауссовская частотная манипуляция с минимальным частотным сдвигом (GMSK) при которой последовательность информационных бит до модулятора проходит через ФНЧ с характеристикой Гаусса, что даёт уменьшение эффективной ширины спектра, составляющей 200 кГц. 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 (Рис. 2.13) [18, 19].

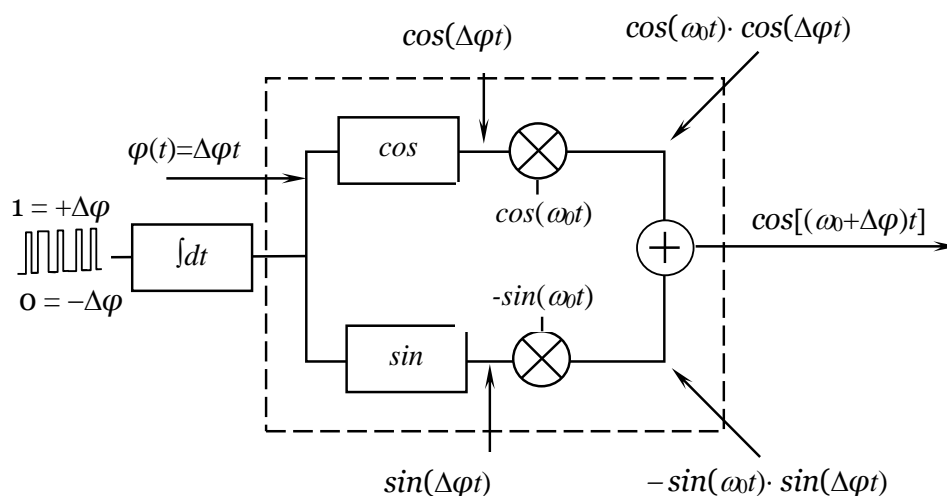


Рис. 2.13. Квадратурный модулятор гауссовской частотной манипуляции с минимальным частотным сдвигом

Эффективная ширина спектра радиосигнала системы сотовой связи GSM–900 и GSM–1800 определяется выражением [12]:

$$\Delta F_{\text{СПГМСК}} = \frac{0,75 \cdot (1 + \alpha)}{T_b}, \quad (2.21)$$

где $\alpha=0.3$ – коэффициент скругления АЧХ спектра сигнала;
 $T_b = 3.69$ мкс – длительность бита информации.

Достоинством GMSK являются эффективное использование мощности передатчика в режиме класса C, имеющий компактный спектр.

2.6.5. Особенности формирования сигналов цифровых систем управления радиодоступом

Наиболее быстро развивающимся сегментом телекоммуникаций является беспроводная сеть (WiFi) и Bluetooth [26]. На практике используются различные типы модуляции, имеющие преимущества и недостатки. Диапазон и тип модуляции, определяют физический уровень данных (PHY) и используют один диапазон и один тип модуляции. Стандарт сетей 802.11 и его модификации для сетей WiFi: 802.11a и 802.11b. Стандарт 802.11a работает в диапазоне 5ГГц со скоро-

стью передачи до 54Мбит/с, по технологии ортогонального мультиплексирования с разделением частот (OFDM), а стандарт 802.11b использует диапазон 2.4 ГГц со скоростью передачи до 11 Мбит/с.

В 2001 года Федеральной Комиссией по Коммуникациям Соединённых Штатов (FCC) приняты новые правила с дополнительной модуляцией в диапазоне 2.4 ГГц, расширив стандарт 802.11b и увеличив скорость передачи данных (Рис. 2. 14). Введён также новый стандарт 802.11g, со скоростью передачи данных до 54Мбит/с по технологии OFDM.

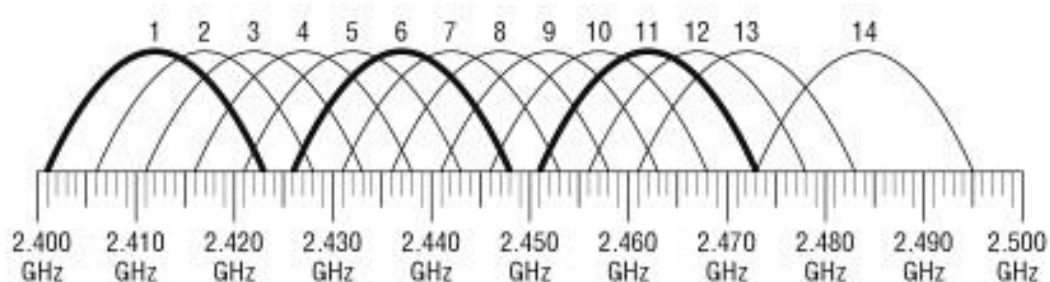


Рис. 2. 14. Диаграмма перекрытия частотных каналов WiFi в 2.4 GHz

В полосе частот WiFi 2.4GHz доступны 3 неперекрывающихся канала: 1, 6, 11 (Рис. 2. 15). Данное выделение строится на требовании IEEE по обеспечению минимума в 25MHz для разнесения центров неперекрывающихся частотных каналов WiFi. При этом ширина канала составляет 22MHz.

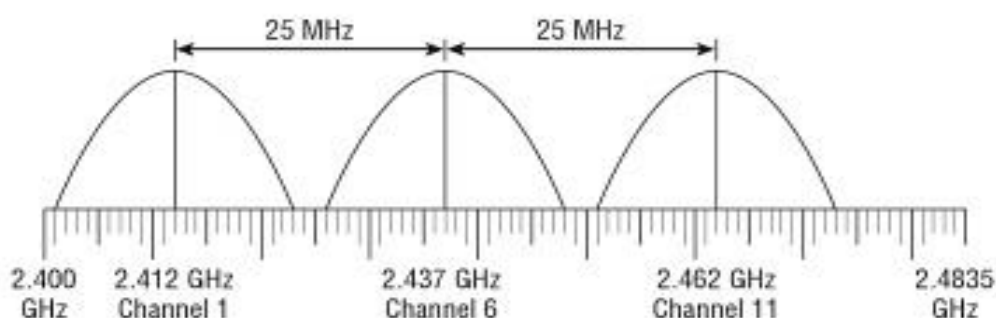


Рис. 2. 15. Разнесения центров неперекрывающихся частотных каналов WiFi с шириной канала 22 MHz

Стандарт 802.11a имеет два преимущества перед стандартом 802.11b (Рис. 2. 16). Во-первых, это увеличенная скорость передачи данных по каналам связи, а во-вторых, увеличение числа не перекрывающихся каналов. Диапазон 5 ГГц

состоит из трёх поддиапазонов: UNII1 (5.15 – 5.25 ГГц), UNII2 (5.25 – 5.35 ГГц) и UNII3 (5.725 – 5.825 ГГц).

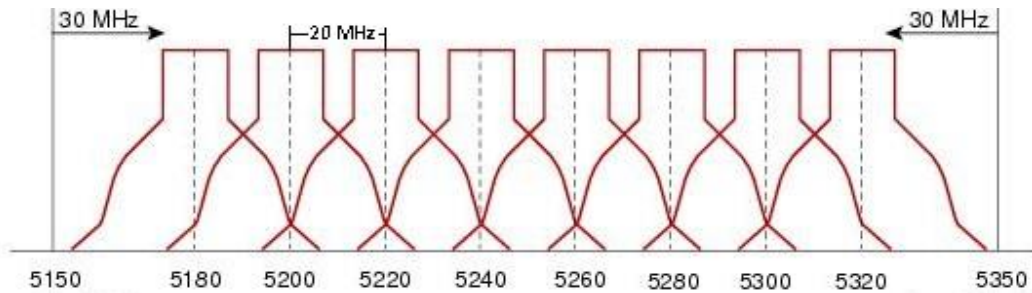


Рис. 2. 16. Разнесения центров неперекрывающихся частотных каналов WiFi с шириной канала 22MHz

При использовании одновременно двух поддиапазонов UNII1 и UNII2 возникает до восьми непересекающихся каналов против трёх в диапазоне 2.4 ГГц. Данный стандарт обладает большей доступной полосой пропускания и поддерживает большее число неконфликтных соединений.

Стандарт 802.11n использует технологии, повышающие скорость передачи до 300 Мбит/с, определяемая стандартом MIMO (Multiple Input Multiple Output), построенная на основе применения множества антенн, создающие множество информационных потоков. Стандарт работает в диапазонах 2.4 и 5 ГГц и совместим со всеми предыдущими стандартами.

Эффективная ширина спектра цифровых сигналов, в том числе и Bluetooth, использующий FSK модуляцию, может быть определена выражением (2.21) с учётом уточнения длительности бита информации, определяемой скоростью передачи данных принятого стандарта.

Эффективная ширина спектра радиосигналов систем спутниковой навигации и позиционирования ГЛОНАСС и GPS определяется шириной лепестка спектра мощности PSK модуляции (Таблица 2. 12).

2.7. Электромагнитная совместимость и нелинейные искажения, возникающие в линейном тракте радиоприёмника

При разработке радиоаппаратуры необходимо обеспечить требования, связанные с вредным воздействием на окружающую среду и человека. Для контроля за качеством разработаны допустимые нормы промышленных радиопомех *уровень поля и уровень напряжения*.

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

Уровнем напряжения помех – максимальное из всех измеренных напряжений между любыми зажимами и корпусом приёмника, а величина ослабления по сравнению с антенным входом должна быть не менее 100 дБ.

В связи с использованием нелинейные усилительных приборов: ламп, транзисторов и др., возникают нелинейные искажения (НИ). В зависимости от характера сигналов и помех различают следующие НИ [13].

1. *Сжатие* – непропорциональное изменение амплитуды выходного сигнала относительно изменения уровня входного воздействия полезного сигнала на выходе линейного тракта приёмника определяется выражением:

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_1 K_{\text{СЖ}} u, \quad (2.22)$$

где $K_1[\omega_c]$ – линейный коэффициент передачи 1-го порядка;

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

u – амплитуда входного сигнала.

$$K_{\text{СЖ}} = 1 + \frac{3}{4} \frac{K_3[\omega_c, \omega_c, -\omega_c]}{K_1[\omega_c]} u^2, \quad (2.23)$$

где $K_3[\omega_c, \omega_c, -\omega_c]$ – нелинейный коэффициент передачи 3-го порядка на комбинационной частоте, равной $\omega_c + \omega_c - \omega_c = \omega_c$.

2. *Блокирование* – непропорциональное изменение амплитуды выходного полезного сигнала относительно изменения уровня воздействия помехи, находящейся вне полосы спектра полезного сигнала и определяется

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

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

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

$E_{\text{П}}$ – амплитуда входного сигнала помехи;

$\omega_{\text{П}}$ – круговая частота помехи,

$K_3[\omega_c, \omega_{\Pi}, -\omega_{\Pi}]$ – нелинейный коэффициент передачи 3-го порядка на комбинационной частоте, равной комбинации частоты $\omega_c + \omega_{\Pi} - \omega_{\Pi} = \omega_c$.

3. *Перекрестные искажения* – перенос огибающей (модуляции) помехи на несущую частоту полезного сигнала.

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_1 K_{\text{БЛ}} (1 + M \cos \omega_{\Pi} t) \cdot u, \quad (2.24)$$

где M – коэффициент перекрестной модуляции:

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

m_{Π} – 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* возникают при приёме 2-х и более сигналов, комбинационные составляющие которых равны гармонической составляющей с частотой, равной частоте полезного сигнала. Наиболее существенное влияние оказывают компоненты 2-го и 3-го порядков

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}} E_{\Pi} K_2[\omega_1, -\omega_2] \quad \text{2-го порядка}; \quad (2.25)$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{3}{4} u_{\text{ВХ}} E^2 K_2[\omega_1, \pm 2\omega_2] \quad \text{3-го порядка}. \quad (2.26)$$

6. *Вторичная модуляция*. Возникновение паразитной модуляции по цепям источника питания приёмного устройства, обусловленной недостаточной фильтрацией тока переменной частоты 50 Гц или 400 Гц. После детектирования данные искажения прослушивается как дополнительный фон.

Контрольные вопросы по главе 2

1. Какую характеристику радиоприёмного устройства характеризует коэффициент перекрытия по частоте.
2. Что такое реальная чувствительность приёмника?
3. Что понимается под термином частотная избирательность?
4. Какой параметр приёмника характеризует коэффициент шума?

5. В чем отличие модулированного и манипулированного сигнала?
6. Дать определение сигнала с амплитудной модуляцией.
7. Какой параметр ЧМ сигнала определяет громкость звучания?
8. Дать определение электромагнитной совместимости приёмника.
9. Указать причину возникновения в приёмнике НИ.
10. Что такое перекрёстное искажение в радиоприёмнике?

3. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ

3.1. Обобщённая структурная схема радиоприёмных устройств

Структурная схема радиоприёмного устройства в значительной степени зависит от его назначения и вида модуляции. Обобщённая структурная схема радиоприёмного устройства содержит антенное устройство, тракт высокой частоты, детектор исполнительное устройство и блок питания (Рис. 3. 1).

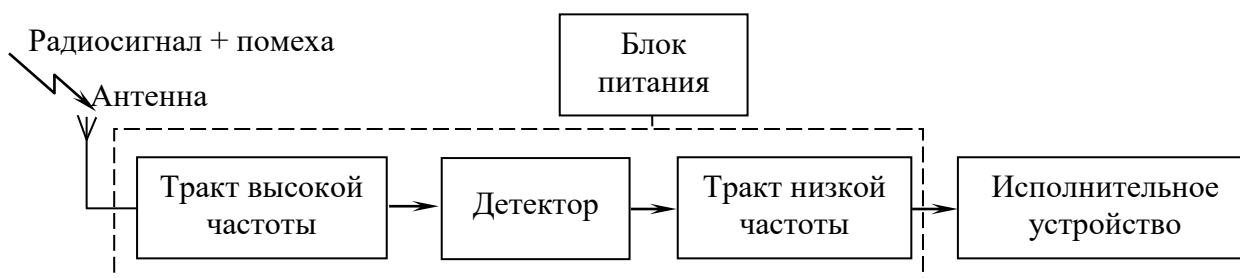


Рис. 3. 1. Обобщенная структурная схема радиоприёмного устройства

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

Тракт высокой частоты предназначен для выделения полезного и подавления мешающего сигналов и обеспечивает частотную избирательность и чувствительность приёмника.

Детектор выделяет модулирующий сигнал – 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 всех узлов радиоприёмника.

Исполнительное устройство – устройство воспроизведения передаваемого сообщения или дальнейшей обработки принятого сигнала.

Основная обработка принятого сигнала производится в высокочастотном (ВЧ) тракте, детекторе и низкочастотном тракте, а схема радиоприёмного устройства определяется общими техническими требованиями.

3.2. Радиоприёмники детекторного типа и прямого усиления

Детекторные приёмники состоят из приёмной антенны A , являющейся неотъемлемой частью любого приёмника, входной цепи, детектора D и головные телефоны $Тел$ (Рис. 3. 2). Входной цепью является параллельный колебательный контур, выполненный на индуктивности L и конденсаторе переменной ёмкости (КПЕ) $C1$. Антенна и заземление подключены непосредственно к входной цепи, которая перестраивается конденсатором $C1$.

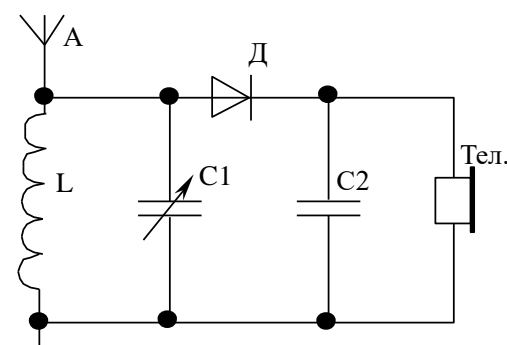


Рис. 3. 2. Структурная схема устройства приёма и обработки сигналов детекторного типа

Амплитудно-частотная характеристика радиоприёмного устройства определяется формой АЧХ входной цепи (Рис. 3. 3) [11-15].

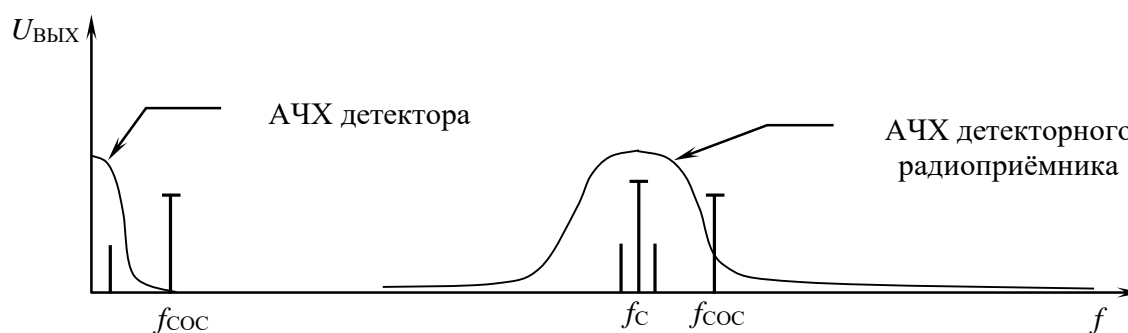


Рис. 3. 3. Выходной спектр и АЧХ детекторного радиоприёмника

Детекторный приёмник обладает низкой чувствительностью и селективностью, большим уровнем нелинейных искажений и не может быть использовано для приёма на громкоговоритель. Поэтому такие приёмники в настоящее время почти не применяются.

Радиоприёмники прямого усиления. Структурная схема радиоприёмника, имеет в своём составе входную цепь, усилитель радиочастоты (УРЧ), детектор и усилитель низкой частоты (УНЧ) (Рис. 3. 4).

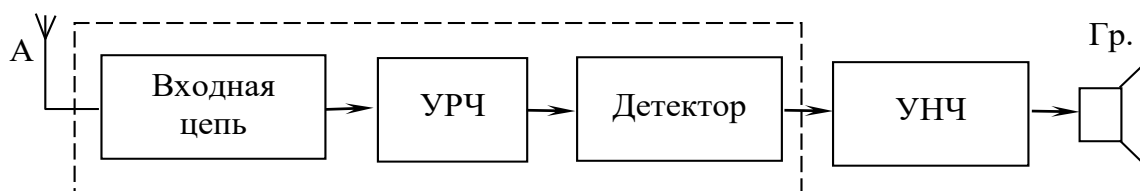


Рис. 3. 4. Структурная схема радиоприёмника прямого усиления

Выходной спектр радиоприёмного устройства прямого усиления имеют такой же вид, как и у детекторного радиоприёмника (Рис. 3. 3). Усилитель радиочастоты обеспечивает чувствительность и избирательность, а усилитель низкой частоты подключается громкоговорителю (Гр.). Достоинство приёмника – простота реализации, а недостатком – малая избирательность.

3.3. Сверхрегенеративные радиоприёмные устройства

Сверхрегенеративные приёмные устройства отличаются от радиоприёмников прямого усиления тем, что в усилительный каскад радиочастоты вводится положительная обратная связь (Рис. 3. 5) [24, 25].

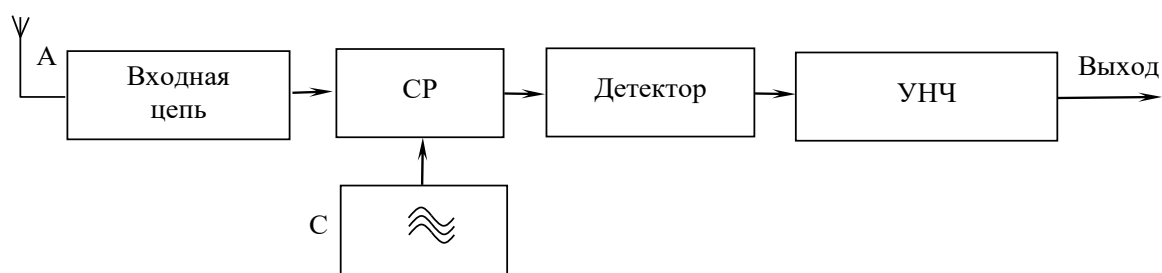


Рис. 3. 5. Структурная схема сверхрегенеративного радиоприёмника

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 сверхрегенерации. Такой усилительный каскад называют сверхрегенератором (С), радиоприёмники, – сверхрегенеративными (СР).

Избирательность сверхрегенеративных радиоприёмников определяется селективными свойствами входной цепи и способностью перехода сверхрегенератора в режим генерации, что обеспечивает высокую чувствительностью и хорошие избирательные свойства, но его характеристики нестабильны и зависят уровня принимаемого сигнала. На практике сверхрегенератор имеет другое определение – радиоприёмник *автодинный*.

3.4. Супергетеродинные радиоприёмные устройства

Основной принцип работы супергетеродинных радиоприёмных устройств состоит в переносе спектра принимаемого радиосигнала из одной области радиочастот в другую. Этим достигается возможность физической реализуемости избирательности приёмного устройства по соседнему каналу и основное усиления принимаемого полезного сигнала на разностной (промежуточной) частоте, образованной за счёт биений между частотами гетеродина (отдельного генератора) и принимаемого сигнала (Рис. 3. 6).

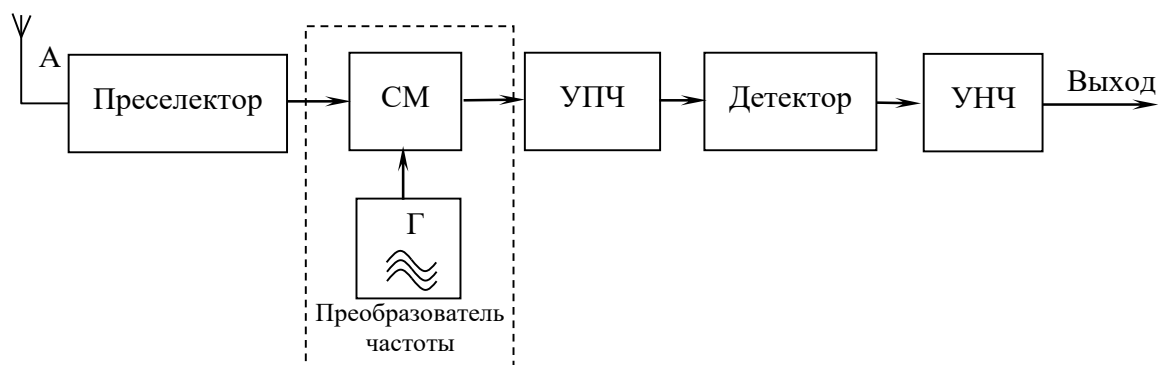


Рис. 3. 6. Структурная схема супергетеродинного приёмника однократным преобразованием частоты

Перенос спектра радиосигнала в диапазон частот, промежуточных частот, осуществляется смесителем с дополнительным генератором (гетеродином). Основным требованием к преобразователям частоты – линейность передаточной характеристики, чтобы не было искажений огибающей радиосигнала. Супергетеродинные устройства обладают высокой чувствительностью и селективностью, поскольку основное усиление осуществляется на промежуточной частоте. В состав супергетеродинного радиоприёмника входят: преселектор, смеситель (СМ), гетеродин (Г), усилитель промежуточной частоты (УПЧ), детектор и усилитель низкой частоты.

Выходной спектр супергетеродинного приёмника отличается от предыдущих устройств наличием дополнительных каналов приёма: зеркального промежуточного, а также каналов с частотами, комбинации которых равны перечисленным выше. Значение частот определяется [14]:

$$f_{nm} = \frac{n}{m} f_{\text{ГЕТ.}} \pm \frac{1}{m} f_{\text{ПЧ}}, \quad (3.1)$$

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 приёма радиоприёмника являются:

$f_{11} = f_c = f_{\text{ЗЕР.}} = f_{\text{ГЕТ.}} \pm f_{\text{ПЧ}}$ – 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.

$f_{22} = f_{\text{ГЕТ.}} \pm 0.5 \cdot f_{\text{ПЧ}}$ – дополнительный канал приёма.

Выходной спектр супергетеродинного приёмника с верхней настройкой гетеродина ($f_{\text{ГЕТ.}} > f_c$) представлен на рисунке (Рис. 3. 7).

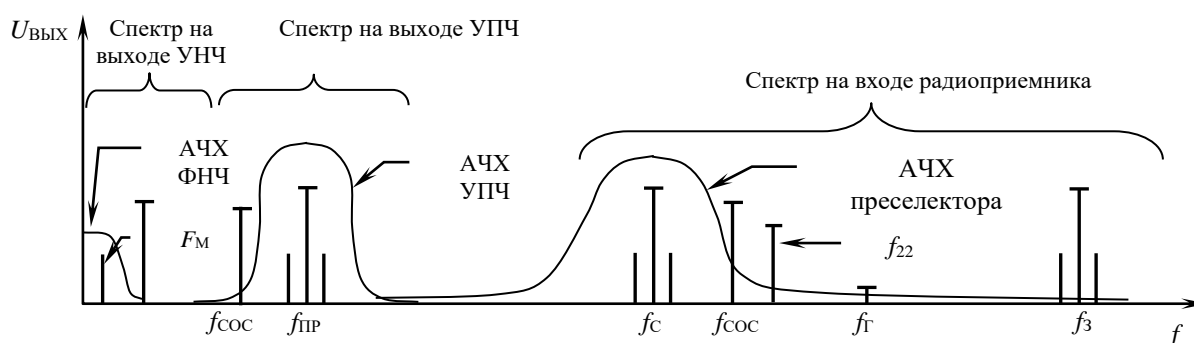


Рис. 3. 7. Спектр супергетеродинного приёмника АМ-сигналов с однократным преобразованием частоты

Основная избирательность по соседнему каналу ($f_{\text{СОС}}$) и усиление сигнала в супергетеродинных приёмниках обеспечивается селективными свойствами УПЧ. Избирательность по дополнительным каналам приёма (зеркальному и прямому) и необходимая чувствительность преселектором, в состав которого входят ВЦ и при необходимости, УРЧ.

Преимущество использования супергетеродинного приёма заключается в следующем.

1. Усиление сигналов на пониженной промежуточной частоте упрощает реализацию усиления и высокие избирательные параметры по отношению к соседнему каналу.

2. Благодаря фиксированной настройке УПЧ не нуждается в регулируемых элементах, что упрощает конструкцию, а селективные свойства не изменяются при настройке его на различные волны диапазона и переключении на другие диапазоны.

3. Усиление радиосигнала на различных частотах значительно снижает опасность возникновения паразитных обратных связей между выходными и входными устройствами, что упрощает конструкцию приёмника.

4. Значительно упрощается осуществление различных автоматических и ручных регулировок в радиоприёмнике – полосы пропускания и избирательности, усиления, перестройки частоты и др.

Для обеспечения избирательности радиоприёмников по паразитным каналам приёма необходим выбор избирательных цепей преселектора, определяющиеся конкретными техническими решениями и требованиями:

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

2. *Избирательность по каналу прямого прохождения.* Если преселектор не обеспечивают подавление сигналов промежуточной частоты, то в его схему вводят заградительные фильтры, настроенные на эту частоту.

3. *Усиление сигнала до преобразователя частоты.* Минимальный коэффициент усиления преселектора определяется требованием обеспечения необходимого отношения сигнал/шум, а максимальный – уровень выходного сигнала не должен влиять на режим работы преобразователя частоты.

4. *Избирательность до первого нелинейного элемента* (электронной лампы, биполярного или полевого транзистора и др.). Эти требования повышаются при наличии сильных помех от мощных передатчиков помехи.

Сложность конструкции и качественные показатели приёмника зависят от выбора промежуточной частоты. Низкая промежуточная частота упрощает конструкцию УПЧ, но усложняет конструкцию преселектора из-за необходимости обеспечения избирательности по зеркальной частоте. Высокая – облегчает подавление помех на зеркальной частоте, но ведёт к усложнению конструкции УПЧ. При выборе промежуточной частоты желательно, чтобы это значение было вне диапазонов радиосигналов. При невозможности реализации избирательности по соседнему каналу используют двойное или многократное преобразование частоты (Рис. 3. 8).

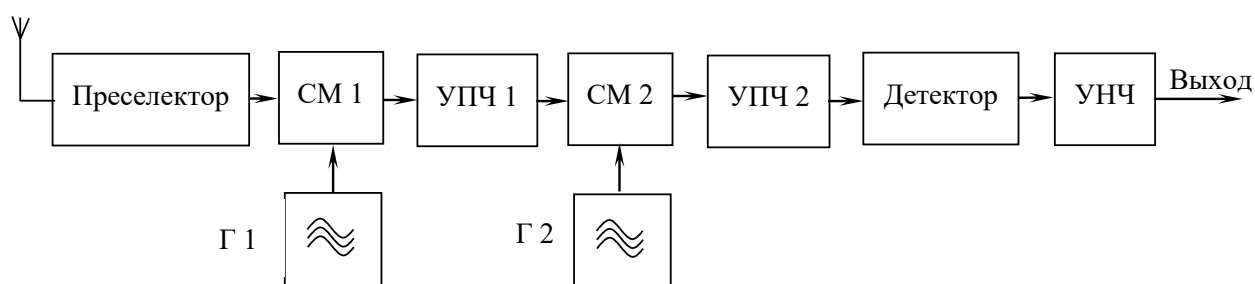


Рис. 3. 8. Структурная схема супергетеродинного приёмника с двойным преобразованием частоты

Практическая реализация радиоприёмника с двойным преобразованием может быть различной в зависимости от количества диапазонов или поддиапазонов. Перестраиваемым узлом может быть гетеродин Г1 или Г2, а избирательность по соседнему каналу обеспечивает УПЧ 2.

3.5. Радиоприёмные устройства прямого преобразования

Одной из реализаций радиоприёмного устройства супергетеродинного типа являются радиоприёмники прямого преобразования. Отличительной особенностью таких радиоприёмников является то, что частота гетеродина равна частоте принимаемого радиосигнала, т.е. производится перенос спектра радиосигнала на промежуточную частоту, равную нулю (Рис. 3. 9). В приёмнике прямого преобразования избирательность по соседнему каналу обеспечивает активный фильтр нижних частот (ФНЧ) высокого порядка.

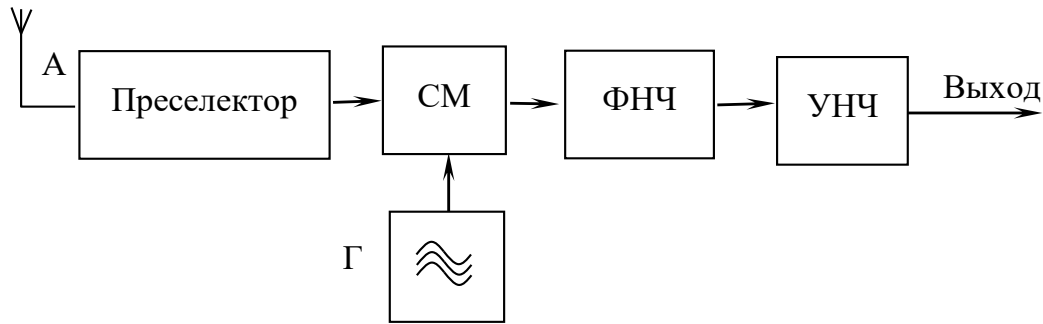


Рис. 3. 9. Структурная схема устройства приёмника прямого преобразования асинхронного типа

На практике различают приёмники прямого преобразования: асинхронного и синхронного типа. К асинхронным приёмникам относят приёмники, фаза и частота напряжения гетеродина которых не синхронизированы с фазой и частотой напряжения полезного радиосигнала (Рис. 3. 9). Если фаза и частота напряжения гетеродина синхронизированы с фазой и частотой напряжения полезного сигнала, такие приёмники называют синхронными или синхродином (Рис. 3. 10). В синхронном радиоприёмном 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 радиоприёмниках прямого преобразования обеспечивается амплитудно-частотной характеристикой фильтра нижних частот.

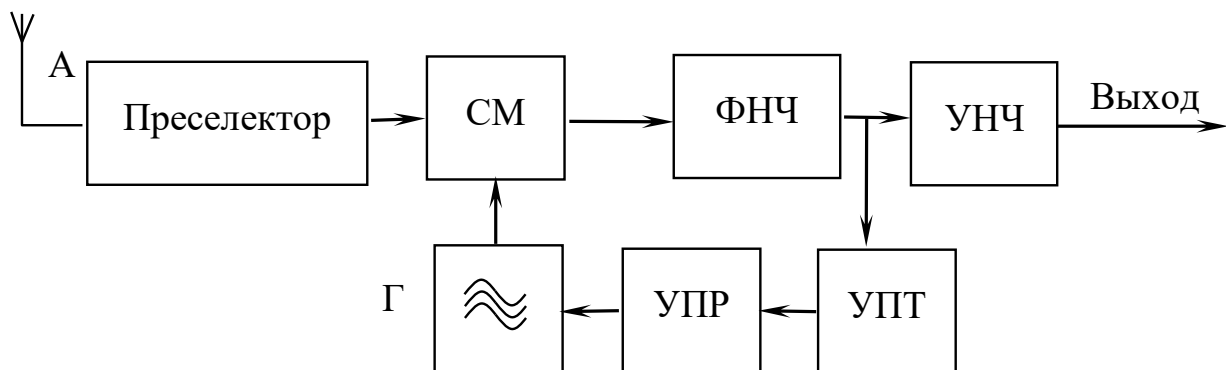


Рис. 3. 10. Структурная схема устройства приёмника прямого преобразования синхронного типа

Приёмники с прямым преобразованием применяются для приёма радиосигналов со всеми видами модуляции, но наибольшее применение они нашли при приёме однополосных АМ колебаний в технике радиосвязи [17].

3.6. Инфрадинные радиоприёмные устройства

Иногда в радиостанциях подвижной связи, в радиолюбительских радиостанциях, при беспойсковой настройке применяются супергетеродинные приёмники типа *инфрадин*. В таких приёмниках не нужен перестраиваемый преселектор (перестраивается только гетеродин) – это их основное достоинство. Вместо перестраиваемого преселектора применяют комбинацию фильтров верхних (ФВЧ) и нижних (ФНЧ) частот или широкополосные фильтры сосредоточенной селекции, включаемые до преобразователя частоты. Поскольку входные каскады такого приёмника широкополосные, возникает опасность перегрузки их активных элементов посторонними сигналами и помехами. Для устранения этого недостатка применяют в УРЧ и УПЧ каскады с большим динамическим диапазоном. При этом промежуточная частота, как правило, выбирается выше максимальной частоты принимаемого сигнала, а частота гетеродина – ещё выше. Для обеспечения стабильности работы гетеродина используется синтезатор частоты с опорным кварцевым генератором. В таких радиоприёмниках типа возможно применение двойного преобразования частоты, что позволяет снизить требования к фильтрам УПЧ.

3.7. Приёмо-передающие устройства радиотехнических систем

Автодинный приём. В системах активной ближней локации активно используются радиоприёмники, работающие в автодинном режиме, отсюда появился термин приёмник. Принцип работы автодинного приёмника основан на преобразовании собственного гетеродина и переизлученного сигнала этой же частоты от стационарного или движущего с объекта. Принятый сигнал фиксируется изменениями тока в цепях питания, как в приёмниках с прямым преобразованием частоты.

Гомодинный приём. В системах радиосвязи, когда необходимо обеспечить одновременных приём и передачу сигналов используют *гомодинные* приёмо-передающие устройства, совмещающие функции передатчика и приёмника. Основной принцип построения таких приёмных устройств заключается в ис-

пользовании задающего генератора передатчика в качестве гетеродина и генератора несущей передатчика. Ярким примером использования гомодинного приёма является сотовая телефонная связь, приём сигнала осуществляется на одной частоте, а передача на другой. В диапазонах частот СВЧ, КВЧ и выше, как правило, значение промежуточной частоты радиоприёмного устройства принимается равной нулю.

Контрольные вопросы по главе 3

1. Какое назначение ВЦ в радиоприёмном устройстве?
2. Чем отличаются схемы детекторного приёмника и приёмника прямого усиления?
3. Какие достоинства и недостатки имеют сверхрегенеративные и супергетеродинные радиоприёмные устройства?
4. Какой основной принцип обеспечения избирательности использован в радиоприёмниках супергетеродинного типа?
5. Какой узел супергетеродинного приёмника обеспечивает избирательность по соседнему каналу приёма?
6. Какой узел супергетеродинного приёмника обеспечивает избирательность, зеркальному каналу приёма?
7. Укажите, какой блок супергетеродинного приёмника обеспечивает избирательность и промежуточному каналам приёма?
8. Перечислите, какие достоинства и недостатки имеет схема супергетеродинного приёмника.
9. Укажите, в каких случаях используют схему супергетеродинного типа с двойным преобразованием частоты?
10. Укажите особенности построения структурной схемы инфрадинного радиоприёмного устройства.

4. ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ

4.1. Входные цепи радиоприёмных устройств

4.1.1. Общие сведения, классификация и структура входной цепи

Входной цепью (ВЦ) называют часть радиоприёмника, связывающую антенну со входом первого каскада и предназначена для её согласования с сопротивлением \dot{Z}_A и предварительной селекции мешающих сигналов, шумов и помех при заданных параметрах антенного устройства (Рис. 4. 1). Первым каскадом может быть усилитель радиочастоты и др. устройствами.

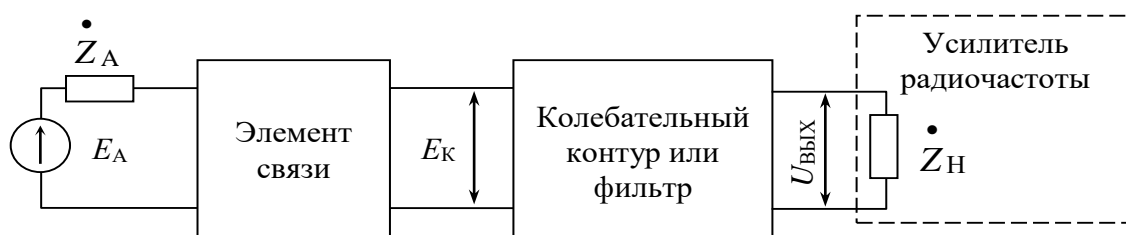


Рис. 4. 1. Обобщённая структурная схема входной цепи

Основными качественными показателями являются: резонансный коэффициент передачи по напряжению и частотная избирательность.

Резонансный коэффициент передачи ВЦ определяется выражением

$$K_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \sqrt{2}}{E_A} = K_{\text{СВЯЗИ}} \cdot K_{\text{ФИЛЬТРА}}, \quad (4. 1)$$

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

E_A и E_K – э.д.с., наводимой в антенне и на контуре ВЦ соответственно.

Входные цепи классифицируют по следующим признакам [11]:

- по виду используемой антенны различают связь ВЦ с настроенной или ненастроенной антенной;
- по диапазону принимаемых частот различают входные цепи ДВ, СВ, КВ и др.;
- по числу селективных элементов различают ВЦ с одноконтурным, двухконтурным и многоконтурным колебательными контурами;

– по способу связи ВЦ с антенной и нагрузкой различают: с непосредственной, трансформаторной (автотрансформаторной), ёмкостной и комбинированной связями;

– по конструктивному оформлению ВЦ делятся на цепи с сосредоточенными и распределёнными параметрами.

Требования, предъявляемые к ВЦ, определяются назначением и группой сложности радиоприёмника и характеризуется коэффициентом перекрытия по частоте (гл. 2.2). Выбор ВЦ производится из условия, что параметры антенны не должны влиять на полосу пропускания и расстройку приёмника более допустимых значений и была физически реализуема.

4.1.2. Антенны и эквиваленты антенн радиоприёмных устройств

Антенна – устройство преобразования энергии электромагнитных волн в электрические сигналы. Радиоприёмники имеют сложные антенно-фидерные устройства, включающие антенну или группу антенн, устройства согласования, симметрирования и др. При проектировании ВЦ, а также при измерениях технических характеристик приёмника используется эквивалент антенны, описывающий физические параметры сосредоточенными R , L , C элементами. В технике радиоприёма применяются антенны: настроенные и ненастроенные, направленные и ненаправленные, внутренние (встроенные) и внешние, электрические и магнитные [11].

Настроенная антенна соответствует случаю равенства резонанса антенной цепи и частоты сигнала и применяется при работе приёмника на одной частоте, в относительно узком диапазоне частот или случае подстройки антенны на частоту принимаемого сигнала. Эквивалент антенны (АЭ) можно представить генератором э.д.с. E_A и сопротивлением R_A (Рис. 4. 2а) или генератором тока I_A и проводимостью g_A (Рис. 4. 2б) [35].

Значение э.д.с. E_A зависит от напряжённости электрической составляющей поля E , наводимого возле антенны, определяется выражением

$$E_A = h_D \cdot E, \quad (4. 2)$$

где h_D – действующая высота антенны.

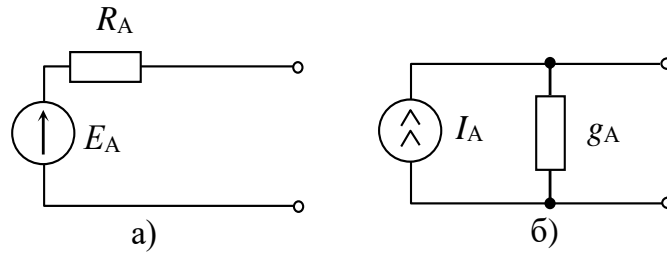


Рис. 4. 2. Схемы эквивалентов настроенной антенны

Простейшим типом настроенной антенны является вертикальный или горизонтальный симметричный полуволновой вибратор (диполь) и представляет собой отрезок провода или металлической трубки соответствующей длины с разрывом в центре. Диполь обладает направленным действием диполя в плоскости, проходящей через ось, имеет в полярных координатах вид восьмёрки с максимумами приёма в направлениях, перпендикулярных оси диполя, и с минимумами приёма вдоль оси. Входное сопротивление симметричного полуволнового вибратора чисто активно и равно $70 - 80$ Ом (расчётное сопротивление $73,3$ Ом). Входное сопротивление четвертьволнового вибратора (штыревая или телескопическая антенна) является чисто активной и равно $36,6$ Ом. Вибратор соединяется с приёмником коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 73 Ом. Значения активного сопротивления антенны R_A определяется действующей высоты антенны h_d и длиной волны λ принимаемого сигнала (Таблица 4. 1) [35].

Таблица 4. 1. Параметры простейших настроенных антенн

Тип антенны	$h_d, \text{ м}$	$R_A, \text{ Ом}$
Вертикальная четвертьволновая или четвертьволновый заземлённый вибратор	$\frac{\lambda}{2\pi}$	36,6
Полуволновый (симметричный) вибратор	$\frac{\lambda}{\pi}$	73,6
Шлейф – вибратор (симметричный вибратор)	$\frac{2\lambda}{\pi}$	292

Наряду с симметричным полуволновым вибратором в диапазоне УКВ применяются настроенные петлевые и шунтовые вибраторы, имеют активное сопротивление R_A от $300 - 400$ Ом и соединяются с приёмником симметричными коаксиальными кабелями с волновым сопротивлением ρ_{Φ} .

В дециметровом и менее длин волн находят применение апертурные антенны (зеркальные, линзовые, рупорные), спиральные антенны, фазированные антенные решётки, активные антенные решётки и др. Настроенная антенна может быть удалена на значительное расстояние от приёмника, а соединение антенны осуществляется через коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 или 50 Ом. Эквивалент антенны в КВ и УКВ в узком диапазоне представлен на рисунках (Рис. 4. 3а и Рис. 4. 3б) соответственно.

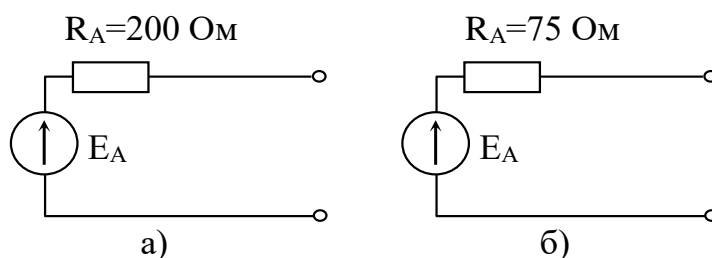


Рис. 4. 3. Эквиваленты антенн радиоприёмников в диапазоне КВ и УКВ

Ненастроенная антенна используется для работы радиоприёмника в широком диапазоне частот, в границах которого резонансная частота антенной цепи не совпадает с частотами принимаемых сигналов. Сопротивление антенны в диапазоне частот имеет комплексный характер и зависит от типа антенны, размеров, диапазона принимаемых частот (Рис. 4. 4).

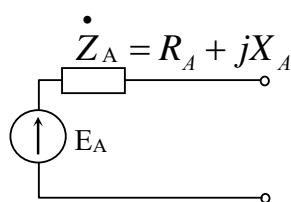


Рис. 4. 4. Схемы эквивалентов ненастроенной антенны

В узком диапазоне частот ЭА представляется цепью с сосредоточенными параметрами (Рис. 4. 5а) [11, 15]. Эквивалентная схема ненастроенной антенны, используемая при испытаниях радиовещательных приёмников (ГОСТ 9783-71) (Рис. 4. 5б). Для ДВ и СВ может использоваться упрощённый ЭА (Рис. 4. 5в), а для рамочной или ферритовой антенны (Рис. 4. 5г).

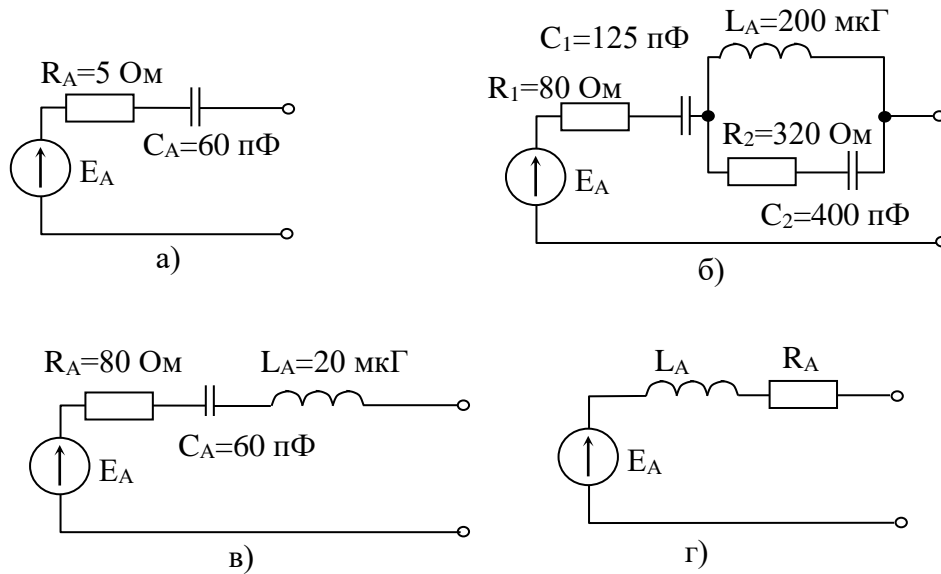


Рис. 4. 5. Эквиваленты ненастроенных антенн радиоприёмных устройств

Комплексное сопротивление ЭА, для радиовещательных приёмников для активной и реактивной составляющих, имеет вид (Рис. 4. 5б) [11].

$$R_A = \frac{156 \cdot \left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2}{1 + 0,49 \cdot \left(\frac{f_c}{f_0} - \frac{f_0}{f_c}\right)^2}; \quad (4.3)$$

$$X_A = j \left\{ 716,6 \frac{f_0}{f_c} \left[\frac{1 + 1,04 \cdot \left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2}{1 + 0,49 \cdot \left(\frac{f_c}{f_0} - \frac{f_0}{f_c}\right)^2} - 1 \right] \right\}, \quad (4.4)$$

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

f_c – частота настройки радиоприёмного устройства в кГц.

Радиовещательные приёмные устройства работают с открытыми комнатными антеннами, действующая высота которых не превышает пяти метров (Рис. 4. ба). Радиоприёмные устройства, установленные на движущихся средствах (автомобилях, поездах), используют антенну в виде вертикального штыря длиной 1,5 м (Рис. 4. бб) [11].

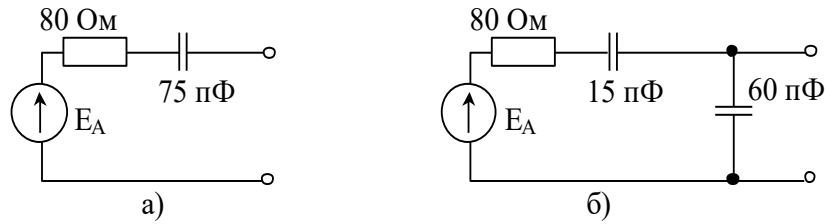


Рис. 4. 6. Эквиваленты комнатной (а) и автомобильной (б) антенны для диапазона длинных и средних волн

Величина действующей высоты открытой антенны, при длине волны λ_C в три и более раз больше резонансной длины волны λ_{0A} антенны будет

$$h_{\text{д}} = h \cdot \left(1 - \frac{h}{2l}\right), \quad (4.5)$$

где h – геометрическая высота антенны, м;
 l – геометрическая длина антенны, м.

Для симметричного вибратора действующая высота равна половине геометрической длины вибратора

$$h_{\text{д}} = l. \quad (4.6)$$

Полное сопротивление симметричного вибратора при условии $\frac{l}{\lambda} \leq 1$

$$\dot{Z}_A = R_A + jX_A = \frac{R_A}{\left(\frac{R_A}{\rho}\right)^2 + \sin^2 \frac{kl}{2}} - j \frac{\frac{\rho}{2} \cdot \sin kl}{\left(\frac{R_A}{\rho}\right)^2 + \sin^2 \frac{kl}{2}} \quad (4.7)$$

где $R_A = R_{\Sigma} + R_{\text{ПОТ}}$ – сумма сопротивления излучения антенны и сопротивления потерь в антенне;

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ – волновое число;}$$

$$\rho \approx 120 \cdot \ln\left(\frac{\lambda}{\pi \cdot r}\right) - 70 = 276 \cdot \lg\left(\frac{\lambda}{\pi \cdot r}\right) - 70 \text{ – волновое сопротивление вибраторы ан-}$$

тенны;

$$R_{\Sigma} \approx 80 \cdot \pi^2 \cdot \left(\frac{h_{\text{П}}}{\lambda}\right)^2 \approx 800 \cdot \left(\frac{h_{\text{П}}}{\lambda}\right)^2$$

Для симметричного полуволнового вибратора действующая высота:

$$h_{\text{д}} = \frac{4l}{\pi}. \quad (4.8)$$

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

Действующая высота заземлённой антенны типа «наклонный луч» определяется выражением

$$h_{\text{д}} = \frac{1 - \cos \frac{2\pi}{\lambda} l}{\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \sin \frac{2\pi}{\lambda} l} \cos \alpha, \quad (4.9)$$

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

Расчёт действующей высоты ненастроенных антенн различных типов приведён в таблице (Таблица 4. 2) [35].

Таблица 4. 2. Формулы расчета действующей высоты ненастроенных антенн

Тип антенны	Условие	$h_{\text{д}}, \text{ м}$
Симметричный вибратор	$l \leq \frac{\lambda}{2}$	$\frac{2}{k} \cdot \text{tg} \frac{k \cdot l}{4}$
Несимметричный вибратор (вертикальный штырь)	$l \leq \frac{\lambda}{4}$	$\frac{1}{k} \cdot \text{tg} \frac{k \cdot l}{2}$
Г – или Т – образная	$l \leq \frac{\lambda}{3}$	$\left(1 - \frac{h}{2 \cdot l}\right) \cdot h$
Наклонная однолучевая	–	$\frac{[1 - \cos(kl)] \cdot h}{k \sin(kl)}$
Наклонная многолучевая	–	h
Метёлочная	–	$(0.6 \dots 0.7) \cdot h$
Зонтичная	–	$\frac{h + 2 \cdot h_3}{3}$
Примечание: $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число		

Для различных климатических условий параметры эквивалентной модели могут изменяться. Для радиовещательных приёмников эта величина может достигать 50%. Подробная информация изложена в [35].

4.1.3. Основные определения и соотношения из теории

колебательных контуров в радиоприёмных устройствах

Колебательные контура могут быть выполнены в виде последовательного (Рис. 4. 7, а) или параллельного соединений индуктивности $L_{\text{к}}$ и ёмкости $C_{\text{к}}$ (Рис. 4. 7, б). Потери в контуре определяются сопротивлением $r_{\text{к}}$.

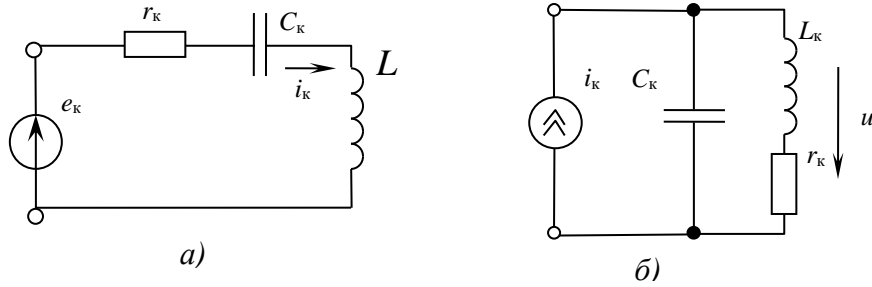


Рис. 4. 7. Эквивалентные схемы последовательного (а) и последовательного (б) колебательных контуров

Качество резонансного контура определяет добротность $Q_k = \frac{2\pi \cdot \mathcal{E}_{\text{зап}}}{\mathcal{E}_{\text{потр}}}$, где

$\mathcal{E}_{\text{зап}}$ – запасённая энергия в течение одного колебания; $\mathcal{E}_{\text{потр}}$ – потребляемая от источника за тот же период синусоидального напряжения. Источником энергии является идеальный источник с синусоидальным напряжением e_k или тока i_k . За-

пасённая энергия $\mathcal{E}_{\text{зап}} = \frac{I_m^2 \cdot L_k}{2}$ на резонансной частоте $f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_k \cdot C_k}}$, опреде-

ляется амплитудой синусоидального тока I_m , а рассеиваемая энергия на сопротивлении потерь $r_k - \mathcal{E}_{\text{потр}} = \frac{I_m^2 \cdot r_k}{2 \cdot f_0}$. Таким образом, добротность кон-

тура при резонансе имеет вид:

$$Q_k = \frac{2\pi \cdot f_0 \cdot L_k}{r_k} = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot C_k \cdot r_k} = \frac{1}{r_k} \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} = \frac{\rho_k}{r_k},$$

где $\rho_k = 2\pi \cdot f_0 \cdot L_k = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot C_k} = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}$ – характеристическое (волновое) сопро-

тивление колебательного контура при резонансе.

Для расчёта добротности в параллельном контуре удобно представить с включённой эквивалентной резонансной проводимостью G_k (Рис. 4. 8).

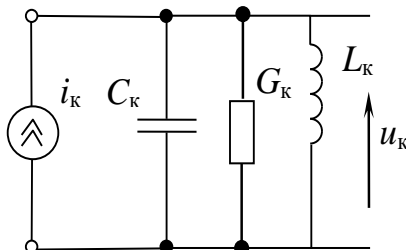


Рис. 4. 8. Колебательный контур с включённой эквивалентной резонансной проводимостью

Добротность колебательного контура имеет вид

$$Q_k = \frac{1}{\rho_k \cdot G_k} = \frac{2\pi \cdot f_0 \cdot C_k}{G_k} = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot L_k \cdot G_k}.$$

Затухание контура $d_k = \frac{1}{Q_k}$.

Для описания свойств контура используются параметры: *абсолютная*, *относительная* и *обобщённая* расстройки.

Абсолютная расстройка частоты источника входного гармонического сигнала f относительно резонансной частоты f_0 , определяется выражением

$$\Delta f = |f - f_0| \text{ или } \Delta \omega = |\omega - \omega_0|.$$

Относительная расстройка частоты источника входного гармонического сигнала f и резонансной частоты f_0 , определяется выражением

$$x = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}.$$

Обобщённая расстройка частоты источника входного гармонического сигнала f относительно резонансной частоты f_0 , определяется:

$$\xi = \frac{1}{r_k} \left(2\pi \cdot f \cdot L_k - \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_k} \right) = Q_k \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q_k \cdot x.$$

Последовательный контур с индуктивностью L_k , ёмкостью C_k и сопротивлением потерь r_k на текущей частоте f имеет комплексное сопротивление

$$\dot{Z} = Z e^{j\varphi} = r_k (1 + j\xi). \quad (4. 10)$$

Амплитудно-частотная характеристика контура

$$y = \frac{r_k}{Z} = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}, \quad (4.11)$$

Фазочастотная характеристика контура

$$\varphi = \arg \dot{Z} = \arctg \xi. \quad (4.12)$$

Для малых абсолютных расстройок $\Delta f = |f - f_0| \ll f_0$ относительная расстройка $x \cong \frac{2\Delta f}{f_0}$.

Для параллельного колебательного контура активные потери удобно отображать эквивалентной проводимостью G_k (Рис. 4. 8).

Комплексная проводимость параллельного контура

$$\dot{Y} = Ye^{j\varphi} = G_k(1 + j\xi), \quad (4.13)$$

частотная характеристика контура

$$y = \frac{G_k}{Y} = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}, \quad (4.14)$$

фазовая характеристика контура

$$\varphi = \arg \frac{1}{\dot{Y}} = -\arctg \xi, \quad (4.15)$$

где $G_k = \frac{1}{R_k}$ – резонансная проводимость контура;

$$R_k = \frac{\rho^2}{r_k} = Q_k \rho = Q^2 r_k = \frac{L_k}{r_k C_k} \text{ – резонансное сопротивление контура.}$$

При малых изменениях одного знака индуктивности и ёмкости на величины ΔL и ΔC абсолютная расстройка контура равна

$$|\Delta f| \cong 0,5 f_0 \left(\frac{\Delta L_k}{L_k} + \frac{\Delta C_k}{C_k} \right). \quad (4.16)$$

Допустимой считается расстройка, не превышающая половины полосы пропускания контура

$$\Pi = \frac{f_0}{Q} = f_0 d. \quad (4.17)$$

Перекрываемый контуром диапазон частот характеризуется коэффициентом перекрытия диапазона

$$\kappa_{\Pi} = \frac{f_{\text{МАКС}}}{f_{\text{МИН}}} = \sqrt{\frac{C_{\text{МАКС}}}{C_{\text{МИН}}}}, \quad (4.18)$$

где индексы соответствуют максимальным и минимальным значениям резонансной частоты и полной контурной ёмкости.

Обеспечение требуемого перекрытия диапазона достигается включением добавочных параллельных и последовательных ёмкостей (Рис. 4. 9).

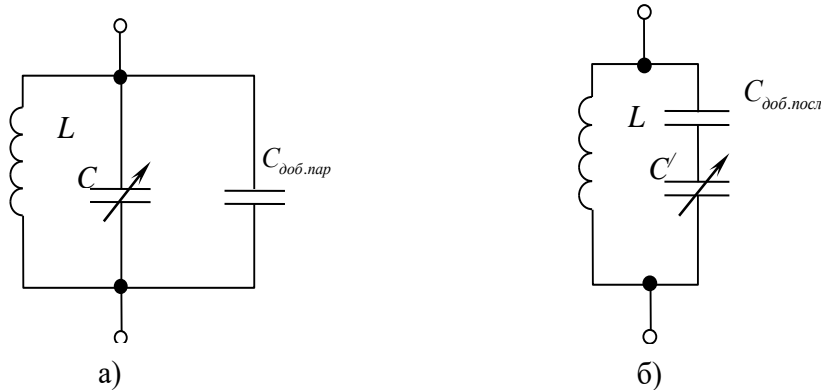


Рис. 4. 9. Эквивалентная схема параллельного колебательного контура с параллельной (а) и последовательной (б) добавочной ёмкостью

Величины добавочных ёмкостей рассчитываются по формулам

$$C_{\text{доб.пар}} = \frac{C'_{\text{макс}} - \kappa_{\Pi}^2 C'_{\text{мин}}}{\kappa_{\Pi}^2 - 1}; \quad (4.19)$$

$$C_{\text{доб.посл}} = \frac{C'_{\text{макс}} C'_{\text{мин}} (\kappa_{\Pi}^2 - 1)}{C'_{\text{макс}} - \kappa_{\Pi}^2 C'_{\text{мин}}}, \quad (4.20)$$

где $C'_{\text{макс}} = C_{\text{Кмакс}} + C_{\text{сх}}$; $C'_{\text{мин}} = C_{\text{Кмин}} + C_{\text{сх}}$ – ёмкости контура с учётом ёмкости схемы $C_{\text{сх}}$ соответственно при максимальной и минимальной ёмкости переменного конденсатора $C_{\text{к}}$.

При необходимости преобразования из параллельно соединённых, индуктивности L или ёмкости с сопротивлением R в последовательное их соединение, необходим расчёт схем замещения. Для замещения параллельного включения индуктивности L и сопротивления R в последовательное (Рис. 4. 10) проводится по формуле (4.21)

$$R' = \frac{R}{1 + \frac{R^2}{X_L^2}}, \quad L' = \frac{L}{1 + \frac{X_L^2}{R^2}} \quad (4.21)$$

где $X_L = \omega L$ и $X_C = \frac{1}{\omega C}$ – реактивные сопротивления на частоте ω .

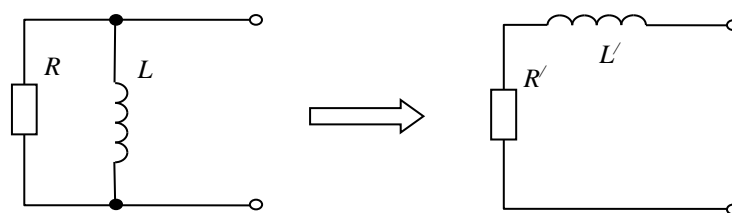


Рис. 4. 10. Преобразование параллельного соединения индуктивности L и R в последовательное соединение

Расчёт параметров схемы замещения параллельного включения индуктивности C и сопротивления R в последовательное будет (Рис. 4. 11)

$$R' = \frac{R}{1 + \frac{R^2}{X_C^2}}, \quad C' = C \left(1 + \frac{X_C^2}{R^2} \right), \quad (4. 22)$$

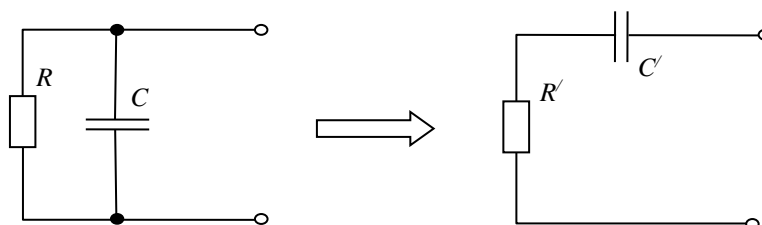


Рис. 4. 11. Преобразование параллельного соединения ёмкости C и сопротивления R в последовательное соединение

При частичном подключении к контуру шунтирующей проводимости $g_{ш}$ его эквивалентная проводимость возрастает до величины

$$g_{\text{Э}} = g_{\text{К}} + m^2 g_{\text{ш}}, \quad (4. 23)$$

а эквивалентное затухание контура будет равно

$$d_{\text{Э}} = d_{\text{К}} \left(1 + m \frac{g_{\text{ш}}}{g_{\text{К}}} \right), \quad (4. 24)$$

где m – коэффициент включения шунтирующей проводимости;
 $d_{\text{К}}$ – конструктивное затухание контура.

При подключении к контуру добавочной ёмкости $C_{\text{доб}}$ увеличивается ёмкость контура на величину

$$\Delta C = m^2 C_{\text{доб}}, \quad (4. 25)$$

где m – коэффициент включения добавочной ёмкости.

Избирательность колебательного контура

$$\sigma = \frac{1}{y} = \sqrt{1 + \xi^2}. \quad (4.26)$$

Вопросы, связанные с энергетическими соотношениями в колебательных контурах с более сложной структурой рассмотрены в разделе 4.2.

4.1.4. Входные цепи диапазонных радиоприёмных устройств при различных связях с ненастроенной антенной и нагрузкой

Схемы ВЦ определяются видом избирательной системы и связью колебательного контура (фильтра) с антенной и нагрузкой. Частота настройки контура ВЦ может изменяться плавно или дискретно. Наибольшее распространение получила плавная перестройка частоты механическим или при электронным способом. Для компенсации разбросов значений элементов колебательного контура ВЦ вводят подстроечные конденсаторы или сердечники катушки индуктивности. Основные схемы ВЦ по виду связи с антенной выполняются по схеме с индуктивной, ёмкостной или комбинированной связями с антенной (Рис. 4. 12).

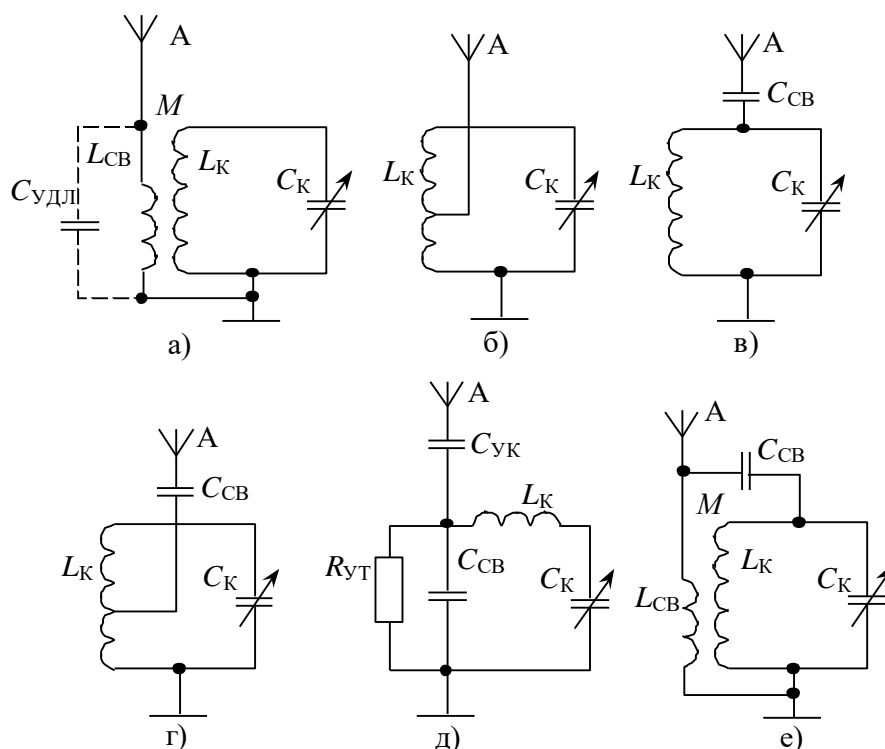


Рис. 4. 12. Схемы связи колебательного контура ВЦ с антенной

В диапазонных приёмниках использующие ненастроенную антенну, резонансная частота которой лежит вне диапазона рабочих частот может работать в режиме удлинения или укорочения. Если резонансная частота антенны меньше

минимальной частоты рабочего диапазона, такой режим работы называют режим «удлинения», а если больше – режим «укорочения» (Рис. 4. 12а). В большинстве случаев, для уменьшения зависимости резонансного коэффициента передачи от частоты настройки, используют режим удлинения.

Автотрансформаторную связь применяют при работе приёмника со штыревой или телескопической антенной (Рис. 4. 12, б). Простотой реализации также отличается ВЦ с внешнеемкостной связью (Рис. 4. 12 в, г). Величина ёмкости связи составляет 5 ... 30 пФ, что обеспечивает большой коэффициент передачи. Однако большая его неравномерность по частоте ограничивает использование. Зависимости резонансного коэффициента передачи ВЦ ($K_{0 \text{ ВЦ}}$) представлены на рисунках (Рис. 4. 13 и Рис. 4. 14).

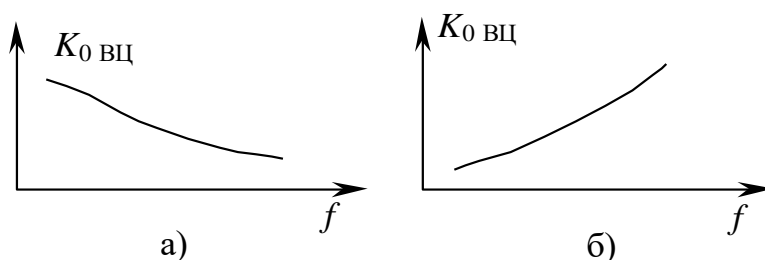


Рис. 4. 13. Зависимости резонансного коэффициента передачи входной цепи с индуктивной связью с антенной в режиме удлинения (а) и укорочения (б)

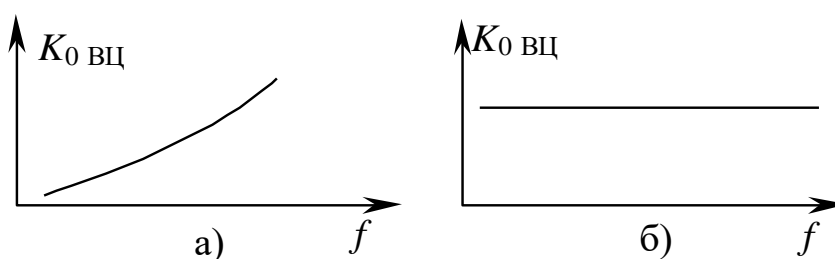


Рис. 4. 14. Зависимости коэффициента передачи ВЦ цепи с автотрансформаторной, внешнеемкостной (а), внутриемкостной и комбинированной связями с антенной (б)

Схемы связи ВЦ с первым каскадом приёмника могут быть выполнены с гальванической, ёмкостной или индуктивной связями (Рис. 4. 15).

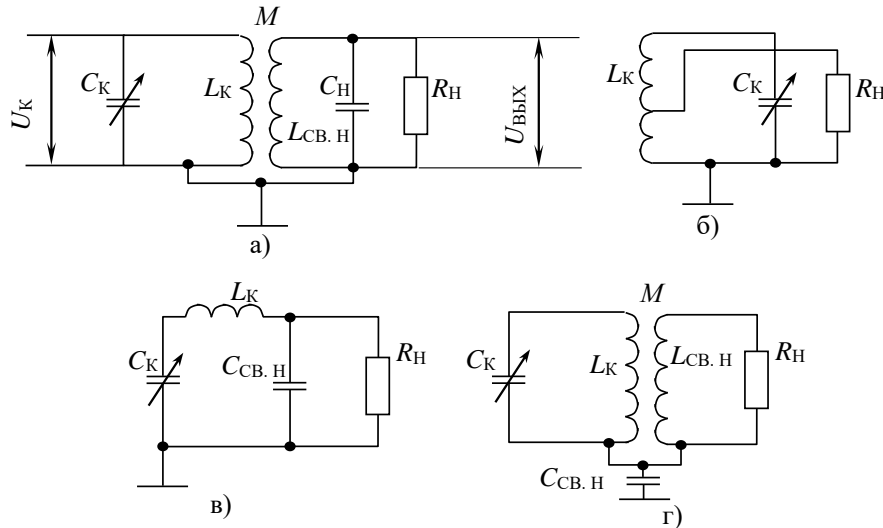


Рис. 4. 15. Схемы связи ВЦ с трансформаторной (а), автотрансформаторной (б) с внутриемкостной (в) и комбинированной (г) связями с нагрузкой

Для уменьшения влияния нагрузки, ухудшающая избирательность, приме-

няют частичное включение $n = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{К}}} < 1$ (Рис. 4. 15 б). Для уменьшения частот-

ной зависимости резонансного коэффициента передачи

$$K_{\text{ВЦ0}}(f) \approx K'_{\text{ВЦ0}}(f) \cdot n_{\text{Н0}}(f) \quad (4. 27)$$

выбирают связь с антенной и нагрузкой мало зависящей от частоты, или с противоположным характером зависимостей $K'_{\text{ВЦ0}}(f)$ и $n_{\text{Н0}}(f)$.

Трансформаторная (автотрансформаторная) связь контура и нагрузки (Рис. 4. 15а, б) отличается постоянством коэффициента включения $n_{\text{Н0}}(f)$, но приводит к появлению паразитного резонанса, обусловленного $L_{\text{СВ.Н}}$ $C_{\text{Н}}$ и возникновению паразитного канала приёма. Схема с внутреннеемкостной связью более помехоустойчива и свободна от паразитных настроек, но коэффициент передачи по комбинационным помехам убывает с ростом частоты (Рис. 4. 15, в). При необходимости обеспечения постоянства параметров выбирают комбинированную связь (Рис. 4. 15, г) [14].

Частотные зависимости коэффициента включения и резонансного коэффициента передачи от частоты для различных схем связи колебательного контура с нагрузкой представлены на рисунке (Рис. 4. 16).

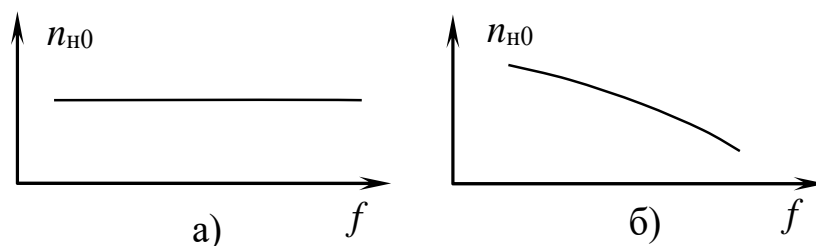


Рис. 4. 16. Зависимости коэффициента включения ВЦ с индуктивной (а, б) внутриемкостной и комбинированной связями с нагрузкой (б)

Зависимости резонансного коэффициента передачи колебательного контура входной цепи с индуктивной связью с внутриемкостной и комбинированной связью с нагрузкой представлены на рисунке (Рис. 4. 17).

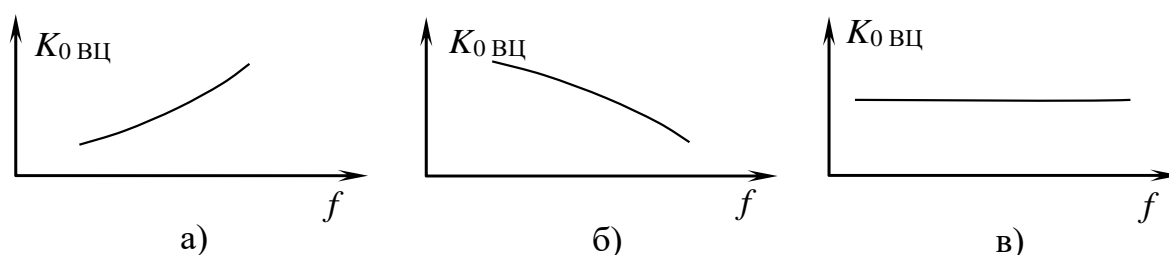


Рис. 4. 17. Частотные зависимости резонансного коэффициента передачи ВЦ с индуктивной связью (а, б), внутриемкостной и комбинированной связями (в) с нагрузкой

В профессиональных и радиовещательных приёмниках высших классов для улучшения селективности в диапазонах ДВ и СВ (реже КВ) при заданной полосе используют двухконтурный полосовой фильтр.

Анализ входной цепи с *комбинированной связью с ненастроенной антенной* (Рис. 4. 12, е) и с трансформаторной связью с нагрузкой (Рис. 4. 15а) получаем результаты в общем виде (Рис. 4. 18а). Упростив стандартный ЭА, получим схему ВЦ (Рис. 4. 18, б), где ёмкость схемы $C_{СХ} = C_L + C_{МН} + C_{НС}$, C_L – собственная ёмкость индуктивности L_K ; $C_{МН}$ – ёмкость монтажа.

Проводимость нагрузки определяется входной проводимостью усилительного прибора

$$Y_H = \frac{1}{R_H} + j\omega \cdot C_H, \quad (4. 28)$$

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

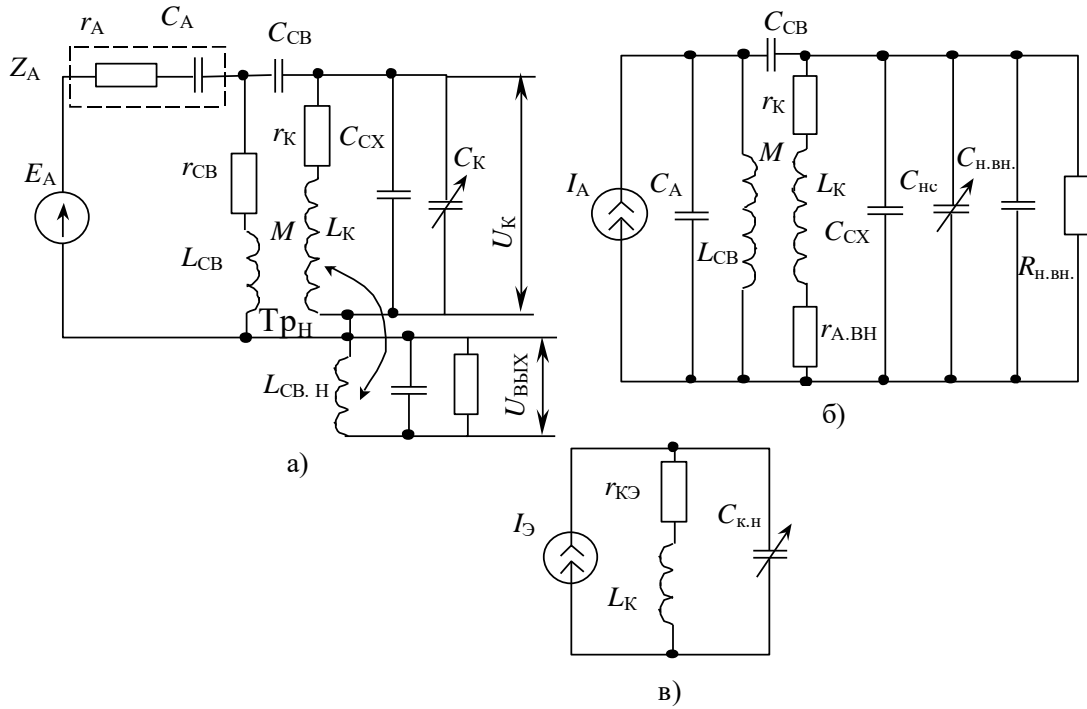


Рис. 4. 18. Эквивалентные схемы входной цепи с комбинированной связью с антенной

Связь нагрузки контура осуществляется при помощи обобщённого трансформатора нагрузки Tr_H с коэффициентом трансформации

$$n_H = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_K} = \frac{|X_{\text{СВ.Н}}|}{\rho_K}, \quad (4. 29)$$

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

ρ_K – характеристическое сопротивление контура ВЦ.

Переход от источника э.д.с E_A – к генератору тока $I_A = j\omega \cdot C_A \cdot E_A$, сопротивление антенной цепи и нагрузки в контуре

$$r_{\text{АВН}} = \frac{\omega^2 M^2 (r_A + r_{\text{СВ}})}{Z_A^2}; \quad R_{\text{Н.ВН}} = \frac{R_H}{n_H^2}; \quad C_{\text{Н.ВН}} = n_H^2 C_H, \quad (4. 30)$$

преобразует систему из двух связанных контуров (Рис. 4. 18б), перестраиваемого контура и антенной цепи с частотой $\omega_A = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{СВ}} C_A}}$. При малой связи между кон-

турами, получаем упрощённую схему ВЦ (Рис. 4. 18в), при этом

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

$$r_{\text{К.Э}} = r_K + r_{\text{АВН}} + r_{\text{Н.ВН}} = r_K + \frac{\omega^2 M^2 (r_A + r_{\text{СВ}})}{Z_A^2} + \frac{\omega^2 L_K^2 n_H^2}{R_H}, \quad (4. 31)$$

возбуждаемый частотно-зависимым генератором тока

$$I_{\text{Э}} = \frac{j\omega \cdot C_A E_A}{\xi^2 - 1} \left(\frac{C_{\text{св}}}{C_A} \xi^2 + m_{\text{св}} \right), \quad (4.32)$$

где r_k – собственное сопротивление потерь колебательного контура; $r_{k,\text{Э}}$ – сопротивление потерь; $\xi = \frac{\omega}{\omega_A}$, $m_{\text{св}} = \frac{M}{L_k}$ – нормированные величины, определяемые коэффициентом удлинения антенны по отношению к контуру ВЦ и фактором связи с антенной соответственно.

Коэффициент передачи ВЦ определяется выражением

$$K_{\text{ВЦ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_A} = \frac{\omega \cdot C_A \cdot n_H}{\xi^2 - 1} \left(\frac{C_{\text{св}}}{C_A} \xi^2 + m_{\text{св}} \right) \cdot \frac{R_{0,\text{Э}}}{\sqrt{1+x^2}}, \quad (4.33)$$

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

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

Эквивалентная добротность и резонансное сопротивление контура

$$Q_{\text{Э}} = \frac{\rho_k}{r_{k,\text{Э}}} = \frac{1}{\omega_0 C_k r_{k,\text{Э}}} = \frac{\omega_0 L_k}{r_{k,\text{Э}}}; \quad R_{0,\text{Э}} = Q_{\text{Э}} \rho_k. \quad (4.34)$$

Из выражений (4.31) и (4.32) следует

$$Q_{\text{Э}} = \frac{Q}{1 + \frac{\omega^2 M^2 (r_A + r_{\text{св}})}{Z_A^2 r_k} + \frac{n_{\text{H0}}^2 R_0}{R_H}}, \quad (4.35)$$

где R_0 – резонансное сопротивление ненагруженного контура.

Эквивалентная добротность зависит от частоты, но при малых связях ВЦ с антенной и нагрузкой постоянна, а $R_{0,\text{Э}} = Q_{\text{Э}} \cdot \omega_0 \cdot L_k$ пропорционально частоте настройки. Коэффициент передачи ВЦ на резонансной частоте

$$K_{\text{ВЦ0}} = \omega_0 C_A n_{\text{H0}} R_{0,\text{Э}} \frac{\left(\frac{C_{\text{св}}}{C_A} \xi_0^2 + m_{\text{св}} \right)}{\xi_0^2 - 1}, \quad (4.36)$$

где $\xi_0 = \frac{\omega_0}{\omega_A}$; $n_{\text{H0}} = \frac{|X_{\text{св.Н0}}|}{\rho_k}$.

Из выражений (4.33), (4.36) избирательность входной цепи

$$\sigma_{\text{ВЦ}} = \frac{K_{\text{ВЦ}0}}{K_{\text{ВЦ}\Delta f}} = \frac{\left(\frac{C_{\text{CB}} \xi_0^2}{C_A} + m_{\text{CB}} \xi^2 - 1 \right) \cdot f_0 \cdot n_{\text{H}0} \cdot \sqrt{1+x^2}}{\left(\frac{C_{\text{CB}} \xi^2}{C_A} + m_{\text{CB}} \xi_0^2 - 1 \right) \cdot f \cdot n_{\text{H}}} . \quad (4.37)$$

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

$$n_{\text{H}0} = k_{\text{CB,H}} \sqrt{\frac{L_{\text{CB,H}}}{L_{\text{к}}}} ; \quad \frac{n_{\text{H}0}}{n_{\text{H}}} = \frac{f_0}{f} , \quad (4.38)$$

где $k_{\text{CB,H}} = \frac{M_{\text{CB,H}}}{\sqrt{L_{\text{CB,H}} L_{\text{к}}}}$ - коэффициент связи с нагрузкой.

Для катушек индуктивности, выполненных с применением ферритовых сердечников коэффициент трансформации представляется в виде

$$n_{\text{H}0} \approx \sqrt{\frac{L_{\text{CB,H}}}{L_{\text{к}}}} = \frac{\varpi_{\text{CB,H}}}{\varpi_{\text{к}}} , \quad (4.39)$$

где $\varpi_{\text{к}}$ и $\varpi_{\text{CB,H}}$ - число витков в катушках контура ВЦ и связи с нагрузкой соответственно.

При автотрансформаторной связи ВЦ с нагрузкой коэффициент трансформации при резонансе $n_{\text{H}0}$ (Рис. 4. 18б) определяется [16]

$$n_{\text{H}0} = k_{\text{CB,H}} \sqrt{\frac{L_{\text{к,H}}}{L_{\text{к}}}} ,$$

где $k_{\text{CB,H}}$ - связь между нагруженной частью катушки и всей катушкой.

При ёмкостной связи контура ВЦ с нагрузкой

$$n_{\text{H}0} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{\text{CB,H}} L_{\text{к}}} ; \quad \frac{n_{\text{H}0}}{n_{\text{H}}} = \frac{f_0}{f} . \quad (4.40)$$

Схема одноконтурной входной цепи с трансформаторной связью с антенной (Рис. 4. 12а) анализируется как частный случай эквивалентной схемы (Рис. 4. 18а) при отсутствии конденсатора связи C_{CB} . Коэффициент передачи напряжения входной цепи

$$K_{\text{ВЦ}} = \frac{\omega \cdot C_A m_{\text{CB}} n_{\text{H}} R_{0,\text{Э}}}{(\xi^2 - 1) \sqrt{1+x^2}} , \quad (4.41)$$

при этом резонансный коэффициент передачи

$$K_{\text{ВЦ0}} = \frac{\omega_0 C_A m_{\text{СВ}} n_{\text{НО}} R_{0.Э}}{\xi_0^2 - 1} = \frac{k_{\text{СВ}} Q_{Э} n_{\text{НО}} \sqrt{\frac{L_{\text{К}}}{L_{\text{СВ}}}}}{1 + \left(\frac{f_A}{f_0}\right)^2}. \quad (4.42)$$

Выражения (4.23) и (4.24) определяются видом связи контура входной цепи с антенной и с нагрузкой, а зависимость эквивалентной добротности $Q_{Э}$ от частоты незначительна.

Входная цепь с трансформаторной связью имеет два возможных режима работы с ненастроенной антенной: удлинения, укорочения (Рис. 4.19).

Режим удлинения (Рис. 4.19а) возникает при условии, что резонансная частота антенной цепи меньше минимальной частоты настройки контура ВЦ и характеризуется коэффициентом удлинения [11]

$$K_{\text{удл}} = \frac{f_{0\text{min}}}{f_{0A}} > 1, \quad (4.43)$$

где $f_{0\text{min}}$ – минимальная частота настройки контура ВЦ;

f_{0A} – резонансная частота антенной цепи.

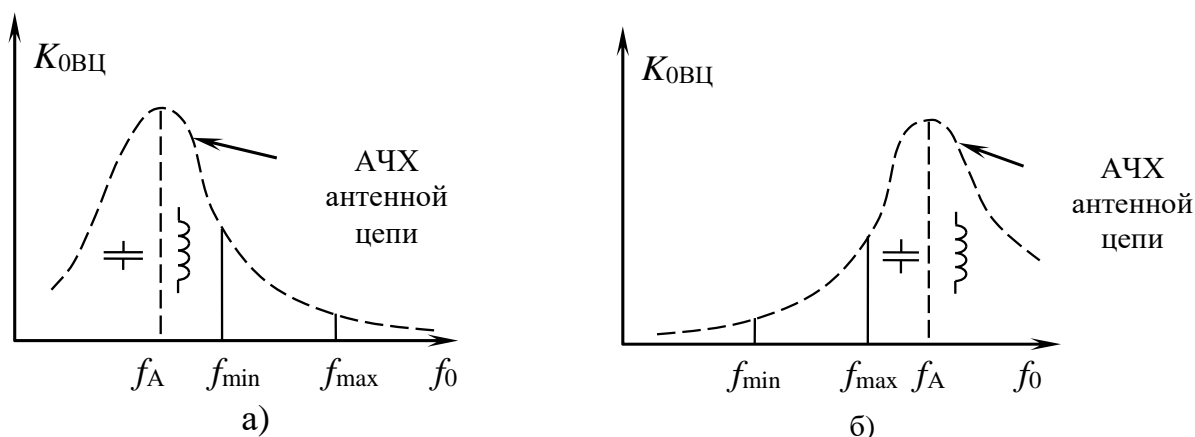


Рис. 4.19. Зависимость коэффициента передачи ВЦ с трансформаторной связью с антенной от частоты настройки

Из последнего выражения следует, что при большой индуктивности связи с антенной $L_{\text{СВ}}$, контур, образованный ёмкостью антенны и индуктивностью катушки связи имеет индуктивный характер, поэтому ток в антенной цепи изменя-

ется обратно пропорционально частоте. Добротность контура ВЦ обратно пропорциональна частоте и поэтому, несмотря на то, что эквивалентное сопротивление контура растёт пропорционально частоте, коэффициент передачи ВЦ уменьшается.

Неравномерность коэффициента передачи входной цепи

$$\Delta K = \frac{K_{0\max}}{K_{0\min}} = \frac{1 - \left(\frac{\omega_{A0}}{\omega_{0\max}}\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega_{A0}}{\omega_{0\min}}\right)^2} = \frac{k_d^2 k_{удл}^2 - 1}{k_d^2 (k_{удл}^2 - 1)}, \quad (4.44)$$

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

Наиболее целесообразным является режим малого удлинения

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

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

$$L_{CB} = \frac{X_A}{\omega_{\min}} = \frac{20 \dots 100}{f_{\min}}. \quad (4.45)$$

Избирательность входной цепи при произвольной расстройке

$$\sigma_{ВЦ} = \frac{f_0 \cdot n_{н0} \cdot (\xi_0^2 - 1)}{f \cdot n_n \cdot (\xi^2 - 1)} \sqrt{1 + x^2}, \quad (4.46)$$

где $\frac{n_{н0}}{n_n}$ определяется выражением (4.39) и (4.40).

Режим укорочения характеризуется тем, что резонансная частота антенной цепи больше, чем максимальная частота рабочего диапазона и имеет ёмкостной характер и определяется степенью укорочения (Рис. 4.19б)

$$\kappa_{ук} = \frac{f_{0A}}{f_{0\max}} > 1,$$

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

Резонансный коэффициент передачи ВЦ с укороченной антенной определяется выражением

$$K_0 = \omega_0^2 \cdot M \cdot C_A \cdot Q_{K0}. \quad (4.47)$$

Неравномерность коэффициента передачи определяется выражением

$$\Delta K = \frac{K_{0\max}}{K_{0\min}} = \frac{k_d^2 k_{\text{ук}}^2 - 1}{k_d^2 (k_{\text{ук}}^2 - 1)}. \quad (4.48)$$

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

$$r_{\text{А.ВН}} = r_{\text{к.н}}, \quad (4.49)$$

где сопротивление потерь в контуре с учётом влияния нагрузки будет

$$r_{\text{к.н}} = r_{\text{к}} + r_{\text{н.ВН}} = r_{\text{к}} + \frac{\omega_0^2 L_{\text{к}}^2 n_{\text{н0}}^2}{R_{\text{н}}}. \quad (4.50)$$

Оптимальная связь:

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

$$k_{\text{св opt}} = \frac{M_{\text{opt}}}{\sqrt{L_{\text{к}} L_{\text{св}}}} = \left(1 - \frac{\omega_{\text{А}}^2}{\omega_0^2}\right) \cdot \sqrt{\frac{Q_{\text{А}}}{Q_{\text{н}}}}, \quad (4.51)$$

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;

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

Из выражения (4.51) 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. 4. 12, в) анализируется как частный случай эквивалентной схемы (Рис. 4. 18) при отсутствии трансформаторной связи (Рис. 4. 20).

Коэффициент передачи такой входной цепи путём предельного перехода индуктивности связи $L_{св} \rightarrow \infty$, $m_{св} = 0$

$$K_{ВЦ} = \frac{\omega C_{св} n_H R_{О.Э}}{\sqrt{1+x^2}}, \quad (4.52)$$

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

Резонансный коэффициент передачи входной цепи определяется

$$K_{ВЦ0} = \omega_0 \cdot C_{св} \cdot n_{H0} \cdot R_{О.Э} = \omega_0^2 \cdot L_K \cdot C_{св} \cdot Q_{Э} \cdot n_{H0}. \quad (4.53)$$

При ёмкостной перестройке изменение резонансного коэффициента передачи в диапазоне частот не превышает величины

$$\Delta K_{ВЦ0} = \frac{K_{ВЦ0\max}}{K_{ВЦ0\min}} = \frac{f_{0\max}^2}{f_{0\min}^2} = k_D^2, \quad (3.54)$$

где k_D – коэффициент перекрытия по частоте.

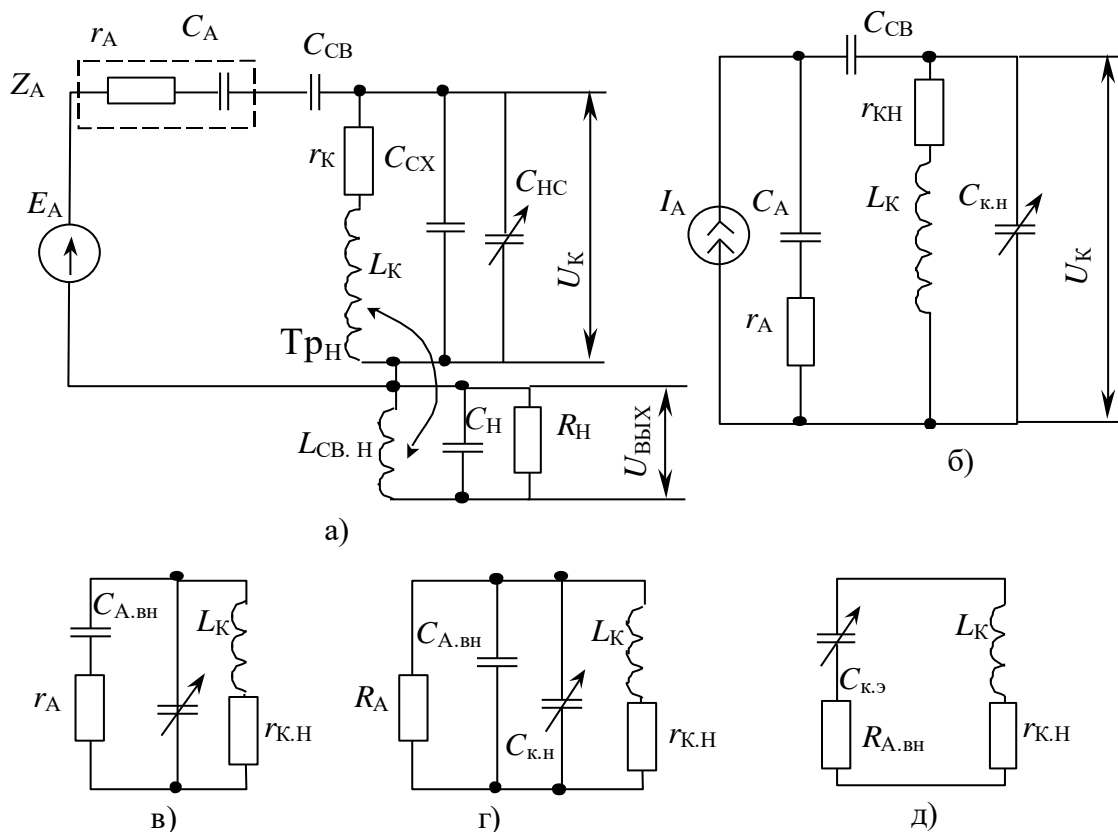


Рис. 4. 20. Эквивалентные схемы входной цепи с внешнеёмкостной связью с антенной

Избирательность ВЦ при произвольной настройке определяется выражением

$$\sigma_{\text{ВЦ}} = \frac{f_0}{f} \cdot \frac{n_{\text{НО}}}{n_{\text{Н}}} \cdot \sqrt{1+x^2}, \quad (4.55)$$

где $\frac{n_{\text{НО}}}{n_{\text{Н}}}$ определяется выражениями (4.39) и (4.40).

При проектировании ненастроенных антенн величину ёмкости связи принимают из условия $C_{\text{СВ}} \ll C_{\text{А}}$, при этом $C_{\text{А вН}} \approx C_{\text{СВ}}$.

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

Ёмкость связи из условия согласования имеет вид:

$$C_{\text{СВопт}} = C_{\text{К.Н}} \sqrt{\frac{r_{\text{К}}}{r_{\text{А}}}}. \quad (4.56)$$

Ёмкость связи из условия избирательности и ослабления на краях полосы пропускания

$$C_{\text{СВ}\sigma} = \frac{C_{\text{К.Н min}}}{\sqrt{\frac{r_{\text{А}}}{r_{\text{К}} \left[\frac{Q}{Q_{\text{Э}}} - \frac{Q}{Q_{\text{Н}}} \right]} - 1}}. \quad (4.57)$$

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

$$C_{\text{СВ}\Delta} \leq 2 \sqrt{\frac{C_{\text{А max}} \cdot C_{\text{А min}}}{C_{\text{А max}} - C_{\text{А min}}} \cdot \left| \frac{\Delta f_{\text{КА}}}{f_0} \right| \cdot C_{\text{К.Н. min}}}. \quad (4.58)$$

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

4.1.5. Входная цепь с магнитной антенной

Магнитная антенна представляет собой круглый или прямоугольный ферритовый стержень, на котором размещён каркас с катушкой входного контура (Рис. 4. 21). Контурная катушка выполняется в однослойном или многослойном

секционированном исполнении. Секционирование катушки производится для уменьшения межвитковой ёмкости в диапазоне ДВ.

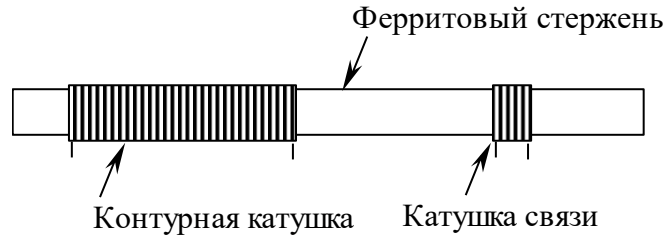


Рис. 4. 21. Конструкция магнитной антенны

Эквивалентная схема ВЦ с магнитной антенной, используемая как индуктивность контура L_k (Рис. 4. 22, а).

Упрощённая схема ВЦ, имеет параметры (Рис. 4. 22, б):

$$r_{кэ} = r_k + \frac{n_H^2 \omega_0^2 L_k^2}{R_H}; \quad C_{кэ} = C_{сх} + C_k + n_H^2 C_H; \quad C_{сх} = C_L + C_{МН};$$

$$Q_э = \frac{\omega_0 L_k}{r_{кэ}} = \frac{Q}{\left[1 + \frac{n_H^2 R_0}{R_H} \right]},$$

где Q , R_0 – добротность и резонансное сопротивление ненагруженного контура с магнитной антенной;

L_k – индуктивность;

C_L , – межвитковая ёмкость и сопротивление потерь;

r_k – сопротивление потерь в катушке магнитной антенны.

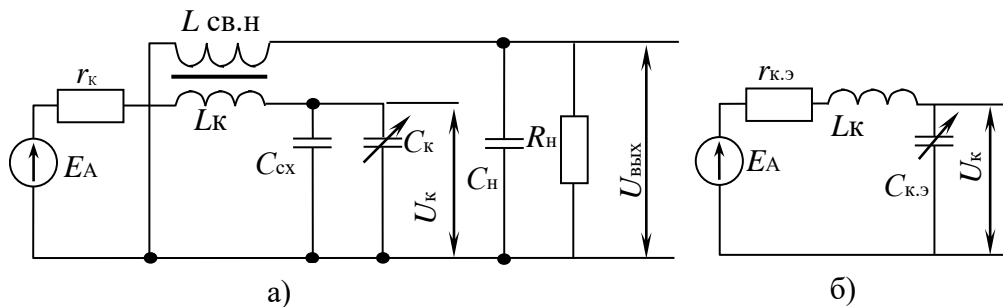


Рис. 4. 22. Эквивалентная схема ВЦ с магнитной антенной

Наводимая э.д.с. в магнитной антенне определяется выражением (3.4).

Действующая высота магнитной антенны определяется выражением

$$h_D = \frac{2\pi \cdot \varpi \cdot S \cdot \mu}{\lambda \cdot d_э}, \quad (4. 59)$$

где λ – длина волны;

ϖ – число витков;

S – площадь одного витка м^2 ;

μ – магнитная проницаемость магнитной антенны;

$d_{\text{Э}}$ – эквивалентное затухание контура входной цепи.

Коэффициент передачи ВЦ

$$K_{\text{ВЦ0}} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{\text{ВЫХ}}}{E} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{\text{ВЫХ}} h_{\text{Д}}}{E_{\text{А}}} = Q_{\text{Э}} n_{\text{Н0}} h_{\text{Д}} \quad (4.60)$$

Избирательность входной цепи с магнитной антенной

$$\sigma_{\text{ВЦ}} = \frac{f_0}{f} \cdot \frac{n_{\text{Н0}}}{n_{\text{Н}}} \cdot \sqrt{1 + \left[Q_{\text{Э}} \left(\frac{f_0}{f} - \frac{f}{f_0} \right) \right]^2}, \quad (4.61)$$

С учётом непосредственного воздействия напряжённости поля сигнала на обмотку $L_{\text{СВ.Н}}$ [24]

$$\sigma_{\text{ВЦ}} = \frac{\sqrt{1 + \left[Q_{\text{Э}} \left(\frac{f_0}{f} - \frac{f}{f_0} \right) \right]^2}}{\frac{L_{\text{К}}}{M_{\text{СВ.Н}}} \cdot \left(1 - \frac{h_{\text{Д.СДВ}}}{h_{\text{Д}}} \right)} \cdot \left(\frac{f_0}{f} \right)^2, \quad (4.62)$$

где $h_{\text{Д.СДВ}}$ – действующая высота катушки $L_{\text{СВ}}$;

$M_{\text{СВ.Н}}$ – взаимоиндуктивность катушек $L_{\text{СВ.Н}}$ и $L_{\text{К}}$.

Значение коэффициента трансформации с нагрузкой $n_{\text{Н}}$, необходимое для получения требуемой эквивалентной добротности, определяется выражением

$$n_{\text{Н0}} = \sqrt{\frac{R_{\text{Н}}}{R_0} \left[\frac{Q}{Q_{\text{Э}}} - 1 \right]}.$$

4.1.6. Входные цепи с настроенной антенной

Схема одноконтурной ВЦ с трансформаторной связью с настроенной антенной используется для приёмников, работающих с фиксированной настройкой или имеют незначительный коэффициент перекрытия по частоте (Рис. 4.23).

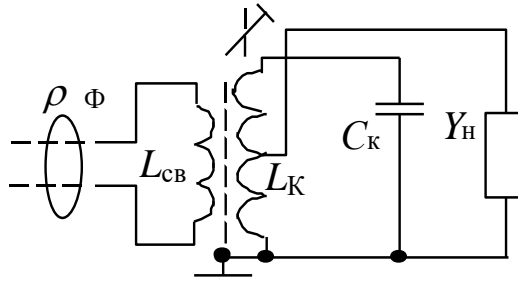


Рис. 4. 23. Эквивалентная схема входной цепи с настроенной антенной

Трансформатор используется как элемент согласования входной цепи с коаксиальной фидерной линией. Для устранения паразитной ёмкостной связи, используют электростатический экран.

Параметры эквивалентной схемы ВЦ с настроенной антенной, после пересчёта сопротивления и ёмкости нагрузки в контур будут (Рис. 4. 24, а):

$$r_{к.н} = r_k + \frac{(\omega \cdot L_k)^2 n_H^2}{R_H} \quad C_{к.н} = C_k + C_{сх} + n_H^2 \cdot C_H, \quad (4. 63)$$

где C_k – ёмкость контура; $C_{сх} = C_L + C_{МН}$ (Рис. 4. 24, б).

При работе с настроенной антенной обычно получают наибольшую передачу мощности при заданной полосе пропускания при этом избирательность незначительна. Режим бегущей волны обеспечивают согласованием волнового сопротивления фидера с входным сопротивлением приёмника

$$\left. \begin{aligned} r_A &= \frac{\omega^2 M_{opt}^2 r_{к.н}}{Z_k^2}; \\ \omega L_{св} - \frac{\omega^2 M_{opt}^2 X_k}{Z_k^2} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4. 64)$$

на фиксированной или средней частоте поддиапазона $\omega = \omega_{cp}$.

Рассогласование, кроме потери мощности, приводит к появлению повторного сигнала на входе приёмника, что создаёт искажения при приёме телевизионных и многоканальных широкополосных сообщений. Из (4.64) выражение для оптимального коэффициента связи будет

$$k_{св\ opt} = M_{opt} \cdot \sqrt{\frac{L_{св}}{L_k}} = \sqrt{\frac{Q_A + 1}{Q_A Q_H}}, \quad (4. 65)$$

где $Q_A = \frac{\omega \cdot L_{св}}{r_A}$ – условная добротность антенной цепи;

Q_H – добротность контура, нагруженного на выходе.

Эквивалентная схема входной цепи 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 .

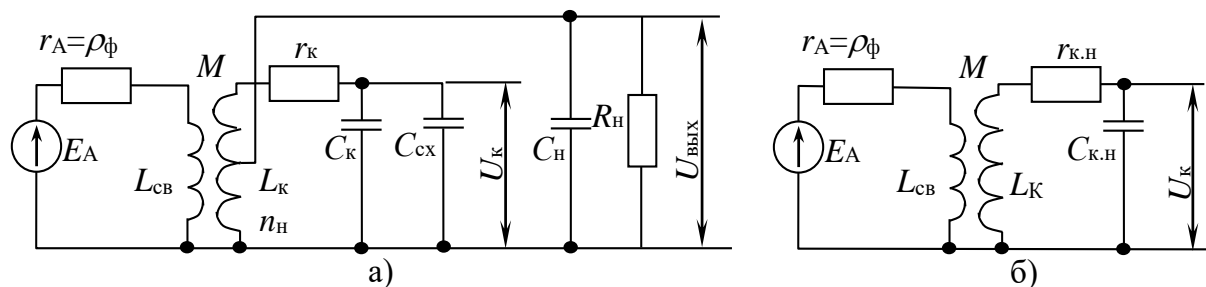


Рис. 4. 24. Эквивалентная схема ВЦ с трансформаторной связью с настроенной антенной

Минимальное значение оптимального коэффициента связи, для простой конструкции трансформатора будет при $Q_A = 1$ (Рис. 4. 25). При этом $k_{св.опт.мин} = \sqrt{\frac{2}{Q_n}}$

$$L_{св.опт} = \frac{r_A}{\omega}.$$

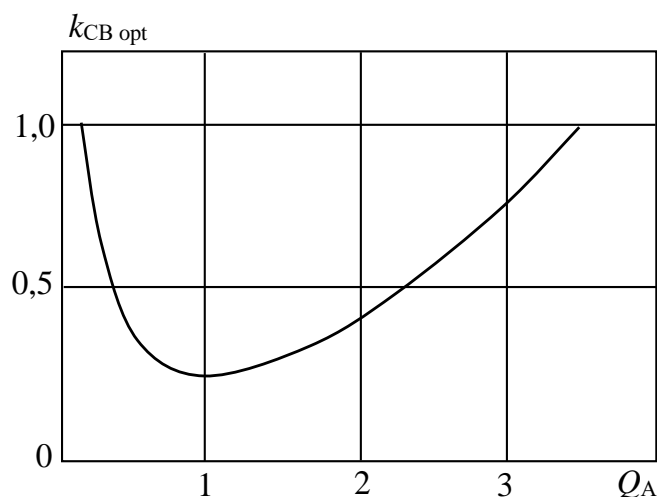


Рис. 4. 25. Зависимость оптимального коэффициента связи от добротности настроенной антенной цепи

В режиме согласования $r_{Ан} = r_{к.вн}$, эквивалентная добротность

$$Q_s = \frac{\omega L_K}{r_{к.н} + r_{Авн}} = \frac{\omega L_K}{2r_{к.н}} = \frac{Q_H}{2}, \quad (4. 66)$$

откуда $k_{\text{св.опт.мин}} = \sqrt{\frac{1}{Q_3}}$.

Максимальный коэффициент передачи при оптимальной связи, с учётом сделанных допущений

$$K_{\text{ВЦmax}} = 0,5n_{\text{н}}\sqrt{\frac{R_{0\text{н}}}{r_{\text{А}}}}, \quad (4.67)$$

где резонансное сопротивление контура с учётом действия нагрузки

$$R_{0\text{н}} = \frac{R_0}{1 + \frac{n_{\text{н}}^2 R_0}{R_{\text{н}}}}.$$

Связь с нагрузкой определяется выражением

$$n_{\text{н}} = \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{R_0} \left[\frac{Q}{2Q_3} - 1 \right]}. \quad (4.68)$$

Подставив значение (4.68) в (4.67), получим выражение $K_{\text{ВЦmax}}$ при заданной эквивалентной добротности:

$$K_{\text{ВЦmax}} = 0,5\sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{r_{\text{А}}}} \cdot \left(1 - \frac{2Q_3}{Q} \right). \quad (4.69)$$

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

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

Как видно из (4.69), при уменьшении эквивалентной добротности контура коэффициент передачи возрастает. Это обусловлено тем, что при условии $Q_3 \leq Q$ собственными потерями в контуре можно пренебречь и рассматривать его как идеальный трансформатор:

$$K_{\text{ВЦmax}} = 0,5\sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{r_{\text{А}}}}. \quad (4.70)$$

Схема одноконтурной ВЦ с автотрансформаторной связью с антенной
(Рис. 4. 26).

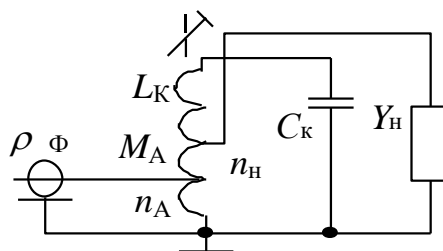


Рис. 4. 26. Эквивалентная схема ВЦ с автотрансформаторной связью с настроенной антенной

Условие согласования входной цепи с автотрансформаторной связью с антенной определяется выражением

$$r_A = n_{\text{Аопт}}^2 R_{0\text{H}} = \frac{n_{\text{Аопт}}^2 R_0}{1 + \frac{n_{\text{H}}^2 R_0}{R_{\text{H}}}}, \quad (4. 71)$$

где коэффициент включения фидера в контур

$$n_A = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{к}}} = \frac{L_A + M_A}{L_K}.$$

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

$$n_A = \sqrt{\frac{r_A}{2Q_3 \omega \cdot L_K}}; \quad (4. 72)$$

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

Выражение максимального коэффициента передачи представлено выражением (4.70), максимальный коэффициент передачи при заданной эквивалентной добротности в (4.72). Анализ условий показывает, что режим согласования не критичен к изменению коэффициента передачи вблизи значения $n_{\text{H}}/n_{\text{Hопт}}=1$. Это объясняется тем, что изменение сопротивления, вносимого в контур, компенсируется изменением коэффициента трансформации.

4.1.7. Входные цепи с электронной перестройкой по частоте

Входные цепи с электронной перестройкой частоты используются в приёмниках диапазонного типа и для настройки на фиксированную частоту. Первые

обеспечивают плавную перестройку частоты, вторые – подстройку в определённых дискретных точках диапазона. Наибольшее распространение получило электронная перестройка на варикапах, ёмкость которых зависит от величины обратного напряжения.

Достоинствами варикапов являются: малый расход мощности на управление, высокая стабильность ёмкости n - p перехода при изменении температуры окружающей среды, практически безынерционное изменение ёмкости n - p перехода, высокая добротность, широкий частотный диапазон применения варикапов, низкий уровень собственных шумов и т.д.

Недостатком варикапов является нелинейность вольтфарадной характеристики, зависящая от соотношения уровня высокочастотного воздействия и величины сигнала управления, что может приводить к нелинейным явлениям. Зависимость ёмкости и добротности варикапов от частоты, начального смещения и уровня воздействующего сигнала приводит к изменениям характеристик колебательного контура.

Для контура (Рис. 4. 27а) добротность определяется выражением

$$Q_K = \frac{Q_L Q_B}{Q_L + Q_B}, \quad (4. 73)$$

где Q_B – добротность варикапа.

Для контура (Рис. 4. 27б) определяется выражением

$$Q_K = Q_B \left(1 + \frac{C_0}{C_B} \right), \quad (4. 74)$$

где C_0 – постоянная ёмкость контура.

Добротность контура определяется добротностью индуктивной и ёмкостной ветвями контура (Рис. 4. 27в). Добротность ёмкостной ветви контура определяется выражением

$$Q_C = Q_B \left(1 + \frac{C_0}{C_2} + \frac{C_0}{C_B} \right) \cdot \left(1 + \frac{C_B}{C_2} \right). \quad (4. 75)$$

Включение последовательного конденсатора C_2 позволяет уменьшить потери, вносимые в контур варикапом, но приводит к уменьшению коэффициента

перекрытия по частоте (Рис. 4. 27, в). Для устранения этого недостатка используют схему с встречно-последовательным соединением варикапов, называемой варикапной матрицей (Рис. 4. 28б).

Добротность современных варикапов, предназначенных для перестройки частоты достигает 600 и более, а изменение ёмкости более 10 раз.

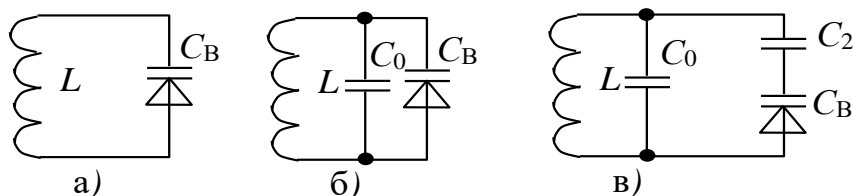


Рис. 4. 27. Эквивалентные схемы ВЦ с электронной перестройкой частоты

Вольтфарадная характеристика варикапа описывается выражением

$$C_B(U) = C_{\text{СПР}} \cdot \left(\frac{U_{\text{СПР}}}{U_{\text{УПР}}} \right)^n, \quad (4. 76)$$

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

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

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

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

Нелинейная зависимость ёмкости варикапа от управляющего напряжения приводит, при действии сигнала, к сдвигу резонансной частоты контура, а в спектре тока появляются высшие гармонические составляющие. Величина сдвига резонансной частоты и нуля фазы зависит от амплитуды воздействующего сигнала U_{mC} и описывается выражением (Рис. 4. 28, а)

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{1}{32} \left(\frac{U_{mC}}{U_{\text{УПР}}} \right)^2. \quad (4. 77)$$

Для улучшения линейности характеристики варикапов используется их встречно-последовательное соединение для перераспределения напряжение U_{mC} между варикапами, уменьшая сдвиг резонанса (Рис. 4. 28б).

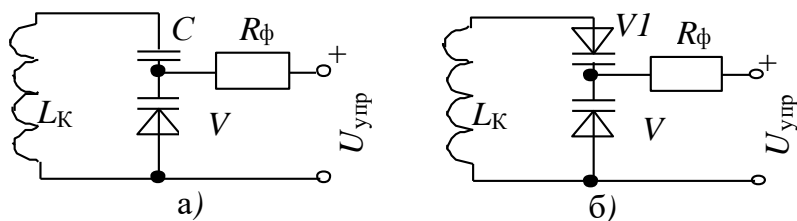


Рис. 4. 28. Схемы ВЦ с варикапом (а) и с варикапной матрицей (б)

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 и превышало величину резонансного сопротивления контура в 10...20 раз.

Зависимость емкости варикапа от напряжения управления описывается выражением

$$C_{раб}(U_{упр}) = C_{спр.} \cdot \left(\frac{U_{спр.}}{U_{упр.}} \right)^n,$$

где: $C_{спр.}$, $C_{раб.}$ – справочная и рабочая емкости варикапа, в $n\Phi$;

$U_{спр.}$ – напряжение смещения, при котором задана справочная емкость, в В;

$U_{упр.}$ – напряжение управления на варикапе, в В.

n – коэффициент аппроксимации вольтфарадной характеристики варикапа, характеризующий плавность p - n перехода.

При использовании варикапов, предпочтение отдается схеме с стречно-последовательным их включением (Рис. 4. 28б). Промышленный выпуск варикапов в виде матриц позволяет обеспечить их идентичность.

4.1.8. Шумовые свойства антенно-фидерной системы

Шумы ВЦ с транзисторным каскадом при ненастроенной антенне. Реальная чувствительность приёмника, работающего от открытой антенны, может быть получена из (2.7) при подстановке

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

$$E_A = 1,25 \cdot 10^{-10} \gamma_{вых} \sqrt{r_A \Pi_{ш} N_{ПР}} \text{ [В/м]}, \quad (4. 78)$$

где $N_{ПР}$ – коэффициент шума радиоприёмника; $\Pi_{ш}$ – шумовая полоса пропускания приёмника; $\gamma_{вых}$ – отношение сигнал/помеха (по напряжению) на выходе радиочастотного тракта приёмника.

Для приёмников *АМ*-сигналов $\gamma_{\text{вых}} \approx \gamma'_{\text{вых}} / m_{\text{АМ}}$;

для приёмников *ЧМ*-сигналов $\gamma_{\text{вых}} \approx \gamma'_{\text{вых}} / m_{\text{АМ}} B_{\text{ЧМ}}$,

где $\gamma'_{\text{вых}}$ – отношение сигнал/помеха на выходе детектора радиоприёмника, заданное в зависимости от необходимого качества работы (например, для вещательных радиоприёмников 20...26 дБ); $m_{\text{АМ}}$ – глубина амплитудной модуляции; $m_{\text{ЧМ}} = \Delta f_{\text{д}} / \Delta f_{\text{дmax}}$; $\Delta f_{\text{д}}$ – девиация частоты, принятая при измерении чувствительности; $\Delta f_{\text{дmax}}$ – наибольшая допустимая девиация частоты; $B_{\text{ЧМ}}$ – выигрыш в помехоустойчивости при переходе от АМ к ЧМ при флуктуационных помехах, где индекс частотной модуляции $\psi_m = \Delta f_{\text{дmax}} / F_{\text{max}}$; F_{max} – максимальная модулирующая частота.

Для приёмников умеренно высоких частот $N_{\text{ПР}} \approx N_{\text{ВЦ}}$, выражение для реальной чувствительности

$$E_A \approx 1,25 \cdot 10^{-10} \gamma_{\text{вых}} \sqrt{r_A \Pi_{\text{Ш}} N_{\text{ВЦ}}} \text{ [В/м]}. \quad (4.79)$$

При работе от ферритовой антенны чувствительность задают как напряжённость поля:

$$E_A \approx 1,25 \cdot 10^{-10} \gamma_{\text{вых}} \sqrt{\frac{r_A \Pi_{\text{Ш}} N_{\text{ВЦ}}}{h_{\text{д}}}} \text{ [В/м]}, \quad (4.80)$$

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

Для определения $N_{\text{ВЦ}}$ используем эквивалентную схему (Рис. 4. 29), где G'_K и G'_A – приведённые ко входу активного элемента активные проводимости контура и A , B – трансформированная со стороны входа реактивная проводимость.

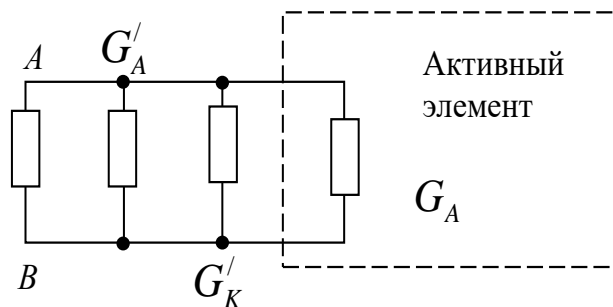


Рис. 4. 29. Шумовая модель эквивалентная схеме ВЦ и транзистора

Для одноконтурной входной цепи коэффициент шума [11]

$$N_{\text{ВЦ}} = \left[1 + \frac{G'_K}{G'_A} \right] \cdot N_{\text{ТР}} = \left[1 + \frac{r_{\text{св}}}{r_A} \right] \cdot \left[1 + \frac{r_K}{r_{\text{А.В.}}} \right] \cdot N_{\text{ТР}}, \quad (4.81)$$

где $N_{\text{ТР}}$ – коэффициент шума транзистора, который работает от генератора с внутренней проводимостью $G_{\Gamma} = G'_K + G'_A$; $r_{\text{св}}$ – сопротивление потерь катушки связи.

Коэффициент шума первого транзистора зависит от режима по постоянному току, типа каскада, рабочей частоты f_0 , а также от проводимости генератора G_{Γ} .

Зависимость $N_{\text{ТР}}$ от величины G_{Γ} имеет минимум [24]:

$$G_{\Gamma} = G_{\Gamma \text{opt}}, \quad N_{\text{ТР}} = N_{\text{ТРmin}}. \quad (4.82)$$

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:

$$N_{\text{ТР}} = 1 + G_{\Gamma} r_{\text{Б}} + \frac{DG_{\Gamma}}{2r_{\text{Э}}} \left\{ 2 \frac{1-\alpha}{\alpha} \left[\left(\frac{1}{G_{\Gamma}} + r_{\text{Б}} \right)^2 + 2r_{\text{Э}} \left(\frac{1}{G_{\Gamma}} + r_{\text{Б}} \right) \right] + \left(\frac{2}{\alpha} - 1 \right) r_{\text{Э}}^2 \right\}; \quad (4.83)$$

$$G_{\Gamma \text{opt}} = \frac{1}{r_{\text{Э}}} \sqrt{\left[1 + \frac{r_{\text{Б}}}{r_{\text{Э}}} \right]^2 + \left[\frac{\alpha}{D \cdot (1-\alpha)} \right] \cdot \left[0,5D + \frac{r_{\text{Б}}}{r_{\text{Э}}} \right]}; \quad (4.84)$$

$$N_{\text{ТРmin}} = 1 + \left[\frac{2 \cdot D \cdot (1-\alpha)}{\alpha} \right] \left[1 + \frac{r_{\text{Б}} \cdot G_{\Gamma \text{opt}} + 1}{r_{\text{Э}} G_{\Gamma \text{opt}}} \right], \quad (4.85)$$

где $r_{\text{Э}} = \frac{\varphi_{\Gamma}}{I_{\text{Э0}}} = \frac{25,6 \cdot 10^{-3}}{I_{\text{Э0}}}$ – сопротивление эмиттерного p - n перехода при темпера-

туре 20°C ; $r_{\text{Б}}$ – 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 $N_{\text{ДР}} \cong 4 N_{\text{ТР}}$. Минимизация шумов транзистора может быть обеспечена за счёт подбора связи контура с транзистором:

$$n_{\text{H.Ш}} = \sqrt{\frac{G_{\text{КА}}}{G_{\text{Гopt}}}}, \quad (4.86)$$

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 сопротивлением антенны.

Другой путь уменьшения шумов ВЦ – оптимизация связи между контуром и антенной. Как видно из выражения (4.81), уровень шумов падает с увеличением отношения

$$\frac{r_{\text{А.В.}}}{r_{\text{К}}} = \frac{X_{\text{СВ}}^2 r_{\text{А}}}{Z_{\text{А}}^2 r_{\text{К}}} \approx \left[\frac{k_{\text{СВ}}}{k_{\text{СВ.opt}}} \right]^2 \frac{Q}{Q_{\text{H}}} = \text{const} \left[\frac{k_{\text{СВ}}}{k_{\text{СВ.opt}}} \right]^2 \quad (4.87)$$

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

Для минимизации шумов следует выбирать с учётом (4.85) $\left(\frac{r_{\text{АВH}}}{r_{\text{К}}} \right)_{\text{Ш}} = 5 \dots 10$

$$k_{\text{СВ.Ш}} = (2 \dots 3) \cdot k_{\text{СВ.opt}}. \quad (4.88)$$

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

Разумный компромисс для приёмников умеренно высоких частот имеет место при условии $\frac{r_{\text{АВH}}}{r_{\text{К}}} \leq 0,25$, откуда с учётом $\frac{Q}{Q_{\text{H}}} = 1,2 \dots 2$.

$$k_{\text{СВ.}\sigma\text{.Ш}} = (0,3 \dots 0,5) \cdot k_{\text{СВ.opt}}; \quad G_{\text{КА}} \leq \frac{1,25}{\omega_0 L_{\text{К}} Q}. \quad (4.89)$$

Шумы ВЦ с настроенной антенной. Расчёт шумов ВЦ 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. 4.26). Условие согласования проводимостей нагруженного контура с проводимостью, вносимой

антенной, и условие согласования транзистора по минимуму шума (4. 82) образуют систему [11]

$$n_A^2 G_A = G_K + n_H^2 G_H ;$$

$$\frac{G_K + n_A^2 G_A}{n_H^2} = G_{\Gamma.opt} , \quad (4. 90)$$

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

$G_A = 1/\rho_\phi$ – проводимость антенны;

$G_K = 1/R_0$ – резонансная проводимость контура.

Отсюда коэффициенты включения

$$n_H = \sqrt{2G_K / (G_{\Gamma.opt} - G_H)} ; \quad (4. 91)$$

$$n_A = n_H \sqrt{(G_{\Gamma.opt} + G_H) / 2G_A} , \quad (4. 92)$$

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

Коэффициент шума определяют по упрощённой формуле

$$N_{ВЦ} = \left(1 + \frac{\rho_\phi}{n_A^2 R_0} \right) N_{ТР} . \quad (4. 93)$$

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

$$N_{ВЦ} = 1 + G'_K / G'_A + G_H / G'_A + R_{ш} (G_A + G'_K + G_H^2) / G'_A , \quad (4. 94)$$

где $G'_K = G_K$ (Рис. 4. 29).

Тепловые шумы в токопроводящем канале характеризуются шумовым сопротивлением

$$R_{ш} \approx \frac{0,6...0,75}{S} , \quad (4. 95)$$

где S – крутизна характеристики полевого транзистора (1.8).

Коэффициент шума ПТ на СВЧ ниже, чем у биполярных.

Коэффициент шума всего радиоприёмника определяется выражением

$$N_{пр} = L_{ВХ} \left[N_{ВЦ} + \frac{N_1 - 1}{K_{РВЦ}} + \frac{N_2 - 1}{K_{РВЦ} K_{Р1}} + \frac{N_3 - 1}{K_{РВЦ} K_{Р1} K_{Р2}} + \dots \right] , \quad (4. 96)$$

где $L_{ВХ}$ – затухание входного тракта радиоприёмного устройства, равное обратной величине коэффициента передачи от антенны до ВЦ;

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

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

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

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

Выражение (4.96) показывает, что коэффициент шума приёмника, а значит и чувствительность, определяется величиной затухания входного тракта, коэффициентом шума и коэффициентом передачи ВЦ, а также коэффициентом передачи по мощности последующего устройства.

Коэффициент шума контура с электронной перестройкой частоты на варикапах (Рис. 4. 27, а и Рис. 4. 28, б) определяется формулой [16]

$$N = 1 + \frac{qI_{\text{ОБР}}R_{0Э}}{2 \cdot k \cdot T_0}, \quad (4.97)$$

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

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

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

При включении в контур конденсатора C_2 (Рис. 4. 28, а), то коэффициент шума рассчитывается по формуле

$$N = 1 + \frac{qI_{\text{ОБР}}m^2R_{0Э}}{2 \cdot k \cdot T_0}, \quad (4.98)$$

где $m = \frac{C_2}{C_2 + C_B}$ – коэффициент включения варикапа.

Включение конденсатора C_2 уменьшает коэффициент шума.

4.2. Селективные усилители радиосигналов радиоприёмников

4.2.1. Общие сведения и структура селективных усилителей

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 перестраиваемые, с фиксированной настройкой частоты и служат для обеспечения предварительной избирательности и повышения чувствительности приёмника.

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

Селективные усилители радиосигналов 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 распределённой);
- по конструктивному исполнению (избирательные цепи с сосредоточенными и распределёнными параметрами);
- по виду цепей, обеспечивающих селективность (отрезки линий с распределёнными параметрами, отрезки волноводов, полосовые фильтры и др);
- по виду ФЧХ (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, малые собственные шумы и высокую степень линейности амплитудной характеристики, широкий динамический диапазон входных воздействий на входе УРЧ.

2. Обеспечение в приёмнике диапазонного типа заданный диапазон его перестройки.

3. Малая температурная зависимость основных качественных показателей усилителя радиочастоты.

При определении конкретных требований к УПЧ учитываются:

1. Заданная избирательность по соседнему каналу.
2. Устойчивость коэффициента усиления.
3. Обеспечение заданной функциональной зависимости амплитудной характеристики УПЧ (линейной, логарифмической, ограничительной).
4. Малая температурная зависимость все качественных показателей.

Структурная схема селективного усилителя радиосигналов состоит из каскадов, построенных с использованием базового усилительного элемента (УЭ 1, УЭ 2), согласующих цепей (СЦ 1, СЦ 2), полосового фильтра (ПФ) (Рис. 4. 30).

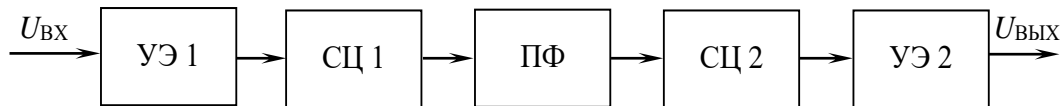


Рис. 4. 30. Структурная схема каскада селективного усилителя

В качестве УЭ может быть использован любой усилительный каскад на биполярных, полевых транзисторах, ИМС и др. Сложность реализации избирательной цепи или системы определяется из условия обеспечения заданной избирательности, коэффициента передачи и запаса устойчивости.

4.2.2. Усилители радиочастоты

В УРЧ наибольшее распространение получили базовые УЭ на основе одиночных каскадов на биполярных и полевых транзисторах на дискретных элементах или по интегральной технологии. Избирательные цепи, как правило, строятся на основе одиночного колебательного контура. До частот метрового диапазона используют колебательный контур с автотрансформаторным включением базового УЭ. При сложности физической реализации заданного коэффициента включения используют трансформаторную или внутреннеемкостную связь с усилительным каскадом.

Для анализа свойств УРЧ, УЭ заменяют однонаправленными линейными моделями в виде эквивалентной схемы (Рис. 4. 31, а).

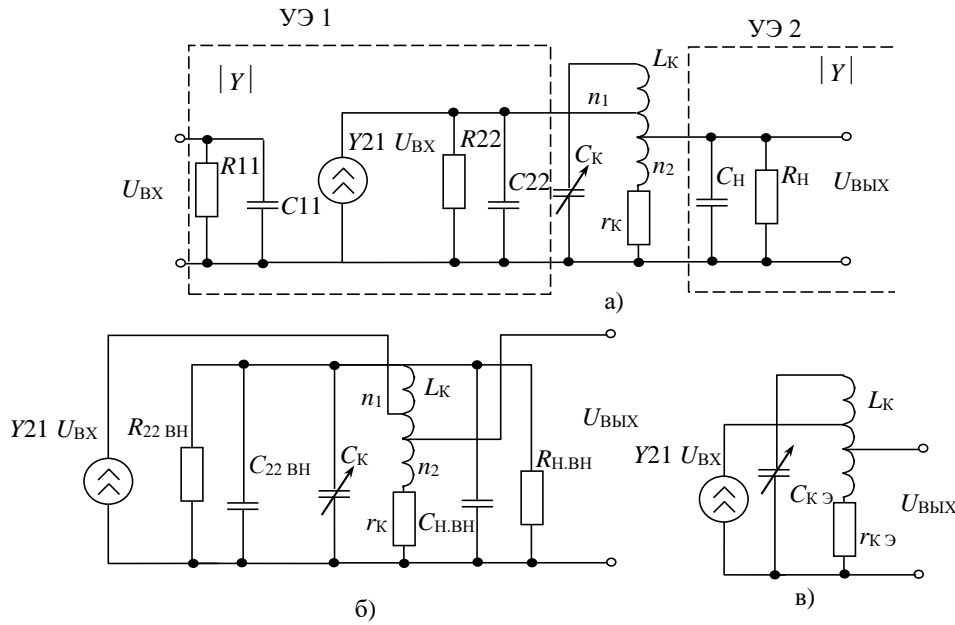


Рис. 4. 31. Эквивалентная схема УРЧ с одиночным колебательным контуром
Основные расчётные соотношения для усилителей с одиночными колебательными контурами представляются в виде Y - параметров.

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

При использовании однотипных УЭ $Y_{11} = Y_H$. Осуществив пересчёт параметров УЭ 1 и УЭ 2 для полного их включения в контур, получим эквивалентную схему (Рис. 4. 31, б)

$$\begin{aligned} R_{22.ВН} &= \frac{R_{22}}{n_1^2}, & R_{H.ВН} &= \frac{R_H}{n_2^2}; \\ C_{22.ВН} &= C_{22} \cdot n_1^2, & C_{H.ВН} &= C_H \cdot n_2^2; \\ n_1 &= \frac{\varpi_1}{\varpi_K}, & n_2 &= \frac{\varpi_2}{\varpi_K}, \end{aligned}$$

где ϖ_1 , ϖ_2 , ϖ_K – число витков относительно нулевого потенциала первого, второго коэффициента включения в контур соответственно.

Эквивалентная ёмкость одиночного контура имеет вид (Рис. 4. 31, в)

$C_{К.Э} = C_K + C_{22.ВН} + C_{H.ВН} = C_K + n_1^2 \cdot C_{22} + n_2^2 \cdot C_H$, а эквивалентное сопротивление потерь, добротность и резонансное сопротивление

$$r_{К.Э} = r_K + r_{22.ВН} + r_{H.ВН}; \quad Q_э = \frac{\omega_0 L_K}{r_{К.Э}}; \quad R_{0э} = Q_э \omega_0 L_K.$$

Коэффициент усиления на произвольной частоте определяется выражением

$$K(f) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{n_1 n_2 |Y_{21}| R_{\text{o.e.}}}{\sqrt{1 + \xi^2}}. \quad (4.99)$$

Резонансный коэффициент передачи

$$K_0 = n_1 n_2 |Y_{21}| R_{\text{o.e.}}. \quad (4.100)$$

На стадии проектирования УРЧ исходят из условия оптимизации фильтра по заданным требованиям избирательности и неравномерности АЧХ в пределах полосы пропускания. Это позволяет передать максимальную мощность от одного УЭ к другому, при сохранении полосы пропускания, с учётом влияния нагрузки и необходимости согласования будет

$$G_0 + n_1^2 G_{22} = n_{2\text{opt}}^2 G_{\text{H}}, \quad (4.101)$$

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

Оптимальный коэффициент трансформации с нагрузкой

$$n_{2\text{opt}} = \sqrt{\frac{G_0 + n_1^2 G_{22}}{G_{\text{H}}}}. \quad (4.102)$$

Оптимальный коэффициент передачи при резонансе

$$K_{0\text{opt}} = \frac{|Y_{21}| \cdot \sqrt{R_{22} R_{\text{H}}}}{2 \sqrt{\frac{R_{22}}{n_1^2} R_0 + 1}}. \quad (4.103)$$

Эквивалентная добротность контура УРЧ

$$Q_{\text{Э}} = \frac{Q_{\text{к}}}{2 \left[\frac{n_1^2 R_0}{R_{22}} + 1 \right]}. \quad (4.104)$$

Передачные свойства УРЧ связывается с величиной индуктивности катушки. Поэтому её выбирают так, чтобы вносимая в контур ёмкость не превышала допустимой величины эквивалентной ёмкости контура в целом. В диапазонных УРЧ используют одиночные колебательные контура, а с фиксированной настройкой допускается применение сложных избирательных цепей.

4.2.3. Усилители промежуточной частоты

Структурные схемы УПЧ строятся по принципу распределённой или сосредоточенной избирательности. При *распределённой* реализации избирательность и усиление осуществляются поочерёдным каскадированием избирательных и усилительных звеньев, а при *сосредоточенной* – отдельным функциональным узлом – фильтром сосредоточенной селекции (ФСС) и многокаскадным апериодическим усилителем.

При построении УПЧ по схеме *распределённой 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

$$П_1 = П \cdot \Psi(n), \quad (4.105)$$

где $\psi(n)$ – функция расширения полосы пропускания, зависящая от типа и количества избирательных цепей; $П_1, П$ – полоса пропускания одного каскада и всего усилителя соответственно.

Эквивалентное затухание одного контура определяется:

$$d_{\text{э}} = \frac{П_1}{f_0} = d_1 \cdot \psi(n), \quad \text{где } d_1 = \frac{П}{f_0} \text{ – единичное затухание; } f_0 \text{ – резонансная}$$

частота.

Резонансный коэффициент усиления всего усилителя:

$$K_0 = \frac{K_1^k}{\Phi(n)}, \quad (4.106)$$

где $K_1 = \frac{m_1 m_2 |Y_{21}|}{2\pi C_{\text{э}} П}$ – коэффициент одного (единичного) каскада; k – число усилительных каскадов; m_1 и m_2 – коэффициенты включения в контур усилительного прибора и входа следующего каскада; $|Y_{21}|$ – модуль крутизны усилительного прибора; $C_{\text{э}}$ – полная эквивалентная ёмкость контура; $\Phi(n) = [c \cdot \Psi(n)]^n$, c – коэффициент, зависящий от типа избирательных систем.

Коэффициент прямоугольности УПЧ зависит от уровня отсчёта:

$$K_{\text{П,отс}}(n) = \frac{2 \cdot \Delta f_{\text{отс}}}{П_{\text{пр}}}. \quad (4.107)$$

В зависимости от типа резонансных систем в нагрузке n каскадного УПЧ с распределённой избирательностью нормированные АЧХ $y(f)$, ФЧХ $\varphi(f)$, $\psi(n)$, $\Phi(n)$ и $K_{\text{П,отс.}}(n)$ тракта определяются выражениями:

для одиночных настроенных контуров

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

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

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

где $\xi = Q_{\text{Э}} \cdot x = Q_{\text{Э}} \cdot \left(\frac{f_c}{f_0} - \frac{f_0}{f_c}\right)$; ξ – обобщённая расстройка; x – относительная расстройка; f – текущая частота; f_0 – резонансная частота;

для пары расстроенных контуров при критической расстройке

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

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

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

для двух связанных контуров при критической связи

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

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

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

В УПЧ с фиксированной настройкой частоты используются многосвязные фильтры с *сосредоточенной селекцией* (ФСС) (Рис. 4. 32).

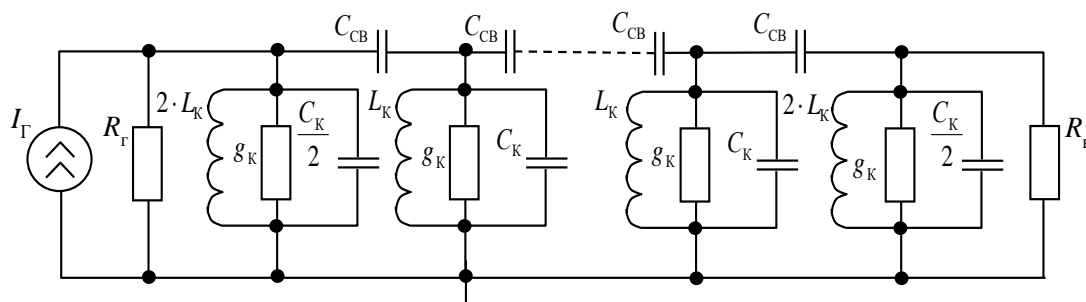


Рис. 4. 32. Эквивалентная схема n - звеного ФСС

Основными техническими ФСС характеризуются потерями каждого звена L_0 на резонансной частоте f_0 . Зависимости обратной величины функции расширения $\psi(n)$ от числа звеньев от 1 до 9 для звеньев с потерями L_0 0.25, 0.5 и 0.75 дБ представлены на рисунке (Рис. 4. 33) [36].

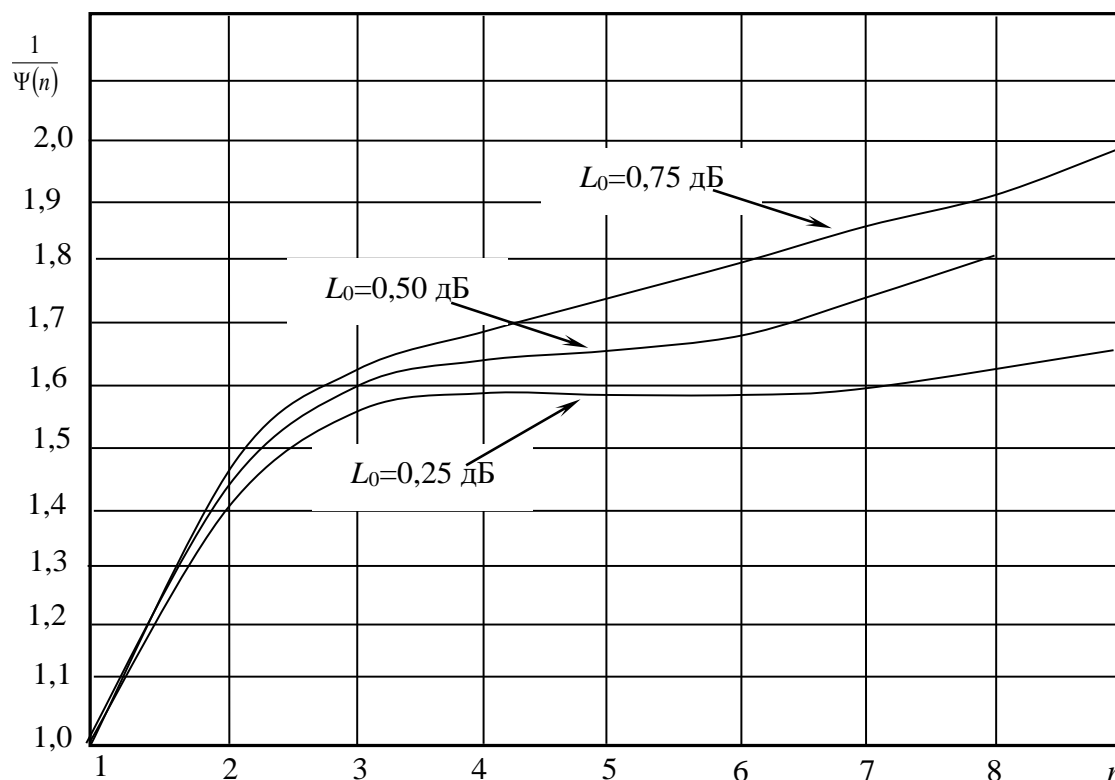


Рис. 4. 33. Зависимости функции расширения от числа звеньев ФСС при заданных требованиях потерь

Выбор числа звеньев ФСС при заданных требованиях избирательности, величины потерь и коэффициента прямоугольности K_{Π} представлены на (Рис. 4. 34) [36].

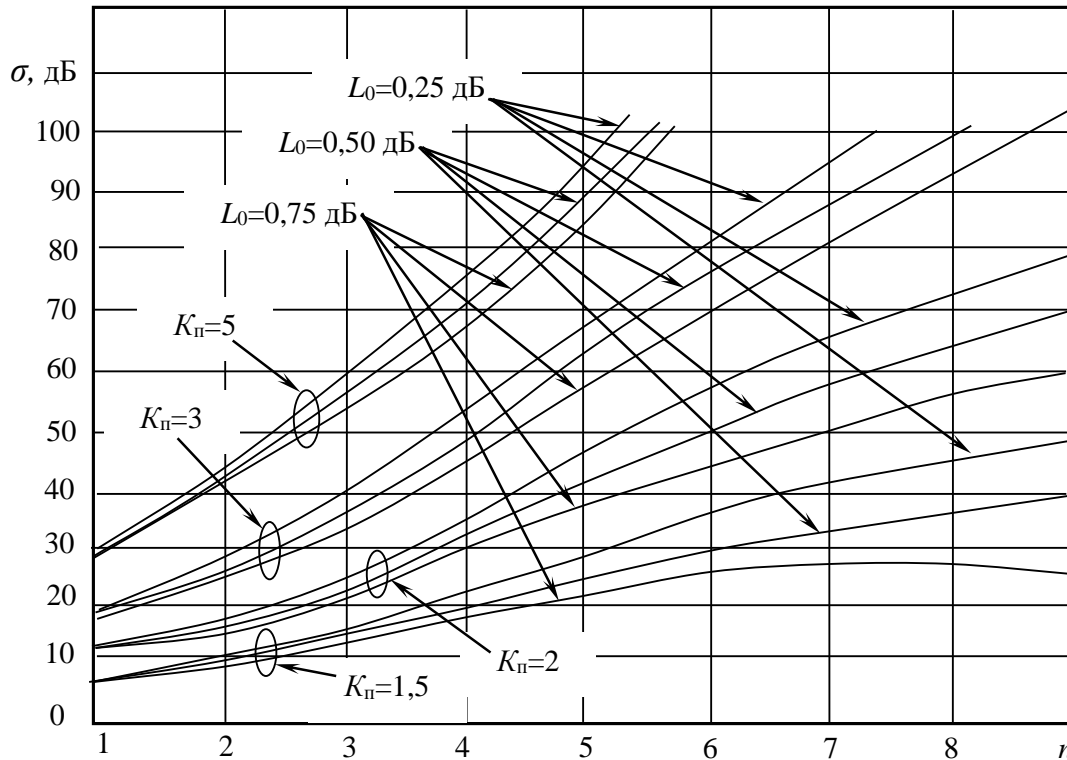


Рис. 4. 34. Зависимости избирательности ФСС от потерь, коэффициента прямоугольности от числа звеньев

Усилители промежуточной частоты, предназначенные для обработки импульсных радиосигналов, имеют свои особенности. В УПЧ проявляются нестационарные процессы, обусловленные переходными процессами. В таких усилителях искажаются как форма несущей, так и форма огибающей радиосигнала. Искажения возникают в сложных избирательных системах вследствие биений между вынужденными и собственными колебаниями. Искажения формы огибающей радиоимпульса, характеризуется величиной выброса, измеряемой в процентах [15, 16].

4.2.4. Шумовые свойства усилителей радиочастоты

Шумовые свойства УРЧ определяют чувствительность всего приёмника, поэтому необходим выбор типа усилителя, УЭ, режима и схемы включения. В диапазонах ДВ, СВ, КВ, где шумовые характеристики усилителей не оказывают

влияния на чувствительность радиоприёмника и определяется в основном полосой его пропускания. В диапазоне УКВ и менее длин волн чувствительность определяется шумовыми свойствами ВЦ и УРЧ.

Выбор УЭ для УРЧ зависит от назначения приёмника, условий эксплуатации, диапазона рабочих частот, требований к чувствительности.

Выбор биполярных транзисторов. При выборе биполярных транзисторов необходимо учитывать их свойства, отрицательно влияющие на характеристики приёмника в целом:

- большая нелинейность проходной характеристики;
- значительная внутренняя обратная связь, снижающая устойчивость усилителя;
- большие значения входной и выходной ёмкостей, ухудшающие избирательность и коэффициент перекрытия по частоте для диапазонных приёмников;
- сильная зависимость параметров каскада от изменения температуры окружающей среды.

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

$$f_T \geq (3 \dots 5) f_{0\max}, \quad (4.108)$$

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

Эквивалентное шумовое сопротивление определяется соотношением

$$R_{\text{ш}} \approx \frac{20 \cdot I_{\text{ок}}}{|Y_{21}|^2}, \quad (4.109)$$

эквивалентная шумовая проводимость

$$G_{\text{ш}} \approx 20 \cdot I_{\text{ок}} \frac{1 - \alpha_0}{\alpha_0}, \quad (4.110)$$

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

α_0 – статический коэффициент передачи по току в схеме с ОБ;

$|Y_{21}|$ – 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 радиоприёмного устройства [11].

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.

Для расчёта коэффициента шума каскада с ОЭ можно воспользоваться выражением (4. 83), а для приближенной оценки коэффициента шума однокаскадного усилителя до 4 ГГц достаточно использовать выражение [1].

$$N_{урч} \approx 2 \cdot N_T, \quad (4. 111)$$

где N_T – справочное значение транзистора при заданном токе эмиттера.

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

Выбор полевых транзисторов (ПТ). Полевые транзисторы (ПТ) имеют ряд преимуществ по сравнению с биполярными транзисторами [11]:

- высокая линейность зависимости крутизны от управляющего напряжения, что позволяет обеспечить малые нелинейные искажения;
- малый коэффициент шума в диапазоне ВЧ и СВЧ;
- малые значения входной и выходной ёмкостей;
- малая мощность управляющего напряжения.

Для обеспечения высокой чувствительности радиоприёмника необходим выбор полевых транзисторов с малым коэффициентом шума. Величина шумового сопротивления определяется выражением (4.94), коэффициент шума (4.95). Выбор ПТ, точки зрения построения малошумящего усилительного каскада, целесообразен на частотах более 3 ГГц.

Выбор микросхем. При построении структурной схемы приёмника часто используют микросхемы.

При расчёте коэффициента шума достаточно использовать выражение

$$N_{\text{урч}} \approx 2 \cdot N_{\text{ис}}. \quad (4.112)$$

Коэффициент шума многокаскадного усилителя определяется

$$N_{\text{усил}} = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{\text{P1}}} + \frac{N_3 - 1}{K_{\text{P1}} \cdot K_{\text{P2}}} + \frac{N_4 - 1}{K_{\text{P1}} \cdot K_{\text{P2}} \cdot K_{\text{P3}}} + \dots, \quad (4.113)$$

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

$K_{\text{P1}}, K_{\text{P2}}, \dots$ – коэффициенты передачи по мощности 1-го и последующих каскадов.

Для оценки чувствительности радиоприёмника достаточно определить коэффициент шума первых двух, трёх каскадов усилителя на входе радиоприёмного устройства.

4.3. Преобразователи частоты радиоприёмных устройств

4.3.1. Общие сведения о преобразовании частоты

Преобразователь частоты – это устройство, осуществляющее перенос спектра сигнала из одной области радиочастотного диапазона в другую при сохранении структуры сигнала. В состав преобразователя входят: смеситель, гетеродин, нагрузка и представляет собой шестиполюсник (Рис. 4.35), выходной спектр которого характеризуется каналами определяемые выражением (3.1) (Рис. 3.7).

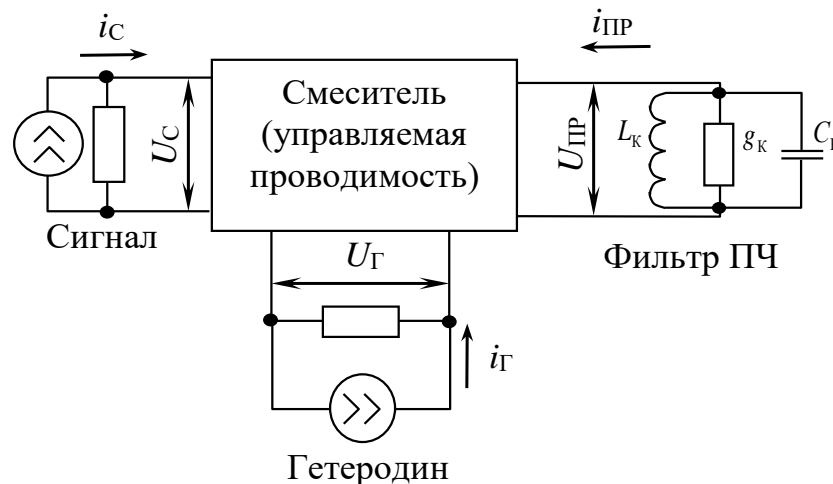


Рис. 4.35. Эквивалентная схема преобразователя частоты

Преобразование частоты происходит в результате перемножения двух косинусоидальных напряжений сигнала и гетеродина

$$U_C = u_c \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_c)$$

$$U_{\Gamma} = u_{zem} \cdot \cos(\omega_{zem} t)$$

При перемножении напряжений появляются комбинационные составляющие частот

$$U_C \cdot U_{\Gamma} = 0.5 u_c \cdot u_{zem} \cdot \cos[(\omega_{zem} \pm \omega_c) \cdot t \pm \varphi_{zem}].$$

При условии $U_C \ll U_{\Gamma}$, смеситель представляет, управляемой гетеродином, проводимость, а на выходе преобразователя частот фильтр выделяется напряжение промежуточной частоты

$$U_{\text{ПР}} = u_{np} \cdot \cos(\omega_{np} t + \varphi_{np}).$$

При малом напряжении сигнала, выходная проводимость смесителя меняется по закону изменения напряжения гетеродина (Рис. 4. 36). При увеличении напряжения гетеродина (Рис. 4. 36 а) исходное положение постоянной составляющей нелинейного элемента с управляемой гетеродином проводимостью (точка 1) сдвигается в область максимального изменения проводимости (крутизны) ВАХ смесителя (точка 2) (Рис. 4. 36 б). С увеличением напряжения гетеродина (а) увеличивается его выходной ток $i_{\text{гет}}$ (б), а также угол отсечки выходного тока гетеродина, обогащая выходной спектр смесителя новыми спектральными составляющими (Рис. 4. 36 б).

При подаче на вход смесителя сигнала основного $f_{\text{осн}}$ или зеркального канала $f_{\text{зер}}$ и увеличении напряжения гетеродина, увеличивается напряжение промежуточной частоты на выходе до момента перехода режима по постоянному току из точки (1) в точку (2). При подаче на вход смесителя сигнала промежуточной частоты $f_{\text{пр}}$ смеситель работает в режиме усилителя. Поэтому при увеличении амплитуды гетеродина и изменения положения рабочей точки в область запираения, коэффициент передачи (усиления) смесителя, до момента перехода в точку (2) (Рис. 4. 36 а, б, в).

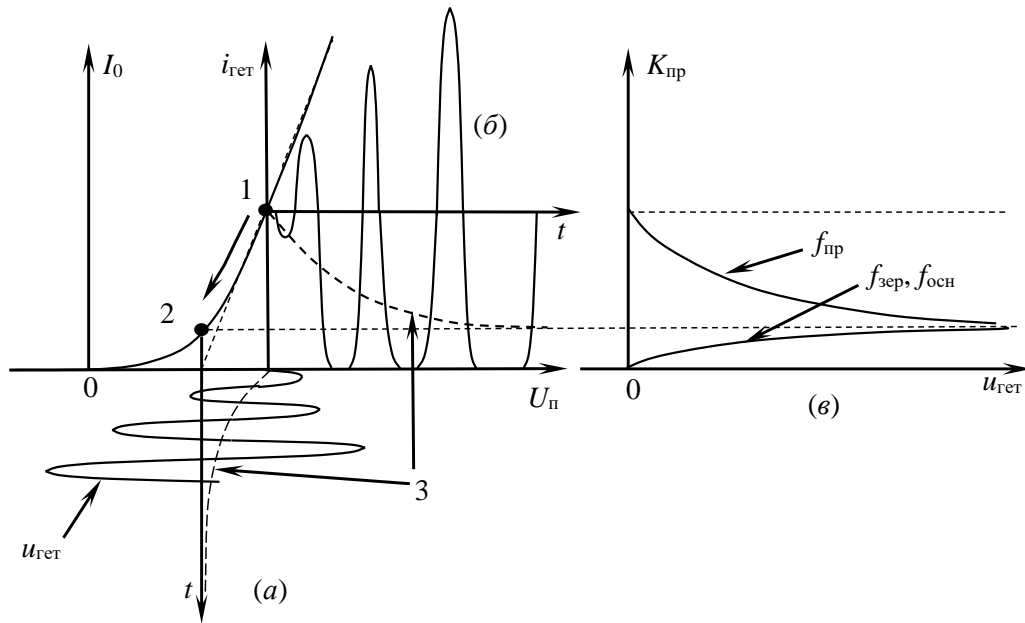


Рис. 4. 36. Иллюстрация процесса преобразования частоты в нелинейном элементе с управляемой проводимостью

При установке положения рабочей точки равное нулю, процесс управления проводимостью (крутизной) смесителя под воздействием изменения напряжения гетеродина сопровождается переходом из точки 0 в точку 2 (Рис. 4. 36. б). Различие процесса преобразования от предыдущего случая в том, что при увеличении амплитуды гетеродина проводимость в режиме преобразования и усиления увеличивается до момента перехода исходного режима по постоянному току из точки 0 в точку 2, крутизна преобразования меньше крутизны усиления (Рис. 4. 36, б). При установке исходного режима смесителя в точке (2) изменения выходной проводимости смесителя под воздействием напряжения гетеродина будут минимальны, а значит режим преобразования будет неблагоприятным (Рис. 4. 36, в).

Анализ процесса преобразования указывает на предпочтении случая, когда исходная рабочая точка находится на линейном участке ВАХ управляемой проводимости. При установке ВАХ в нулевом режиме, эффективность преобразования существенно выше, а динамический диапазон входного (полезного) сигнала больше.

4.3.2. Анализ передаточных свойств преобразователя частоты

Для простоты анализа шестиполюсник (Рис. 4. 35) преобразуем в четырёх-полюсник (Рис. 4. 37), активная проводимость которого меняется с частотой гетеродина. В этом случае выходной ток зависит от напряжений сигнала, гетеродина и промежуточной частоты $i_{\text{ВЫХ.}} = f(u_c, u_{\Gamma}, u_{\text{ПР.}})$.

Выходной ток преобразователя частоты определяется статической характеристикой управляемой проводимости. Если все напряжения являются гармоническими, то выходной ток будет содержать различные комбинационные частоты, выделяющиеся контуром смесителя.

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_c &= S_{\text{ОБР}} \dot{U}_{\text{ПР}} + G_{\text{ВХО}} \dot{U}_c, \\ \dot{I}_{\text{ПР}} &= S_{\text{ПР}} \dot{U}_c + G_{\text{ПР.}} \dot{U}_{\text{ПР}} \end{aligned} \right\} \quad (4. 114)$$

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

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

Уравнения (4.114) описывают процессы, происходящие в преобразователе частоты (Рис. 4. 37 а). Крутизна преобразования $S_{\text{ПР.}}$ – отношение амплитуды выходного тока промежуточной частоты к амплитуде напряжения входного сигнала при закороченном выходе (Рис. 4. 37 б).

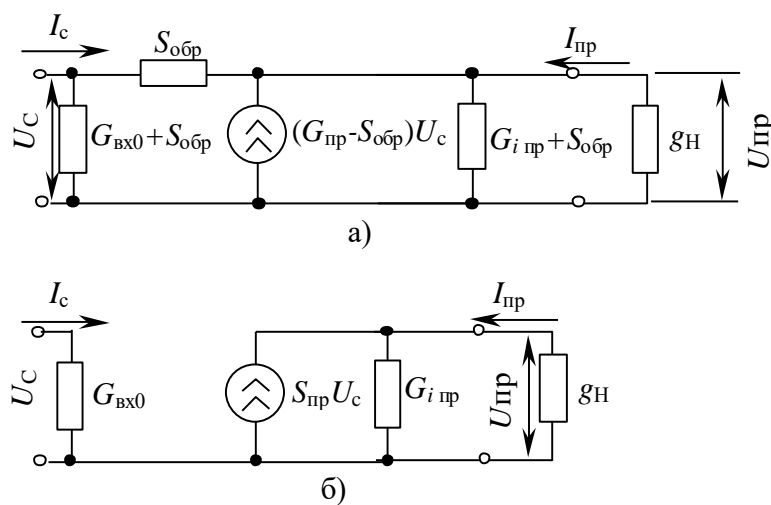


Рис. 4. 37. Эквивалентные схемы преобразователей частоты

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

$$S_{\text{пр.}m} = \frac{1}{2} S_n. \quad (4.115)$$

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

$$S(t) = S_0 + \sum_{n=1}^{\infty} S_n \cos(n\omega_{\text{гет.}}t), \quad (4.116)$$

где S_0 – постоянная составляющая крутизны.

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

$$S_0 = \int_0^{T/2} S(t) d\omega_{\text{гет.}}t = \frac{1}{\pi} \int_0^{\Theta} S \cdot d\omega_{\text{гет.}}t = \frac{\Theta}{\pi} S; \quad (4.117)$$

$$S_0 = \int_0^{T/2} S(t) \cos\left(\frac{2\pi\omega_{\text{гет.}}t}{T}\right) d\omega_{\text{гет.}}t = \frac{2}{\pi} \int_0^{\Theta} S \cos(m\omega_{\text{гет.}}t) d\omega_{\text{гет.}}t = \frac{2S \sin(m\Theta)}{m\pi} \quad (4.118)$$

Коэффициент передачи преобразователя:

$$K_{\text{пр.}} = -\frac{S_{\text{пр.}}}{G_{\text{мпр.}} + g_{\text{н}}}, \quad (4.119)$$

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:

$$K_{0\text{пр.}} = \frac{S_{\text{пр.}} R_{0\text{э}} m_{\text{к}} m_{\text{б}} \eta}{1 + \eta^2}. \quad (4.120)$$

Если на выходе смесителя в качестве нагрузки используется ФСС с $K_{\text{фсс}}$, то:

$$K_{0\text{пр.}} = S_{\text{пр.}} R_{0\text{э}} m_{\text{к}} m_{\text{б}} \rho K_{\text{фсс}}; \quad (4.121)$$

$$K_{\text{обр}} = -\frac{S_{\text{обр}}}{g_c + g_{\text{вх0}}}, \quad (4.122)$$

где g_c – проводимость источника сигнала.

Входная проводимость смесителя определяется выражением

$$G_{\text{вх.пр}} = G_{\text{вх.0}} - \frac{S_{\text{обр}} S_{\text{пр}}}{G_{\text{мпр}} + g_n}. \quad (4.123)$$

Выходная проводимость смесителя

$$G_{\text{вых.пр}} = G_{\text{мпр}} - \frac{S_{\text{обр}} S_{\text{пр}}}{G_{\text{вх0}} + g_c}. \quad (4.124)$$

Если обратное преобразование отсутствует, то:

$$G_{\text{вх.пр}} = G_{\text{вх0}}; \quad G_{\text{вых.пр}} = G_{\text{мпр}}. \quad (4.125)$$

Необходимо отметить, что для обеспечения квазилинейного режима работы смесителя необходимо условие $U_c < U_{\text{гет}}/10$ при $U_c < (40-60)$ мВ, где U_c и $U_{\text{гет}}$ – амплитуды напряжений сигнала и гетеродина на входе смесителя.

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 и более.

4.3.3. Шумовые свойства преобразователей частоты

Коэффициент шума преобразователя на усилительных элементах [1]

$$N_{\text{пр}} = 1 + \frac{U_{\text{ш.пр}}^2 g_n}{P_{\text{ш0}} K_{\text{пр}}^2}, \quad (4.126)$$

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 на том же усилительном элементе, в 1,5...2 раза больше. Это объясняется тем, что в режиме коэффициент преобразования по мощности меньше усиления.

В радиоприёмниках внешние шумы по зеркальному каналу подавляются избирательными цепями преселектора. Однако шумовые свойства преобразователей зависят не только от преселектора и смесителя, но и от вклада шумов зеркального канала, образованных за счёт нестабильности гетеродина, проявляющиеся в виде фазовых шумов. Это увеличивает коэффициент шума приёмника в два раза или 3 дБ (по мощности) (Рис. 4. 38).

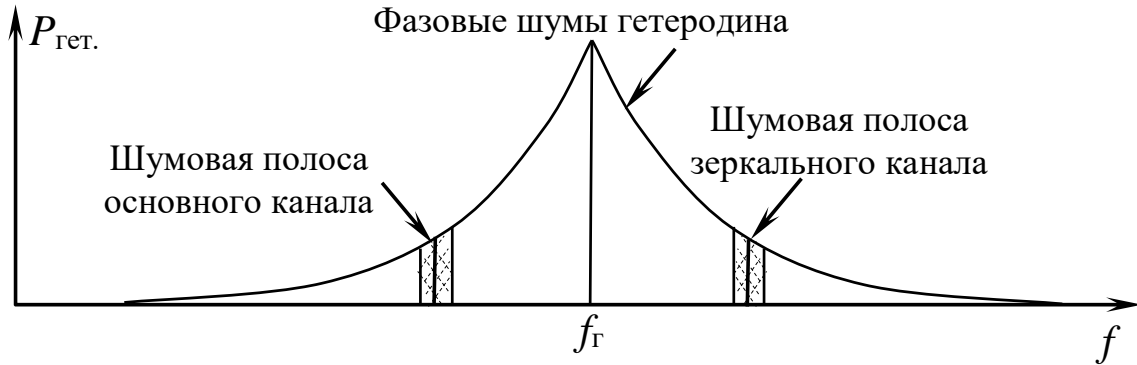


Рис. 4. 38. Структурная схема преобразователя частоты с фазовым подавлением шумов гетеродина по зеркальному каналу

Для уменьшения влияния шумов применяют преобразователи с фазовым их подавлением (Рис. 4. 39).

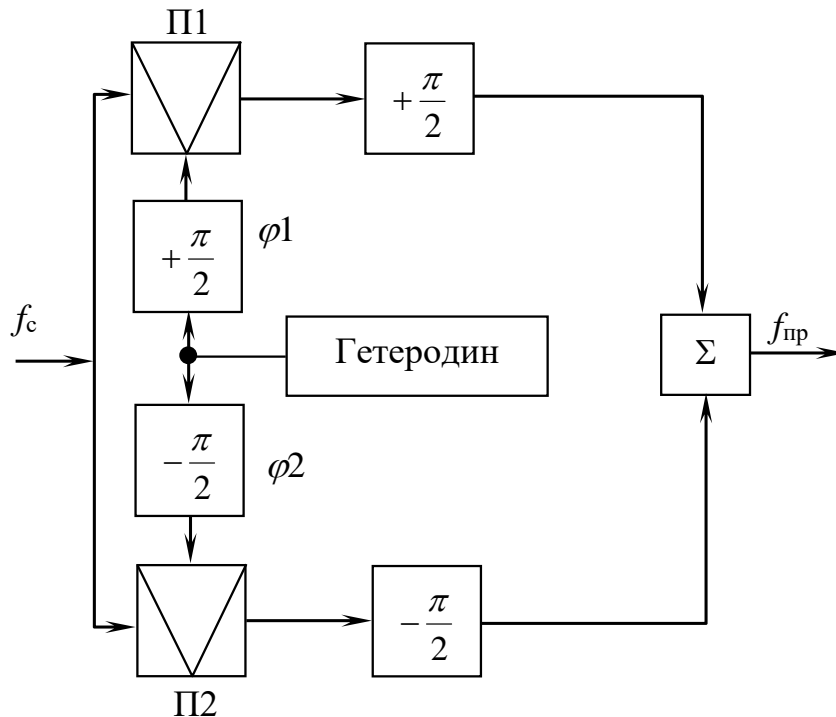


Рис. 4. 39. Структурная схема преобразователя частоты с фазовым подавлением шумов гетеродина по зеркальному каналу

Сигнал подводится к входам преобразователей Π_1 и Π_2 в фазе, а гетеродин осуществляет сдвиг на $\pi/2$, в фазовращателях φ_1 и φ_2 . После дополнительного сдвига сигналы подаются на сумматор. Напряжения промежуточной частоты из основного канала, суммируются и удваиваются, а напряжения промежуточной частоты из зеркального канала, будучи в противофазе, уменьшается на 20 дБ, что даёт преимущество при её использовании в приёмниках ВЧ- и СВЧ-диапазона.

В современных радиоприёмниках СВЧ, КВЧ диапазонах используются балансные смесители на малошумящих диодах и полевых транзисторах с барьером Шотке.

4.4. Детекторы радиоприёмных устройств

4.4.1. Общие сведения и структура детекторов радиосигналов

Детектор – часть радиоприёмного устройства, выделяющего огибающую (модуляцию) несущей входного радиосигнала и может быть выполнен на основе нелинейного элемента или цепей с периодически изменяемыми параметрами (синхронный, асинхронный детектор) (Рис. 4. 40).

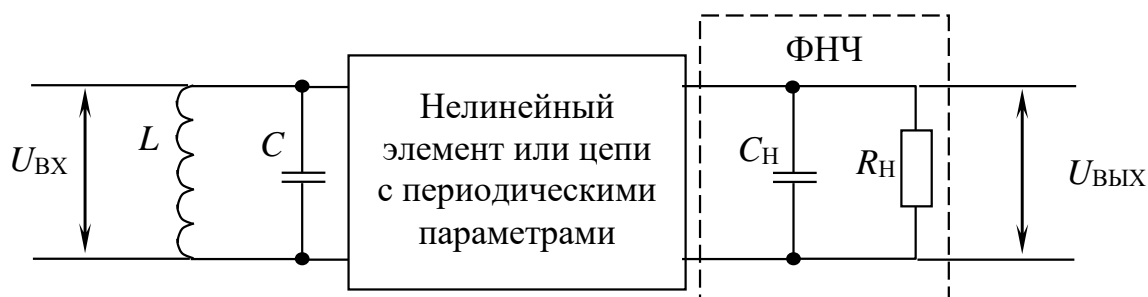


Рис. 4. 40. Обобщённая схема детектора радиосигналов

Детекторы классифицируются по следующим признакам:

- по основному назначению;
- по виду модуляции 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 огибающей и интегральные – усреднённое значение уровня радиосигнала. Первые предназначены для выделения полезной информации, вторые для формирования сигналов автоматического управления.

По виду модуляции радиосигнала различают детекторы: АМ, ЧМ, ФМ, радиоимпульсные и др.

По схемотехнической реализации различают по способу детектирования (эмиттерный, коллекторный, последовательный и т.д.).

По типу используемого нелинейного элемента. Различают диодные, транзисторные, электровакуумные приборы и др.

По способу детектирования различают: с прямым и косвенным детектированием. При прямом детектировании непосредственное выделение огибающей сигнала, при косвенном – предварительно преобразуют один вид модуляции в другой с последующим детектированием.

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

4.4.2. Детектор АМ – сигналов

Амплитудный детектор – устройство, предназначенное для выделения выходного напряжения, повторяющего закон АМ сигнала. Простейшая принципиальная схема последовательного полупроводникового детектора на представлена на рисунке (Рис. 4. 41).

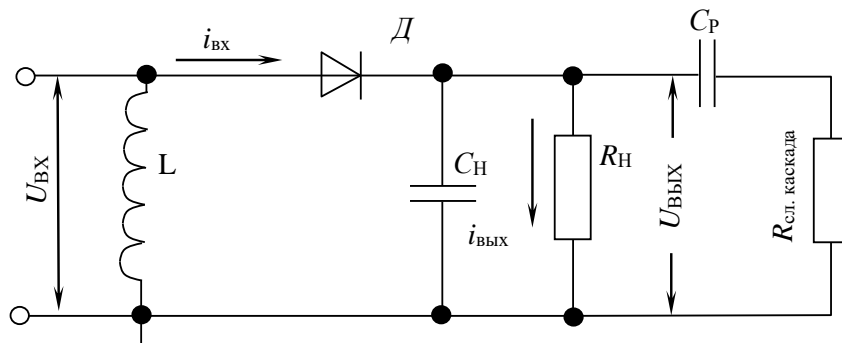


Рис. 4. 41. Схема последовательного детектора АМ – сигналов

Принцип работы детектора заключается в следующем: на вход детектора поступает АМ радиосигнал (Рис. 4. 42 а)

$$u_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}m} \cos(\omega t) = U_{m0} \cdot [1 + m \cdot \cos(\Omega t)] \cdot \cos(\omega t) \quad (4.127)$$

где ω – несущая частоты;

Ω – частота модуляции;

m – глубина модуляции;

U_{m0} – напряжение несущей радиосигнала при $m = 0$.

Продетектированный сигнал выделяется на нагрузке $R_{\text{Н}} C_{\text{Н}}$ и затем через $C_{\text{Р}}$ поступает на выход. Вследствие нелинейности диода входной и выходной токи представляют сумму постоянной и гармонических составляющих

$$\left. \begin{aligned} i_{\text{ВХ}} &= I_{\text{ВХ}_-} + I_{\text{ВХ}m1} \cos(\omega t + \varphi_1) + I_{\text{ВХ}m2} \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots \\ i_{\text{ВЫХ}} &= I_{\text{ВЫХ}_-} + I_{\text{ВЫХ}m1} \cos(\omega t + \varphi_1) + I_{\text{ВЫХ}m2} \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots \end{aligned} \right\}. \quad (4.128)$$

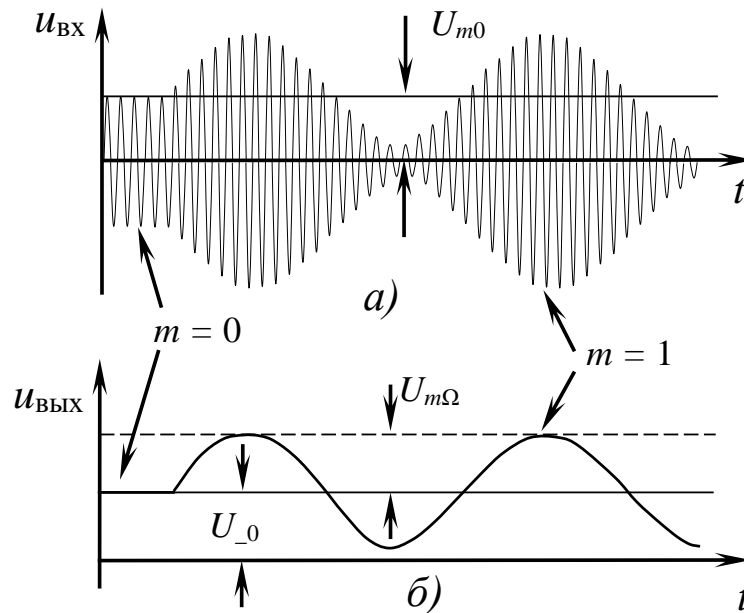


Рис. 4. 42. Форма входного и выходного сигнала АМ-детектора

Постоянная составляющая выходного тока повторяет закон модуляции сигнала

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

Напряжение сигнала постоянной составляющей и закона модуляции выделяется на нагрузке детектора и имеет вид (Рис. 4. 42 б)

$$U_{\text{ВЫХ}_-} = I_{\text{ВЫХ}_-} Z. = U_{-0} + U_{m\Omega} \cos(\Omega t + \varphi) = U_{-0} + U_{\text{ВЫХ}}(\Omega). \quad (4.129)$$

Аналогично можно получить и для более сложных сигналов.

Основные технические характеристики детектора АМ-сигнала включают следующее.

1. Точность воспроизведения закона модуляции, оцениваемая коэффициентом гармоник

$$k_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots}}{U_{m\Omega}}. \quad (4.130)$$

2. Эффективность детектирования (коэффициент передачи):

$$K_{\text{д}} = S_{\text{дх}} = \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dU_{\text{ВХm}}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХm}}}; \quad (4.131)$$

для немодулированного сигнала $K_{\text{д}} = \frac{\Delta U_{-}}{\Delta U_{m0}} = \frac{U_{-0}}{2\sqrt{2} \cdot U_{m0}}$,

для АМ – сигнала $K_{\text{д}} = \frac{U_{m\Omega}}{mU_{m0}};$ (4.132)

3. Неравномерность АЧХ, характеризуемые линейными (частотными) искажениями и обусловлены спадом частотной характеристики детектора, определяемый верхней граничной частотой $F_{\text{в}}$.

$$F_{\text{в}} = \frac{g_{\text{н}} + g_{\text{д}}}{2 \cdot \pi \cdot C_{\text{н}}},$$

где $g_{\text{н}} = \frac{1}{R_{\text{н}}}$ – проводимость нагрузки детектора,

$g_{\text{д}}$ – прямая проводимость диода;

4. Влияние сопротивления детектора на технические характеристики последнего каскада УПЧ, проявляющиеся в виде нелинейных искажений.

Нелинейные искажения за счёт нелинейности детекторной характеристики и определяются величиной проводимости нагрузки и уровнем входного сигнала. Чем меньше проводимость и больше уровень сигнала на входе, тем меньше уровень нелинейных искажений. В нашем случае данный вид искажений пренебрежимо мал.

Нелинейные искажения за счёт разделительного конденсатора $C_{\text{р}}$, обусловлены различием сопротивления по переменному и постоянному токам. Постоянная составляющая выходного тока протекает через сопротивление нагрузки

R_H , а переменная –модулирующего тока на нагрузке детектора увеличивается, заряжая C_p через $R_{сл. каскада}$ (Рис. 4. 42). При уменьшении напряжения модуляции на нагрузке детектора C_p разряжается через R_H . Глубина модуляции АМ – сигнала $m > m_{кр.}$, то положительное напряжение не успевает разрядиться и запирает диод Д, формируя искажение закона модуляции (Рис. 4. 43, а). Процесс разряда C_p показан на рисунке (Рис. 4. 43, б).

Механизм возникновения нелинейных искажений за счёт C_p , $R_{сл. каскада}$ состоит в том, что в интервале времени $t_1 - t_2$ напряжение $E_{см}$ на сопротивлении закрывает диод, нарушает его работу (Рис. 4. 41).

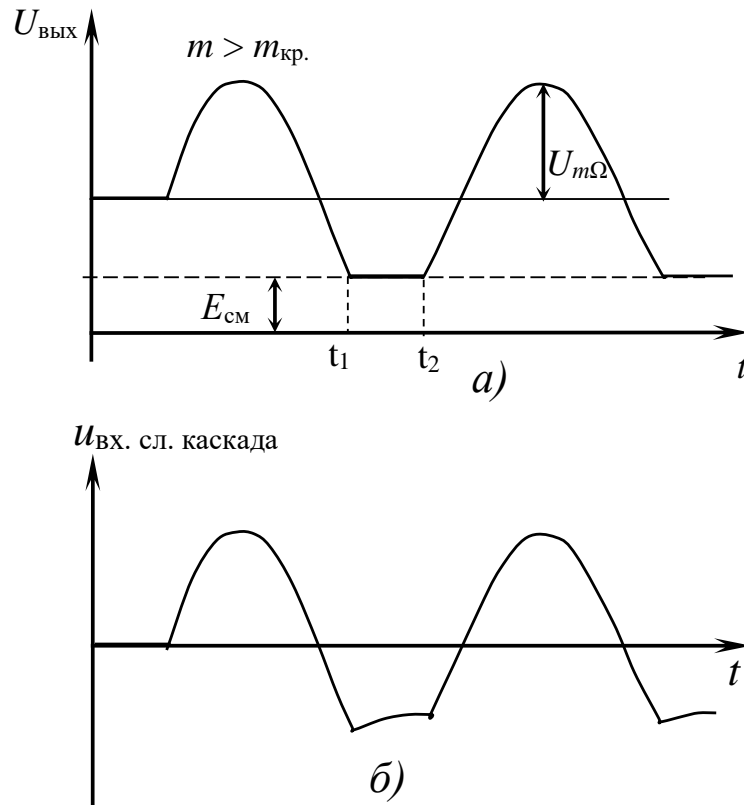


Рис. 4. 43. Вид нелинейных искажений, обусловленных различием сопротивлений по постоянному и переменному токам АМ – детектора

Нелинейные искажения отсутствуют при соблюдении условия.

$$m \leq m_{кр} = \frac{g_d}{g_H + g}, \quad (4. 133)$$

где $g = \frac{1}{R_{сл. каскада}}$ - проводимость входа следующего каскада.

Для обеспечения условия (4.133) необходимо ускорить время разряда C_p , через R_{H2} дополнив сопротивлением R_{H1}

$$R_H = R_{H1} + R_{H2}.$$

Такая схема с разделённой нагрузкой используется в высококачественных радиоприёмных устройствах (Рис. 4. 44).

Нелинейные искажения за счёт инерционности нагрузки детектора. Данный вид искажений возникает из-за то, что скорость разряда C_H меньше скорости спада $U_{ВХ}$ в интервале $t_1 - t_2$ (Рис. 4. 43, б).

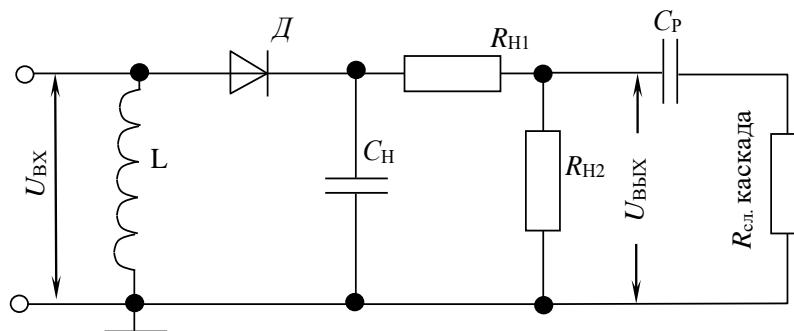


Рис. 4. 44. Схема последовательного детектора АМ – сигналов с разделенной нагрузкой

Данный вид нелинейных искажений отсутствуют при выполнении условия

$$\Omega \leq \frac{g_H \cdot \sqrt{1 - m^2}}{m \cdot C_H}.$$

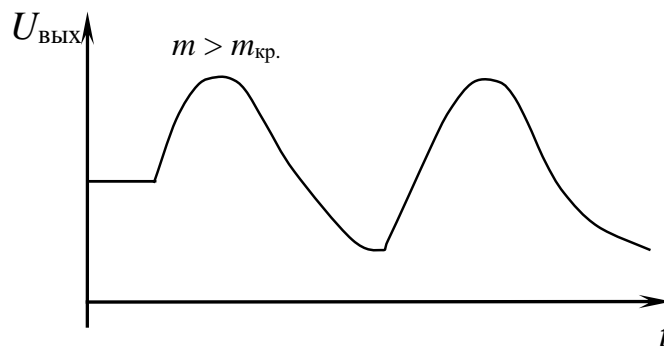


Рис. 4. 45. Вид нелинейных искажений, обусловленных инерционностью нагрузки АМ – детектора

Следует отметить, что ёмкость C_H не должна соизмеряться с ёмкостью диода, так как при этом будет уменьшаться коэффициент.

4.4.3. Детектор радиоимпульсных сигналов

При обработке последовательности радиоимпульсных сигналов, изображённых на рисунке (Рис. 4. 49 а) различают два режима: импульсного и пикового детектирования. Импульсное детектирование необходимо для выделения огибающей одиночного радиоимпульса (Рис. 4. 49, б), а пиковое – выделение огибающей последовательности радиоимпульсов (Рис. 4. 49, в). Для детектирования могут быть использованы детекторы АМ-колебаний (Рис. 4. 44).

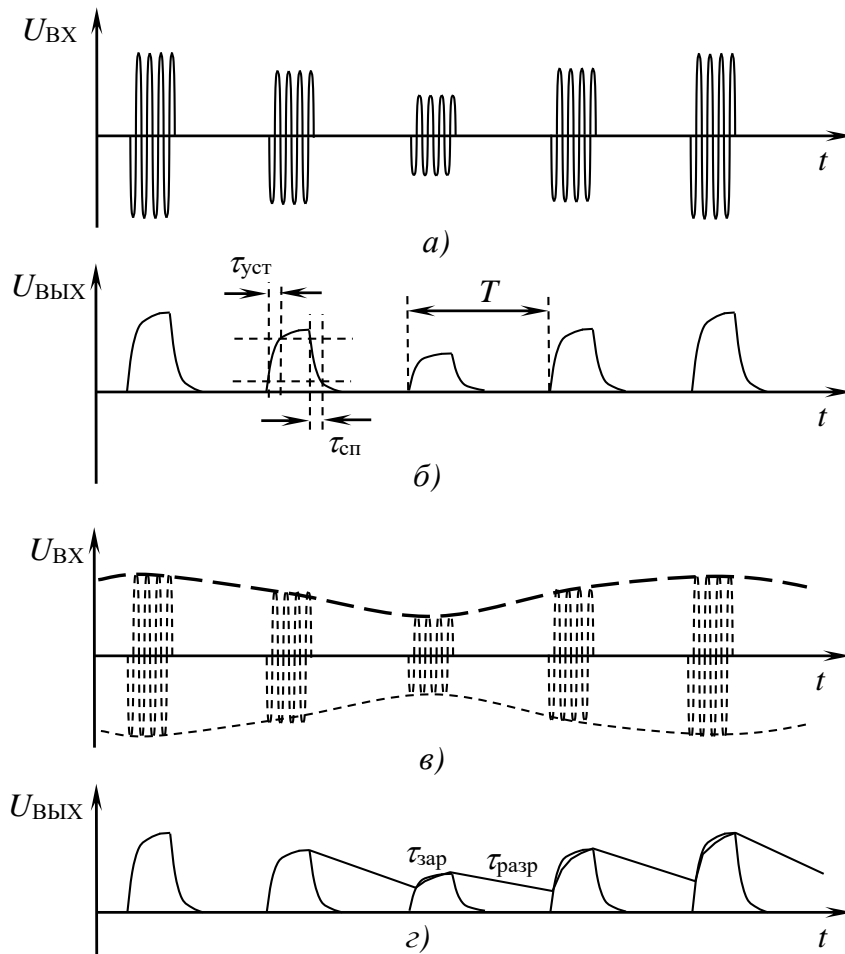


Рис. 4. 46. Диаграммы работы детектора радиоимпульсных сигналов на входе (а), в режимах импульсного (б) и пикового детектирования (в, г)

Однако для различных режимов детектирования необходимо выполнять определённые требования, предъявляемые к нагрузке детектора. Для обеспечения режима импульсного детектирования необходимо воспроизвести огибающую импульса, несущую информацию о продолжительности или о временном его положении. Постоянная времени нагрузки импульсного детектора должна удовлетворять условию

$$T_H \ll R_H C_H \ll \tau_{И}, \quad (4.134)$$

где T_H – период несущего колебания; $\tau_{И}$ – длительность импульса.

Пиковые детекторы воспроизводят закон изменения амплитуд последовательности радиоимпульсов

$$T \ll R_H C_H \ll T_M, \quad (4.135)$$

где T – период следования импульсов; T_M – период модуляции.

При двукратном детектировании сигнал преобразуется в видеоимпульсы после усиления, подаются на вход пикового детектора (Рис. 4. 49, з).

4.4.4. Синхронный детектор

Синхронный детектор представляет собой преобразователь частоты, частота гетеродина которого равна несущей частоте сигнала, а промежуточная частота равна нулю (Рис. 4. 47).

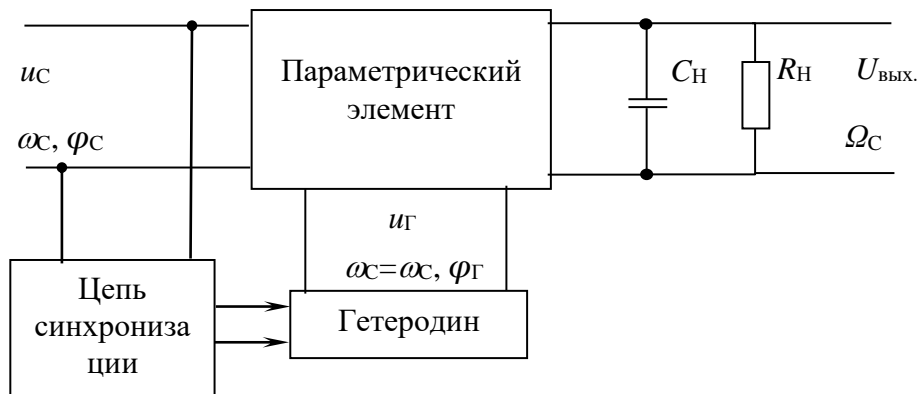


Рис. 4. 47. Схема синхронного AM – детектора радиосигналов

На вход параметрического элемента подаются сигнал и напряжение гетеродина

$$u_c(t) = U_c (1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_c t + \varphi_c) \quad (4.136)$$

$$u_{Г}(t) = U_{Г} \cos(\omega_c t + \varphi_{Г}). \quad (4.137)$$

$$\begin{aligned} i_{см} &= A \cdot u_c(t) \cdot u_{Г}(t) = A \cdot U_c \cdot U_{Г} (1 + m \cos \Omega t) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_c) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_{Г}) = \\ &= 0,5 \cdot u_c(t) \cdot u_{Г}(t) \cdot (1 + m \cos \Omega t) \cdot \cos(\varphi_c + \varphi_{Г}) + \\ &+ 0,5 \cdot U_c(t) \cdot U_{Г}(t) \cdot (1 + m \cos \Omega t) \cdot \cos(2\omega_c t + \varphi_c + \varphi_{Г}). \end{aligned}$$

Амплитуда первой компоненты $i_{\text{СМ}}$ изменяется по закону модуляции, максимум полезного сигнала на выходе будет в случае $\varphi_{\text{С}} = \varphi_{\text{Г}}$. В синхронном детекторе отсутствует эффект подавления слабого сигнала сильной помехой из-за наличия сильного сигнала гетеродина, синхронного с сигналом.

4.4.5. Корреляционный детектор

Корреляционные детекторы представляют собой перемножители входного сигнала на самого себя (Рис. 4. 48).



Рис. 4. 48. Структурная схема корреляционного детектора

Принцип работы корреляционного детектора заключается

$$u_2(t) = u_{\text{ВХ}}^2(t) = M \cdot [U_{\text{С}}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_{\text{С}} t]^2 = \\ = 0,5 \cdot M \cdot [U_{\text{С}}(1 + m \cos \Omega t)]^2 (1 + \cos 2\omega_{\text{С}} t),$$

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.

4.4.6. Детектор частотно-модулированных сигналов

Детектор ЧМ сигналов предназначен для преобразования высокочастотного напряжения, модулированного по частоте, в напряжение, пропорционально величине отклонения несущей от её центрального положения. При гармонической ЧМ с частотой модуляции $\Omega = 2\pi F$ значение частоты

$$\omega(t) = \omega_{\text{Н}} + \Delta\omega_m \cos \Omega t, \quad (4. 138)$$

где $\omega_{\text{Н}} = 2\pi f_{\text{Н}}$ – несущая частота,

$\Delta\omega_m = 2\pi\Delta f_m$ – девиация (наибольшее отклонение) частоты.

Отсюда фаза

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \omega_H t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t \quad (4.139)$$

и напряжение ЧМ-сигнала

$$u(t) = U_m \cos \varphi(t) = U_m \cos(\omega_H t + \psi_m \sin \Omega t), \quad (4.140)$$

где $\Psi_m = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$ – индекс модуляции.

Детектирование производится в 2 этапа: преобразование вида модуляции, а затем прямое детектирование. По типу детектирования частотные детекторы делятся на 4 группы: частотно-амплитудные (Рис. 4. 49, а), частотно-фазовые (Рис. 4. 50), частотно-импульсные (Рис. 4. 51) и детекторы на основе фазовой автоподстройки частоты (синхронные детекторы).

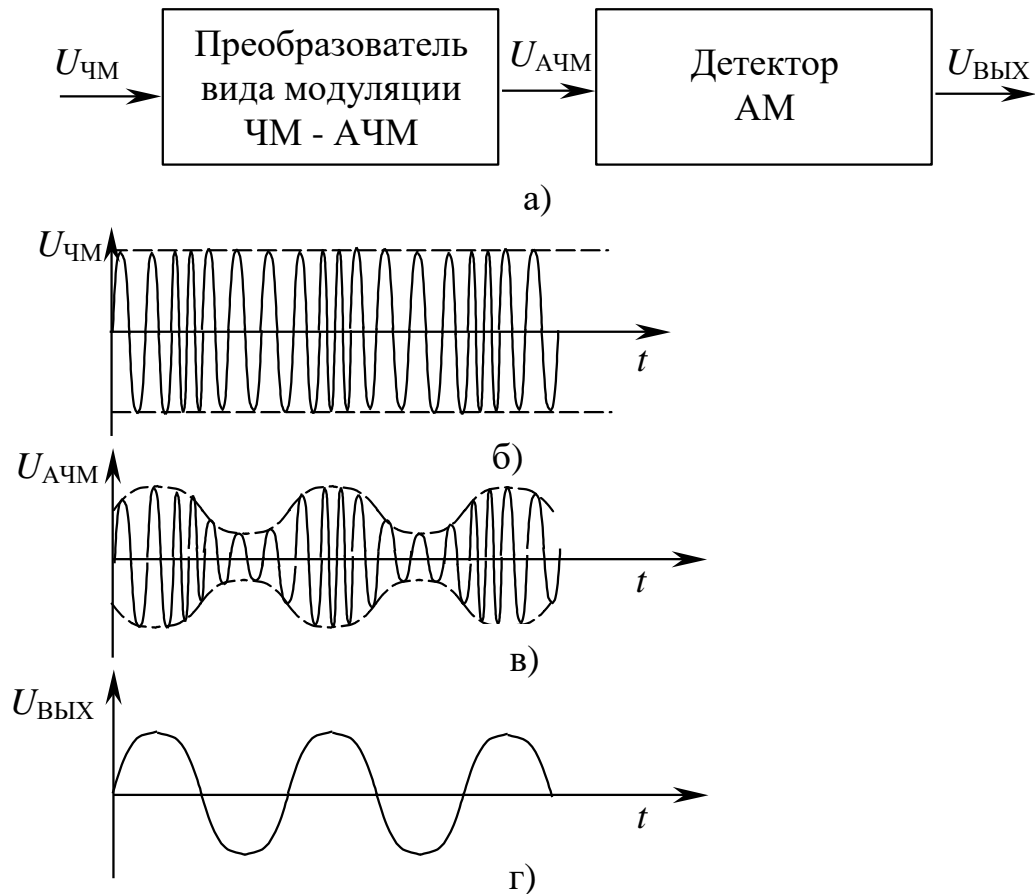


Рис. 4. 49. Структурная схема частотно-амплитудных детекторов (а) и временные диаграммы напряжений на входе выходе (г)

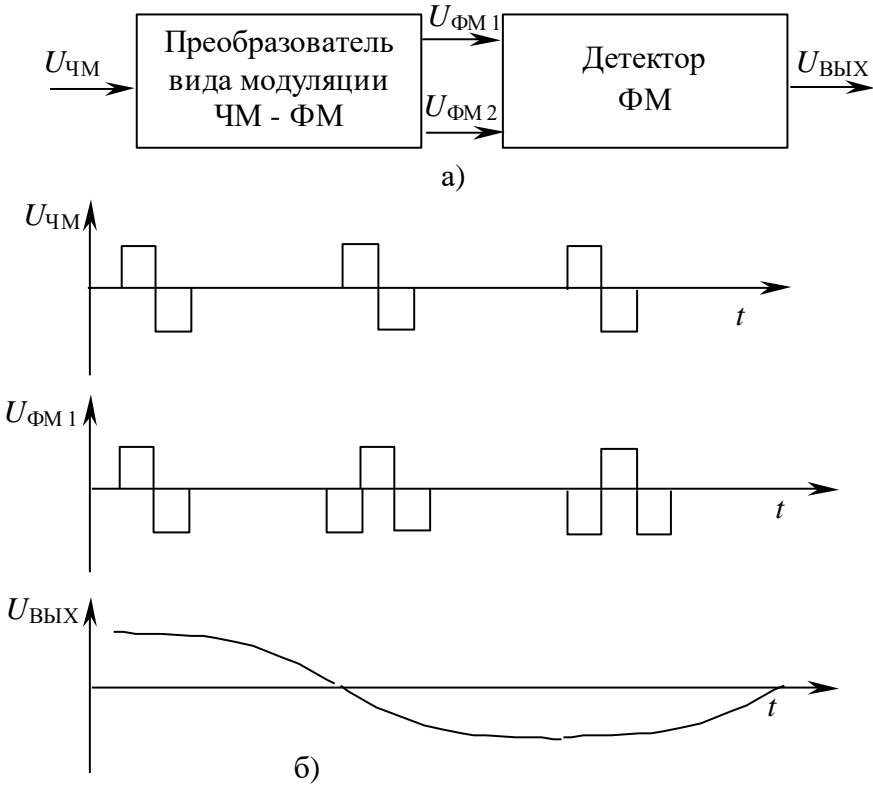


Рис. 4. 50. Структурная схема частотно-фазовых детекторов (а) и временные диаграммы напряжений на входе-выходе (б)

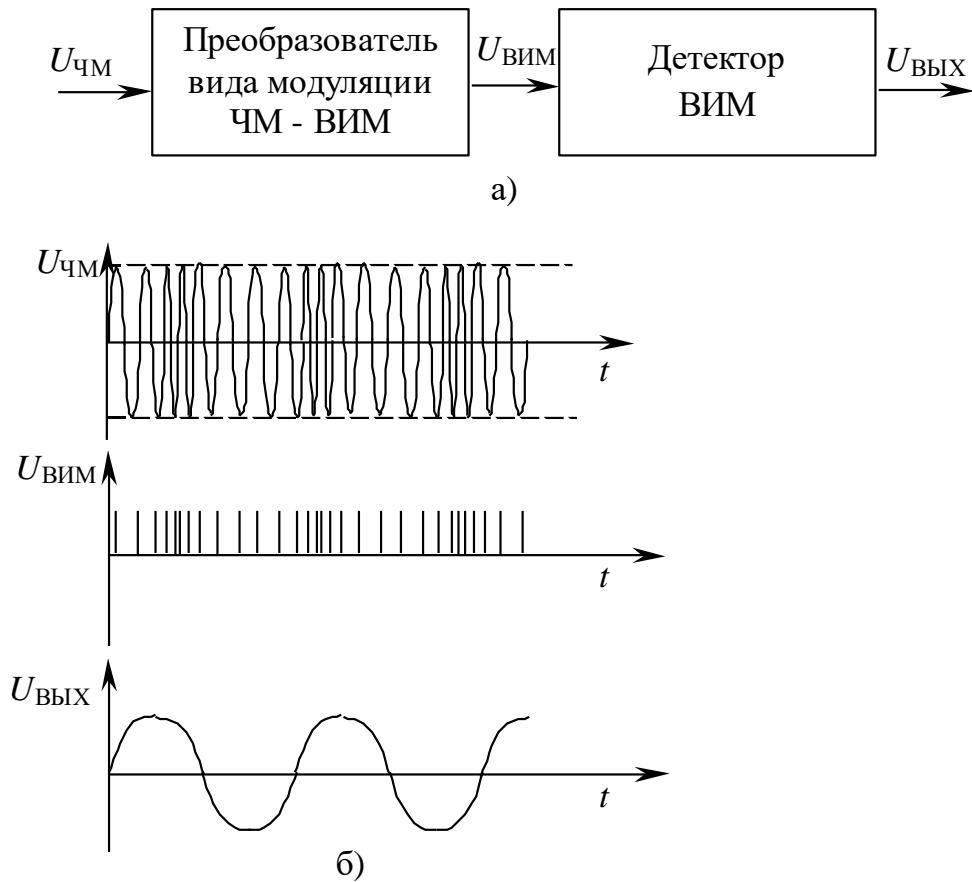


Рис. 4. 51. Структурная схема частотно-импульсных детекторов (а) и временные диаграммы напряжений на выходе (б)

На практике наибольшее распространение получили частотно-амплитудные детекторы.

Технические показатели детекторов 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.

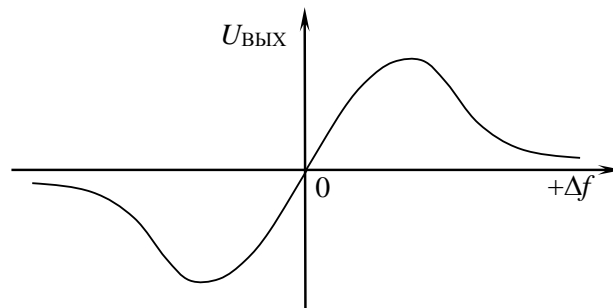


Рис. 4. 52. Статическая характеристика частотного детектора

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:

$$q_{\text{AM}} = \frac{U_{\text{ВЫХ.СТ}}}{U_{\text{ВЫХ.АМ.макс}}} . \quad (4. 141)$$

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.

4.4.7. 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

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) \cdot dt = \omega_H t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t \quad (4.142)$$

и получение напряжения, пропорционального разности фаз сигнала $U_{ВХ1} = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ и опорного колебания $U_{ВХ2} = U_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$. 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. 4.53, а).

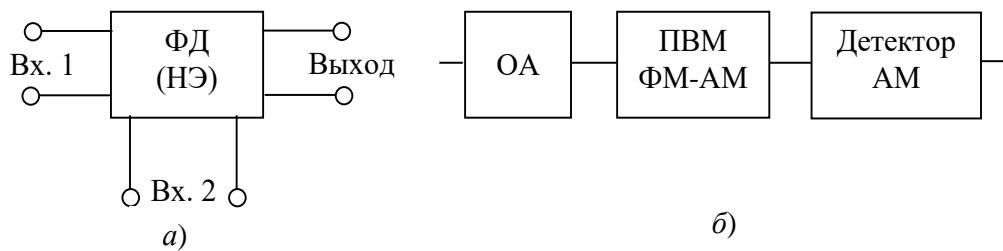


Рис. 4.53. Обобщённая схема фазового детектора (а) и детектора с преобразованием вида модуляции ФМ в АМ-колебания (б)

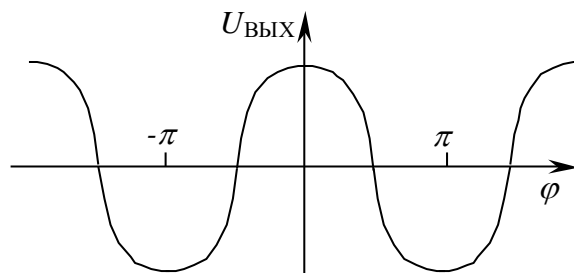


Рис. 4.54. Статическая характеристика фазового детектора

В зависимости от соотношения ω_1 и ω_2 различают два режима:

- 1) $\omega_1 = \omega_2$, $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ – в радиоприёмниках систем фазометрии;
- 2) $\omega_1 \neq \omega_2$, $\varphi_1 = \varphi_2$, $\varphi = (\omega_1 - \omega_2) \cdot t$ – 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 коэффи-

циент передачи напряжения $K_{\text{ФД}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{m1}}}$.

Контрольные вопросы по главе 4

1. Чем отличаются входные цепи с ненастроенной и ненастроенной антенной?
2. Что такое эквивалент антенны и каково его назначение?
3. В чем отличие входной цепи с индуктивной связью, работающей в режиме «укорочения» от режима «удлинения»?
4. Какое назначение имеет усилитель радиочастоты, входящий в состав преселектора радиоприёмного устройства?
5. Какое назначение имеет усилитель промежуточной частоты радиоприёмного устройства?
6. Что такое преобразователь частоты и каково его назначение?
7. Какие каналы приёма имеет преобразователь частоты?
8. Какие отличия от амплитудного детектора имеет детектор радиоимпульсных сигналов?
9. Какие принципы детектирования используются для выделения огибающей частотно-модулированных сигналов?
10. Какие принципы детектирования используются для выделения огибающей фазомодулированных сигналов?

5. РУЧНЫЕ И АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛИРОВКИ В РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

5.1. Общие сведения о системах регулирования

В процессе производства и эксплуатации радиоприёмника необходимо контролировать настройку, коэффициент усиления, полосу пропускания и др. Регулировка может быть ручной и автоматической. Ручная регулировка необходима для установки исходных показателей, автоматическая – для поддержания заданных показателей радиоприёмников на требуемом уровне. В зависимости от вида регулируемого параметра различают: регулировку усиления в трактах радио- или промежуточной частоты, регулировку после детектора; регулировку частоты настройки в диапазоне частот и др.

5.2. Ручные регулировки усиления

Регулировка изменением крутизны (режима) усиления. Режимная регулировка усиления осуществляется изменением режима усилительного элемента. Изменение крутизны осуществляется регулировкой напряжения $U_{БЭ0}$ в биполярном (Рис. 5. 1) или $U_{ЗИ0}$ в полевом транзисторе.

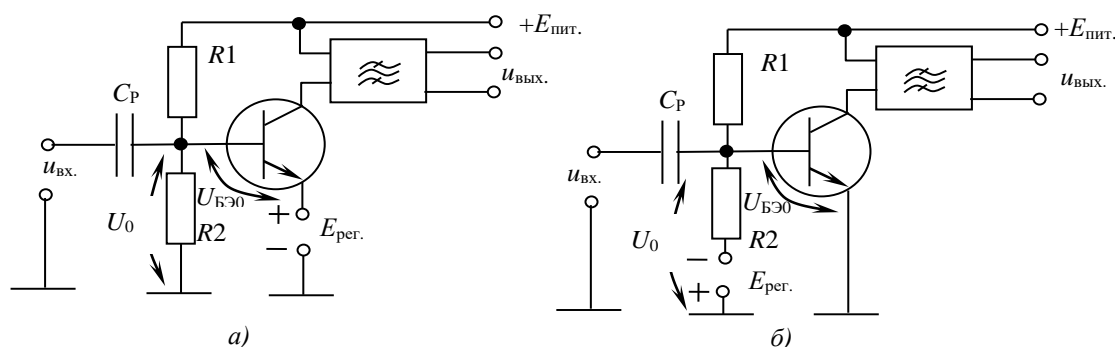


Рис. 5. 1. Схема регулировки усиления в биполярном транзисторе

Регулирующее напряжение $E_{рег.}$ подаётся в цепь эмиттера или базы. При подаче $E_{рег.}$ в цепь эмиттера (Рис. 5. 1, а) напряжение на транзисторе $U_{БЭ0} = U_0 - E_{рег.}$. Увеличение $E_{рег.}$ напряжение база-эмиттер уменьшает ток эмиттера, уменьшая крутизну транзистора. При подключении нескольких каскадов усиления требуется значительный ток управления. От этого недостатка свободна схема регулировки крутизны (Рис. 5. 1 б). Напряжение на базе $U_{БЭ0} = U_0 - E_{рег.}$, что делает схемы идентичными, но регулирование производится изменением тока делителя,

величина которого в 5...10 раз больше тока базы, что меньше тока эмиттера (Рис. 5. 1, а). Аналогично осуществляется режимная регулировка на полевом транзисторе.

Схемотехническая регулировка усиления. К схемотехническим регулировкам относят регулировку с помощью отрицательной обратной связи (ООС) по переменному току (Рис. 5. 2) или способ включения между усилительными каскадами аттенюатора с переменным коэффициентом передачи (Рис. 5. 3). Регулировка усиления обеспечивается изменением сопротивления R_{OC} (Рис. 5. 2, а) или ёмкости варикапа VD (Рис. 5. 2, б).

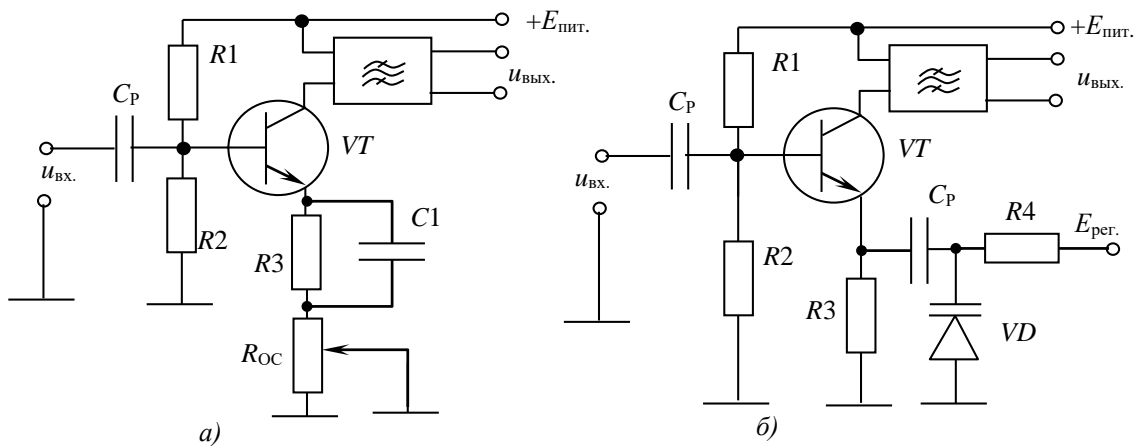


Рис. 5. 2. Схема регулировки усиления каскада с ООС

Электрические принципиальные схемы аттенюаторов с электронной регулировкой коэффициента передачи представлены на рисунке (Рис. 5. 3).

Схема аттенюатора на полевом транзисторе управляется напряжением $U_{упр.}$, подаваемого на затвор, тем самым изменяет сопротивление канала (Рис. 5. 3, а). Аттенюатор, выполненный на диодах $VD1...VD3$ работает следующим образом (Рис. 5. 3, б). В исходном состоянии при $|U_{упр.}| < |E_{пит.}|$ диоды $VD1$ и $VD2$ находятся в открытом, в $VD3$ закрытом состоянии, а коэффициент передачи максимальный. При увеличении напряжения $U_{упр.}$ динамические сопротивления $VD1$ и $VD2$ увеличиваются, а $VD3$ уменьшается, уменьшая коэффициент передачи аттенюатора [38].

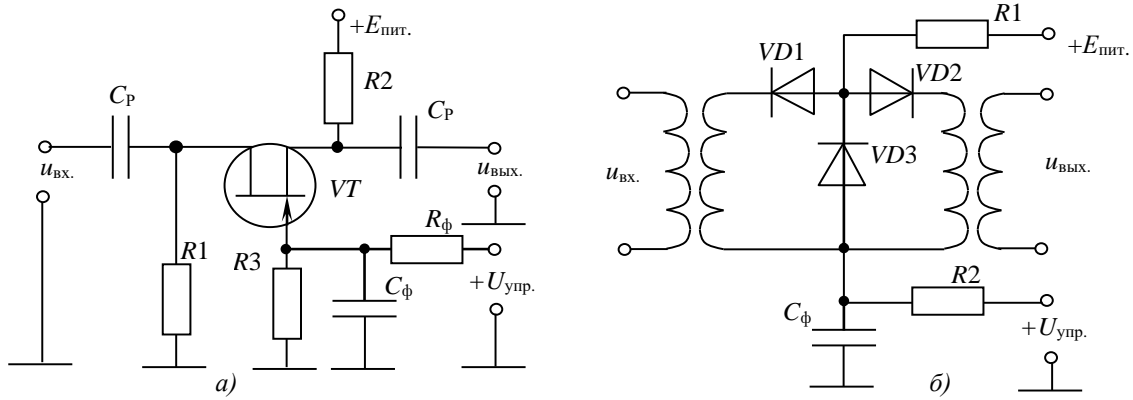


Рис. 5. 3. Схема аттенюатора на ПТ (а) и диодах (б)

Режимные регулировки усиления просты в реализации и способны обеспечить большой динамический диапазон регулирования, но требуют дополнительных каскадов в радиоканале. Для регулировки приходится использовать нелинейный участок проходной характеристики транзистора, что приводит к ухудшению шумовых и нелинейных свойств регулируемого каскада, к ухудшению чувствительности и многосигнальной избирательности приёмника. Поэтому использование регулируемого усилителя во входных каскадах приёмника не желательно. В этом случае предпочтительно использование аттенюаторов.

5.3. Система автоматической регулировки усиления

Система автоматической регулировки усиления (АРУ) предназначена для стабилизации уровня сигнала на входе детектора радиоприёмника.

По принципу построения системы АРУ делятся на три основных типа: разомкнутые (АРУ «Вперёд»), (Рис. 5. 4, а), с обратной связью (АРУ «Назад») (Рис. 5. 4, б) и комбинированные (Рис. 5. 4, в). Работа регулируемого линейного тракта радиоприёмного устройства (ЛТПР) описывается зависимостью $U_{вых} = F(U_{вх.})$, характеризующую систему АРУ (Рис. 5. 5). Если АРУ простая, то при увеличении $U_{вх}$ напряжение на выходе $U_{вых} = K_0 \cdot U_{вх}$, при этом резонансный коэффициент усиления приёмника K_0 уменьшается за счёт работы системы АРУ. Недостаток простой АРУ состоит в том, что коэффициент усиления приёмника уменьшается при приёме слабых сигналов, снижая его чувствительность. Для устранения этого недостатка используют задержку, в которой цепь АРУ начинает работать, когда входное напряжение превышает пороговое $U_{пор.}$ (штриховая

линия Рис. 5. 5). Для повышения эффективности работы системы АРУ в цепь формирования сигнала $E_{\text{рег.}}$ вводят дополнительный усилитель, а полученная система называется усиленная АРУ (Рис. 5. 5).

Структурная схема АРУ «Вперёд». Система имеет в своём составе ЛТПР, усилитель системы АРУ (УАРУ), детектор АРУ (ДАРУ) и фильтр нижних частот (ФНЧ) (Рис. 5. 4, а).

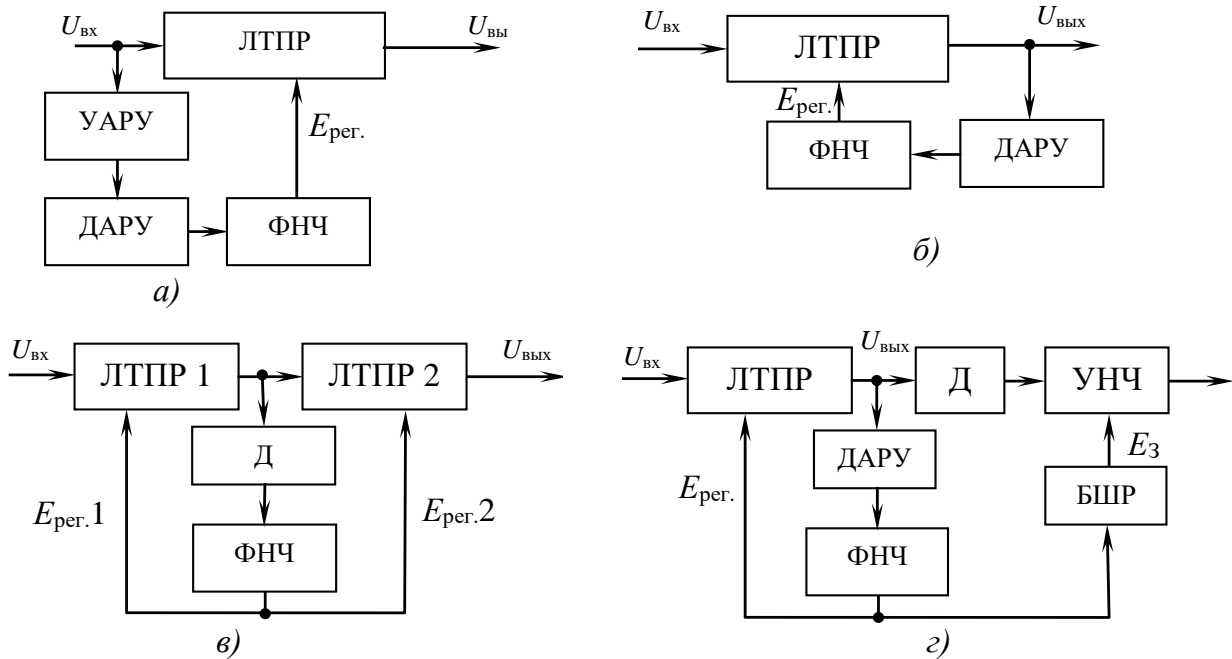


Рис. 5. 4. Структурные схемы систем АРУ

При увеличении входного напряжения $U_{\text{вх}}$ увеличивается на выходе детектора, фильтра низкой частоты (ФНЧ) и сигнал $E_{\text{рег.}}$, а коэффициент усиления K_0 ЛТПР уменьшается. Напряжение на выходе линейного тракта будет $U_{\text{вы}} = K_0 \cdot U_{\text{вх}}$. Для разомкнутой системы АРУ возможно обеспечение идеального постоянства напряжения $U_{\text{вы}}$ (Рис. 5. 5). На практике реализовать такую структуру представляется сложно из-за необходимости включения дополнительного усилителя и компенсации дестабилизирующих воздействий, ведущих к изменению напряжения $E_{\text{рег}}$ (Рис. 5. 5, б) [39].

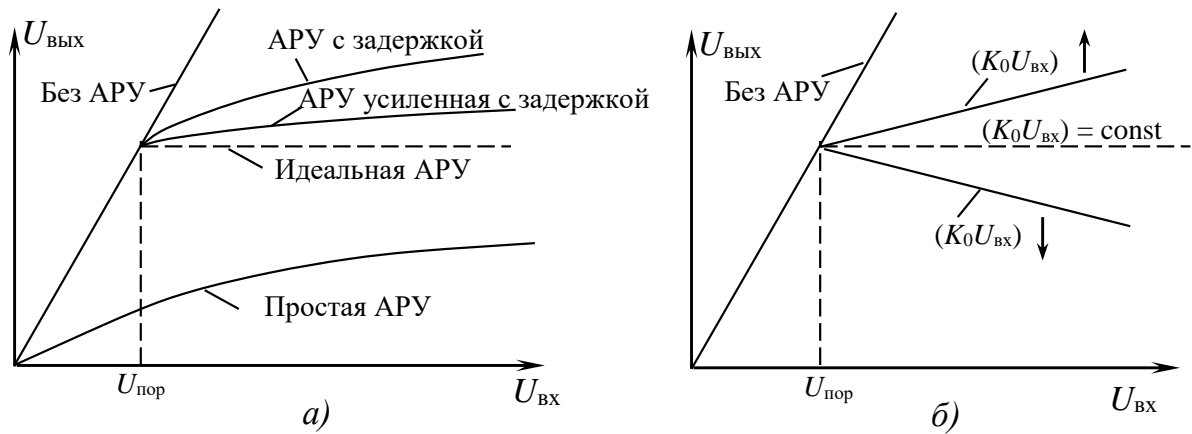


Рис. 5. 5. Амплитудные характеристики систем АРУ (а) и характер изменения коэффициента передачи ЛТПР (б)

Структурная схема АРУ «Назад» (Рис. 5. 4, б). Отличительной особенностью системы АРУ «Назад» от АРУ «Вперёд» является формирование регулирующего напряжения $E_{\text{рег.}}$, которое получают на выходе ЛТПР. После детектора АРУ и ФНЧ, сигнал управления подаётся на регулируемый усилитель линейного тракта приёмника. Недостатком АРУ является то, что реализация идеальной работы системы невозможна из-за того, что при отсутствии изменения на выходе ЛТПР регулирующее напряжение $E_{\text{рег.}} = \text{const}$, то и $K_0 = \text{const}$, регулировка отсутствует, а значит система не будет работать.

Структурная схема комбинированной системы АРУ (Рис. 5. 4, в). Данная система использует преимущества систем АРУ «Вперёд» и «Назад». Основная регулировка усиления осуществляется в ЛТПР1, содержащий несколько регулируемых каскадов, а каскад усиления в ЛТПР 2 реализует идеальную характеристику регулирования (Рис. 5. 5).

Структурная схема бесшумной АРУ (Рис. 5. 4, г). Система АРУ с задержкой обеспечивает максимальное усиление слабого сигнала. Это приводит к увеличению шумового напряжения на выходе приёмника. Для устранения данного недостатка вводят дополнительную бесшумную регулировку (БШР) порог срабатывания которого определяется условием соотношения $E_{\text{рег.}}$ и заданного значения E_3 . Если $E_{\text{рег.}} < E_3$, то УНЧ отключается, если $E_{\text{рег.}} > E_3$ – включается.

На практике наибольшее распространение получили инерционные системы АРУ с обратной связью (Рис. 5. 6). Эффект стабилизации уровня достигается за счёт того, что с ростом уровня $u_{\text{ВЫХ}}$ увеличивается и управляющее напряжение $E_{\text{рег.}}$, под действием которого, уменьшается коэффициент усиления ЛТПР и приводит к снижению уровня входного сигнала.

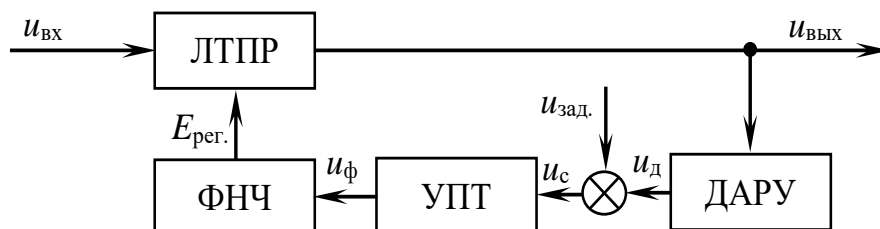


Рис. 5. 6. Структурная схема усиленной, задержанной АРУ «Назад»

Амплитудная характеристика радиоприёмного устройства с системой АРУ представлена на рисунке (Рис. 5. 5). Динамический диапазон входного сигнала радиоприёмного устройства определяется выражением

$$DD_{\text{ВХ}} = \frac{E_{\text{Аmax}}}{E_{\text{Аном}}}, \quad (5. 1)$$

где $E_{\text{Аmax}}$ и $E_{\text{Аном}}$ — максимальное и номинальное значения э.д.с., наводимая в антенне радиоприёмного устройства соответственно.

Допустимое изменение напряжения на выходе линейного тракта приёмника (динамический диапазон на выходе линейного тракта)

$$DD_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХmax}}}{U_{\text{ВЫХном}}}, \quad (5. 2)$$

где $U_{\text{ВЫХmax}}$ и $U_{\text{ВЫХном}}$ — максимальное и номинальное значения напряжения на выходе линейного тракта радиоприёмного устройства соответственно.

Качество работы системы АРУ определяется эффективностью, заданной в техническом задании, или определяется выражением:

$$\mathcal{E}_{\text{АРУ}} = \frac{DD_{\text{ВХ}}}{DD_{\text{ВЫХ}}}. \quad (5. 3)$$

Характеристика регулирования определяется выражением

$$K_0(U_{\text{P}}) = K_{0\text{max}} \frac{\zeta(U_{\text{P}})}{\zeta_{\text{max}}}, \quad (5. 4)$$

где U_p — параметр регулирования (напряжение или ток);

$K_0(U_p)$ — общий коэффициент усиления радиотракта приёмника до введения системы АРУ;

$$K_{0\max} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{m\text{вых}}}{E_{\text{Аном}}} \text{ — максимальное значение коэффициента усиления линейного тракта при напряжении управления } U_p = 0;$$

нейного тракта при напряжении управления $U_p = 0$;

$$U_{m\text{вых}} = \frac{U_{m\text{вх}}}{K_1} \text{ — напряжение на входе системы АРУ;}$$

где $K_1 = \frac{K_0}{\Phi(n)}$ — единичный коэффициент усиления одного каскада;

$\Phi(n)$ — функция, связанная с количеством избирательных цепей;

$$\zeta_{\max} = \prod_{i=1}^n S_i \text{ — произведение крутизн регулируемых каскадов при } U_p = 0.$$

Минимальное значение коэффициента усиления радиотракта, при котором обеспечивается требуемый динамический диапазон регулирования

$$K_{0\min} = \frac{K_{0\max}}{\mathcal{D}_{\text{АРУ}}}. \quad (5.5)$$

Характеристика регулирования АРУ U_p определяется максимальным значением параметра регулирования ($U_{p\max}$), при котором обеспечивается необходимый коэффициент усиления приёмника $K_{0\min}$ (Рис. 5. 7).

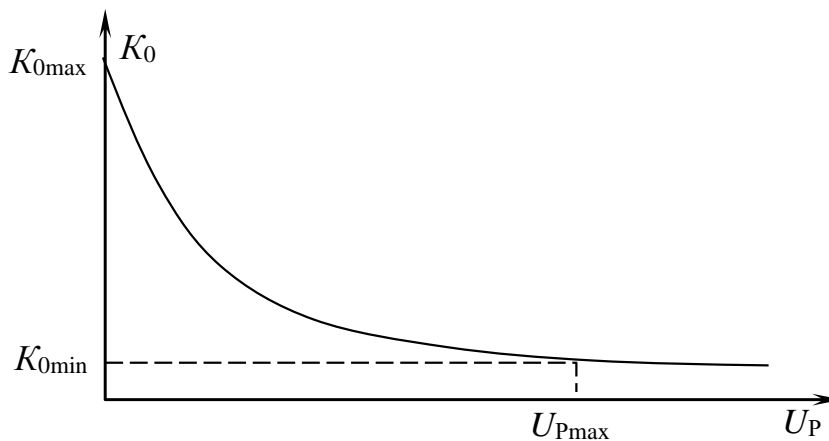


Рис. 5. 7. Характеристика регулирования системы АРУ

Если $U_{p\max} > U_{m\text{вых}}$, то система АРУ должна быть усиленной. Коэффициент усиления приёмника, охваченного системой АРУ, определяется:

$$K_{APY} \approx \frac{U_{P \max}}{U_{m \text{ Вых}} (DD_{\text{Вых}} - 1)}. \quad (5.6)$$

Число каскадов усиления в цепи АРУ определяется

$$n = \frac{K_{APY}}{K_1}. \quad (5.7)$$

Ориентировочные регулировочные характеристики регулируемых звеньев на основе электронно-управляемых аттенуаторов на диодах и полевых транзисторах, а также регулируемых усилительных каскадах представлены в таблице (Таблица 5. 1).

Таблица 5. 1. Ориентировочные регулировочные характеристики

Тип управляемого элемента	Одно звено аттенуатора на диодах	Звено аттенуатора на полевых транзисторах	Регулируемый каскад на биполярном транзисторе	Регулируемый каскад на полевом тетроре
Ослабление, дБ	20	40	20	30

Если одно звено не обеспечивает пределы регулирования, используют два или более звеньев. В этом случае регулируемые звенья распределяют в преселекторе (УРЧ), в тракте основного каскада УПЧ приёмника.

В радиолокационных приёмниках, в условиях воздействия мощных помех (10—15 кВт и более) на его входе включается специальное защитное устройство, которое шунтирует вход приёмника на корпус [40].

5.4. Система автоматической подстройки частоты

Системы автоматической подстройки частоты (АПЧ) применяются для стабилизации частоты генерируемых колебаний, слежения за частотой сигнала в радиоприёмниках. Эффективность работы АПЧ определяется изменением полосы пропускания радиоприёмника за счёт её уменьшения

$$\Pi = \Delta F_{\text{СП}} + \frac{2\Delta F_{\text{д}} + \Pi_{\text{НС}}}{k_{\text{АПЧ}}}, \quad (5.8)$$

где $k_{\text{АПЧ}}$ — коэффициент автоматической подстройки частоты;

$\Delta F_{\text{СП}}$ — эффективная ширина спектра принимаемого сигнала;

$\Pi_{\text{НС}}$ — полоса пропускания, обусловленная нестабильностью настройки радиоприёмника;

$\Delta F_{\text{Д}}$ — полоса пропускания, обусловленная эффектом Доплера.

Для устойчивой работы системы АПЧ обычно выбирают коэффициент $k_{\text{АПЧ}} = 15 \dots 20$, причём верхняя граница значений соответствует сложным системам АПЧ.

Структурная схема автоматической подстройки частоты супергетеродинного приёмника ЧМ-сигналов содержит в своём составе смеситель (СМ), усилитель промежуточной частоты (УПЧ), частотный детектор (ЧД), фильтр низкой частоты (ФНЧ), гетеродин (Г) и управитель гетеродина (УГ) (Рис. 5. 8). Входной сигнал U_c с частотой ω_c преобразуется в смесителе в напряжение промежуточной частоты $\omega_{\text{пр}}$, затем усиливается УПЧ и подаётся на частотный детектор. Если промежуточная частота $\omega_{\text{пр}}$ отличается на $\Delta\omega$ от номинального значения $\omega_{\text{пр}0}$, то на выходе ЧД возникает напряжение, значение и знак которого зависят от значения и знака отклонения промежуточной частоты $\Delta\omega$. Напряжение с ЧД $U_{\text{чд}}$ через ФНЧ подаётся на управитель гетеродина (УГ). Перестройка гетеродина обеспечивает минимальное рассогласование $\omega_{\text{пр}}$ и $\omega_{\text{пр}0}$.

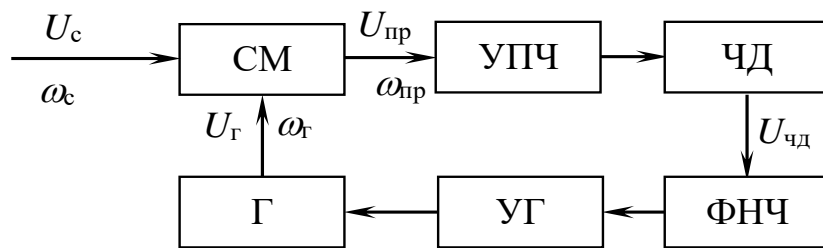


Рис. 5. 8. Структурная схема системы АПЧ

Величина отклонения промежуточной частоты сигнала $\omega_{\text{пр}}$ от $\omega_{\text{пр}0}$

$$\Delta\omega = \omega_{\text{пр}} - \omega_{\text{пр}0} = \Delta\omega_c - \Delta\omega_r, \quad (5.9)$$

где $\omega_{\text{пр}} = \omega_c - \omega_r$ — промежуточная частота

$\Delta\omega_c$, $\Delta\omega_r$ — 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

$$u_{\text{чд}} = F(\Delta\omega). \quad (5.10)$$

Зависимость $F(\Delta\omega)$ называют дискриминационной характеристикой (Рис. 5.9). При малых значениях $\Delta\omega$ дискриминационная характеристика линейна, и выражение (5.10) принимает вид

$$u_{\text{чд}} = k_{\text{чд}}\Delta\omega, \quad (5.11)$$

где $k_{\text{чд}}$ – коэффициент передачи ЧД (крутизна детекторной характеристики).

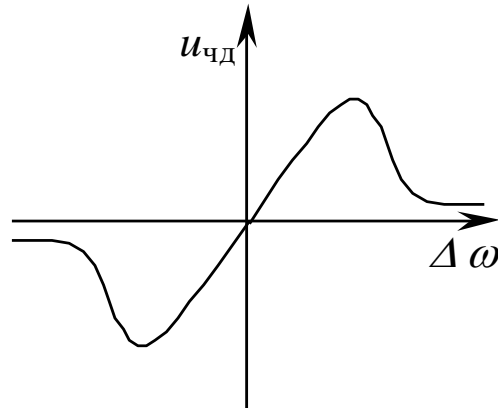


Рис. 5.9. Дискриминационная характеристика частотного детектора

Под действием напряжения, снимаемого с фильтра, частота гетеродина переставляется на

$$\Delta\omega_r = K_r \cdot u_{\text{ф}}, \quad (5.12)$$

где K_r – коэффициент передачи управителя гетеродина (УГ).

Из выражений (5.9), (5.11) и (5.12) следует, что ошибка регулирования промежуточной частоты в системе АПЧ может быть определена как

$$\Delta\omega = \frac{1}{1+K} \Delta\omega_c, \quad (5.13)$$

где $K = K_{\text{чд}} \cdot K_{\text{ф}} \cdot K_r$ – коэффициент передачи системы АПЧ.

Принцип работы системы АПЧ радиоприёмного устройства показан на рисунке (Рис. 5.10).

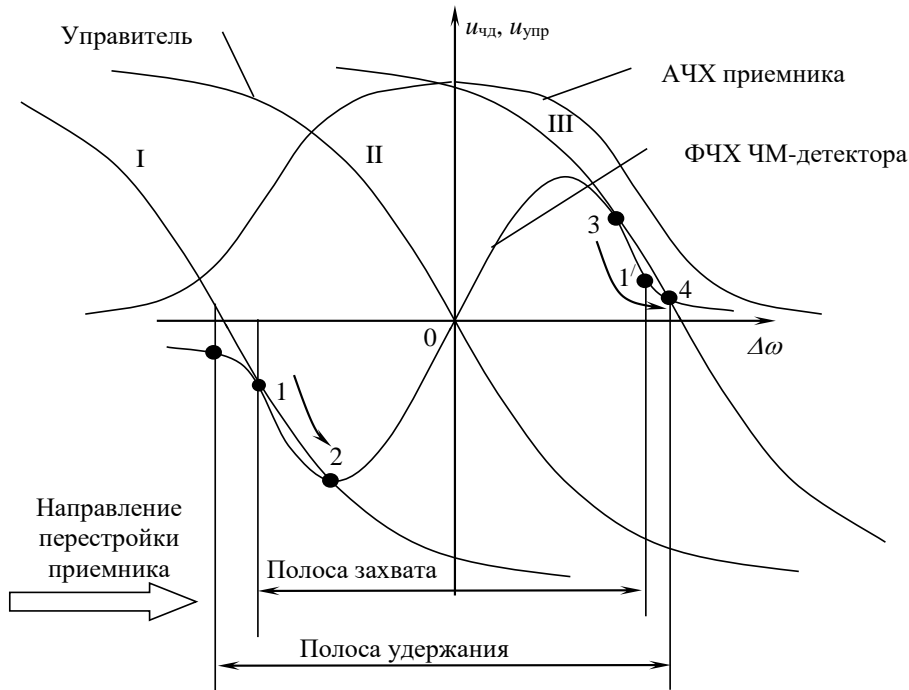


Рис. 5. 10. Описание принципа работы системы АПЧ

Процесс работы системы АПЧ в режимах захвата и удержания при перестройке гетеродина «вверх» по частоте. При большой отстройке приёмника от центральной частоты система АПЧ находилась первоначально в устойчивом состоянии (кривая характеристики управителя имеет одно пересечение с детекторной характеристикой). При уменьшении отстройки приёмника возникает неустойчивость работы системы АПЧ (кривая характеристики управителя имеет два или три пересечения с детекторной характеристикой до точки 1). При уменьшении отстройки, система АПЧ переходит в устойчивый режим захвата (кривая управителя переходит из точки 1 в точку 2), а при дальнейшей перестройке (до точки 3) система АПЧ удерживает настройку, характеризуя полосу удержания. Значение частот, обеспечивающее режим захвата, называют полосой захвата (1-1'). При дальнейшей перестройке приёмника (частоты гетеродина) система обеспечивает устойчивую настройку (точка 3), а настройка принимает значение точки 4.

5.5. Система фазовой автоподстройки частоты

Системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) применяются в радиоприёмных устройствах, перестраиваемых по частоте генераторах высокостабильных колебаний и других устройствах. Структурная схема системы ФАПЧ

предназначена для стабилизации частоты подстраиваемого генератора (ПГ) по сигналу эталонного генератора (ЭГ) (Рис. 5. 11).

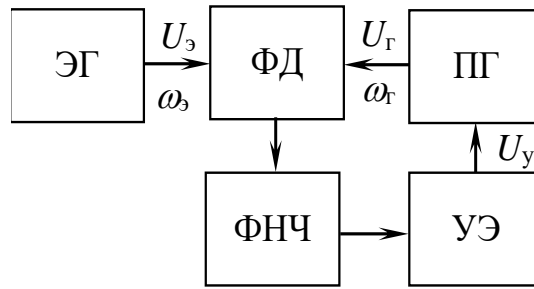


Рис. 5. 11. Структурная схема системы ФАПЧ

Объектом управления в системе ФАПЧ является ПГ, частота колебаний (или фаза) и напряжение, которого изменяется в зависимости от напряжения, вырабатываемого управляющим элементом (УЭ), при этом напряжение ПГ остаётся 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 подаётся на УЭ, который перестраивает частоту ПГ, приближая к частоте ЭГ. В установившемся режиме в системе устанавливается постоянная разность фаз между напряжениями $u_э$ 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

$$\Delta\omega_n = \omega_э - \omega_{Гн}, \quad (5. 14)$$

где $\omega_{Гн}$ – начальная частота сигнала ПГ.

После включения системы ФАПЧ частота сигнала ПГ:

$$\omega_Г = \omega_{Гн} - \omega_{Гу}. \quad (5. 15)$$

Частотная составляющая $\omega_{Гу}$ возникает из-за перестройки частоты ПГ и определяется выражением

$$\omega_{Гу} = k_Г k_{уэ} u_{фд} = k_Г k_{уэ} k_д F(\varphi), \quad (5. 16)$$

где: k_{Γ} – 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

$$\omega_{уд} = k_{\Gamma} k_{уэ} k_{д}, \quad (5.17)$$

результат имеет размерность круговой частоты. С учётом (5.16) и (5.17) частота ПГ может быть определена по следующей формуле:

$$\omega_{\Gamma} = \omega_{гн} + \omega_{уд} \cdot F(\varphi). \quad (5.18)$$

Разность фаз сигналов ЭГ и ПГ определяется выражением

$$\varphi = \varphi_0 + \int_0^t (\omega_3 - \omega_{\Gamma}) dt. \quad (5.19)$$

Из формулы (5.19) следует, что производная

$$\dot{\varphi} = \omega_3 - \omega_{\Gamma}. \quad (5.20)$$

Отличие структурной схемы системы ФАПЧ, от системы АПЧ состоит в наличии интегрирующего звена \int , с передаточной функцией $W=1/p$, производящего операцию интегрирования (Рис. 5. 12).

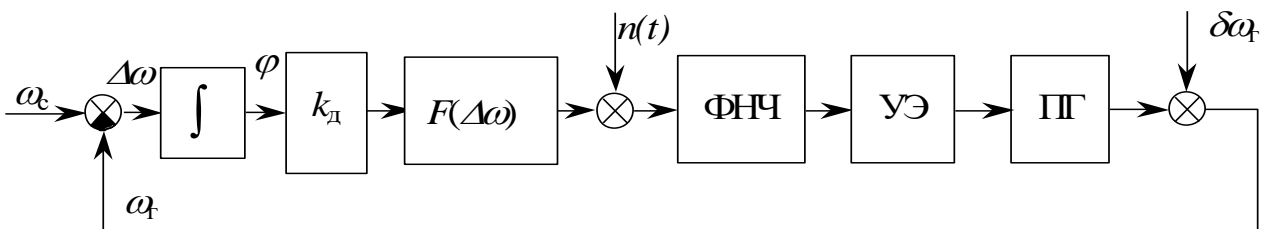


Рис. 5. 12. Обобщённая структурная схема ФАПЧ

Интегрирующее звено и возмущающее воздействие $n(t)$ учитывают влияние на качество работы системы флуктуационной составляющей напряжения, а воздействие $\delta\omega_f$ – влияние неустойчивости частоты ПГ.

Анализ показателей качества, расчёт устойчивости работы и оптимизации системы управления радиоприёмных устройств более подробно изложены и представлены в [39, 50].

5.6. Оценка устойчивости автоматических регулировок в радиоприёмных устройствах

Основными автоматическими системами регулирования в радиоприёмных устройствах являются АРУ, АПЧ, ФАПЧ. Безусловно после этапа проектирования радиоприёмника возникает проблема обоснования необходимости использования автоматически регулировок и обеспечения устойчивости его работы в условиях дестабилизирующих факторов и воздействий. Для решения данной задачи необходимы: разработка структурной схемы радиоприёмного устройства; идентификация узлов приёмника типовыми радиотехническими звеньями (ТРЗ); определение передаточных функций типовых узлов; составление дифференциального характеристического уравнения системы и расчёт устойчивости работы системы радиоавтоматики.

Для упрощения процедуры идентификации узлов и элементов радиоприёмных устройств, определения их передаточных функций, можно воспользоваться данными таблицы (Таблица 5. 2). В таблице основные узлы радиоприёмных устройств представлены в виде типовых радиотехнических звеньев, описываемых передаточными функциями.

На практике типовые узлы приёмных устройств идентифицируются по виду АЧХ и ФЧХ, определяя коэффициент усиления, наклон логарифмической АЧХ и постоянную времени ТРЗ и затем производится расчёт структурной схемы параметров автоматической системы [39].

Таблица 5. 2. Передаточные функции основных узлов радиоприёмного устройства

№ п/п	Наименование узла	Тип ТРЗ	Передаточная функция	Постоянная времени
1.	Преселектор	Пропорциональное	$W_{\text{прес}}(p) = k_{\text{прес}}$	–
2.	Преобразователь частоты	Пропорциональное	$W_{\text{см}}(p) = k_{\text{см}}$	–
3.	Усилитель промежуточной частоты	Пропорциональное	$W_{\text{упч}}(p) = k_{\text{упч}}$	–
4.	Детектор	Апериодическое	$W_{\text{д}}(p) = \frac{k_{\text{д}}}{1 + pT_{\text{д}}}$	$T_{\text{д}} = \frac{1}{2.2 \cdot F_{\text{В}}}$
5.	Фильтр низких частот	Апериодическое	$W_{\text{фнч}}(p) = \frac{k_{\text{фнч}}}{1 + pT_{\text{фнч}}}$	$T_{\text{д}} = \frac{200...500}{F_{\text{Н}}}$
6.	Управитель	Апериодическое	$W_{\text{упр}}(p) = \frac{k_{\text{упр}}}{1 + pT_{\text{упр}}}$	$T_{\text{упр}} = \frac{200...500}{F_{\text{В}}}$

По результатам расчёта и исследования устойчивости радиоприёмного устройства, при необходимости, производится корректировка параметров основных узлов систем радиоавтоматики с целью оптимизации структуры управления. Корректировке подвергаются те типовые радиотехнические звенья, которые отвечают за точность работы системы радиоавтоматики. К таким звеньям следует отнести: детектор системы автоматики (для случая отдельного детектирования), фильтр низких частот системы автоматики (коэффициент усиления безынерционного звена, постоянная времени цепи), управитель (крутизна регулирования, постоянная времени). Элементы и узлы отвечающие за полосу обработки информационного сигнала, корректировке не подвергаются.

Контрольные вопросы по главе 5

1. Какое назначение имеет система автоматической регулировки усиления?
2. Какова структурная схема разомкнутой системы АРУ?
3. Какова структурная схема замкнутой системы АРУ?
4. Когда используется задержанная система автоматической регулировки усиления?

5. Какое назначение имеет фильтр нижних частот в системе АРУ?
6. Какое назначение системы автоматической подстройки частоты?
7. Какое назначение имеет система фазовой автоподстройки?
8. Когда и где используется фазовая автоподстройка (ФАП)?
9. Какова структурная схема системы ФАП?
10. Чем отличается система ФАП от системы АПЧ?

6. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ АНАЛОГОВЫХ РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ

6.1. Общие сведения по построению схем радиоприёмников

Назначение радиоприёмника, вид принимаемого сигнала и предъявляемые технические требования определяют его состав. Основной состав приёмника определяется типом и количеством избирательных систем и усилительных элементов. Вид модуляции принимаемого сигнала, уровень требований к точности воспроизведения закона модуляции определяют его полосу пропускания. Структура приёмника представляет собой сочетание линейного тракта (узлы приёмника до детектора) и детектора (Рис. 6. 1).

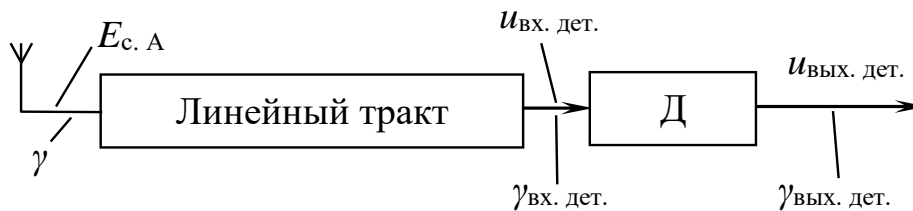


Рис. 6. 1. Обобщённая структурная схема радиоприёмного устройства

Качество работы определяется минимальным отношением сигнал/шум на выходе детектора. Для линейного тракта отношение сигнал/шум определяется коэффициентом шума, наводимым значением э.д.с. шумов и помех на входе приёмника. При детектировании сигнала отношение сигнал/шум на входе–выходе детектора меняется. Для различного вида модуляции это изменение различно. Для радиосигналов с амплитудной модуляцией (манипуляцией) изменение определяется выражением (6.1) [41].

$$\gamma_{\text{вх. дет. АМ}} = \frac{\gamma_{\text{вых. дет. АМ}}}{m \cdot \sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \Delta F}{P_{\text{ш}}}} \cdot \sqrt{1 + \sqrt{1 + \frac{m^2 \cdot P_{\text{ш}}}{\gamma_{\text{вых. дет. АМ}}^2 \cdot \Delta F}}} \quad (6. 1)$$

Для радиосигналов с угловой модуляцией (манипуляцией):

$$\gamma_{\text{вх. дет. УМ}} = \frac{\gamma_{\text{вых. дет. УМ}}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{\Delta F^3}{f_{\text{дев. max}}^3}} \quad (6. 2)$$

где $\Delta F = 1.1 \cdot (F_{\text{в}} - F_{\text{н}})$ – эффективная шумовая полоса НЧ тракта;

$P_{\text{ш}} = 1.1 \cdot P_{\text{ПР}}$ – шумовая полоса приёмника;

m – глубина модуляции (манипуляции) АМ – сигнала ($m = 0.3$ – модуляция; $m = 0.8$ – манипуляция; $m = 1$ – импульсная модуляция);
 $f_{\text{дев.мах}}$ – максимальная девиация частоты.

Отношение сигнал шум γ на входе приёмника (Рис. 6. 1)

$$\gamma = \gamma_{\text{вх. дет.}} \cdot \sqrt{N_{\text{ш}}},$$

где $N_{\text{ш}}$ – коэффициент шума линейного тракта приёмника (Таблица 6. 2).

Таблица 6. 1. Рекомендуемые значения коэффициента шума приёмника

Диапазон частот, ГГц	<0.01	0.01...0.10	0.1...1.0	1.0...10.0	10.0...100.0
Коэффициент шума $N_{\text{ш}}$, дБ	6...12	4...6	3...4	2...3	Не более 2

Таблица 6. 2. Динамический диапазон на входе/выходе приемника и минимальное отношение сигнал/шум на выходе детектора

Назначение		Динамический диапазон на входе/(выходе), дБ	Отношение сигнал/шум на выходе детектора, $\gamma_{\text{вых. дет.}}$, дБ
Звуковое вещание		60 – 70/(30 – 36)	20...26
Телевизионное вещание	Изображение	70 – 80/(36 – 40)	10...20
	Звук		26...30
Связные	Телефония	60 – 70/(26 – 30)	16...20
	Служебная и любительская	60 – 70/(26 – 30)	10...20
Радиолокационные и навигационные	РЛС обнаружения	90 – 110/(40 – 46)	4.0...5.0
	РЛС сопровождения и измерения координат цели		
Панорамные		70 – 80/(30 – 36)	4.0...5.0
Телеуправление		60 – 70/(30 – 36)	4.0...20.0

Качество радиоприёмников звукового вещания характеризуется зависимостью разборчивости сигнала от уровня шумов на его выходе (Рис. 6. 2) [13]. Разборчивость при приёме сигналов систем радиовещания обеспечивается при 90...95 %, а телеграфных сообщений и сеансах радиосвязи 50%.

Важной характеристикой радиоприёмника, влияющей на его чувствительность, является полоса пропускания, определяемая выражением

$$П = \Delta F_{\text{СП}} + 2\Delta F_{\text{Д}} + П_{\text{НС}}, \quad (6. 3)$$

где $\Delta F_{\text{СП}}$ – эффективная ширина спектра;

$\Delta F_{\text{Д}}$ – доплеровское смещение частоты сигнала;

$\Pi_{\text{НС}}$ – запас полосы пропускания, обусловленной нестабильностью и неточностью настройки радиоприёмного устройства.

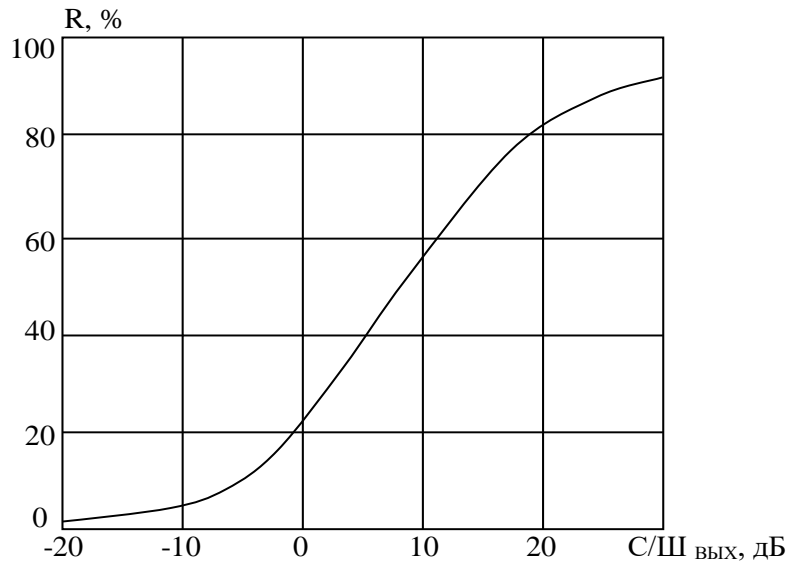


Рис. 6. 2. Зависимость разборчивости звукового сигнала от отношения сигнал/шум на выходе

Доплеровское смещение частоты сигналов, принимаемых от передатчика, перемещаемый относительно приёмника с радиальной скоростью, определяется выражением

$$\Delta F_{\text{Д}} \approx \frac{v_{\text{Р}} \cdot f_{\text{С}}}{c}, \quad (6. 4)$$

где $v_{\text{Р}}$ – радиальная скорость перемещения источника радиосигналов;

$c \approx 3 \cdot 10^8$ м/сек – скорость распространения радиоволн.

Величина $\Pi_{\text{НС}}$ определяется выражением

$$\Pi_{\text{НС}} = 2\sqrt{(\delta_{\text{С}} \cdot f_{\text{С}})^2 + (\delta_{\text{Г}} \cdot f_{\text{Г}})^2 + (\delta_{\text{Н}} \cdot f_{\text{Н}})^2 + (\delta_{\text{П}} \cdot f_{\text{П}})^2}, \quad (6. 5)$$

где $\delta_{\text{С}} \cdot f_{\text{С}}$ – нестабильность принимаемого радиосигнала;

$\delta_{\text{Г}} \cdot f_{\text{Г}}$ – нестабильность частоты гетеродина;

$\delta_{\text{Н}} \cdot f_{\text{Н}}$ – нестабильность частоты настройки радиоприёмника;

$\delta_{\text{П}} \cdot f_{\text{П}}$ – нестабильность частоты настройки усилителя промежуточной частоты (для супергетеродинных радиоприёмников);

$\delta_{\text{С}}, \delta_{\text{Г}}, \delta_{\text{Н}}, \delta_{\text{П}}$ – относительная нестабильность сигнала, гетеродина, настройки преселектора и УПЧ соответственно.

Относительная нестабильность генераторных схем определяется отноше-

нием $\frac{\delta \cdot f}{f}$.

Для приёмников с двойным преобразованием частоты и первым перестраиваемым гетеродином

$$P_{\text{HC}} = 2\sqrt{(\delta_{\text{C}} \cdot f_{\text{C}})^2 + (\delta_{\text{Г1}} \cdot f_{\text{Г1}})^2 + (\delta_{\text{Г2}} \cdot f_{\text{Г2}})^2 + (\delta_{\text{H}} \cdot f_{\text{Г1}})^2}, \quad (6.6)$$

где $f_{\text{Г1}}$ и $f_{\text{Г2}}$ – частота первого и второго гетеродина соответственно.

Если в приёмнике с двойным преобразованием частоты применён генератор частоты, при верхней настройке первого гетеродина и разностных преобразованиях частоты

$$P_{\text{HC}} = 2\sqrt{(\delta_{\text{C}} \cdot f_{\text{C}})^2 + [(m_1 - m_2)\delta_{\text{ОП}} \cdot f_{\text{ОП}}]^2}, \quad (6.7)$$

где m_1 и m_2 – номера гармоник опорного генератора, используемых для получения колебаний 1-го и 2-го гетеродинов соответственно;

$\delta_{\text{ОП}}$ – относительная нестабильность частоты опорного генератора.

Для уменьшения нестабильности супергетеродинных приёмников, до частот 100...150 МГц, используют однокаскадную кварцевую стабилизацию гетеродина, а без кварцевой стабилизации – не выше 500 МГц. При многокаскадной стабилизации с умножением частоты и кварцевой стабилизацией до частот 10 ГГц; генераторы на туннельных диодах и диодах Ганна – от 0,5 до 100 ГГц, отражательных клистронах – от 3 ГГц до 50 ГГц (Таблица 6. 3).

Таблица 6. 3. 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}	-
		Не переключаемый с кварцевой стабилизацией и одинарным термостатированием	10^{-6}	-
		Не переключаемый с кварцевой стабилизацией и двойным термостатированием	$10^{-7} - 10^{-8}$	
	Не переключаемый 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}	-	

Значения относительных нестабильностей генераторных схем представлены в таблице (Таблица 6. 3). Если полоса пропускания существенно больше

эффективной ширины спектра, то необходимо использовать сложные схемы стабилизации, синтезаторы частоты или систему АПЧ.

Полоса пропускания линейного тракта радиоприёмника с АПЧ

$$P = \Delta F_{\text{СП}} + \frac{2\Delta F_{\text{Д}} + P_{\text{НС}}}{k_{\text{АПЧ}}}, \quad (6.8)$$

где $k_{\text{АПЧ}}$ – коэффициент автоматической подстройки частоты.

Для устойчивой работы АПЧ выбирают коэффициент $k_{\text{АПЧ}} = 15 \dots 20$. Большое значение коэффициента АПЧ соответствует более сложной схеме. При использовании системы ФАПЧ можно принять значение полосы пропускания приёмника равной $P \approx \Delta F_{\text{СП}}$.

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 6. 4).

Таблица 6. 4. Реализуемые технические характеристики радиоприемников

Параметр или характеристика	Вид структурной схемы		
	Прямого усиления	Сверхрегенеративная	Супергетеродинная
Минимальная осуществимая полоса пропускания	$(0,3 \dots 1) \frac{f_{\text{СМИН}}}{Q_{\text{ЭВЧ}}}$	$(0,02 \dots 0,2) \frac{f_{\text{СМИН}}}{Q_{\text{ЭВЧ}}}$	$(0,3 \dots 0,8) \frac{f_{\text{СМИН}}}{Q_{\text{ЭВЧ}}}$
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 радиоприемника, выбор средств усиления радиосигнала производят на поздних стадиях расчета структурной схемы радиоприёмного устройства после расчёта чувствительности, определения динамического диапазона и оценки уровня выходного сигнала.

6.2. Особенности построения радиоприёмников АМ-сигналов систем звукового вещания

Радиовещательные приёмники АМ-сигналов предназначены для приёма программ звукового вещания в диапазонах ДВ, СВ, КВ диапазонах длин волн. По электрическим параметрам и комплексу эксплуатационных свойств стационарные и переносные радиоприёмники разделяют на четыре группы сложности (0 – высшую, 1, 2, 3); автомобильные (1, 2, 3) и малогабаритные (карманные, сувенирные и миниатюрные).

В зависимости от условий эксплуатации радиоприёмные 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 (Рис. 6. 3).

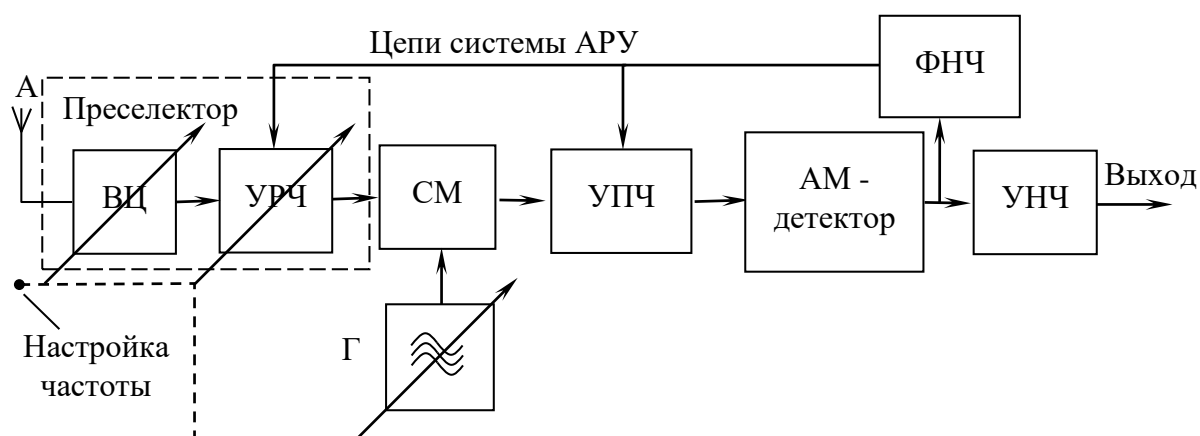


Рис. 6. 3. Структурная схема супергетеродинного приёмника АМ-сигналов системы звукового вещания

Линейный режим работы АМ-детектора и исключение «перегрузки» оконечных каскадов радиоприёмника в структурную схему введением системы АРУ и подачей сигнала управления на УРЧ и первые каскады УПЧ.

6.3. Особенности построения приёмников УКВ ЧМ-сигналов систем монофонического радиовещания

Радиоприёмники ЧМ-сигналов системы звукового вещания, предназначенные для приёма моно- и стереофонических радиопередач должны соответ-

ствовать требованиям ГОСТ 5651-89 «Аппаратура радиоприёмная бытовая». Радиоприёмные устройства ЧМ-сигналов отличается от приёмников АМ сигналов высоким качеством и помехоустойчивостью звукового и телевизионного вещания, за счёт использования широкополосной частотной модуляции. Монофоническое вещание в Российской Федерации ведётся в двух диапазонах: УКВ – 1 и УКВ – 2. Технические параметры трактов передачи в этих даиапазонах имеют различия (Таблица 6. 5).

Таблица 6. 5. Технические параметры трактов передачи монофонического УКВ – ЧМ вещания

Диапазон частот	УКВ – 1	УКВ – 2
Частота несущей, МГц	65...75	100...108
Девияция частоты, кГц	50	75
Диапазон передаваемых звуковых частот, Гц	30...15000	50...15000
Постоянная времени цепи предыскажений сигналов, мкс	50	75

Структурная схема передающей и приёмной частей содержат цепи введения предыскажений на передающей части (ЦП) и компенсации (ЦКП) на приёмной части системы радиовещания (Рис. 6. 4).

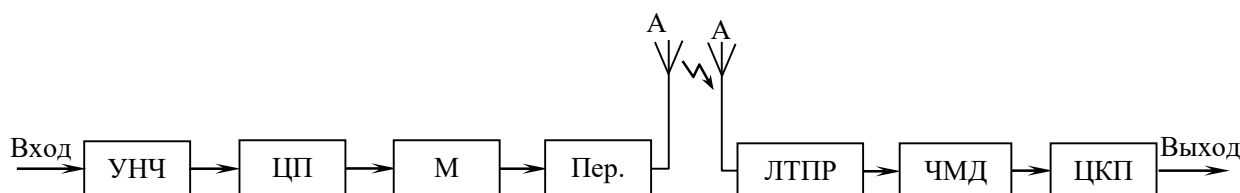


Рис. 6. 4. Структурная схема системы УКВ-ЧМ радиовещания:
УНЧ – усилитель низкой частоты; М – модулятор; Пер. – передатчик;

Постоянная времени ЦП и ЦКП определяется стандартом формирования стереосигнала.

Модуль коэффициента передачи ЦП (Рис. 6. 5, а):

$$|k_{\text{цп}}| = \sqrt{\frac{1 + (\Omega\tau)^2}{a^2 + (\Omega\tau)^2}} \quad \text{при } a^2 \gg (\Omega_{\text{в}}\tau)^2 \quad |k_{\text{цп}}| = \frac{\sqrt{1 + (\Omega\tau)^2}}{a}, \quad (6. 9)$$

где $\tau = R1 \cdot C1$; $a = 1 + \frac{R1}{R2}$.

Модуль коэффициента передачи ЦКП (Рис. 6. 5, б):

$$|k_{\text{цкп}}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\Omega\tau)^2}}. \quad (6. 10)$$

Уровень вводимого предыскажения в АЧХ на передающем и на приёмном конце определяются эквивалентными схемами (Рис. 6. 5).

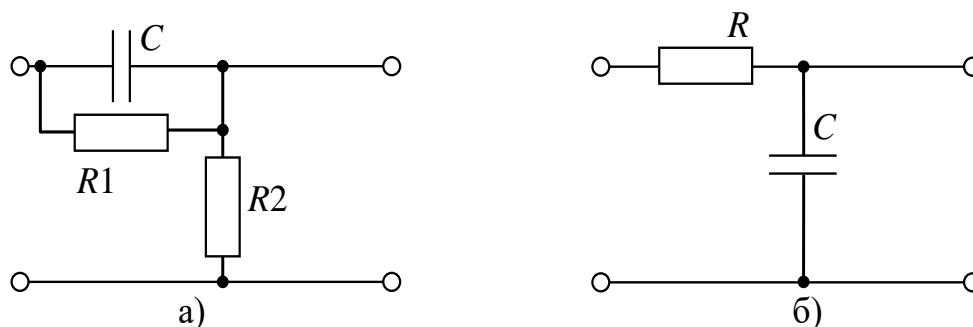


Рис. 6. 5. Эквивалентная схема цепи введения предыскажений (а) и цепи компенсации искажений АЧХ модулирующего сигнала (б)

Амплитудночастотные характеристики модулирующего сигнала изображены на рисунке (Рис. 6. 6).

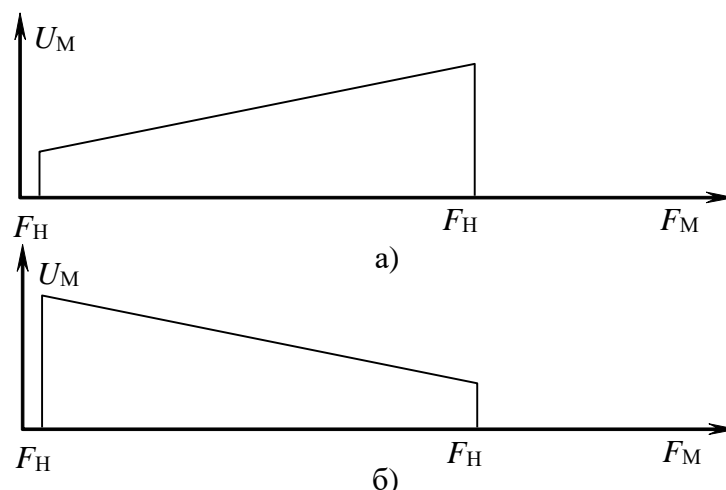


Рис. 6. 6. Амплитудно частотная характеристика модулирующего сигнала на передающей (а) и приёмной стороне радиовещания (б)

Использование ЦП с подъемом АЧХ в области звуковых частот позволяет обеспечить высокое отношение сигнал/шум в области средних частот и сформировать модуляцию вида ЧМ – ФМ, обеспечивая малую нестабильность частоты радиостанции.

Структурная схема приёмника выполняется по супергетеродинной схеме (Рис. 6. 7) и отличается от АМ-приёмника наличием ЧМ детектора, цепи АПЧ и управляемого гетеродина (Г).

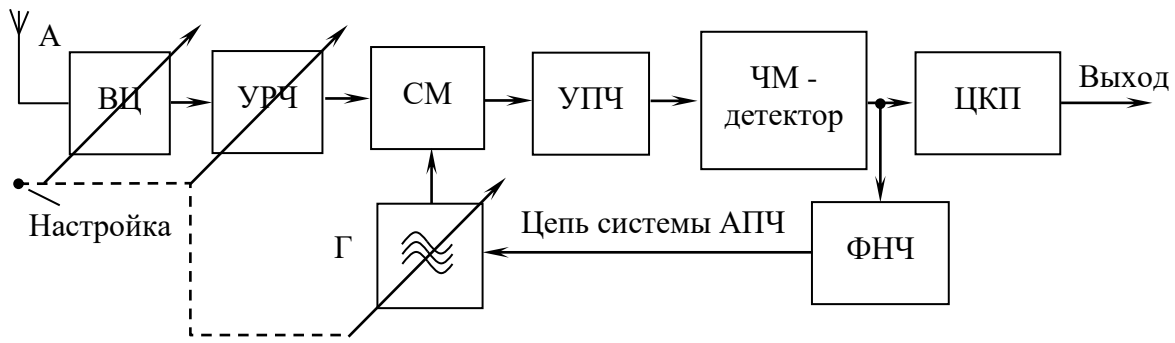


Рис. 6. 7. Структурная схема приёмника ЧМ сигналов

При выборе избирательных цепей в УПЧ следует принять меры для уменьшения нелинейных искажений, возникающие в ФСС, поэтому неравномерность АЧХ в полосе пропускания должна быть не более 1 дБ.

6.4. Особенности построения радиоприёмников ЧМ-сигналов систем стереофонического звукового вещания

6.4.1. Особенности восприятия человеком объёмного звука

Слуховой аппарат человека способен определить направление и локализовать источник звук. Анатомические особенности ушей определяют направление и оценку расстояния до источника звука в горизонтальной плоскости с точностью до 3 градусов, в вертикальной до 15 градусов, расположенного на расстоянии до 50 м. Оценка расстояния до источника звука человек оценивает значительно хуже, поэтому акустические сигналы в горизонтальной плоскости определяется за счёт разности времени и уровня прихода звука, называемый *бинауральным эффектом* [43]. Механизм определения направления источника звука при изменении длины звуковой волны показан на рисунке (Рис. 6. 8). Исследования проводились для случая: расстояние до источника звука 5 м; расстояние между ушами – 18 см.

Разность расстояния от источника звука до правого и левого уха определяется выражением (Рис. 6. 8, а):

$$l_1 - l_2 = \sqrt{(r^2 + h^2) + 2 \cdot r \cdot h \cdot \sin \varphi} - \sqrt{(r^2 + h^2) - 2 \cdot r \cdot h \cdot \sin \varphi}, \quad (6. 11)$$

где r – расстояние до источника звука;

$2h$ – расстояние между левом и правом ухом;

l_1 и l_2 – расстояние от источника звука до правого и левого уха.

Зависимость разности фаз прихода звука в левое и правое ухо от частоты звуковых колебаний (Рис. 6. 8, б):

$$\Delta\beta^0 = 360 \cdot \frac{(l_1 - l_2) \cdot F}{v}, \quad (6. 12)$$

где F – частота звукового сигнала;

v – скорость распространения звука в воздухе.

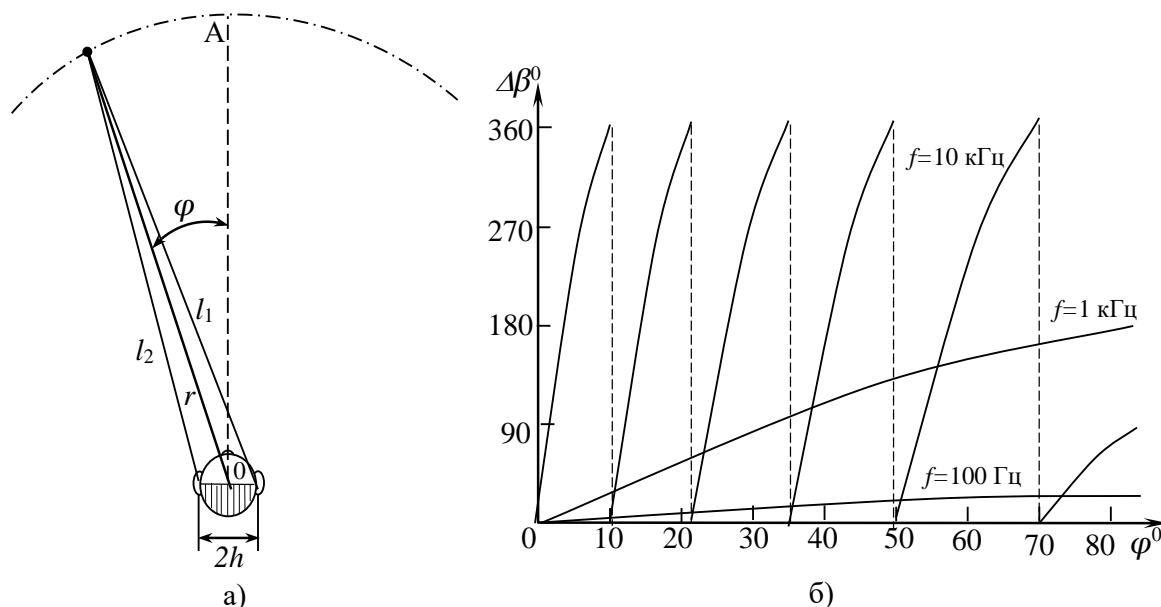


Рис. 6. 8. Изменение расстояния до ушей (а) и разности фаз звуковой волны $\Delta\beta^0$ и перемещение источника звука (б)

Результаты анализа показывают, что способность локализации источника звука человеком, находится в пределах от 300 до 5000 Гц. Максимальный эффект локализации источника звука определяется на частоте 1 кГц.

6.4.2. Требования к системе стереофонического вещания

Стереофоническое вещание на территории РФ ведётся в двух стандартах: на основе комплексного стереосигнала (стандарт РФ) в диапазоне УКВ-1 и с пилот-тоном (стандарт США) в диапазоне радиочастот УКВ-2 и определяется ГОСТ Р 51107-97 [42].

Требованиями системы стереофонического вещания являются:

1. Обеспечение прямой (приём стереопередач приёмником моно) и обратной совместимости (приём монопередат на приёмник стерео).
2. Полоса частот стереофонического радиоканала сопоставима с полосой монофонического канала.

3. Обеспечение допустимого переходного затухания между каналами А и В и идентичности фазовых и амплитудных характеристик системы стереофонического радиовещания (Рис. 6. 9).

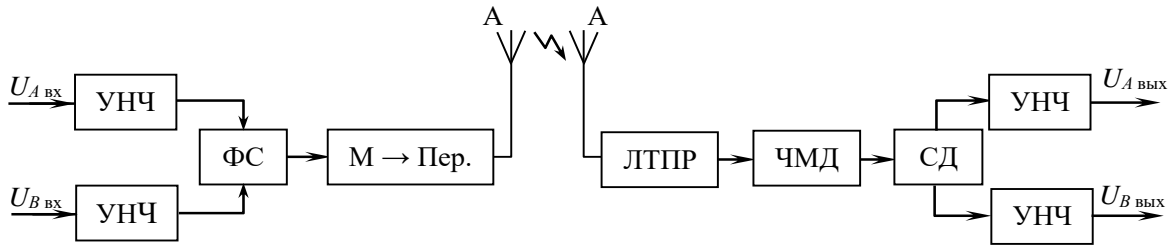


Рис. 6. 9. Упрощённая структурная схема системы стереофонического радиовещания:

УНЧ – усилитель низких частот; ФС – формирователь стереосигнала; М → Пер. – модулятор и передатчика; ЛТПР – линейный тракт приёмника; ЧМД – детектор ЧМ сигнала; СД – стереодетектора.

Качество стереоэффекта определяется переходным затуханием (степенью изолированности) левого (канал А) и правого (канал В) каналов

$$\alpha_{\text{пер.}} [\text{дБ}] = 20 \cdot \lg \left[\frac{U_{\text{АВЫХ}}}{U_{\text{ВВЫХ}}} \right] \text{ дБ} \quad \text{при } U_{\text{АВХ}} \neq 0, U_{\text{ВВХ}} = 0,$$

где $U_{\text{АВЫХ}}, U_{\text{ВВЫХ}}$ – амплитуда сигналов на выходе приёмника каналов А и В;
 $U_{\text{АВХ}}, U_{\text{ВВХ}}$ – напряжение сигналов А и В на входе УНЧ передатчика.

Переходное затухание в радиоканале зависит от полосы пропускания приёмника, от точности настройки приёмника и от девиации частоты [43].

$$\alpha_{\text{пер.}} [\text{дБ}] = 20 \cdot \lg \left[\frac{P_{\text{ПР}}}{f_{\text{ДЕВ}} + f_{\text{ПОД}} + F_{\text{М}} + \Delta f} \right]^2 [\text{дБ}], \quad (6. 13)$$

где Δf – неточность настройки радиоприёмника;

$f_{\text{ДЕВ}}$ – девиация частоты;

$f_{\text{ПОД}}$ – частота поднесущей частоты;

$F_{\text{М}}$ – частота модуляции.

Методика измерения переходного затухания определяется требованиями ГОСТа и зависит от степени разбаланса поднесущей частоты по фазе на передающей и принимающей сторонах системы радиовещания [44]

$$\alpha_{\text{пер.}} [\text{дБ}] = 20 \cdot \lg \left[\text{ctg} \frac{\Delta \varphi_{\text{ПОД}}}{2} \right] [\text{дБ}]. \quad (6. 14)$$

Величина разбаланса $\Delta\varphi_{\text{под.}} \leq 20^\circ$ обеспечивает $\alpha_{\text{пер.}} \geq 30$ дБ. При разбалансе $\Delta\varphi_{\text{под.}} > 90^\circ$ левый и правый каналы меняются местами.

6.4.3. Особенности построения структурных схем

стереофонических радиоприёмников УКВ ЧМ-сигналов

Упрощённая структурная схема тракта передачи радиосигнала по стандарту РФ в системе стереофонического вещания на передающей части системы представлена на рисунке (Рис. 6. 10), а приёма (Рис. 6. 11).

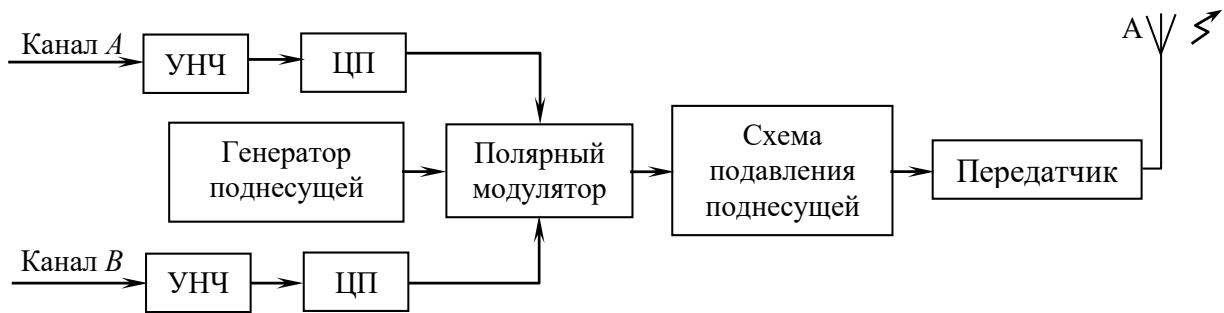


Рис. 6. 10. Структурная схема тракта передачи стереосигнала системы на основе КСС и частичным подавлением поднесущей

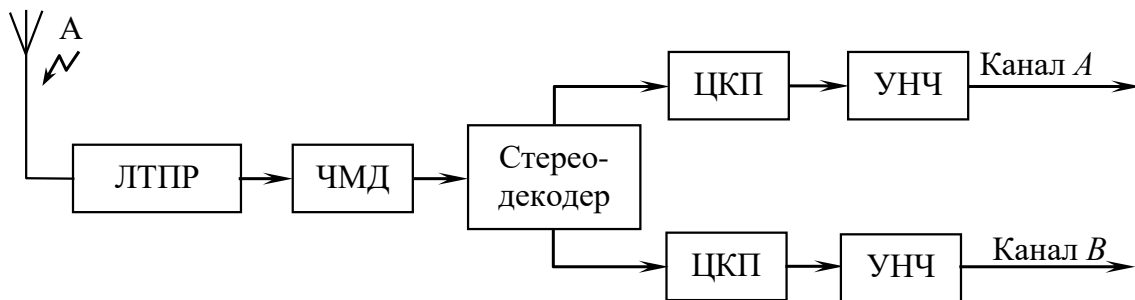


Рис. 6. 11. Структурная схема тракта приёмника стереофонического вещания с частичным подавлением несущей

Процесс формирования комплексного стереосигнала стандарта РФ представлен на рисунке (Рис. 6. 12в).

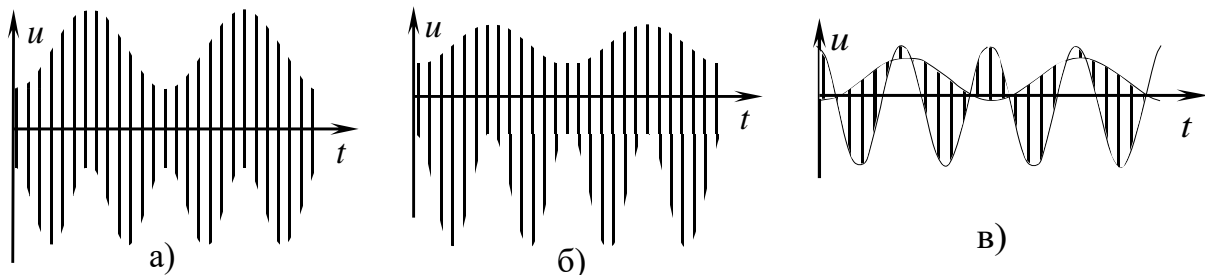


Рис. 6. 12. Осциллограммы формирования КСС на выходе полярного модулятора без предуслаждений (а), с предуслаждением АЧХ (б) и после устройства подавления поднесущей сигнала на 80% (в)

Основное требование к модулятору передатчика – полоса частот до 200 кГц. АЧХ спектра стереосигнала отечественного стандарта (Рис. 6. 13, а) и стандарта с пилот-тоном (Рис. 6. 13, б) характеризуется АЧХ тональной ($A+B$) и надтональной частей ($A-B$). В надтональную часть спектра включен сигнал RDS, служащий для передачи служебной информации. Различием стандартов являются величина наклона АЧХ цепи предуслажений, частота и величина передаваемой поднесущей и наличие пилот-тона (Таблица 6. 6).

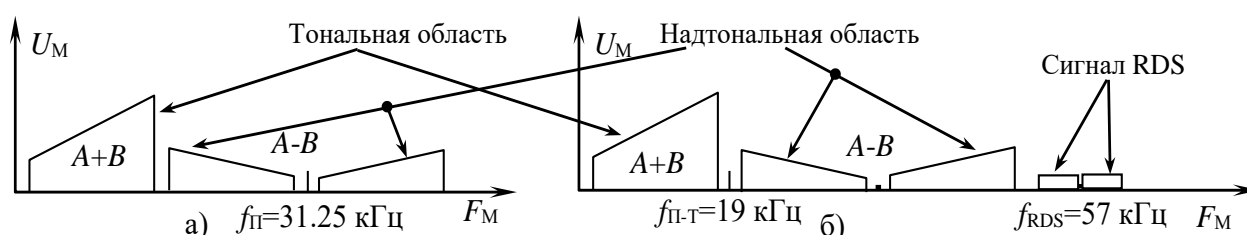


Рис. 6. 13. Амплитудно-частотная характеристика спектра комплексного стереосигнала ПМК – КСС (а) и КСС с пилот-тоном

Технические параметры передачи стереофонического сигнала системы звукового вещания представлены в таблице (Таблица 6. 6) [42].

Таблица 6. 6. Технические параметры системы стереофонического вещания

Наименование параметров	Система с полярной модуляцией (РФ)	Система с пилот-тоном (США/РФ)
Диапазон передаваемых звуковых частот для каждого канала, Гц	30...15000	50...15000
Отклонение АЧХ канала во всём диапазоне частот, дБ, не более	$\pm 1,0$	$\pm 1,0$
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	$\pm 2,0 \cdot 10^{-5}$	
Частота поднесущей, Гц	31250 ± 2	38000
Частота пилот-тона, Гц	-	19000
Поднесущая частота RDS сигнала, кГц	-	57
Верхняя граничная частота спектра КСС, кГц	46,25	53
Подавление поднесущей частоты, дБ	$14 \pm 0,2$	≥ 60
Максимальная глубина модуляции КСС, %, не более	80	90
Постоянная времени цепи предуслажений сигналов А и В стереопары, мкс	50	75/50
Максимальная девиация частоты передатчика, кГц	50	75/50
Полоса частот радиопередатчика, кГц	165...192	190...206
Переходное затухание между каналами на выходе передатчика, дБ, не менее	30	30
Ширина полосы пропускания радиоприёмника, кГц	140...192	180...206

Наименование параметров	Система с полярной модуляцией (РФ)	Система с пилот-тоном (США/РФ)
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)	

Эффективная ширина спектра КСС определяется выражением:

$$\Delta F_{\text{сп.ксс}} = 2 \cdot (f_{\text{ДЕВ}} + f_{\text{ПОД}} + F_{\text{М}}), \quad (6.15)$$

где $f_{\text{ПОД}}$ частота поднесущей стереосигнала.

Ширина спектра стереосигнала как для РФ и США определяется выражением (6.15), с той лишь разницей, что в отечественном стандарте $f_{\text{ДЕВ}} = 40$ кГц, (девиация частоты уменьшена на 20%).

Структурная схема стереоприёмника с пилот-тоном отличается наличием дополнительного сигнала пилот-тона, необходимого для восстановления поднесущей частоты, подавленной в передатчике на 100% (не менее 60 дБ) и составляет 10% от уровня поднесущего колебания. (Рис. 6. 14).

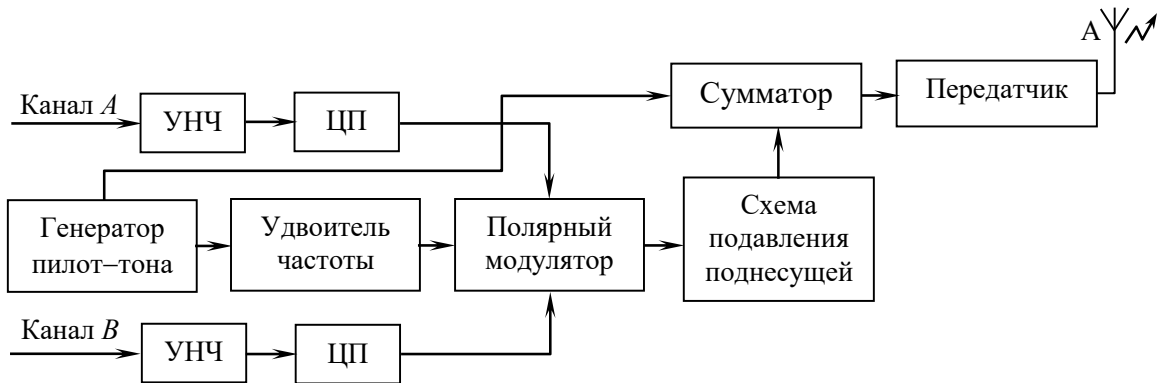


Рис. 6. 14. Структурная схема системы стереовещания с пилот-тоном

Схема стереоприёмника отличается наличием фильтра для выделения пилот-тона (ФВП) и умножителем частоты на два (УМ 2) (Рис. 6. 15).

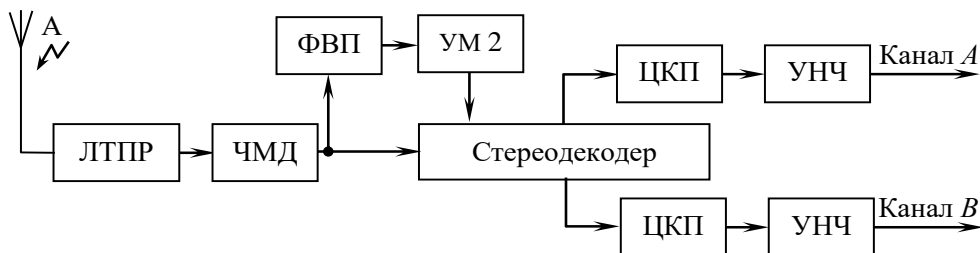


Рис. 6. 15. Структурная схема тракта приёма радиосигнала системы стереофонического вещания с пилот-тоном

Кроме рассмотренных выше систем стереофонического существуют другие стереофонические и квадрафонические системы вещания [43, 47].

6.4.4. Шумы и чувствительность стереофонических радиоприёмных устройств

Отличительной особенностью стереофонического приёмника является его полоса пропускания, определяемая эффективной шириной спектра. Для отечественного стандарта ширина спектра в режимах моно и стерео:

$$\Delta F_{\text{СП.МОНО}} = 2 \cdot (f_{\text{ДЕВ}} + F_{\text{М}}) = 2 \cdot (50 + 15) = 130 \text{ кГц};$$

$$\Delta F_{\text{СП.КСС}} = 2 \cdot (f_{\text{ДЕВ}} \cdot 0.8 + f_{\text{ПОД}} + F_{\text{М}}) = 2 \cdot (40 + 31.25 + 15) = 172.5 \text{ кГц}.$$

Для стандарта с пилот-тоном эффективная ширина спектра:

$$\Delta F_{\text{СП.МОНО}} = 2 \cdot (f_{\text{ДЕВ}} + F_{\text{М}}) = 2 \cdot (75 + 15) = 180 \text{ кГц};$$

$$\Delta F_{\text{СП.П-Т}} = 2 \cdot (f_{\text{ДЕВ}} + f_{\text{ПОД}} + F_{\text{М}}) = 2 \cdot (75 + 38 + 15) = 256 \text{ кГц}.$$

Ухудшение чувствительности ξ приёмника с КСС и с П-Т:

$$\xi_{\text{СП.КСС}} = \sqrt{\frac{\Delta F_{\text{СП.КСС}}}{\Delta F_{\text{СП.МОНО}}}} = \sqrt{\frac{172.5}{130}} = 1.15, \quad \xi_{\text{СП.П-Т}} = \sqrt{\frac{\Delta F_{\text{СП.П-Т}}}{\Delta F_{\text{СП.МОНО}}}} = \sqrt{\frac{256}{180}} = 1.19$$

Испытания показали незначительное ухудшение чувствительности и приблизительно одинаковы, но при переходе работы приёмника из режима моно в стерео, изменяется диапазон детектируемых частот, включающие тональную и надтональную областей частот модуляции (Рис. 6. 13). Такой эффект меняет реальную чувствительность (Рис. 6. 16).

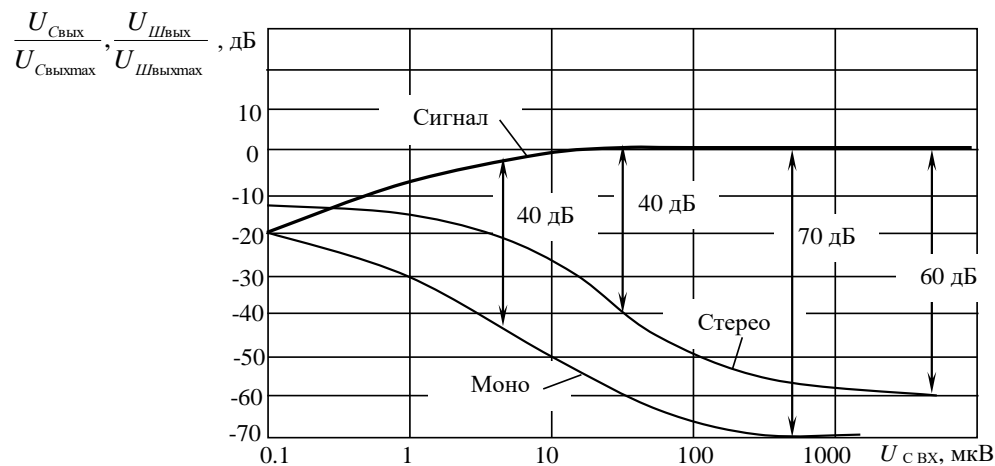


Рис. 6. 16. Зависимости отношения сигнал/шум на выходе приёмника в режиме моно и стерео от уровня радиосигнала на входе

Качество стереоприема считается хорошим при отношении сигнал/шума на выходе детектора не менее 40 дБ. При отношении с/ш 30...36 дБ уровень шумов будет достаточно комфортным. Анализ результатов исследований качественный приём стереофонических передач возможен при э.д.с. в антенне приблизительно 50 мкВ, а предельные значения с/ш при моноприёме и стереоприеме 70 дБ и 60 дБ соответственно (Рис. 6. 16) [43, 47].

6.5. Особенности построения телевизионного приёмника

Особенностью всех аналоговых систем телевизионного вещания является передача по радиоканалам двух несущих: яркостного (черно-белого изображения) и звукового сигналов, а также двух поднесущих цветоформирующих сигналов (сигналов цветности) (Рис. 6. 17).

Сигналы телевизионного вещания в стандарте SECAM для яркостного канала используется АМ-ОБ с частичным подавлением нижней боковой полосы, а поднесущие цветоформирующих и сигнал звука имеют частотную модуляцию. Частотная характеристика телевизионного приёмника отличается от передаваемого АЧХ спектра сигнала местоположением несущей изображения относительно настройки приёмника и уровнем сигнала звука на его выходе (Рис. 6. 18).

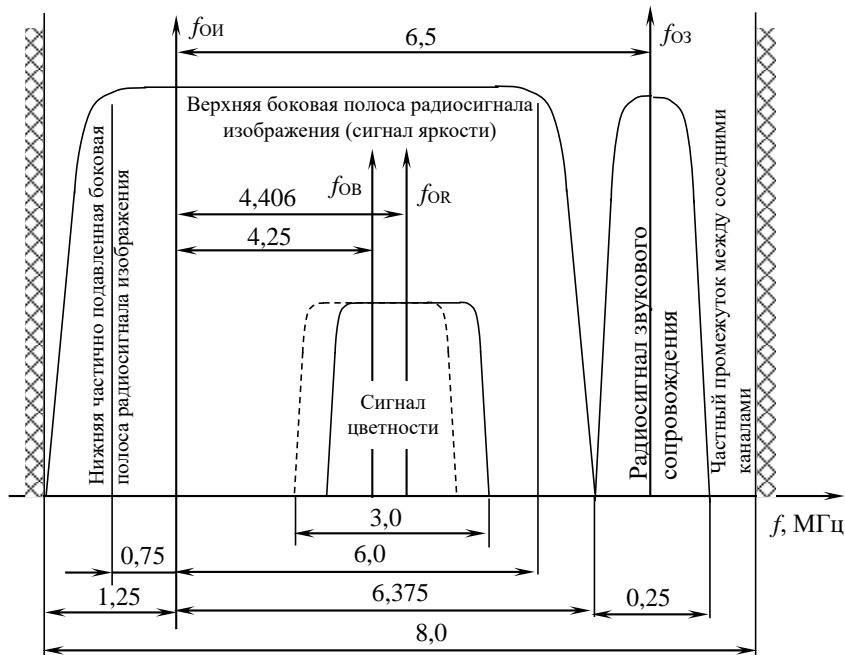


Рис. 6. 17. Амплитудно-частотная характеристика изображения и звука радиопередатчика системы телевизионного вещания стандарта SECAM

Телевизионный приёмник настраивается на среднюю частоту относительно несущих изображения и звука:

$$f_{\text{CP}} = \sqrt{f_{\text{ОИ}} \cdot f_{\text{ОЗ}}} \quad (6.16)$$

и имеет полосу пропускания 8 МГц и неравномерность АЧХ не более 3 дБ.

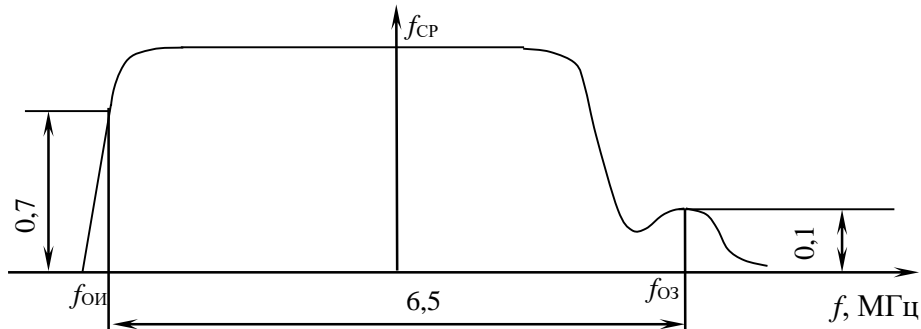


Рис. 6. 18. АЧХ телевизионного приёмника

Сигналы черно-белого изображения и изображения цветности передаются с частотой 25 кадров в секунду с использованием чересстрочной развёртки горизонтальных строк. Чёткость изображения определяется:

$$F_{\text{max}} = 0,38 \cdot k \cdot n \cdot Z^2,$$

где $k = 4/3$ – формат кадра (отношение ширины изображения к его высоте);

$n = 25$ – частота кадров;

$Z = 625$ – число строк требуемой чёткости изображения на экране.

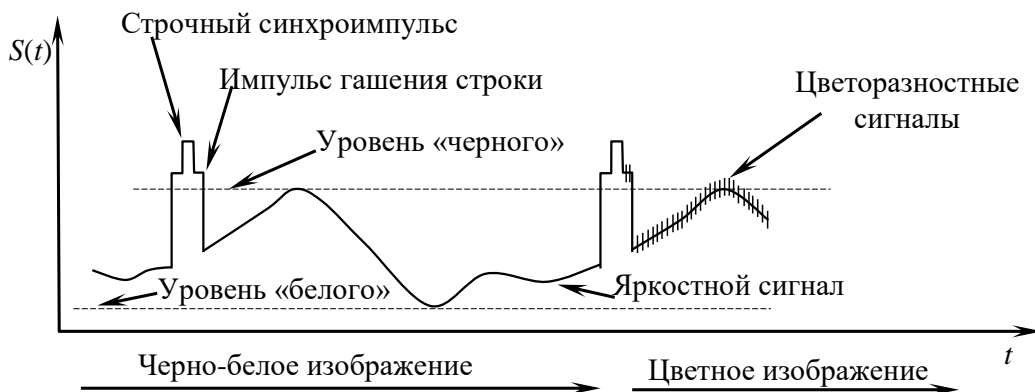


Рис. 6. 19. Стандартный видеосигнал изображения

Сигнал звукового канала имеет частоту несущей $f_{\text{ОЗ}} = f_{\text{ОИ}} + 6,5$ МГц (где $f_{\text{ОИ}}$ – частота несущей изображения). Телевизионные приёмники строятся по супергетеродинной схеме с верхней настройкой гетеродина с общим трактом усиления изображения и звука (Рис. 6. 21).

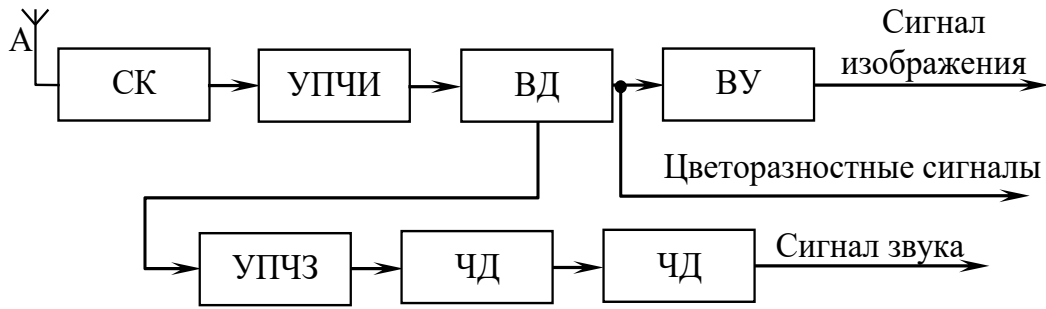


Рис. 6. 20. Структурная схема телевизионного приёмника с совмещённым трактом изображения и звука

Сигнал промежуточной частоты звука 6,5 МГц выделяется за счёт биения сигналов несущей изображения (38 МГц) и звука (31,5 МГц) на выходе видеодетектора (ВД). Селектор каналов (СК) телевизионного приёмника имеет в своём составе ВЦ, УРЧ, СМ – смеситель и Г – гетеродин (Рис. 6. 21).

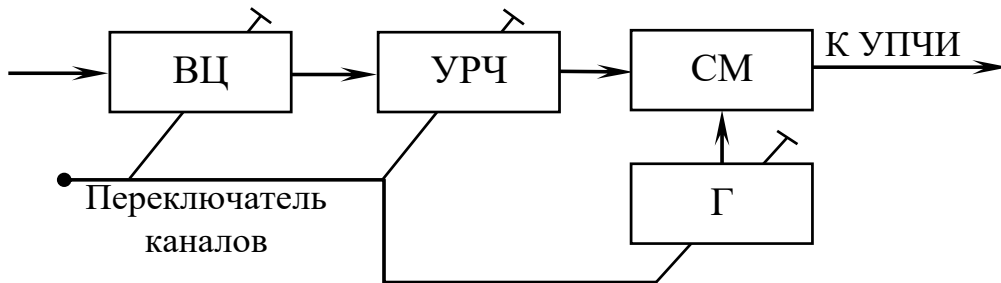


Рис. 6. 21. Структурная схема селектора каналов телевизионного приёмника

Усилитель радиочастоты имеет один-два малошумящих каскада. Переключение каналов осуществляется электронным коммутатором с последующей подстройкой варикапами. АЧХ смесителя настроена на промежуточную частоту тракта изображения (УПЧИ) равной 38 МГц и промежуточную частоту тракта звука (УПЧЗ) равной 31.5 МГц (Рис. 6. 22).

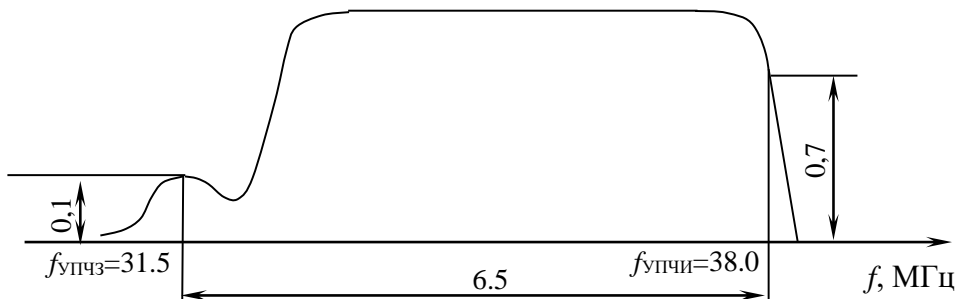


Рис. 6. 22. АЧХ УПЧ изображения

Выделение цветоразностных сигналов и их обработка осуществляются блоком цветности с последующей подачей на экран монитора [11].

6.6. Особенности построения профессиональных приёмников

6.6.1. Классы радиоизлучений

Радиоприёмные устройства профессиональной радиосвязи 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, различающиеся классом излучения (Таблица 6. 7).

Таблица 6. 7. Обозначения вида модуляции 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>

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 [11]. 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 характера сигналов, основной модуляции несущей радиоизлучения представлены в таблице (Таблица 6. 8), а модулирующих основную несущую радиоизлучения (

Таблица 6. 9).

Таблица 6. 8. Характеристика вида модуляции несущей радиоизлучения

Характер сигнала	Символ
Модулирующий сигнал отсутствует	0
Один канал	
Квантованной или цифровой информации	1
без применения модулирующей поднесущей	2
с применением модулирующей поднесущей	3
аналоговой информации	
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	X

Таблица 6. 9. Обозначения характера сигналов, модулирующих основную несущую радиоизлучения

Характер сигнала	Символ
Модулирующий сигнал отсутствует	0
Один канал	
Квантованной или цифровой информации	1
без применения модулирующей поднесущей	2
с применением модулирующей поднесущей	3
аналоговой информации	
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	X

Таблица 6. 10. Обозначения вида передаваемой информации

Вид информации	Символ
Никакой информации не передается	N
Телеграфия	
прием на слух	A
прием автоматический	B
Факсимиле	G
Данные телеметрии, телеуправления и др.	D
Телефония (включая звуковое радиовещание)	E
Телевизионное изображение	F
Комбинации указанных видов	W
Прочие виды	X

Таблица 6. 11. Обозначения дополнительных характеристик сигналов

Дополнительная характеристика сигнала	Символ
Двухпозиционный код с посылками	
различными по числу и (или) длительности	A
одинаковыми по числу и длительности	
без коррекции ошибок	B
с коррекцией ошибок	C
Четырехпозиционный код, в котором каждая позиция представляет собой посылку сигнала (один бит или более)	D
Многопозиционный код, в котором	
каждая позиция представляет собой посылку сигнала	E
каждая позиция или комбинация позиций представляет собой знак	F
Звук радиовещательного качества	
монофонический	G
стерео- или квадрофонический	H
Звук коммерческого качества	
с использованием частотной инверсии и(или) расщепления полосы	K
с раздельными ЧМ-сигналами для управления уровнем демодулированного сигнала	L

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>

Таблица 6. 12. 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 вещания с ЧМ – F8EHF; 2) для коммерческой телефонии с устройством для засекречивания – A3EKN; 3) для четырехканальной (два канала телефонных и два телеграфных) систем AM – A9WWX; 4) для релейной системы с временным разделением каналов с ФИМ – M7EJT.

6.6.2. Структурные схемы линейного тракта профессиональных радиоприёмных устройств

Структурная схема профессиональных приёмников выполняется по супергетеродинной схеме с двойным преобразованием частоты. Основа выбора схемы – стабильность частоты настройки и малые шумы всех узлов приёмника. Варианты схем отличают способом формирования напряжения гетеродина, при этом основная нестабильность определяет 1-й гетеродин.

Супергетеродинное радиоприёмное устройство с многодиапазонным первым гетеродином (Рис. 6. 23). Первый гетеродин плавно перестраивается в пределах каждого поддиапазона частот.

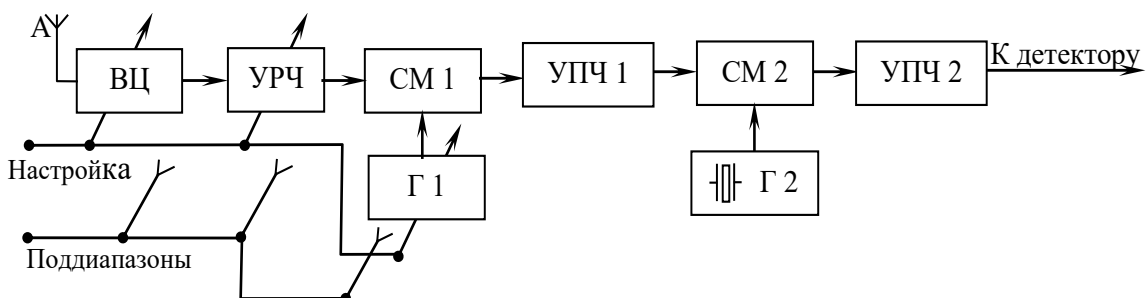


Рис. 6. 23. Структурная схема супергетеродинного радиоприёмника с многодиапазонным первым гетеродином

Для повышения стабильности гетеродина, диапазон частот делят на поддиапазоны с равными коэффициентами перекрытия.

Супергетеродинное радиоприёмное устройство с однодиапазонным первым гетеродином и генератором подставок. Структурная схема линейного тракта приёмника построена по схеме с двойным преобразованием частоты и имеет в своём составе генератор подставок (Рис. 6. 24).

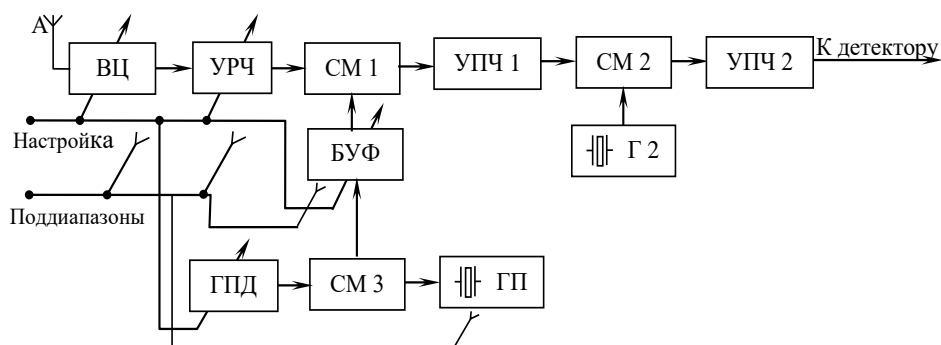


Рис. 6. 24. Структурная схема супергетеродинного радиоприёмника с однодиапазонным первым гетеродином и генератором подставок

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 приёмника определяется нестабильностью ГПД, которая доводится до значений порядка 10^{-5} . При выборе малых значений частот ГПД можно достичь малой нестабильности настройки радиоприёмника.

6.6.3. Особенности построения приёмников Си-Би диапазона

Радиоприёмники Си-Би диапазона. Радиоприёмники Си-Би диапазона входят в состав радиостанций, работающих в различных режимах передачи информации. Режимы работы отличаются видом модуляции и способами обработки сигналов, поэтому радиоприёмники должны обеспечивать приём различных типов сигналов на основе одно- или двукратного преобразования частоты. В их

состав включают, обеспечивающие дополнительные сервисные функции: фиксированная перестройка частоты на основе синтезатора частот и устройство бесшумной перестройки (Рис. 6. 25). При повышенных требованиях к радиоприёмник выполняется по схеме с двойным преобразованием частоты, где 1-я промежуточная частота высокая – обычно 10,695 МГц, а вторая низкая – 455 кГц.

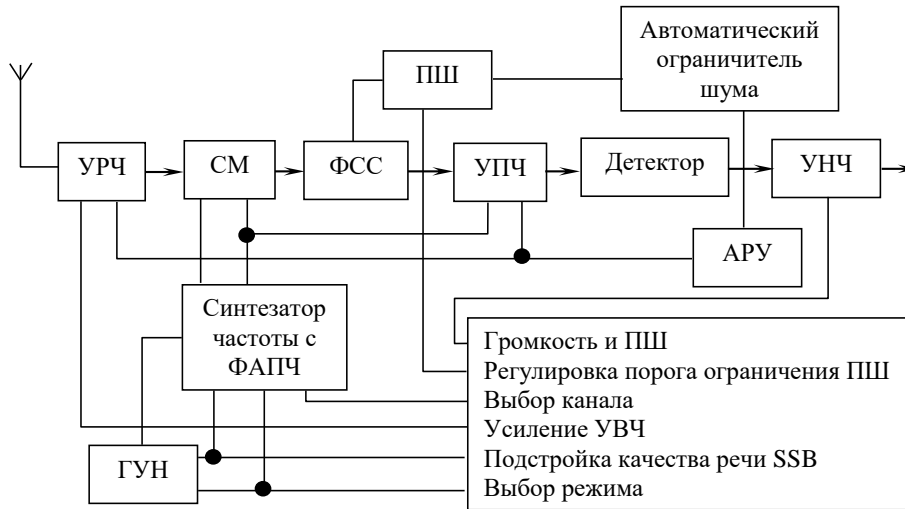


Рис. 6. 25. Структурная схема с АМ/ФМ/SSB

Синтезатор частоты строится на основе использования генератора, управляемого напряжением (ГУН) в соответствии с алгоритмом работы микропроцессора (Рис. 6. 26).

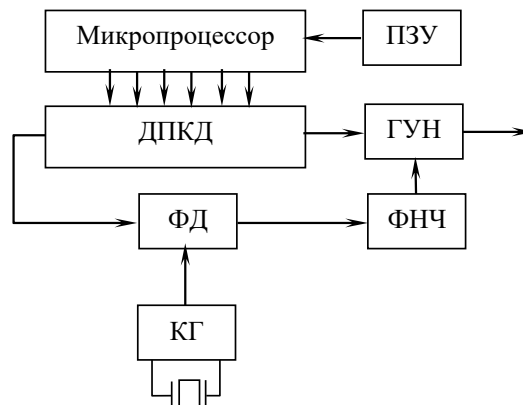


Рис. 6. 26. Упрощённая структурная схема синтезатора частоты с ФАПЧ

Алгоритм работы и программное обеспечение микропроцессора хранится в постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ). Уставка частоты, шаг перестройки устанавливается делителем переменного коэффициента деления (ДПКД) и контролируется системой ФАПЧ, в состав которой входит кварцевый генератор (КГ), фазовый детектор (ФД) и ФНЧ.

Особенностями структурной схемы радиоприёмного устройства *Си-Би* диапазона являются:

1. Усилитель радиочастоты строится, как правило, в аperiodическом исполнении. Резонансный УРЧ используется в высококачественных радиоприёмниках.

2. Тракт преобразования частоты строится по схеме с двойным преобразованием частоты. Гетеродины могут быть с кварцевой стабилизацией частоты или на основе синтезаторов частоты с ФАПЧ (Рис. 6. 26).

3. В зависимости от количества режимов работы приёмники применяются и различные виды детекторов: АМ/ЧМ или детекторы сигналов с однополосной модуляцией (SSB).

Радиоприёмные устройства одно- двухполостных АМ-сигналов. В принципе, данный класс приёмной аппаратуры может быть построен по схемам, рассмотренным выше. Поэтому здесь следует отметить лишь некоторые особенности связанных приёмников. Применение однополосных АМ-сигналов (ОБП) позволяет значительно повысить эффективность мощность передатчика в боковых полосах (8 раз) и почти вдвое уменьшить полосу передаваемых частот. Однако качество приёма ОБП значительно ухудшается при неравенстве частот несущей при передаче и приёме. Требуемую точность настройки может обеспечить схема ФАПЧ гетеродина (Рис. 6. 27).

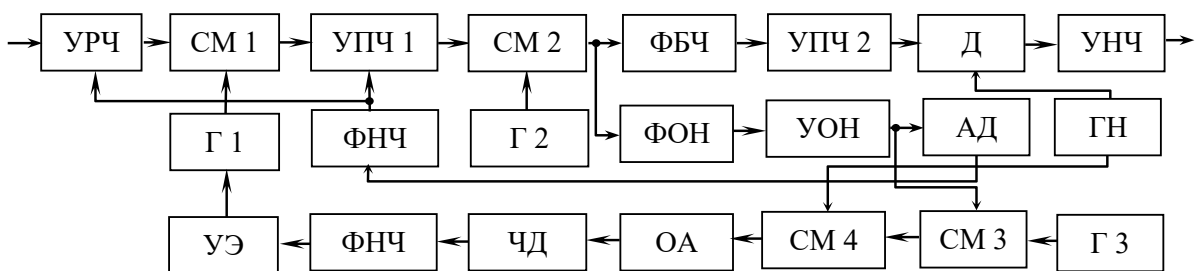


Рис. 6. 27. Структурная схема приёмника сигналов ОБП с частично подавленной несущей:

ОН – остаток напряжения несущей; УОН – усилитель остатка несущей; ОА – ограничитель амплитуды; ГН – генератор несущей

Если в качестве гетеродина использовать синтезаторы частоты, то возможен приём сигнала с полностью подавленной несущей (Рис. 6. 28).

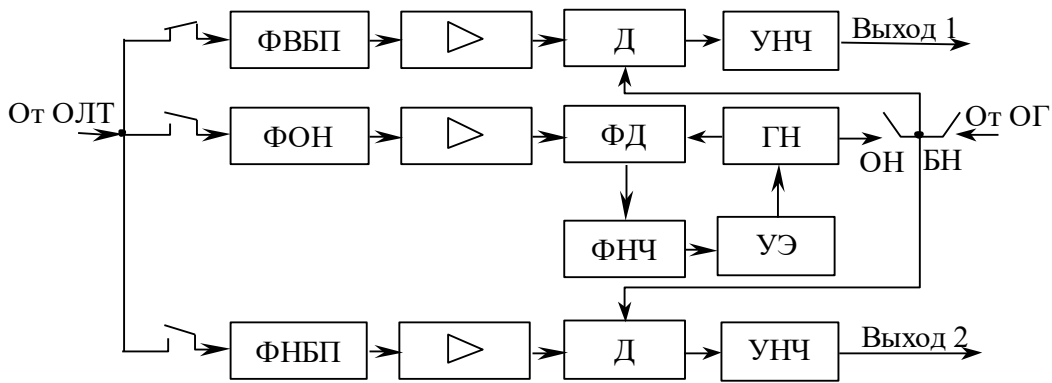


Рис. 6. 28. Структурная схема приёмника сигналов ОБП с не полностью и полностью подавленной несущей:

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

Радиоприёмники многоканальных сигналов с частотным уплотнением представляющие собой несущее колебание, модулированное по амплитуде, частоте или фазе несколькими колебаниями различных поднесущих частот делятся на две группы: по виду модуляции поднесущих и несущих (Рис. 6. 29).

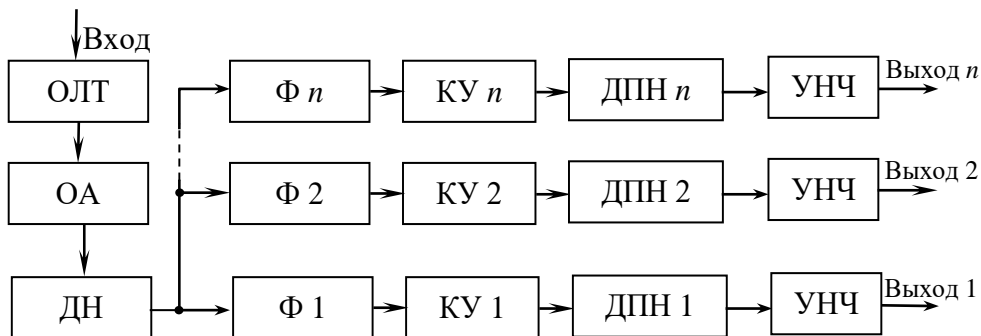


Рис. 6. 29. Структурная схема многоканального радиоприёмника с частотным уплотнением каналов:

ОЛТ – общий линейный канал; ОА – ограничитель амплитуды (ограничение импульсной помехи); ДН – демодулятор несущей; Ф – разделительные фильтры каналов; ДПН – демодулятор поднесущей; КУ – каналный усилитель

Радиоприёмные 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. 6. 30). Импульсами этого потока осуществляется модуляция колебаний несущей передатчика, выполненного на диоде Ганна (ГДГ), работающего в миллиметровом диапазоне.

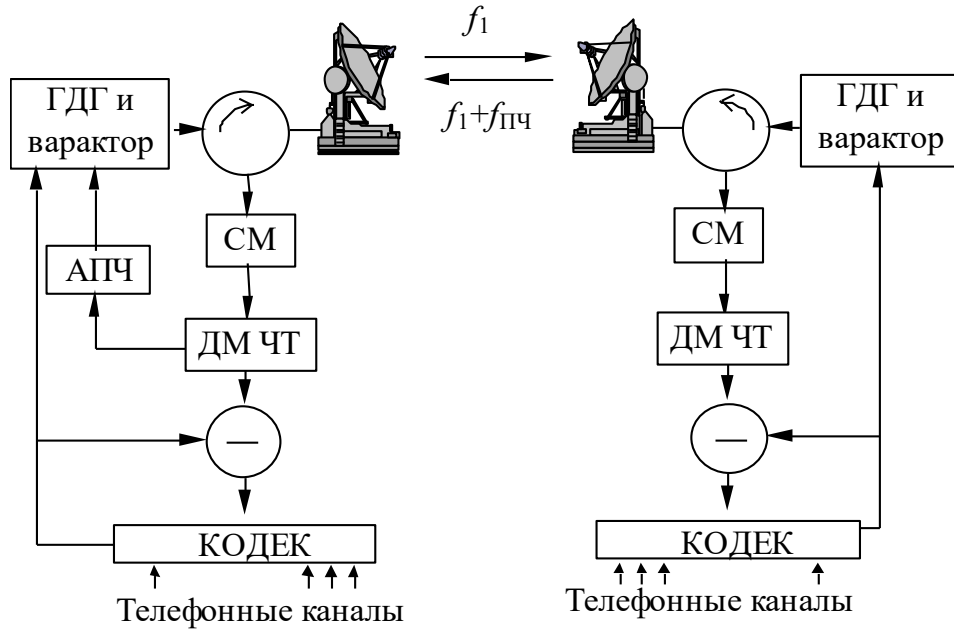


Рис. 6. 30. Линия связи ММВ с вычитанием девиации частоты

Промежуточная частота образуется в смесителе за счёт разницы передающих частот ведущего и ведомого приём-передатчика, составляет сотни МГц, девиация частоты 30 – 50 МГц. К достоинствам данной системы относятся использование генератора с невысокой стабильностью работы и наличие цепи АПЧ.

6.6.4. Особенности построения радиоприёмных устройств систем связи миллиметрового и оптического диапазонов

В миллиметровом (ММ) и субмиллиметровом (СММ) диапазонах длин волн радиоприёмные устройства используются как в системах наземной радиосвязи и передачи данных, так и в межспутниковых космических системах. Для построения структурных схем приёмников используется супергетеродинный приём (Рис. 6. 31). Первым каскадом приёмника является смеситель, кроме длинноволновой части ММ диапазона, где используют УРЧ. Избирательные цепи преселектора, в ММ, выполняются на основе волноводов, микрополосковых линий, направленных ответвителей, резонаторы связи и фильтры на основе кольцевых резонаторов бегущей волны.

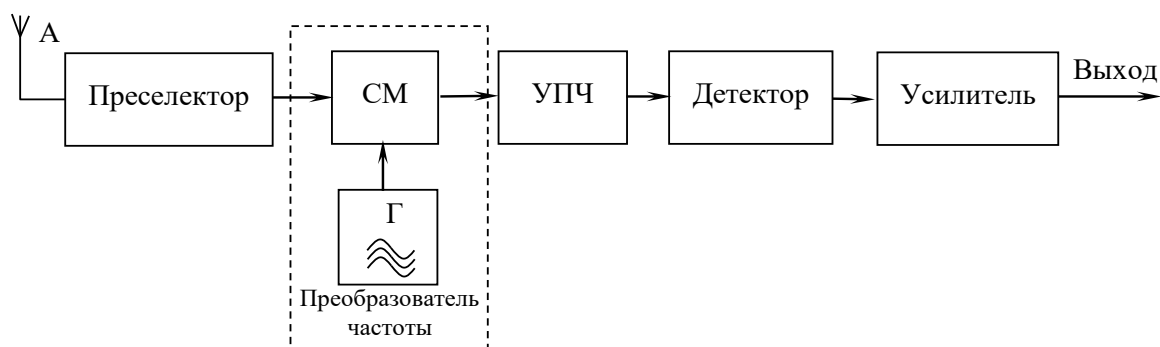


Рис. 6. 31. Структурная схема приёмника ММ и СММ диапазонов

При использовании в преселекторе УРЧ, в качестве малошумящих усилителей применяют бескорпусные арсенид-галлиевые диоды с барьером Шотке (ДБШ) или диоды Ганна (ДГ).

При реализации конструкций и схемотехнических решений в смесителях (до 150 ГГц) используются волноводно-микростриповые балансные смесители и корпусные нелинейные элементы. Достоинством использования балансных смесителей является малый уровень шумов (5...6 дБ), с учётом шумов зеркального канала и требуемый малые мощности гетеродина (5...7 мВт). На частотах 80...300 ГГц используются волноводные конструкции и бескорпусные нелинейные элементы. В СММ диапазоне длин волн в качестве нелинейных используют сверхпроводящие туннельные переходы различных типов.

В качестве гетеродинов супергетеродинных радиоприёмных устройствах используются отражательные клистроны (до 120 ГГц), лампы обратной волны (до 1000 ГГц), лавинно-пролётные диоды до частот 200 ГГц (используются реже из-за большого уровня собственных шумов), диоды Ганна на основе фосфита индия (до 350 ГГц) и варакторные умножители (500...600 ГГц) [38].

В оптическом диапазоне длин волн возможным становится создание систем связи и передачи данных с огромной пропускной способностью, малыми размерами оптических систем (антенн) и массогабаритными размерами аппаратуры. Проблемы обеспечения электромагнитной совместимости решаются значительно проще. Одно использование такой системы оптической связи имеют свои недостатки. К ним относят значительные затухания в атмосфере Земли, за-

висящие от её состояния и сложность наведения и сопровождения источника сигнала приёмной антенной. Поэтому протяжённости линий связи в открытом пространстве ограничивается от сотен метров до километра. Проблема обеспечения надёжной связи в земных условиях решается путём использования волоконно-оптическими каналами связи. В открытом пространстве используются узкие полосы длин волн «окон прозрачности» атмосферы: 0.53; 0.63; 0.8...0.9; 1.06; 10.6 мкм, в пределах которых эффективно работают передатчики сигналов – лазеры.

Основными структурными схемами являются как приёмники прямого усиления, так и супергетеродинные. Для приёма сигналов с непосредственной модуляцией света по амплитуде или интенсивности света используют приёмники с прямым детектированием (Рис. 6. 32). В состав структурной схемы входит оптический фильтр (ОФ), ослабляющий влияние фоновые излучения, высокочувствительный фотооптический детектор (ФОД), преобразующий оптический сигнал в электрический с последующим выделением фильтром нижних частот (ФНЧ) и усилением видеоусилителем (ВУ).

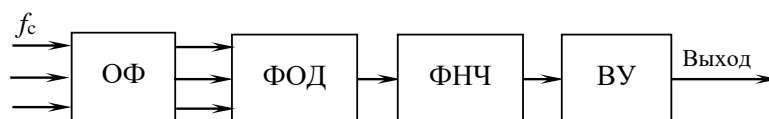


Рис. 6. 32. Структурная схема приёмника оптического диапазона с прямым детектированием

Оптический фильтр представляет собой многослойную структуру из прозрачного материала с разными коэффициентами преломления. Фильтрация сигнала достигается интерференцией волн, образующихся за счёт отражения источника сигнала от границ разных слоёв. В качестве ФОД, при длине волны менее 0.8 мкм, используют фотоэлектронные фотоумножители (ФЭУ). В диапазоне волн 0.8...1.2 мкм используют ФЭУ, $p-i-p$ и лавинные фотодиоды и фоторезисторы, а для волн длиннее 1.2 мкм полупроводниковые диоды. Для повышения чувствительности фотодиодов и фоторезисторов их охлаждают до температуры жидкого азота.

При приёме сигналов, образованный модуляцией сигнала по амплитуде, частоте или фазе, модулированной поднесущей, используется схема прямого детектирования с её выделением полосовыми фильтрами (ПФ). После усиления поднесущей (УП) и сигнал детектируется демодулятором (ДМП) с последующей обработкой в ФНЧ и усилением ВУ. Приёмник оснащён системой автоматической регулировкой усиления. Система АРУ обеспечивает оптимальный режим работы ФОД и усилителя поднесущей сигнала в условиях изменения интенсивности передаваемого оптического сигнала (Рис. 6. 33).

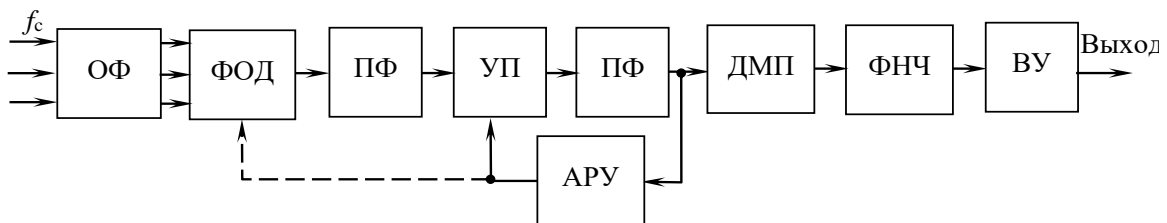


Рис. 6. 33. Структурная схема приёмника оптического диапазона с прямым детектированием и выделением поднесущей частоты

В настоящее время в оптическом диапазоне осуществляется радиосвязь с искусственными спутниками, находящимися на эллиптических и геостационарных орбитах, а также связи между ними. С развитием космических систем межспутниковой связи, возникают дополнительные проблемы, связанные с селекцией фонового излучения естественными космическими объектами. Супергетеродинный приёмник оптического диапазона позволяет решить эту проблему за счёт пространственной и частотной избирательности, а также повышения мощности излучения лазерного гетеродина (ЛГ) (Рис. 6. 34).

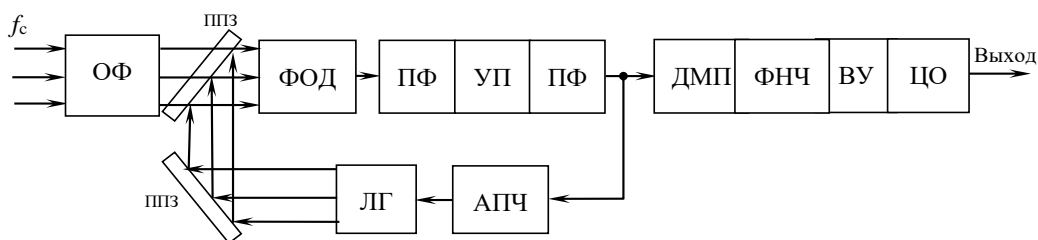


Рис. 6. 34. Структурная схема супергетеродинного приёмника оптического диапазона

Процесс преобразования частоты в промежуточную осуществляется на нелинейном элементе, фотооптическим детектором, путём подачи через полупрозрачные зеркала принимаемого оптического сигнала и лазерного гетеродина. Для компенсации частотной нестабильности лазера и компенсации доплеровской сдвига используют автоматическую подстройку частоты. В условиях систем космической связи величина доплеровского сдвига при связи между низколетящими геостационарными спутниками достигает ± 700 МГц. При приёме сигналов цифровых систем связи с выхода видеоусилителя сигнал подаётся на цифровую обработку (ЦО).

В качестве антенн оптических приёмных устройств используют компактные линзовые антенны с малой апертурой. В качестве источников используют газовые гелий-неоновые лазеры с длиной волны 0.63 мкм и углекислом газе (10.6 мкм). Широко используются и полупроводниковый арсенидгаллиевый лазер с длиной волны $0.8 \dots 0.9$ мкм.

6.6.5. Особенности построения панорамных радиоприёмных устройств

Панорамное радиоприёмное устройство параллельного частотного анализа. Сущность параллельного частотного анализа заключается в том, что все частотные составляющие в определённой полосе частот, называемой полосой обзора, выявляются одновременно [49, с.16]. На входе приёмного устройства используется широкополосный приёмный тракт (ШПТ). Параллельный частотный анализ осуществляется с помощью большого числа резонаторов со смещёнными резонансными частотами (Рис. 6. 35). 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 используется большое количество фильтров (Φ), число которых определяется выражением

$$N = \frac{\Phi_0}{\Delta F_{СТ}}, \quad (6. 17)$$

где Φ_0 – полоса обзора;

ΔF_{CT} – статическая полоса пропускания (обзора) каждого фильтра.

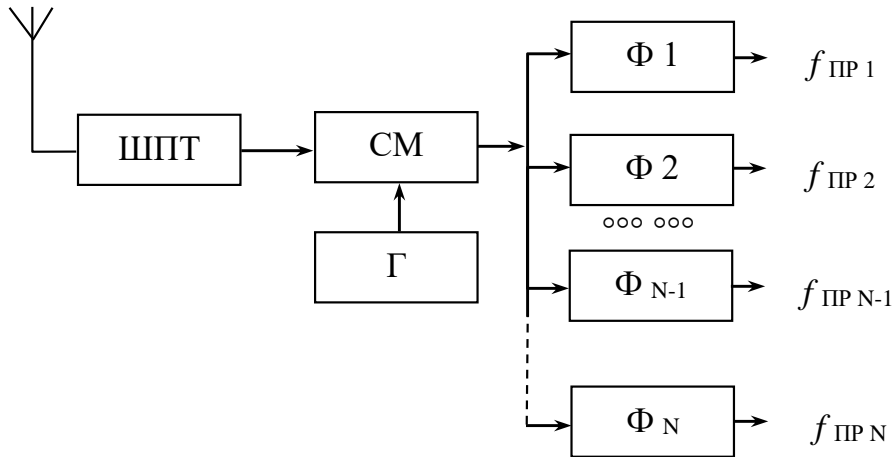


Рис. 6. 35. Структурная схема панорамного радиоприёмного устройства параллельного анализа

Панорамное радиоприёмное устройство последовательного частотного анализа. Сущность работы панорамного радиоприёмного устройства с последовательным анализом состоит в том, что частотные составляющие исследуемого радиоизлучения в определённой полосе обзора выявляются последовательно с помощью резонатора с переменной настройкой.

Структурная схема приёмника последовательного анализа используется в тех случаях, когда невозможно обеспечить перемещение спектра исследуемого радиоизлучения и имеется возможность снизить требования частотной точности устройства (Рис. 6. 36). Частота перестройки приёмного устройства обеспечивается генератором разверток (ГР). Данная реализация достаточно сложна в практической реализации из-за трудности обеспечения постоянства АЧХ резонатора при изменении частоты настройки.

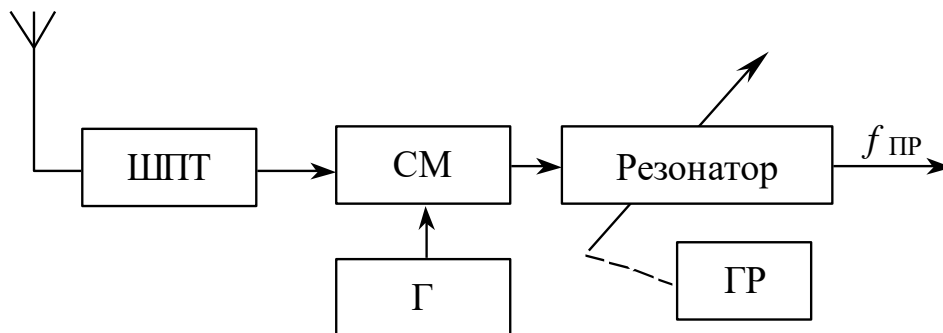


Рис. 6. 36. Структурная схема панорамного радиоприёмного устройства последовательного анализа с перестройкой резонатора

В панорамных приёмниках, рассчитанных на просмотр относительно нешироких полос обзора, чаще используется метод последовательного частотного анализа с перемещением спектра по шкале частот (Рис. 6. 37). Для получения, смещающегося по шкале частот спектра необходимо использовать частотно-модулированный гетеродин (ЧМГ) и управляемый генератор развёртки. Генератор развёртки 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.

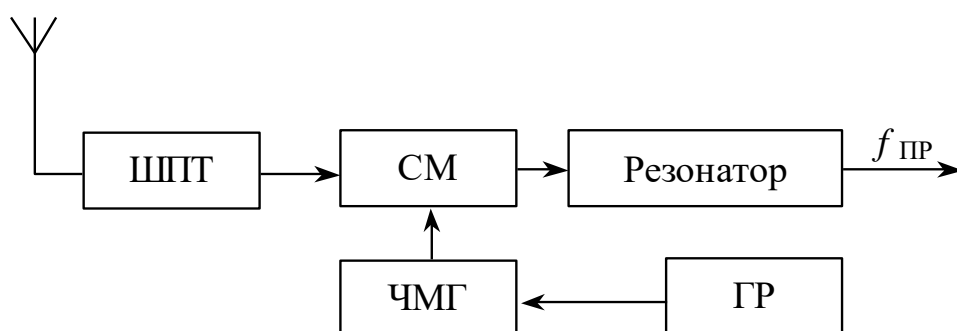


Рис. 6. 37. Структурная схема панорамного радиоприёмного устройства последовательного анализа с перемещением спектра по шкале частот

Панорамное радиоприёмное устройство комбинированного частотного анализа. Для устранения недостатков, отмеченных ранее, используется комбинированный метод, объединяющий метод параллельного и последовательного анализа. Комбинированный метод применяется в том случае, когда анализ ведётся одновременно с помощью большого числа резонаторов, но напряжение с них снимается последовательно (Рис. 6. 38).

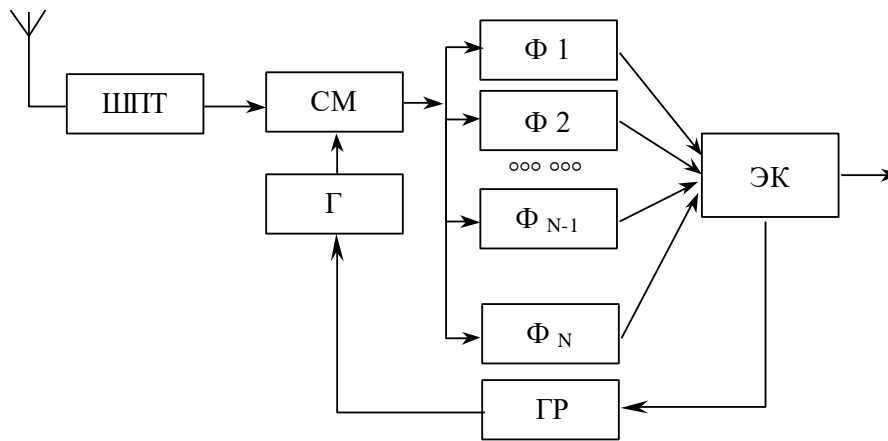


Рис. 6. 38. Структурная схема панорамного радиоприёмного устройства параллельного анализа с последовательным опросом фильтров

Комбинированный метод позволяет сократить время анализа или используется, когда последовательный анализ невозможен из-за очень широкой полосы обзора.

Основными качественными показателями панорамных радиоприёмных устройств являются: разрешающая способность, точность отсчёта частоты, полоса обзора, скорость анализа, динамический диапазон и чувствительность.

Разрешающая способность. Под разрешающей способностью понимается способность приёмника 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.

Отличительной особенностью панорамных приёмных устройств с последовательным анализом является изменение АЧХ, т.е. динамической характеристики резонансной системы. С увеличением скорости перестройки увеличивается полоса пропускания радиоприёмного устройства. Минимальная динамическая полоса пропускания (6.18)

$$\Delta F_{\text{дин мин}} = 0,94\sqrt{\gamma}, \quad (6.18)$$

где $\gamma = \Phi_0 p$ – скорость изменения частоты настройки радиоприёмного устройства;

p – частота сканирования радиоприёмного устройства.

Оптимальная статическая полоса пропускания резонансной системы

$$\Delta F_{\text{СТ МИН}} = 0,66\sqrt{\gamma}. \quad (6.19)$$

Выражение (6.18) служит основным критерием расчёта разрешающей способности, а выражение (6.19) определяет полосу пропускания радиоприёмника.

Точность отсчёта частоты S позволяет судить, с какой точностью можно измерить частотный интервал между спектральными составляющими или истинное значение частоты каждой из них. Точность отсчёта частоты характеризуется выражением

$$S = \frac{\Delta F_{\text{ДИН}}}{f_0}. \quad (6.20)$$

Чем меньше это отношение, тем выше точность отсчёта частоты.

Полоса обзора характеризует полосу одновременно просматриваемых частот, в пределах которой ведётся частотный анализ. В приёмниках параллельного и комбинированного анализа полоса обзора определяется полосой пропускания всех высокочастотных каскадов до смесителя. В приёмниках последовательного анализа – полосой пропускания узкополосных фильтров. В зависимости от назначения полоса обзора может меняться. Широкополосный режим используют для грубого анализа, узкополосный – для точного.

Скорость анализа характеризует время анализа исследуемого процесса в определённой полосе обзора. При параллельном анализе скорость анализа определяется временем установления колебаний в резонаторе, при последовательном – скоростью изменения частоты

$$\gamma = \Phi_0 p. \quad (6.21)$$

При проектировании необходимо исходить из требования максимума скорости анализа, учитывая изменения динамической полосы пропускания.

Динамический диапазон определяется способностью приёмника нормально функционировать по определённому критерию при воздействии на его вход сигналов с большим разбросом их уровней. Величина динамического диапазона определяет разрешающую способность, так как на вход приёмного устройства одновременно могут воздействовать несколько сигналов с большой разницей амплитуд отдельных составляющих.

Чувствительность. Чувствительность панорамного радиоприёмного устройства определяется по визуальному каналу приёма при минимальном значении э.д.с. или мощности сигнала в антенне.

6.6.6. Особенности построения радиолокационного приёмника импульсных сигналов

Используемый диапазон радиочастот приёмников РЛС начинается с 40 МГц и выше. Особенностью радиолокатора является наличие общей антенны передатчика и приёмника. Структурная схема приёмника состоит из приёмно-преобразовательного блока (ППБ), УПЧ и импульсного или пикового детектора. Блок ППБ подключён к антенне через защитное устройство (ЗУ) от мощных сигналов передатчика (П) или помех и антенный переключатель (АП) и содержит: малошумящий усилитель (МШУ), фильтр подавления зеркального канала (ФЗК) и основной смеситель (СМ 1) (Рис. 6. 39).

Частота гетеродина (Γ) стабилизируется системой АПЧ, в состав которой входит: управитель гетеродина (У), УПЧ системы АПЧ со смесителем (СМ2), частотный детектор (ЧД), делитель мощности гетеродина (Дел.) смесители СМ1 и СМ2. С выхода ППБ сигнал поступает на фильтр промежуточной частоты (ФПЧ) и логарифмический УПЧ (ЛУПЧ).

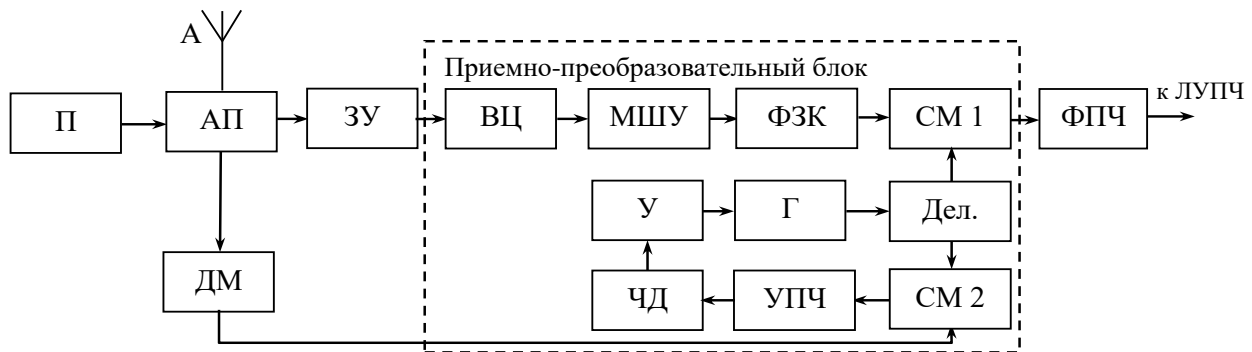


Рис. 6. 39. Структурная схема ППБ радиолокационного приёмника

Полоса пропускания ФПЧ приёмника определяется его назначением (2.15) и (2.16). В условиях динамического диапазона входных воздействий 90 дБ и более требуется использование систем АРУ: мгновенное (МАРУ), быстродействующее (БАРУ) или ЛУПЧ, содержащего идентичные усилительные кас-

кады–ограничители (У-О) на основе дифференциальных усилителей с встроенными импульсными детекторами. Продетектированные импульсные сигналы поступают на сумматор и на вход импульсного усилителя (Рис. 6. 40) [48]. Радиочастотный выход У-О может быть использован для обработки сигналов, содержащих информацию в виде изменения фазы.

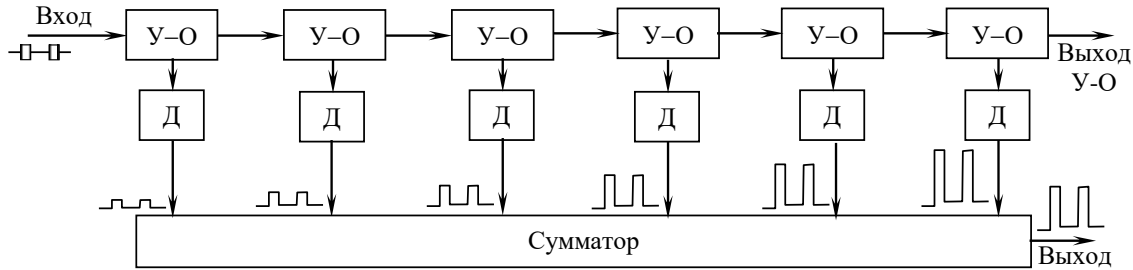


Рис. 6. 40. Структурная схема ЛУПЧ с последовательным суммированием

Амплитудная характеристика ЛУПЧ в диапазоне входных воздействий имеет вид кусочно-линейной аппроксимации. Точки перелома линий обусловлены поочерёдным вхождением усилительного каскада, начиная с последнего, в режим ограничения (Рис. 6. 41).

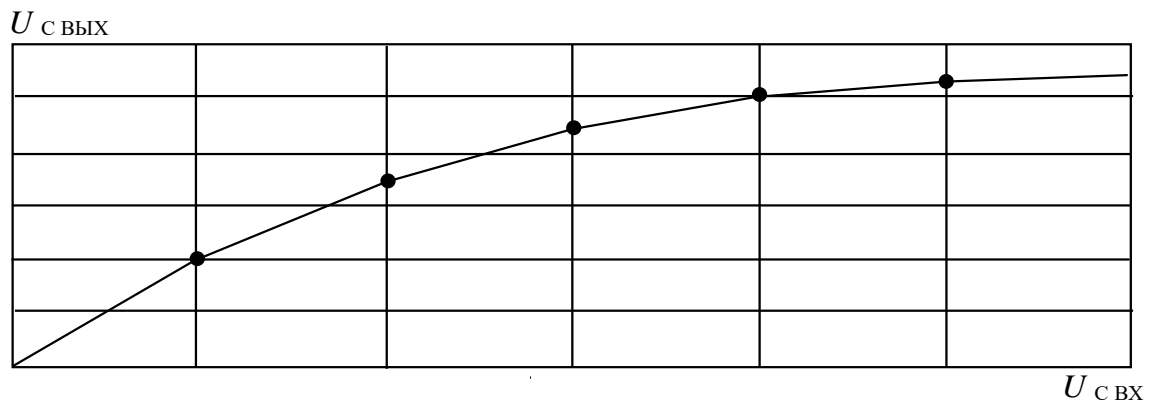


Рис. 6. 41. Амплитудная характеристика логарифмического УПЧ

Погрешность логарифмирования ЛУПЧ $\delta\%$ зависит от линейного усиления каждого каскада K_0 определяется зависимостью (Рис. 6. 42).

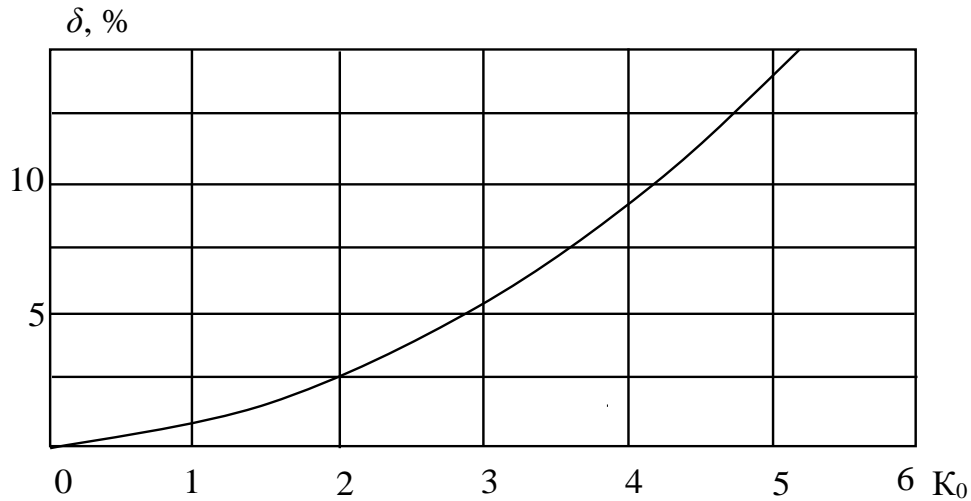


Рис. 6. 42. Зависимость ошибки логарифмирования от линейного усиления одного каскада

Выбор числа каскадов (n) определяется динамическим диапазоном на входе $D_{ВХ}$ и рассчитанным коэффициентом усиления одного каскада K_0 и заданным динамическим диапазоном на выходе (Рис. 6. 43).

Коэффициент усиления ЛУПЧ в линейном режиме (без ограничения) определяется выражением

$$K_0(n) = (K_0)^n K_D K_\Sigma,$$

где K_D - коэффициент передачи детектора;

K_Σ - коэффициент передачи цепи суммирования.

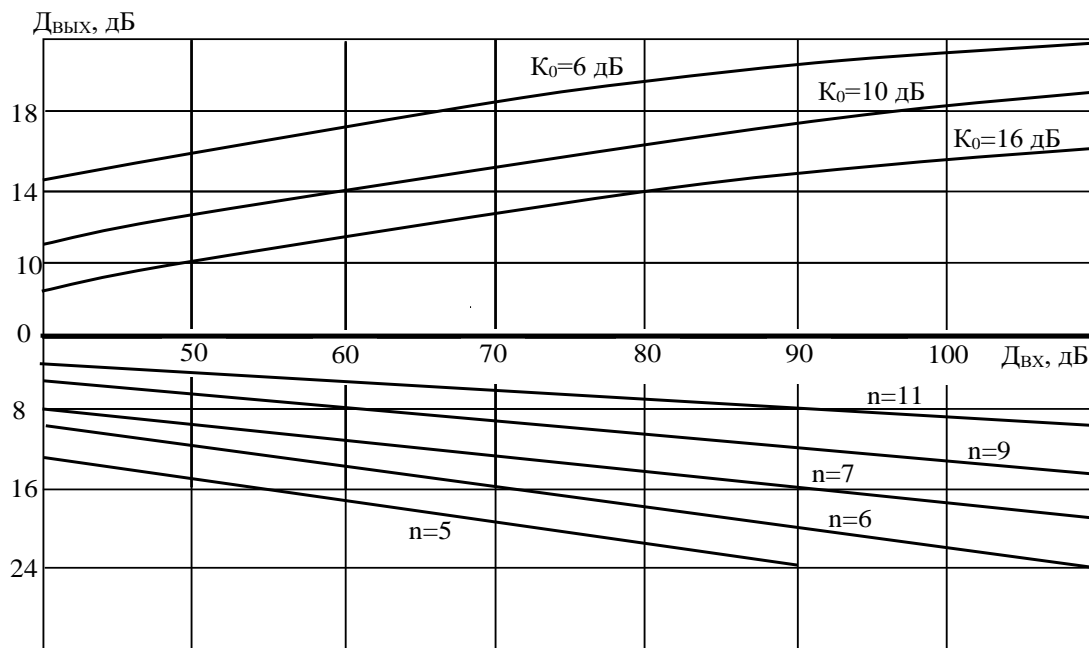


Рис. 6. 43. Зависимость выходного динамического диапазона и числа каскадов ЛУПЧ от диапазона логарифмирования и линейного усиления одного каскада.

На практике, в виду невозможности обеспечения идентичности усиления каждого каскада, требуется его корректировка цепями сумматора.

Необходимо учитывать время задержки сигналов, что сказывается на форме сигнала на выходе сумматора.

Верхняя частота усилителя – ограничителя в линейном режиме (без ограничения радиосигнала) должна в 2...3 раза больше величины промежуточной частоты. Более подробно, об особенностях проектирования ЛУПЧ, изложено в литературе [48].

Контрольные вопросы по главе 6

1. Каковы особенности построения структурной схемы радиовещательных приёмников АМ и ЧМ сигналов?
2. Как меняется отношение сигнал/шум на выходе приёмника АМ-сигналов и почему?
3. Как меняется отношение сигнал/шум на выходе приёмника УКВ–ЧМ-сигналов и почему?
4. Каковы особенности построения радиоприёмников стереофонического УКВ–ЧМ вещания и от каких параметров зависит величина переходного затухания?
5. Каковы отличия тональной и надтональной части спектра систем стереофонического вещания сигнала с КСС и сигнала с пилот-тоном?
6. Каковы особенности построения структурной схемы отечественного аналогового приёмника телевизионного вещания?
7. Каковы особенности построения структурных схем радиоимпульсных локационных приёмников обнаружения сигналов и измерения параметров движения цели?
8. Каковы особенности построения структурной схемы приёмника сигналов однополосной амплитудной модуляцией?
9. Чем отличается радиоприёмник с частичным подавлением от приёмника полным подавлением несущей сигнала?

10. Каковы особенности работы приёмников радиолокационных станций обнаружения сигналов и измерения параметров цели?

11. Каковы особенности построения панорамных приёмников последовательного анализа?

12. Каковы особенности построения панорамных приёмников параллельного анализа?

7. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПРИЁМНИКОВ С ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ

7.1. Общие сведения ЦОС в радиоприёмных устройствах

Цифровая обработка сигналов (ЦОС) в радиоприёмниках отличается от цифровых методов передачи сообщений, когда цифровая форма передаваемых сообщений уже формируется на передающей части радиосистемы. Применительно к приёмникам ЦОС не требует введения в цифровой поток избыточности сигнала за счёт кодирования, перемежения и других методов повышения помехозащищённости. Приёмники с ЦОС осуществляют *фильтрацию, преобразование частоты, детектирование и последетекторную обработку сигнала цифровыми методами*. Принимаемый сигнал может быть представлен как в аналоговом, так и в цифровом виде. Несмотря на ограничения по быстродействию, описанию процессов обработки и сложностью элементной базы ЦОС имеет преимущества перед аналоговой обработкой: высокая точность воспроизведения сигналов, гибкая система перестройки алгоритмов обработки; высокая технологичность и повторяемость технических параметров; проведение диагностических операций по выявлению неисправностей; стабильные эксплуатационные характеристики.

Процессы ЦОС состоит из нескольких этапов (Рис. 7. 1).

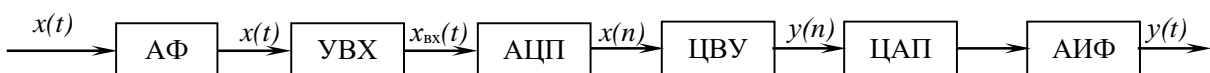


Рис. 7. 1. Процесс преобразования сигналов при цифровой обработке

Схема ЦОС содержит: аналоговый фильтр (АФ), устройство выборки-хранения (УВХ), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), цифровое вычислительное устройство (ЦВУ), цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) и аналоговый интерполяционный фильтр (АИФ). Из всего процесса следует выделить этапы: дискретизации, квантования по уровню и кодирование. Операцию дискретизации выполняет УВХ, определяющее мгновенное значение аналогового входного сигнала $x(t)$. Фиксация сигнала выборки $W(t)$ во времени $x_{в}(t)$ для его преобразования в число $x_{вх}(t)$. В зависимости от режима хранения подразделяют

на следящие и интегрирующие. В следящем УВХ безынерционно к сигналу $x_{в}(t)$ во время выборки $t_{в}$ и неизменно во время хранения $t_{хр}$. Перед импульсом выборки устройство хранения ($X_{р}$) обнуляется (Рис. 7. 2) [38].

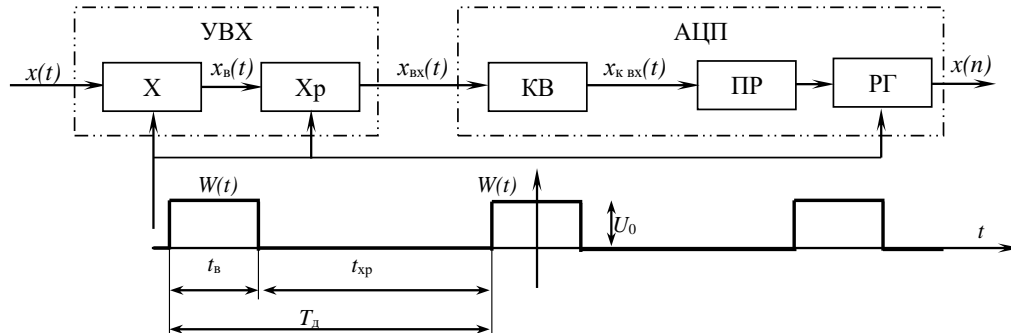


Рис. 7. 2. Процесс преобразования сигналов при цифровой обработке

В интегрирующем УВХ устройство $X_{р}$ интегрирует входной сигнал за время выборки $t_{в}$ и хранит без изменения результат интегрирования в течении времени хранения $t_{хр}$. Обнуление УВХ производится также, как и в следящем режиме. Процесс преобразования в АЦП проводится в три этапа: квантование КВ в сигнал $x_{к.вх}(t)$, преобразование (ПР) в код и занесение кода в регистр (РГ) сигнала $x(n)$ (Рис. 7. 2) [38].

7.2. Требования к элементам приёмников цифровых сигналов

Для ЦОС в реальном масштабе времени используются специализированные быстродействующие микропроцессоры (МП), в состав которых входят АЦП и ЦАП. Микропроцессоры определяют разрядность АЦП, ЦАП и регистров процессора, их аппаратные затраты и качественные показатели. При практической реализации цифровых фильтров (ЦФ), требуются значительные вычислительные мощности для сравнительной оценки отношения сигнал/шум на выходе АФ (γ_a) и ЦФ ($\gamma_{ц}$) (Рис. 7. 3).

Отношение с/ш на выходе аналогового и цифрового фильтров:

$$\gamma_a = \left(\frac{U_c}{\sqrt{2} \cdot U_{ш}} \right)_{\text{ВЫХ.а}}, \quad \gamma_{ц} = \left(\frac{U_c}{\sqrt{2} \cdot U_{ш}} \right)_{\text{ВЫХ.ц}}.$$

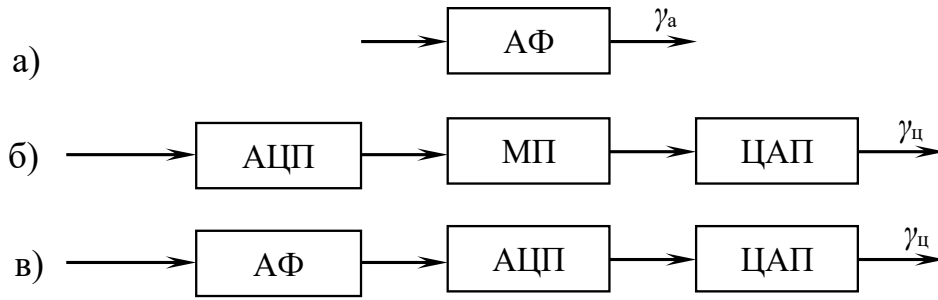


Рис. 7. 3. Процесс фильтрации сигналов в АФ (а), МП (б) и комбинированным (в) методами

При условии, что МП не вносит шумы (Рис. 7. 3, б), то отношение с/ш на выходе ЦАП $\gamma_{ц}$ (Рис. 7. 3, в) будет меньше, чем после АФ (Рис. 7. 3, а), а выигрыш составит $\beta = \frac{\gamma_a}{\gamma_{ц}} > 1$. Поскольку шумы квантования не коррелированы с входным флуктуационным шумом, то дисперсии $D_{шкв}$ и шума $D_{ш}$ на выходе ЦФ суммируются, а значит выигрыш составит

$$\beta^2 = \frac{\gamma_a^2}{\gamma_{ц}^2} = \frac{P_c / D_{ш}}{P_c / (D_{ш} + D_{шкв})} = 1 + \gamma_a^2 \frac{P_c}{D_{шкв}}, \quad (7. 1)$$

где $P_c = K_{пф}^{-2}$ – мощность нормированного сигнала;

$K_{пф}$ – пик фактор сигнала (отношение максимального напряжения к его эффективному значению). Для гармонического сигнала пик фактор составляет $K_{пф} = (1/\sqrt{2})$.

Дисперсия шума квантования определяется выражением

$$D_{шкв} = \frac{1}{3S^2},$$

где $S = 2^p - 1$ – число уровней квантования;

p – число двоичных разрядов АЦП и ЦАП.

Подставив в (7.1) получим разрядность АЦП и ЦАП без учёта реальной АЧХ фильтра

$$p \geq \log_2 \frac{\gamma_a K_{пф}}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}} \quad (7. 2)$$

Форма АЧХ фильтра и избирательные свойства приёмника влияют на разрядность АЦП, поэтому [38]

$$p_{\text{АЦП}} \geq \log_2 \frac{\gamma_{\text{amin}} K_{\text{пф}}}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}} + \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_{\text{сос}}}{\gamma_{\text{amin}}} \right) = \log_2 \frac{K_{\text{пф}} (\gamma_{\text{amin}} + \sigma_{\text{сос}})}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}},$$

где $\sigma_{\text{сос}} = \frac{K_0}{K_{\text{сос}}}$ – избирательность по соседнему каналу приёма;

K_0 – резонансный коэффициент передачи по напряжению;

$K_{\text{сос}}$ – коэффициент передачи по напряжению по соседнему каналу.

Поскольку $\gamma_{\text{amin}} \ll \sigma$, то разрядность АЦП

$$p_{\text{АЦП}} \geq \log_2 \frac{K_{\text{пф}} \sigma_{\text{сос}}}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}}. \quad (7.3)$$

Разрядность АЦП возрастает с увеличением требований по избирательности. Например, при $\sigma = 1000$, $K_{\text{пф}} = 3$, $\beta = 1.1$ число разрядов будет $p_{\text{АЦП}} = 12$ [38].

При использовании рекурсивных цифровых фильтров коэффициент передачи звеньев больше единицы, что ведёт к переполнению разрядности процессора. В этом случае используют масштабирование входных чисел

$$M_p \leq K_p^{-1} \max,$$

где $K_p \max$ – максимальное значение коэффициента передачи рекурсивных звеньев.

Для того чтобы при масштабировании чисел АЦП информация о сигнале не исчезала, необходимо чтобы число в регистрах вычислителя должно не менее $p_{RG} = p_{\text{АЦП}} + 1 + n$. Единица учитывает знаковый разряд АЦП. Число n растёт при увеличении добротности входящих в ЦФ рекурсивных фильтров. Для уменьшения разрядности регистров, сумматоров и перемножителей используют менее добротные рекурсивные звенья.

7.3. Основные элементы цифровых радиоприёмных устройств

Устройства ЦОС в приёмниках состоят из элементов, реализующие различные алгоритмы обработки. К ним относятся: фильтры, преобразователи Гильберта, амплитудные ограничители, преобразователи частоты, детекторы и др. Для описания свойств элементов приёмников используется аппарат Z – преобра-

зования, позволяющего перейти от разностных уравнений к алгебраическим, поэтому вводится понятие передаточных функций $H(z)$, определяемых выход $Y(z)$ и вход $X(z)$ отношением $H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)}$. Цифровые фильтры являются нелинейными элементами из-за ограничений разрядности чисел и возникающих в них шумов квантования.

7.3.1. Цифровые фильтры

По технической реализуемости фильтры различают: нерекурсивные (без обратных связей) и рекурсивные (с обратными связями). Рекурсивные цифровые фильтры (РЦФ) выполняются в прямой (а) и канонической форме (Рис. 7. 4, б). В случае если коэффициенты A_m равны нулю, то схема вырождается в вид нерекурсивного фильтра (Рис. 7. 4, а).

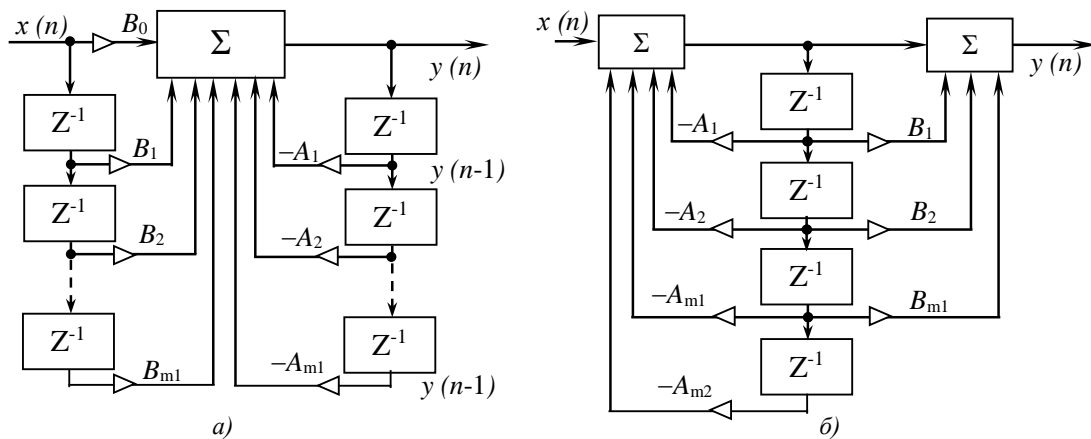


Рис. 7. 4. Структурные схемы цифровых фильтров

Нерекурсивные фильтры (НРЦФ) описываются уравнением

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m \cdot x(n-m), \quad (7.4)$$

где $x(n)$ и $y(n)$ – цифровые входной и выходной сигналы; B_m – коэффициенты; n – номер отсчёта; M_1 – порядок фильтра.

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{m=0}^{M_1} B_m \cdot z^{-m}. \quad (7.5)$$

Для определения комплексного коэффициента передачи произведём замену $z = e^{j\omega T_d} = e^{j\Theta}$, и пронумеровав к частоте дискретизации входного сигнала, комплексный коэффициент передачи нерекурсивного фильтра:

$$K(j\Theta) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m \cdot z^{-m\Theta}, \quad (7.6)$$

В тригонометрической форме $e^{j\Theta} = \cos m\Theta - j \sum_{m=0}^{M_1} B_m \sin m\Theta$, коэффициент передачи цифрового фильтра будет:

$$K(j\Theta) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m \cdot \cos m\Theta - j \sum_{m=0}^{M_1} B_m \cdot \sin m\Theta. \quad (7.7)$$

Амплитудночастотная характеристика фильтра

$$K(\Theta) = |K(j\Theta)| = \sqrt{\operatorname{Re}^2 K(j\Theta) + \operatorname{Im}^2 K(j\Theta)}, \quad (7.8)$$

Фазочастотная характеристика фильтра

$$\varphi(\Theta) = \operatorname{Arg} K(j\Theta) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} K(j\Theta)}{\operatorname{Re} K(j\Theta)}, \quad (7.9)$$

Практический интерес представляют нерекурсивные фильтры с симметричными коэффициентами или антисимметричные относительно середины линии задержки [38].

Рекурсивные фильтры (РЦФ). Системная передаточная функция РЦФ второго порядка описывается (Рис. 7.5, а)

$$H(z) = (1 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2})^{-1} = \frac{z^2}{(z - z_1)(z - z_1^*)} = \frac{z^2}{z^2 - 2 \operatorname{Re} z_1 + |z_1|^2}, \quad (7.10)$$

где $z_1 = R \cdot e^{-j\Theta_0}$ $z_1^* = R \cdot e^{j\Theta_0}$ – комплексно-сопряжённые полюса функции РЦФ в полярных координатах;

R – расстояние от начала координат до полюса в z – плоскости;

$\Theta_0 = 2\pi F_0 / F_d$ – нормированная частота резонанса F_0 к частоте дискретизации F_d .

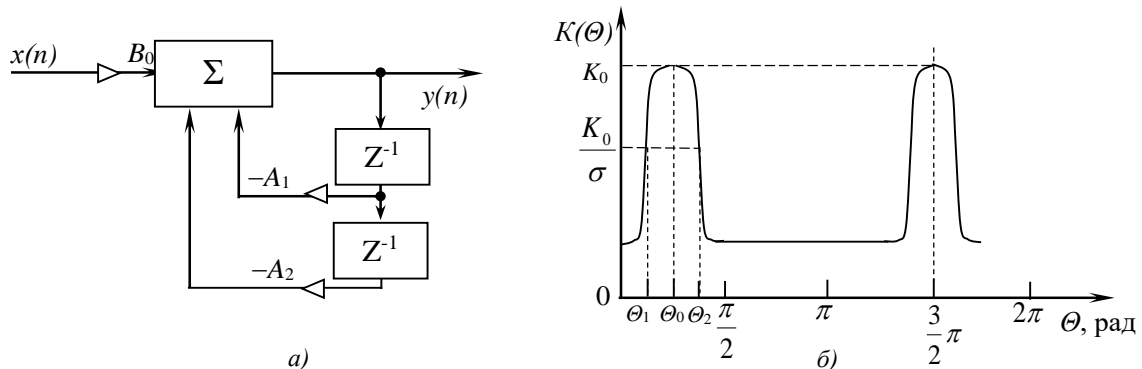


Рис. 7.5. Структурная схема рекурсивного цифрового фильтра

Параметры передаточной функции выражения (7.10):

$$A_1 = -2R \cos \Theta_0; \quad A_2 = R^2; \quad \cos \Theta_0 = \arccos \left[-\frac{A_1}{2\sqrt{A_2}} \right]; \quad R = \sqrt{A_2}. \quad (7.11)$$

Комплексный коэффициент передачи РЦФ (Рис. 7. 5, а):

$$K(j\Theta) = \left[(1 - \operatorname{Re}^{-j(\Theta - \Theta_0)}) \cdot (1 - \operatorname{Re}^{-j(\Theta + \Theta_0)}) \right]^{-1}. \quad (7.12)$$

Амплитудночастотная характеристика РЦФ (Рис. 7. 5, б)

$$K(\Theta) = \left\{ [1 + R^2 - 2R \cos(\Theta - \Theta_0)] \cdot [1 + R^2 - 2R \cos(\Theta + \Theta_0)] \right\}^{-\frac{1}{2}} \quad (7.13)$$

При заданной неравномерности АЧХ

$$\frac{K_0}{K(\Theta_1)} = \sigma \quad (7.14)$$

где $K_0 = \left[(1 - R)^2 (1 + R^2 - 2R \cos 2\Theta_0) \right]^{-\frac{1}{2}}$ – коэффициент передачи РЦФ на резонансной частоте Θ_0 .

Зная R и Θ_0 по (7.8) определяют A_1 и A_2 РЦФ [38].

7.3.2. Преобразователь Гильберта

Преобразователь Гильберта (ПГ) создаёт фазовый сдвиг между составляющими спектра выходных сигналов, равный $\pi/2$ для получения комплексного сигнала

$$v(n) = x(n) - jx(n), \quad (7.15)$$

где $jx(n)$ – сопряжённый по Гильберту цифровой сигнал от сигнала $x(n)$.

Сигналы $jx(n)$ и $x(n)$ называют парой квадратурных компонент цифрового сигнала эквивалентно фазовому сдвигу всех спектральных компонент сигнала на $\pi/2$ (Рис. 7. 6).

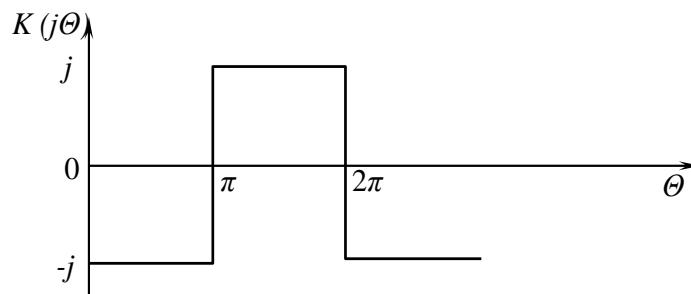


Рис. 7. 6. Зависимость комплексного коэффициента передачи идеального ПГ

Идеальный ПГ, в соответствии с (7.2) должен иметь комплексный коэффициент передачи

$$K(j\Theta) = \begin{cases} -j, & 0 \leq \Theta < \pi, \\ j, & \pi \leq \Theta < 2\pi. \end{cases}$$

Основой ПГ является нерекурсивный фильтр $2N$ – порядка с антисимметричными коэффициентами B_m (Рис. 7. 7).

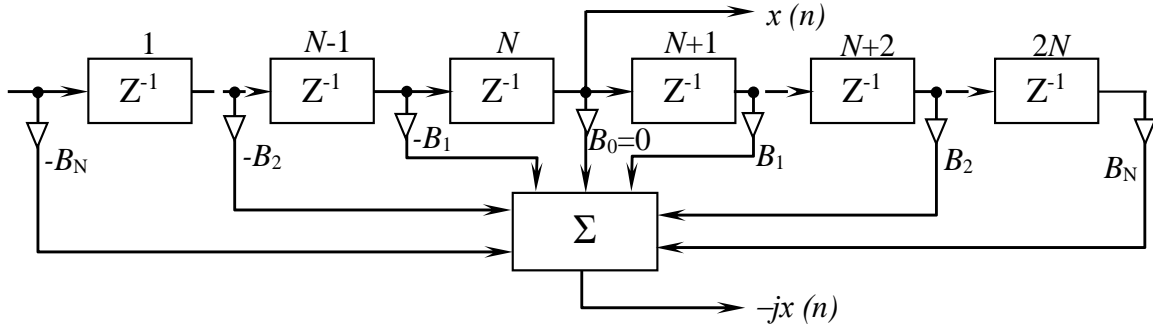


Рис. 7. 7. Структурная схема идеального ПГ

Системная функция идеального ПГ описывается выражением

$$H(z) = -B_N - B_{N-1}z^{-1} - \dots - B_1z^{-N+1} + B_0z^{-N} + B_1z^{-N-1} + \dots + B_Nz^{-2N}.$$

Комплексный коэффициент передачи $K(j\Theta)$, при замене $z^{-1} = e^{-j\Theta}$ и после группировки членов, будет

$$K(j\Theta) = [B_0 - B_1(e^{j\Theta} - e^{-j\Theta}) - B_2(e^{j2\Theta} - e^{-j2\Theta}) - \dots - B_N(e^{jN\Theta} - e^{-jN\Theta})] \cdot e^{-jN\Theta}.$$

Используя соотношение Эйлера $e^{j\Theta} - e^{-j\Theta} = 2j \sin \Theta$, получим

$$K(j\Theta) = \left(B_0 - j \sum_{m=1}^N 2 \cdot B_m \sin m\Theta \right) \cdot e^{-jN\Theta}.$$

Для $\text{Re}[K(j\Theta)] = 0$, а коэффициент $B_0=0$, получим

$$K(j\Theta) = \left(-2j \sum_{m=1}^N B_m \sin m\Theta \right) \cdot e^{-jN\Theta}.$$

Следует отметить, что в этом случае идеальный ПГ нереализуем из-за бесконечно большого числа звеньев задержки, поэтому на практике удовлетворительная АЧХ ПГ обеспечивается при коэффициентах $B_1=0.1$, $B_3=0.1$, в окрестности $\Theta=\pi/2$ на шести элементах задержки [38].

7.3.3. Цифровые преобразователи частоты

Цифровые преобразователи частоты (ЦП) служат для переноса спектра цифрового сигнала из одной области частот в другую. В основе работы ЦП лежит перемножение выборок сигнала на выборки из гармонического, формируемого

цифровым генератором. Структурная схема квадратурного преобразователя частоты содержит преобразователь Гильберта, косинусно-синусный генератор (КСГ), четыре умножителя, два сумматора и два вычитателя (Рис. 7. 8).

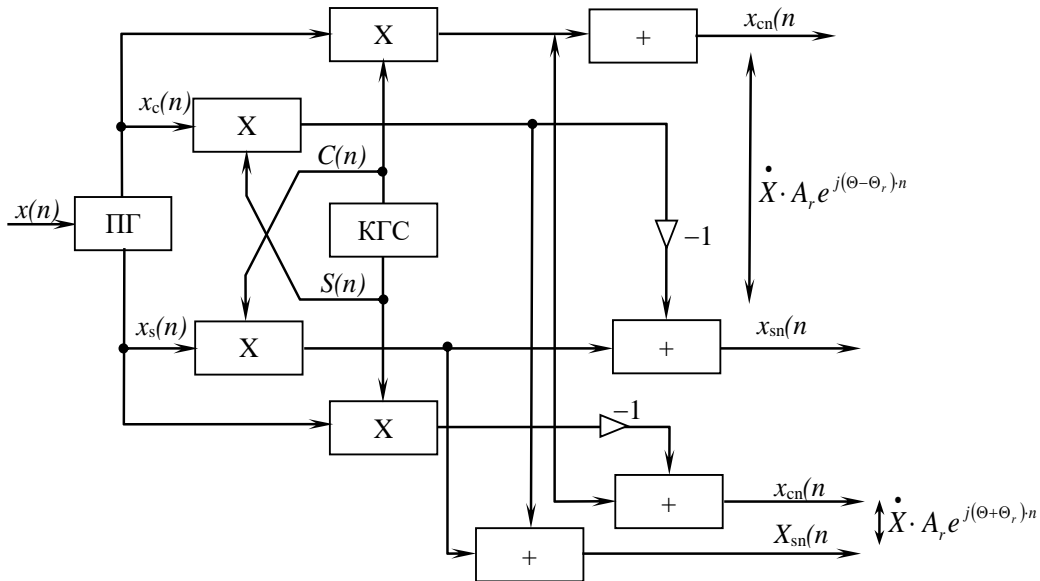


Рис. 7. 8. Структурная схема квадратурного ЦП

На выходах ПГ и КСГ сигналы $\dot{X} \cdot e^{j\Theta_r \cdot n}$ и $A_r e^{\pm j(\Theta_r) \cdot n}$, сдвинуты на частоту $\Theta_r = 2\pi \cdot F_r \cdot T_d$, а после вычитания сигнал $\dot{X} \cdot A_r e^{\pm j(\Theta_r + \Theta_r) \cdot n}$, сдвинутый на частоту Θ_r . Квадратурные ЦП позволяют обрабатывать сигналы с полосой, определяемой пределом Котельникова $\Pi < 0.5F_d$. Частота гетеродина может меняться от $-0.5F_d$ до $+0.5F_d$, включая частоту $F_r \rightarrow 0$.

Для подавления на выходе ЦП побочных продуктов преобразования ПГ не должен вносить амплитудную и фазовую погрешность в комплексный сигнал $\dot{X} \cdot e^{j\Theta_r \cdot n}$, а КСГ формирует точные квадратурные компоненты $C(n)$ и $S(n)$. Однако реальные нерекурсивные фильтры ПГ вносят амплитудные, а рекурсивные ПГ – фазовые погрешности, поэтому подавление побочных продуктов не полное [38].

7.3.4. Цифровые генераторы

Цифровые генераторы формируют выборки через период дискретизации при $T_d = 1/F_d$ из колебаний определённой формы – пилообразных, треугольных, трапецеидальных, прямоугольных, синусоидальных и т.д. Эти генераторы широко применяются в детекторах различных сигналов, в модуляторах, в системах

ФАПЧ, в системах поиска и т.д. При квадратурной обработке сигналов необходимы генераторы, формирующие выборки и косинусной и синусной компонент гармонических колебаний. Такие генераторы называют косинусно-синусными генераторами. Важными характеристиками КСГ являются чистота спектра колебаний, погрешности квадратурных составляющих и линейность модуляционной характеристики. Наиболее простой в реализации на вычислителе цифровой генератор выборок из пилообразных колебаний. Подробная информация по основам проектирования цифровых генераторов изложена в [38].

7.3.5. Цифровые детекторы сигналов

Структура построения цифровых детекторов определяется видом модуляции (манипуляции) и делятся на амплитудные детекторы и детекторы с угловой модуляцией. Последние в свою очередь различают на фазовые и частотные цифровые детекторы.

7.3.5.1. Цифровые детекторы АМ сигналов

Цифровые детекторы АМ сигналов могут быть реализованы на основе аналоговых детекторов с использованием элементов с нелинейными ВАХ. по аналогии АМ детекторы и на основе синхронного детектирования.

Цифровые детекторы на основе использования элементов с нелинейными ВАХ. В зависимости от амплитуды входного сигнала различают два режима: детектирования сильных сигналов и слабых сигналов. По аналогии реализуются и цифровые детекторы: с блоком взятия модулей из выборок (а) и с блоком возведения выборок в квадрат (б) и с перестановкой блоков АВС и АЦП (в) (Рис. 7. 9).

В схеме блоком взятия модулей из выборок из знакопеременных выборок $x(n)$, поступающих с выхода АЦП, сначала формируются модули – выборки одного знака $|x(n)|$ и далее поступают на вход цифрового фильтра нижних частот (ЦФНЧ) (Рис. 7. 9, а).

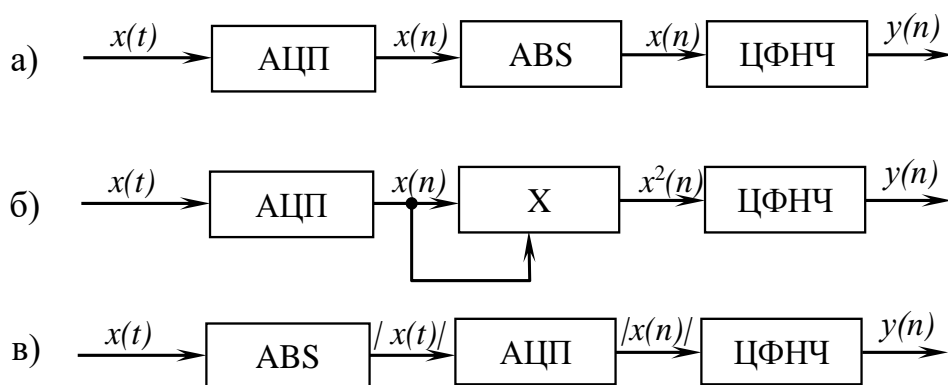


Рис. 7. 9. Процесс детектирования АМ сигналов при цифровой обработке

Для схемы детектора, в которой поступающие с АЦП выборки $x(n)$, с помощью умножителя (X) возводятся в квадрат и затем поступают на вход ЦФНЧ (Рис. 7. 9, б). В схеме с перестановкой блоков ABS и АЦП, аналоговый сигнал $x(t)$ сначала выпрямляется, а затем подаётся на АЦП и ЦФНЧ (Рис. 7. 9, в) [38].

Синхронный детектор АМ сигналов с управляемым косинусно-синусным генератором (УКСГ) включает в себя преобразователь Гильберта (ПГ), фазовый детектор (ФД) и пропорциональный или пропорционально-интегрирующий регулятор (Р), включённый между выходом ФД и входом управления УКСГ (Рис. 7. 10).

При равенстве частот генератора и несущей АМ сигнала на выходе УКСГ будут выборки

$$c(n) = \cos(\Omega_0 n T_d + \Theta_0), \quad s(n) = \sin(\Omega_0 n T_d + \Theta_0).$$

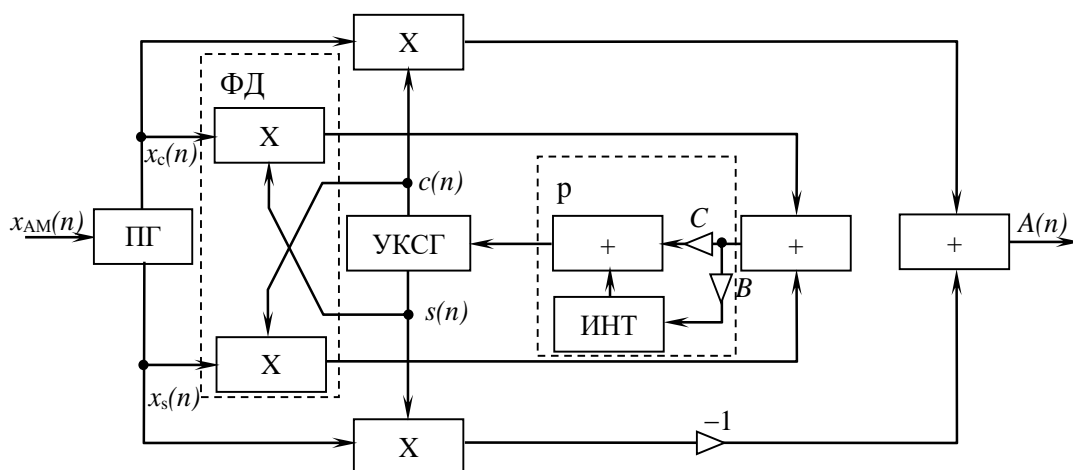


Рис. 7. 10. Структурная схема синхронного детектора АМ сигналов

На выходах ПГ будут квадратурные выборки из АМ сигнала, которые после перемножения с выборками ПГ получим результат

$$x_c(n) \cdot c(n) + x_s(n) \cdot s(n) = A(n),$$

т.е. выборки сигнала на выходе АД, являются выборками из АМ сигнала.

Нестабильность частоты Ω_0 и неидеальность ПГ приводит к высокочастотным пульсациям в выходном сигнале с частотой $2\Omega_0$ и как результат нелинейные искажения

$$K = \frac{m}{32} (\pi \cdot c A_0 \varepsilon_a)^2 \left[\frac{1+m}{[2 - \pi c A_0 (1+m)]^2} + \frac{1-m}{[2 - \pi c A_0 (1-m)]^2} \right],$$

где c – коэффициент передачи пропорциональной ветви регулятора;
 ε_a – амплитудная погрешность ПГ.

Расчёты и эксперименты показывают, что нелинейные искажения в синхронном детекторе меньше чем в нелинейном детекторе [38].

7.3.5.2. Цифровые детекторы сигналов с фазовой модуляцией

Детекторы ФМ сигналов относят к детекторам с угловой модуляцией и строятся на основе перемножителя с цифровым фильтром нижних частот (ЦФНЧ); квадратурный цифровой фазовый детектор (КЦФД).

Детектор ЦФД на основе перемножителя и ЦФНЧ включают в себя перемножитель с опорным генератором (ОГ) и ЦФНЧ (Рис. 7. 11).

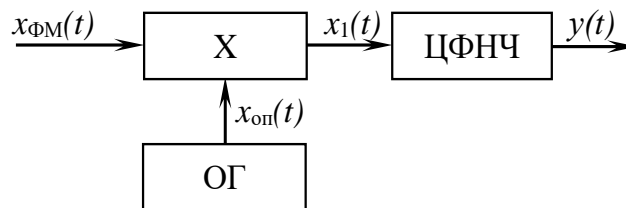


Рис. 7. 11. Структурная схема ЦФД на основе перемножителя и ЦФНЧ

На вход перемножителя подаётся фазомодулированный сигнал

$$x_{\text{ФМ}} = A_0 \cos[\Omega_0 t + \varphi_M a(t) + \varphi_0], \quad (7. 16)$$

где A_0 , Ω_0 , φ_0 – постоянные амплитуда, центральная частота и начальная фаза;
 φ_M – индекс фазовой модуляции в радианах;
 $-1 \leq a(t) \leq 1$ – нормированный модулирующий сигнал;
 $t = nT_D$ – время дискретизации.

Опорный сигнала перемножителя ЦФД

$$x_{\text{оп}}(t) = A_{\text{оп}} \cos[\Omega_0 t + \varphi_{\text{оп}}] \quad (7.17)$$

где $A_{\text{оп}}$, Ω_0 , $\varphi_{\text{оп}}$ – постоянные амплитуда, частота и начальная фаза опорного сигнала.

Частоты Ω_0 в (7.16) и в (7.17) совпадают, а разность $\varphi_{\text{оп}} - \varphi_0 = \pm\pi/2$.

Сигнал на выходе перемножителя

$$x_1(t) = x_{\text{фм}}(t) \cdot x_{\text{оп}}(t) = 0.5 A_0 A_{\text{оп}} \cos[\varphi_{\text{М}} a(t) + \varphi_0 - \varphi_{\text{оп}}] + 0.5 A_0 A_{\text{оп}} \cos[2\Omega_0 t + \varphi_{\text{М}} a(t) + \varphi_0 - \varphi_{\text{оп}}] \quad (7.18)$$

При условии если спектры НЧ и ВЧ сигнала $x_1(t)$ не перекрываются (при $F_0 \leq F_{\text{Д}}/4$), то на выходе идеального ЦФНЧ при $\varphi_{\text{оп}} - \varphi_0 = \pi/2$ будет

$$y(t) = 0.5 A_0 A_{\text{оп}} \sin \varphi_{\text{М}} a(t). \quad (7.19)$$

Выражение (7.19) показывает зависимость сигнала на выходе ЦФД от соотношения амплитуд и синуса разности фаз входного и опорного напряжений и характеризует детекторную характеристику. Если нелинейность детекторной характеристики не удовлетворяет техническим требованиям, то принимаются меры по стабилизации амплитуд входного сигнала и сигнала опорного генератора [38].

Квадратурный цифровой фазовый детектор (КЦФД). Структурная схема КЦФД содержит преобразователь Гильберта, опорный косинусно-синусный генератор и два перемножителя и сумматор (Рис. 7. 12).

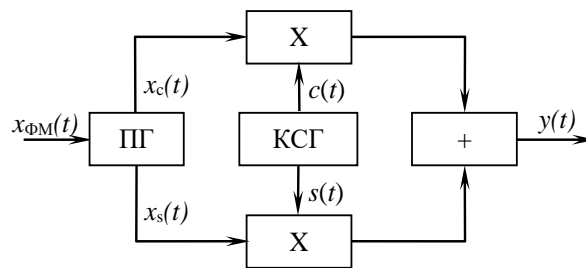


Рис. 7. 12. Структурная схема квадратурного ЦФД

Опорные колебания с КСГ, подаваемые на перемножители детектора

$$\begin{aligned} x_c(t) &= A_0 \cos[\Omega_0 t + \varphi_{\text{М}} a(t) + \varphi_0] \\ x_s(t) &= A_0 \sin[\Omega_0 t + \varphi_{\text{М}} a(t) + \varphi_0] \end{aligned} \quad (7.20)$$

На выходе сумматора получим (Рис. 7. 12)

$$y(t) = x_c(t)c(t) + x_s(t)s(t) = A_0 A_{\text{оп}} \cos[\varphi_{\text{М}} a(t) + \varphi_0 - \varphi_{\text{оп}}]$$

Если выполняется условие $\varphi_{\text{оп}} - \varphi_0 = \pi/2$, то

$$y(t) = A_0 A_{\text{оп}} \sin \varphi_M a(t). \quad (7.21)$$

При условии, что $\varphi_{\text{оп}} = \varphi_0$

$$y(t) = x_c(t)c(t) - x_s(t)s(t) = A_0 A_{\text{оп}} \sin \varphi_M a(t). \quad (7.22)$$

Результат (7.21) совпадает с результатом (7.19), а детекторная характеристика (7.21) и (7.22) синусоидальная, т.е. обладает нелинейными свойствами. Для линейризации выходного сигнала возможно нелинейным функциональным преобразованием $f(t) = \arcsin x$ за счёт использования дополнительного множителя (Рис. 7.13).

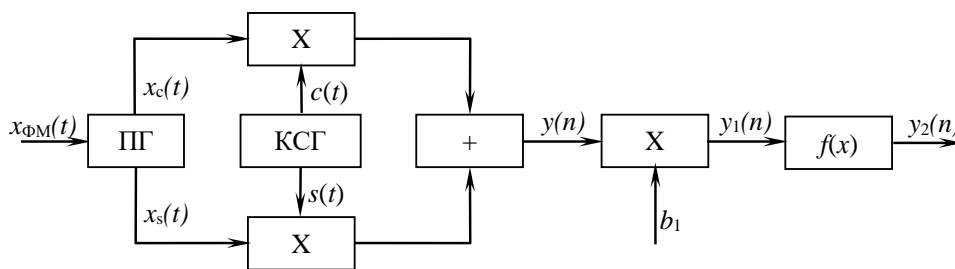


Рис. 7.13. Структурная схема линейризованного КЦФД

Для стабилизации амплитуды ФМ сигнала значение множителя должно удовлетворять условию $b_1 = 1 / A_0 A_{\text{оп}}$.

Квадратурный ЦФД сложнее детектора на основе перемножителя и ЦФНЧ, но в нем возможно детектирование сигнала с более широким спектром, т.е. $F_0 \leq F_D / 2$, чем ФД (Рис. 7.11). Второе достоинство – стабилизация амплитуды ФМ сигнала с помощью ПГ [38].

7.3.5.3. Цифровые частотные детекторы

На вход цифрового ЧД поступает ЧМ сигнал в приведённом спектре

$$x_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \cos \left[\Omega_0 t + \Delta \Omega_D \int_0^t a(\tau) d\tau + \varphi_0 \right], \quad (7.23)$$

где A_0 , Ω_0 , φ_0 – постоянные амплитуда, центральная частота в приведённом спектре начальная фаза ЧМ сигнала;

$\Delta \Omega_D$ – максимальная девиация частоты сигнала $x_{\text{ЧМ}}(t)$;

φ_M – индекс фазовой модуляции в радианах;

$-1 \leq a(t) \leq 1$ – нормированный модулирующий сигнал;

$t = nT_D$ – время дискретизации.

Особенностью детектирования ЧМ сигналов является, как и в аналоговых детекторах, может проводится в два этапа – преобразование одного вида модуляции в другой (АМ или ФМ), а затем осуществляется непосредственное детектирование. Непосредственное детектирование возможна и в системах с обратной связью, следящие за изменением частоты. Информацию получают за счёт выделения сигнала ошибки в петле управления. [38]

Основными принципами работы цифровых частотных детекторов следует выделить: детекторы на расстроенных контурах, автокорреляционный и синхронно–фазовый детекторы (ЦСФД).

Цифровой частотный детектор на расстроенных контурах содержит два рекурсивных цифровых фильтра второго порядка (РЦФ) и два цифровых амплитудных детектора (ЦАД), выходы которых подключены к сумматору (Рис. 7. 14).

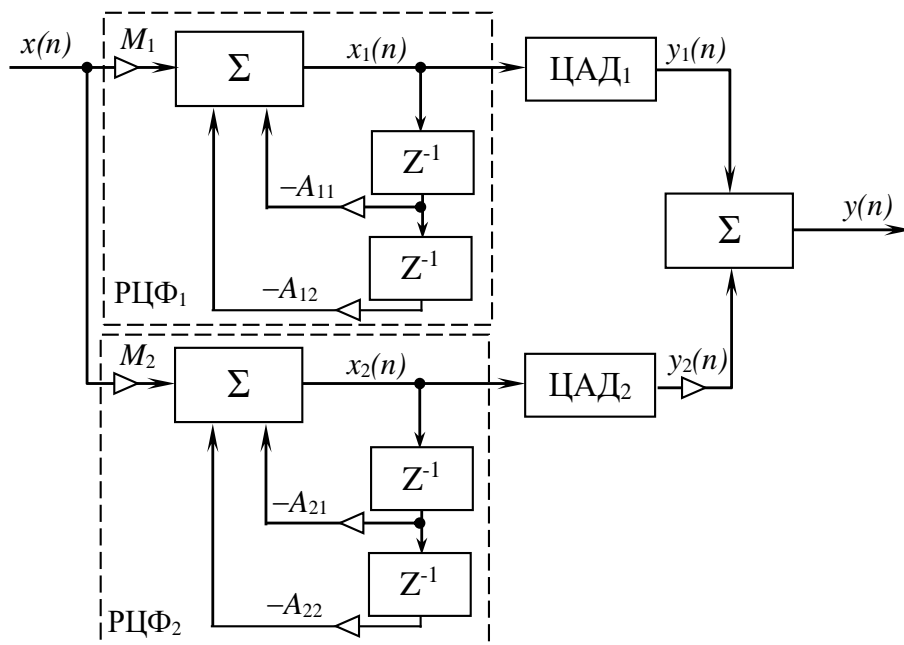


Рис. 7. 14. Структурная схема ЧМ детектора на расстроенных резонаторах

Резонансные частоты контуров (рекурсивных фильтров) РЦФ₁ и РЦФ₂ отстроены относительно центральной частоты $\Theta_0 = \Omega_0 T_d$ ЧМ сигнала (Рис. 7. 15). Амплитудно-частотная характеристика верхнего РЦФ₁ K_1 и нижнего РЦФ₂ K_2 контуров детектора отмечены пунктиром. Детекторная характеристика (ДХ) $y(\Theta)$ отмечено сплошной линией (Рис. 7. 15).

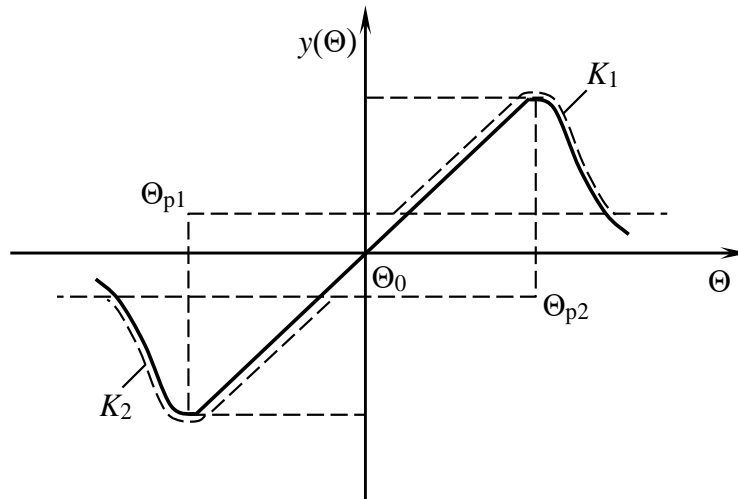


Рис. 7. 15. АЧХ и ДХ ЧМ детектора на расстроенных контурах
 Детекторная характеристика описывается выражением

$$y(\Theta) = A_0 K_D [K_1(\Theta) - K_2(\Theta)]$$

где K_D – коэффициент передачи ЦАД₁ и ЦАД₂;

$K_1(\Theta)$, $K_2(\Theta)$ – АЧХ РЦФ₁ и РЦФ₂ описываются выражением (7.13).

Линейность детекторной характеристики определяется неравномерностью АЧХ РЦФ₁ и РЦФ₂. При чрезмерно большой неравномерности возникают нелинейные искажения типа «ступенька».

Автокорреляционные цифровые частотные детекторы. Принцип работы автокорреляционного детектора основан на преобразовании вида модуляции из ЧМ в ФМ с последующим детектированием цифровым фазовым детектором (ФД) (Рис. 7. 16). Преобразование вида модуляции основано на использовании линии задержки на время $\tau_{\text{зАД}} = NT_D$, где N – число элементов в линии задержки.

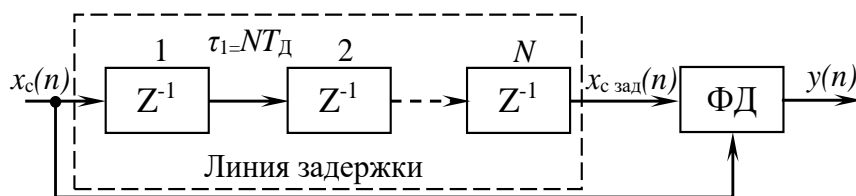


Рис. 7. 16. Автокорреляционный цифровой частотный детектор

При подаче сигнала на вход ЦФД

$$x_c(t) = A_0 \cos(\Omega_c t + \varphi_0),$$

то на выходе линии задержки будет

$$x_{\text{сзад}}(t) = A_0 \cos[\Omega_c(t - \tau_{\text{зад}}) + \varphi_0],$$

а на выходе ФД и ЦФНЧ

$$y(t) = \overline{x_c(t)x_{сзад}(t)} = 0.5A_0^2 \cos \Omega_c \varphi_{зад}, \quad (7.24)$$

где черта означает выделение низкочастотной составляющей.

Выражение (7.24) описывает детекторную характеристику автокорреляционного цифрового частотного детектора.

Цифровой синхронно-фазовый детектор позволяет получать продетектированный сигнал $a(t)$, который создаётся в цепи управления частотой управляемого генератора (УГ) в петле фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Структурная схема ЦСФД может быть реализована в 2-х вариантах: обычная (а) и квадратурная (б) (Рис. 7.17).

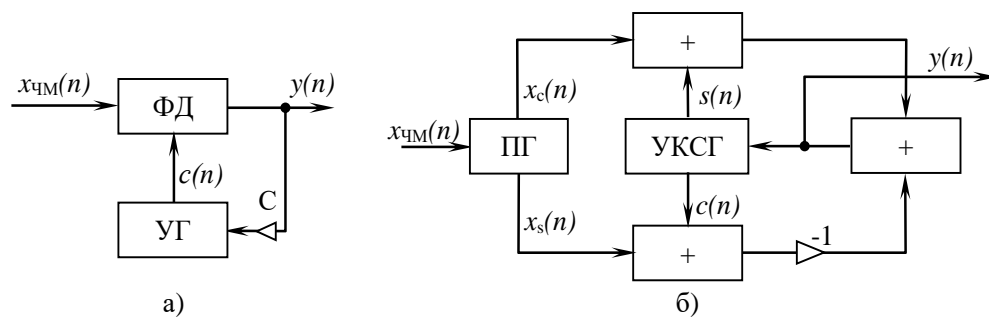


Рис. 7.17. Структурная схема квадратурного ЦСФД

Принцип работы цифровых СФД, как и в аналоговых заключается в обеспечении синхронизма частоты входного сигнала и управляемого генератора. В установившемся режиме при медленных изменениях модуляции $a(t)$ между фазами входного сигнала и сигнала управления возникает разность фаз

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2} \frac{\Delta\Omega}{\Omega_y} \quad (7.25)$$

где $\Delta\Omega = \Delta\Omega_d a(t)$ – девиация частоты входного сигнала;

Ω_y – полоса удержания системы ФАПЧ, зависящая от амплитуд УГ, сигнала и коэффициента С петли управления УГ.

Сигнал на выходе ФД с учётом (7.19) и (7.25) в приведённом спектре

$$y(t) = \frac{1}{2} A_0 A_{yг} \sin \left[\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\Omega_d a(t)}{\Omega_y} \right] \quad (7.26)$$

Выражение (7.26) описывает детекторную характеристику ЦСФД (Рис. 7.17, а).

С учётом (7.21) и (7.25) в схеме квадратурного ЦСФД детекторная характеристика имеет вид

$$y(t) = A_0 A_{\text{уксг}} \sin \left[\frac{\pi}{2} \frac{\Delta \Omega_d a(t)}{\Omega_y} \right] \quad (7.27)$$

Выражение (7.27) совпадает с (7.26). Для линеаризации детекторной характеристики процедура, представленная на рисунке (Рис. 7.13).

Квадратурная схема детектора для всех типов модуляции позволяет обрабатывать сигналы с $F_0 \rightarrow F_d/2$ и с шириной спектра в 2 раза больше, чем неквадратурные схемы детекторов. Этим обстоятельством и вызвано широкое практическое применение квадратурных детекторов в цифровых радиоприёмных устройствах.

7.4. Радиоприёмные устройства с додетекторной ЦОС

В радиоприёмниках с додетекторной ЦОС производится с выхода усилителя радио- или промежуточной частоты. Сигнал на входе приёмника представляет собой:

$$u_{\text{вх}}(t) = u_c(t) + u_{\text{ш}}(t) = U_{\text{вх}}(t) \cdot \cos[\omega_c \cdot t - \varphi_{\text{вх}}(t)], \quad (7.28)$$

где $u_c(t)$ и $u_{\text{ш}}(t)$ – сигнальная и шумовая составляющие на входе;

$U_{\text{вх}}(t)$ и $\varphi_{\text{вх}}(t)$ – его амплитуда и фаза;

ω_c – центральная частота спектра.

При известной частоте ω_c , входное воздействие (5.21) описывается с помощью комплексной огибающей

$$\dot{U}(t) = U(t) \cdot e^{-j\varphi(t)} = C(t) - jS(t), \quad (7.29)$$

где $C(t) = U(t) \cdot \cos[\varphi_{\text{вх}}(t)]$ и $S(t) = U(t) \cdot \sin[\varphi_{\text{вх}}(t)]$ – квадратурные составляющие комплексной огибающей сигнала.

Спектр входного сигнала должен размещаться в одной из спектральных

зон: $\frac{k}{2 \cdot T_d}, \dots, \frac{k+1}{2 \cdot T_d}$, где $k=0, 1, 2, \dots$; T_d – период дискретизации.

В этом случае спектр дискретных отсчётов воздействия $u_{\text{ВХ}}(t_r)$ при $t_r = rT_{\text{д}}$, $r=0, 1, 2, \dots$ в первой спектральной зоне $0 \dots 1/2T_{\text{д}}$ полностью соответствует исходному спектру, поэтому по дискретным отсчётам $u_{\text{ВХ}}(t_r)$ 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 переносят в область частот первой спектральной зоны $0 \dots 1/2T_{\text{д}}$. В этом случае, во избежание искажений спектра по зеркальному каналу, полосовой фильтр с высоким коэффициентом прямоугольности применяют перед преобразованием частоты, обработку отсчётов называют *обработкой мгновенных значений* или *обработкой вещественного сигнала*.

Радиоприёмникам с додетекторной ЦОС присущи следующие недостатки: меньший динамический диапазон входных сигналов; ограничения по частоте и ширине спектра сигнала; высокие стоимостные и массогабаритные показатели. Эти обстоятельства ограничивают применимость такого подхода и используются в многорежимных радиоприёмниках, т.е. приёмниках с различными видами модуляции, разными спектрами сигналов, параметрами сообщений, протоколами передачи данных и т.д.

7.5. Радиоприёмные устройства с последетекторной цифровой обработкой сигналов

Современные методы передачи сообщений позволяют формировать цифровое представление уже на передающей стороне радиосистемы. В этом случае последетекторная ЦОС является не только безальтернативна, но и делает возможным вести обработку цифрового и аналогового сигнала.

При после детекторной обработке наиболее распространённым способом является обработка его мгновенных значений. В некоторых случаях, например,

в радионавигации и в технике передачи дискретных сообщений, применяют фазовую обработку, применимый 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 отсчёта квантуемого напряжения. Однако при негауссовских помехах (например, гармонических) характеристики ЦОС, из-за бинарного квантования могут сильно ухудшиться. В этом случае переходят к многоуровневому квантованию, применяемого и тогда, когда мощность сигнала значительно больше мощности шума и шума квантования.

В настоящее время широкое распространение получили линии с псевдошумовыми (ПШ) сигналами. В этом случае в радиоприёмных устройствах осуществляют аналоговую свёртку 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 свёртке помехи с любым распределением нормализуются, что позволяет использовать бинарное квантование свёрнутого сигнала при любых распределениях исходной помехи [38].

Контрольные вопросы по главе 7

1. Перечислите преимущества и недостатки ЦОС в радиоприёмниках.
2. Каково назначение устройства выборки – хранения?
3. Какие цифровые фильтры рекурсивные?
4. Какие цифровые фильтры нерекурсивные?
5. Каково назначение преобразователя Гильберта?
6. Что лежит в основе работы цифрового преобразователя частоты?
7. В чём отличие рекурсивных цифровых фильтров от нерекурсивных?

8. Перечислите достоинства и недостатки квадратурных цифровых детекторов.
9. Перечислите достоинства и недостатки додетекторной ЦОС.
10. Перечислите достоинства и недостатки последетекторной ЦОС.

8. ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА ИЗМЕРЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ

8.1. Стандартные условия измерения

Стандартные условия измерений радиоприёмных устройств определяются ГОСТ 9783-88, п.2.7 (Рис. 8. 1). В состав установки входят: генератор стандартных сигналов (ГСС), генератор звуковой частоты (ГЗ), осциллограф (Осц.) и вольтметр (В).

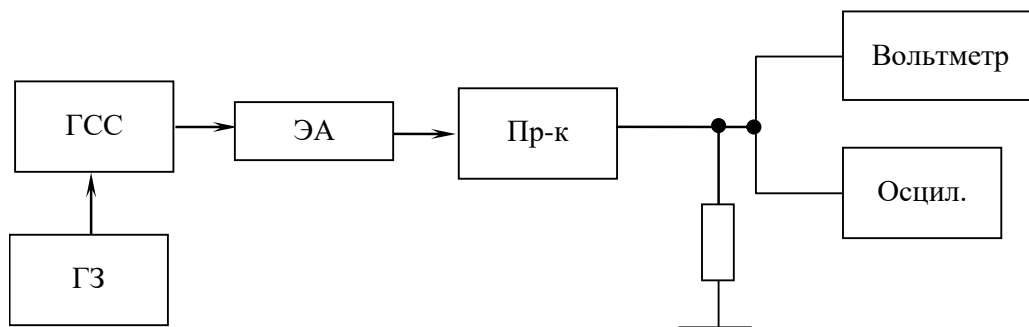


Рис. 8. 1. Лабораторная установка для измерения параметров радиоприёмников
Сигнал с ГСС подаётся через эквивалент антенны (ЭА) на антенный вход радиоприёмника:

- напряжение и частота источника питания, равны номинальным;
- стандартный высокочастотный входной сигнал подают через цепь эквивалента антенны на антенный вход радиоприёмника или формируют его генератором стандартного электромагнитного поля для наведения сигнала в магнитной антенне радиоприёмника;
- к выходным клеммам, предназначенным для громкоговорителя, подключают эквивалент нагрузки;
- к выходу тюнера подключают эквивалент входного сопротивления усилителя сигналов звуковой частоты, представляющий собой резистор сопротивлением $4,7 \text{ кОм} \pm 5\%$;
- приёмник 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 – 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 радиоприёмников (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 радиоприёмника (ГОСТ 9783-88, п.2.11) проводят по индикатору настройки (при его наличии). При отсутствии индикатора настройку радиоприёмника АМ-сигналов проводят на получение максимального выходного напряжения на низкочастотном выходе, избегая перегрузки низкочастотной части.

Допускается использовать иной способ настройки, оговариваемый в НТД.

8.2. Методы измерения технических характеристик

радиовещательного приёмника

8.2.1. Метод измерения диапазона принимаемых частот

Радиоприёмник устанавливают в стандартные условия измерений (Рис. 8.1). Метод измерения диапазона принимаемых частот проводится в соответствии с ГОСТ 9783-86, п.3.1.18. Указатель частоты настройки радиоприёмника поочередно устанавливают в крайние положения шкалы каждого диапазона частот. При этом частоту генератора устанавливают каждый раз равной частоте настройки приёмника. Частотомером измеряют значения частот, выраженные в килогерцах (мегагерцах). Крайними частотами выбирают граничные частоты эффективного диапазона частот.

8.2.2. Метод измерения реальной чувствительности радиоприёмного устройства

Реальную чувствительность проверяют на средней частоте каждого диапазона. На вход радиоприёмника (Рис. 8. 1) подают радиочастотный сигнал от генератора, модулированный частотой 1 кГц, с глубиной модуляции 30% и напряжением, соответствующим чувствительности данного диапазона. Ручкой настройки радиоприёмника добиваются максимального показания измерителя выхода.

Регулятором громкости устанавливают на выходе радиоприёмного устройства напряжение, соответствующее стандартной выходной мощности. Затем выключают модуляцию, измеряют напряжение шума на выходе приёмного устройства и оценивают соотношение выходных напряжений (сигнал/шум) при модуляции и без неё.

Изменяя напряжение сигнала генератора, подаваемого на вход приёмного устройства, а регулятором громкости – его усиление, добиваются одновременного выполнения двух условий: соответствия напряжения на выходе радиоприёмника – стандартной выходной мощности, а отношения сигнал/шум – 20 дБ в ДВ-, СВ- и КВ-диапазонах.

8.2.3. Односигнальная методика измерения избирательности радиоприёмных устройств

Односигнальный метод измерения избирательности по промежуточной частоте, зеркальному, соседнему и другим дополнительным каналам приёма (ГОСТ 9783-86, п. 3.2.6.1). Метод определяет чувствительность радиоприёмника к мешающему сигналу в отсутствие полезного сигнала. Результаты имеют значение только при условии, что приёмник 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 $U(P)$.

Приёмник 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 приёма, определяют частотомером и подстраивают до получения напряжения сигнала на низкочастотном выходе, близкого к максимальному. Частоты измерений указывают в НТД. Затем напряжение на выходе изменяют до значения $U_{\text{выхода}2}$, 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 односигнального метода.

8.2.4. 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.

Радиоприёмник устанавливают в стандартные условия измерений (Рис. 8.1). 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 радиоприёмника 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 по оси ординат.

8.2.5. Метод измерения действия автоматической регулировки усиления

Определяемая величина: отношение уровней сигнала на низкочастотном выходе или входе радиоприёмника при изменении в заданных пределах уровня сигнала на входе или выходе радиоприёмника 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 радиоприёмник в стандартные условия измерений.

Напряжение на выходе генератора увеличивают до заданного в НТД значения и измеряют напряжение на низкочастотном выходе радиоприёмника. Затем, не изменяя настройки, уменьшают напряжение сигнала генератора в пределах заданного в НТД изменения входного напряжения радиоприёмника и вновь измеряют напряжение на низкочастотном выходе.

Измерения при заданном изменении напряжения на выходе проводят, установив радиоприёмник в стандартные условия измерений. Напряжение на выходе генератора увеличивают до заданного в НТД значения и измеряют напряжение на низкочастотном выходе радиоприёмника. Напряжение на выходе генератора уменьшают до получения напряжения на низкочастотном выходе радиоприём-

ника 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.

Контрольные вопросы по главе 8

1. Что понимается под стандартными условиями измерения.
2. Каково назначение эквивалента антенны в установке по измерению параметров радиоприёмных устройств?
3. Укажите суть метода измерения диапазона принимаемых частот в радиоприёмных устройствах.
4. На чём основан метод измерения реальной чувствительности радиоприёмника?
5. На какой частоте проверяют реальную чувствительность.
6. Представьте лабораторную установку для односигнальной методики измерения избирательности радиоприёмных устройств?
7. Опишите односигнальную методику измерения избирательности радиоприёмных устройств?
8. Метод измерения общей низкочастотной характеристики.
9. Метод измерения действия автоматической регулировки усиления в радиоприёмниках.
10. При каком отношении сигнал/шум измеряется реальная чувствительность радиоприёмника в ДВ-, СВ- и КВ-диапазонах?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Современное развитие телекоммуникационных технологий невозможно представить без радиоприёмных устройств. Всё больше областей сферы жизни человека и общества затрагивает техника радиоприёма. Отмечается бурное внедрение радиоприёмных устройств в системах наземной и космической радио– телевизионного вещания, персональной связи, передачи данных, управления радиодоступом. Технологии Wi-Fi и Bluetooth, основой которых являются и радиоприёмные устройства, нашли применение в медицине, техники управления бытовыми приборами и системах «умный» город и дом. В силу последних тенденций развития техники радиоприёма, требуется расширение и освоение новых частотные диапазоны. Совершенствуются методы формирования и обработки радиосигналов. Усложнение ситуации с электромагнитной совместимостью радиоаппаратуры, требует новой проработки структурных схем радиоприёмников, обеспечивающие повышенные требования по чувствительности и избирательным параметрам.

Учебное пособие адресовано для студентов, обучающихся по направлениям подготовки бакалавров, магистров и специалистов направлений «Радиотехника», «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и «Информатика и вычислительная техника» профиля «Автоматизация проектирования микро- и нанoeлектронных устройств для радиотехнических систем», обучающихся по очной, вечерней, заочной формам высшего образования, в том числе с применением технологии дистанционного обучения. Материалы учебного пособия позволят студентам самостоятельно подготовиться к практическим, лабораторным занятиям и курсовому проектированию.

ЛИТЕРАТУРА

1. 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.
2. Пушкарёв В.П. Введение в специальность радиотехника. – Учебное пособие. – Томск: ТМЦ ДО, 2004. – 122 с.
3. Бурлянд В. А. Отечественная радиотехника в датах (Краткая хроника). - М.: Центральное бюро научно-технической информации по радиоэлектронике, 1957. - 125 с.
4. Глейзер М. Радио и телевидение в СССР. 1917-1963 (Даты и факты). - М.: Госкомитет СМ СССР по радиовещанию и телевидению, 1965. - 230 с.
5. Телевизор для индивидуального пользования // Радиофронт. – 1932. – № 4. – с. 28-32.
6. Телевизор Б-2 // Радиофронт. – 1936. – № 19. – с. 38.
7. Лейтес Л. С. Первый массовый телевизор для систем с механической развёрткой. Электросвязь. №12, 2001 г., стр. 22.
8. Лейтес Л. С. К 100-летию термина «телевидение». Электросвязь. №8, 2000 г., стр. 45.
9. Новаковский С.В. Системе телевидения на 625 строк – полвека. Электросвязь. №7, 1994 г., стр. 44.
10. Варбанский А. М. Цветному телевидению – 30 лет. Электросвязь. №10, 1997 г., стр. 4.
11. Справочник по учебному проектированию приёмно-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.
12. Мобильная радиосвязь: шумовые характеристики, спектральная и энергетическая эффективность, сбалансированный дуплекс: Учебное пособие для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей / Мелихов С. В. - 2015. 51 с. [Электронный ресурс] - Режим доступа: <http://edu.tusur.ru/publications/5113>.

13. Богданович Б.М. Нелинейные искажения в приёмно-усилительных устройствах. – М.: Связь, 1980. – 280 с.
14. Радиоприёмные устройства: Учеб. для вузов / Под ред. В.И. Сифорова. – М.: «Сов. Радио», 1974. – 560 с.
15. Палшков В.В. Радиоприёмные устройства. – М.: Изд-во Связь, 1965. – 543 с.
16. Проектирование радиоприёмных устройств: Учебное пособие для вузов / Под ред. А.П. Сиверса. – М.: «Советское радио», 1976. – 488 с.
17. Садченков Д.А. Техника и возможности СИ-БИ радиосвязи. Издательство «СОЛОН-Р» ЛР № 066584 от 14.05.99, 2001. – 269 с.
18. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Связь, 1980.
19. Стандарты GSM. <https://ru.wikipedia.org/wiki/GSM>. Электронный ресурс.
20. Колюбякин В. Спутниковые диапазоны и сети ШПД, - «Теле-Спутник» |март| 2011. <http://old.telesputnik.ru/archive/pdf/185/30.pdf>. Электронный ресурс.
21. Сиверс А.П. Основы космической радиоэлектроники. М., Изд-во «Советского радио», 1969, 312 с.
22. Спутниковое телевизионное вещание. Общие принципы построения. http://www.arstel.com/ru/articles/art1p_one.php#main. Электронный ресурс.
23. Основные элементы спутниковой системы навигации. http://кпгз.рф/navigation_1.html. Электронный ресурс.
24. Поляков В.Т. Радиолюбителям о технике прямого преобразования. – М.: Патриот, 1990. – 264 с.
25. Поляков В.Т. Техника радиоприёма: простые приёмники АМ-сигналов. – М.: ДМК Пресс, 2001. – 256 с.
26. Сети WiFi. http://www.getwifi.ru/p_standarts.html. Электронный ресурс.
27. <http://3g-aerial.biz/chastoty/chastoty-wi-fi>. Электронный ресурс.
28. <http://3g-aerial.biz/chastoty>. Электронный ресурс.

29. Интегратор беспроводных технологий. <http://www.getwifi.ru/wifi-80211ac.html>. Электронный ресурс.
30. План КВ диапазонов 1-го Региона IARU действующий с 29 марта 2009 г. <https://un8fe.jimdo.com/главная/частотный-план-кв-диапазонов> Электронный ресурс.
31. Цифровое телевидение: учебное пособие для вузов, 2-е изд, переработанное и дополненное/В.Л. Карякин.–М: СОЛОН-ПРЕСС, 2013. – 448с.
32. Способ модуляции OFDM. http://life-prog.ru/1_39606_sposob-modulyatsii-OFDM.html. Электронный ресурс.
33. Федчук А.А. Способы формирования OFDM – радиосигнала. // Радиоэлектроника, №1, 2010, <http://jre.cplire.ru/koi/jan10/5/text.html#1>. Электронный ресурс.
34. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. – М.: Техносфера, 2005 – 592с., с.117-122.
35. Чувствительность радиоприёмных устройств: Учебное пособие для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей / Мелихов С. В. - 2015. 99 с. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://edu.tusur.ru/publications/5109>, свободный.
36. Радиоприёмные устройства: Сборник задач и упражнений [Электронный ресурс] / Мелихов С. В., Якушевич Г. Н., Пушкарёв В. П. — Томск: ТУСУР, 2015. — 94 с. [Электронный ресурс] — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/4939>, свободный.
37. Богданович Б.М., Окулич Н.И. Радиоприёмные устройства. Учеб. пособие для вузов. Под общей ред. Б.М. Богдановича. – Мн.: Выш. шк., 1991. – 428 с.
38. Радиоприёмные устройства: Учебник для вузов / Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др.; Под редакцией Н.Н. Фомина. – 3-е издание, стереотип. – М.: Горячая линия – Телеком. 2007. – 520 с.

39. Радиоавтоматика: учебное пособие / В.П. Пушкарёв, Д.Ю. Пелявин. – Томск: ФДО, ТУСУР, 2017. – 182 с.
40. Клич С.М. Проектирование СВЧ устройств радиолокационных приёмников. М., «Сов. радио», 1973, 320.
41. Бобров Н.В. и др. Расчёт радиоприёмников. – М.: Воениздат, 1971. – 496.
42. ГОСТ Р 51107-97. Системы стереофонического радиовещания. Основные параметры. Методы измерения.
43. Кононович Л.М. Стереофоническое радиовещание. – М.: «Связь», 1974. – С. 264.
44. ГОСТ 9783-88. Аппаратура радиоэлектронная бытовая. Методы электрических высокочастотных измерений.
45. Кононович Л.М. Радиовещательный УКВ приём. – М.: «Энергия», 1977. – 192 с.
46. 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.
47. Мелихов С. В. Аналоговое и цифровое радиовещание: Учебное пособие [Электронный ресурс] / Мелихов С. В. — Томск: ТУСУР, 2015. — 233 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/5457>.
48. Усилители с широким динамическим диапазоном на микросхемах/А.П. Лукошкин, И.Г. Киренский, Ю.Е. Монахов, О.В. Петров. – М.: Радио и связь, 1981. – 120.
49. 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.
50. Коновалов Г.Ф. Радиоавтоматика. Учебник для вузов по специальности «Радиотехника». — М.: Высшая школа, 1990. — 335 с.: ил.

51. Добычина Е.М., Малахов Р.Ю. Цифровой приёмно-передающий модуль активной фазированной антенной решётки. Научный вестник МГТУ ГА. Выпуск №209, 2014. с. 117 – 123.

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

A – антенна

АД – амплитудный детектор

АИФ – аналоговый интерполяционный фильтр

АМ – амплитудная модуляция

АМ-ОБ – амплитудная модуляция с одной боковой полосой

АПЧ – автоматическая подстройка частоты

АРУ – автоматическая регулировка усиления

АИФ – аналоговый интерполяционный фильтр

АЦП – аналого-цифровое преобразование

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

АЭ – активный элемент

БАРУ – быстродействующая АРУ

БШР – бесшумная регулировка

ВАХ – вольтамперная характеристика

ВАРУ – временная АРУ

ВД – временной дискриминатор

ВИМ – временная импульсная модуляция

ВЦ – входная цепь

ВУ - видеоусилитель

ВФХ – вольт-фарадная характеристика

Г – гетеродин

ГПД – генератор плавного диапазона

Гр. – громкоговоритель

ГУН – генератор, управляемый напряжением

ДАРУ – детектор системы АРУ

ДБШ – диод с барьером Шотке

ДВ – диапазон длинных волн

ДД – динамический диапазон

ДКПД – делитель с переменным коэффициентом деления

ДМВ – диапазон дециметровых волн

ДХ – детекторная характеристика

ИД – импульсный детектор

КВ – диапазон коротких волн

КВЧ – диапазон крайне высоких частот

КСГ – косинусно-синусный генератор

КСС – комплексный стереосигнал

КЦФД – квадратурный цифровой фазовый детектор

ЛТПР – линейный тракт радиоприёмного устройства

ЛУПЧ – логарифмический усилитель промежуточной частоты

МАРУ – мгновенная АРУ

МВ – диапазон метровых волн

ММ – диапазон миллиметровых волн

НИ – нелинейные искажения

НРЦФ – нерекурсивный цифровой фильтр

ОА – ограничитель амплитуды

ОПБ – модуляция несущей с одной боковой полосой

ООС – отрицательная обратная связь

ОФ – оптический фильтр

П – приёмник

ПГ – преобразование Гильберта

ПМК – полярно-модулированное колебание

ППГ – приёмно-преобразовательный блок

ПТ – полевой транзистор

РЛС – радиолокационная станция

РУ – регулируемый усилитель

РЦФ – рекурсивный цифровой фильтр

СВ – диапазон средних волн

СВЧ – диапазон сверхвысоких частот

СДХ – статическая детекторная характеристика

СМ – смеситель

СММ – диапазон субмиллиметровых волн

СР – сверхрегенеративный радиоприёмник

СФД – синхронно-фазовый детектор

СЦ – согласующая цепь

УАРУ – усилитель системы АРУ

УВЧ – усилитель высокой частоты

УГ – управляемый гетеродин

УКВ – диапазон ультракоротких волн

УКСГ – управляемый косинусно-синусный генератор

УМ – угловая модуляция

УНЧ – усилитель низкой частоты

УПТ – усилитель постоянного тока

УПЧ – усилитель промежуточной частоты

УРЧ – усилитель радиочастоты

УВХ – устройство выборки-хранения

УМ – угловая модуляция

УЭ – усилительный элемент

ФАП – фазовая автоподстройка

ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты

ФВЧ – фильтр верхних частот

ФД – фазовый детектор

ФМ – фазовая модуляция

ФНЧ – фильтр нижних частот

ФОД – фотооптический детектор

ФПЧ – фильтр промежуточной частоты

ФСС – фильтр сосредоточенной селекции

ФУ – функциональное устройство

ФЧХ – фазочастотная характеристика

ФЭУ – фотоэлектронный умножитель

ЦАД – цифровой амплитудный детектор

ЦАП – цифро-аналоговое преобразования

ЦВУ – цифровое вычислительное устройство

ЦКП – цепь компенсации предискажений

ЦОС – цифровая обработка сигналов

ЦПЧ – цифровой преобразователь частоты

ЦП – цепь введения предискажений

ЦФД – цифровой фазовый детектор

ЦФНЧ – цифровой фильтр нижних частот

ЧМ – частотная модуляция

ЧД – частотной дискриминатор

ЦСФД – цифровой синхронно-фазовый детектор

ЭГ – эталонный генератор

ASK – Amplitude shift keying (амплитудная двоичная модуляция)

ASK/PSK – амплитудно – фазовая модуляция

COFDM – кодовое ортогональное мультиплексирование с разделением частот

DTV-T2 – стандарт цифрового эфирного телевизионного вещания

FSK – Frequency shift keying (частотная двоичная модуляция)

GMSK – гауссовская частотная манипуляция с минимальным частотным сдвигом

OFDM – ортогональное мультиплексирование с разделением частот

PSK – Phase shift keying (фазовая двоичная модуляция)

$\sigma_{\text{СОС}}$ – избирательность по соседнему каналу

$\sigma_{\text{ЗЕР}}$ – избирательность по зеркальному каналу

$\sigma_{\text{ПР}}$ – избирательность по каналу прямого прохождения

$K_{\text{ПР}}$ – коэффициент прямоугольности, характеризующий избирательные свойства приёмника

$\Delta f_{\text{СОС}}$ – расстройка приёмника относительно частоты соседнего канала

$\Pi_{\text{ПР}}$ – полоса пропускания приёмника

$\Delta f_{\text{нест.}}$ – нестабильность настройки приёмника

$E_{\text{ША}}$ – напряжённость поля помех возле антенны

$E_{\text{А.п.}}$ – э.д.с. помех, наводимых в антенны

$h_{\text{д}}$ – действующая высота антенны

$\Pi_{\text{ш}}$ – шумовая полоса радиоприёмника

$\gamma_{\text{вых}}$ – отношение сигнал/шум на выходе линейного тракта приёмника

$N_{\text{доп}}$ – допустимый коэффициент шума приёмника

Ω – круговая частота модулирующего сигнала

ω – круговая частота несущей радиосигнала

k – коэффициент Больцмана

T – температура по Кельвину

m – глубина модуляции АМ сигнала

$\Delta F_{\text{сп}}$ – эффективная ширина спектра

$F_{\text{в}}$ – верхняя циклическая частота модулирующего сигнала

$F_{\text{н}}$ – нижняя циклическая частота модулирующего сигнала

$t_{\text{у}}$ – время установления импульсного сигнала

τ_u – длительность импульсного сигнала

$K_{\text{сж}}$ – коэффициент сжатия сигнала на выходе приёмника

$K_{\text{бл}}$ – коэффициент блокирования на выходе приёмника

K_0 – резонансный коэффициент усиления радиоприёмника

$K(f)$ – коэффициент усиления приёмника на произвольной частоте

$\rho_{\text{к}}$ – характеристическое сопротивление резонансного контура

$Q_{\text{э}}$ – эквивалентная добротность резонансного контура

$Q_{\text{к}}$ – конструктивная добротность резонансного контура

$C_{\text{в}}(U)$ – вольтфарадная характеристика ёмкости варикапа

$N_{\text{пр}}$ – коэффициент шума приёмника

$\mathcal{U}_{\text{вх. дет. АМ}}$ – отношение сигнала/шум на входе детектора АМ сигналов

$\mathcal{U}_{\text{вых. дет. АМ}}$ – отношение сигнала/шум на выходе детектора АМ сигналов

$\mathcal{U}_{\text{вх. дет. ЧМ}}$ – отношение сигнала/шум на входе детектора ЧМ сигналов

$\mathcal{U}_{\text{вых. дет. ЧМ}}$ – отношение сигнала/шум на выходе детектора ЧМ сигналов

$\alpha_{\text{пер.}}$ – коэффициент переходного затухания стереофонического радиоприёмника

$f_{\text{ДЕВ}}$ – девиация частоты несущей сигнала

$f_{\text{ПОД}}$ – частота поднесущей частоты стереофонического сигнала

Θ_0 - нормированная частота цифрового фильтра

$\varphi(\Theta)$ – фазочастотная характеристика цифрового фильтра

$K(\Theta)$ – амплитудночастотная характеристика цифрового фильтра

$c(n)$ – косинусная выборка косинусно-синусного генератора

$s(n)$ – синусная выборка косинусно-синусного генератора

x – относительная расстройка колебательного контура

ξ – обобщённая расстройка колебательного контура

$x(t)$ – входной аналоговый сигнал

$x(n)$ – входной цифровой сигнала

$y(t)$ – выходной аналоговый сигнал

$y(n)$ – выходной цифровой сигнала

$a(t)$ – нормированный цифровой модулирующий сигнал

$y(\Theta)$ – детекторная характеристика цифрового детектора

t_A – относительная температура антенны

T_A – шумовая температура антенны по Кельвину.

ГЛОССАРИЙ

Автодинный приём

Амплитудная модуляция – процесс изменения амплитуды несущего колебания по закону модуляции.

Амплитудно-фазовая конверсия (собственная, перекрёстная) – изменение фазы выходного полезного сигнала, обусловленной воздействием входной амплитуды полезного (собственная) или мешающего (перекрёстная) сигналов.

Амплитудная характеристика – зависимость амплитуды выходного сигнала от величины э.д.с., наводимой в антенне

Антенна – радиотехническое устройство, преобразующее энергию электромагнитных поля в высокочастотны токи и напряжения.

Блокирование (деблокирование) сигнала – непропорциональное уменьшение (увеличение) амплитуды выходного полезного сигнала относительно изменения уровня воздействия помехи, находящейся вне полосы спектра полезного сигнала.

Вторичная модуляция – возникновение паразитной модуляции по цепям источника питания приёмного устройства, обусловленной недостаточной фильтрацией тока переменной частоты 50Гц или 400 Гц.

Входная цепь – радиотехническое устройство, связывающую антенну со входом первого каскада и обеспечивающее предварительную селекцию полезного сигнала.

Девияция частоты величина отклонения несущего колебания от среднего положения.

Действующая высота антенны – это длина антенны, амплитуда тока вдоль которой одинакова и равна амплитуде тока в пучности тока реальной антенны.

Детектор – радиотехническое устройство, предназначенное для выделения закона модуляции из несущей радиосигнала.

Диапазон принимаемых частот – интервал, в пределах которого радиоприёмник сохраняет свои технические характеристики.

ДГ – диод Ганна

Динамический диапазон – отношение максимального напряжения к минимальному на входе (выходе) радиоприёмного устройства.

Избирательность – способность радиоприёмного устройства подавлять сигналы мешающих радиостанций и помех.

Интермодуляционные искажения – искажения, возникающие при приёме 2-х и более сигналов, комбинационные составляющие которых равны гармонической составляющей, равной частоте полезного сигнала.

Исполнительное устройство – устройство воспроизведения передаваемого сообщения или дальнейшей обработки принятого сигнала.

Линейные (частотные) искажения – искажения, при которых спектральный состав сигнала не меняется, а меняется амплитуда сигнала, обусловленной амплитудночастотными свойствами электрических цепей.

Настроенная антенна – антенна, резонансная частота, которой равна частоте принимаемого радиосигнала.

Нелинейные искажения – искажения сигнала, в спектре которого возникают новые или исчезают спектральные составляющие сигнала, а также происходящие изменения соотношений между ними.

Ненастроенная антенна – антенна, резонансная частота, которой не равна частоте принимаемого радиосигнала.

Перекрёстные искажения – перенос огибающей (модуляции) помехи на несущую частоту полезного сигнала.

Нерекурсивный цифровой фильтр – цифровой фильтр без обратных связей.

Переходная характеристика – временная зависимость напряжения сигнала на выходе приёмника до установившегося значения, при воздействии на его вход единичного скачка или перепада напряжения, или тока.

Полоса пропускания – интервал частот, в пределах которого при данной настройке приёмника частотные искажения не превышают заданного уровня.

Преобразователь частоты – радиотехническое устройство, обеспечивающее перенос спектра, принимаемого (полезного) сигнала из одной области радиочастот в другую.

Радиоприёмник детекторный – радиоприёмник, работающий за счёт энергии электромагнитных волн.

Радиоприёмник инфрадинный – супергетеродинный приёмник с малым перекрытия по диапазону без перестройки преселектора.

Радиоприёмник прямого усиления – приёмник, в котором усиление и подавление мешавших радиосигналов производится на частоте полезного сигнала.

Радиоприёмник прямого преобразования – супергетеродинный приёмник, в котором частота гетеродина равна частоте полезного сигнала, а избирательные свойства обеспечиваются фильтром нижних частот.

Радиоприёмник сверхрегенеративный – приёмник, в котором избирательность и усиление производится за счёт усилительного каскада с положительной обратной связью, находящегося в невозбуждённом состоянии и переходящий режим возбуждения при подаче полезного радиосигнала.

Радиоприёмник супергетеродинный – приёмник, в котором, для обеспечения избирательных свойств, производится перенос спектра полезного сигнала из одной области частот в другую за счёт гетеродина (генератора).

Радиоприёмное устройство – радиотехническое устройство, обеспечивающее преобразование энергии электромагнитной волны в электрические сигналы, с целью извлечения полезной информации (сообщения).

Рекурсивный цифровой фильтр – цифровой фильтр, построенный на основе использования обратных связей.

Сжатие (десжатие) сигнала – непропорциональное уменьшение (увеличение) амплитуды выходного сигнала относительно изменения уровня входного воздействия полезного сигнала на выходе приёмника.

Супергетеродинный приёмник – приёмник, в котором, для обеспечения избирательных свойств, производится перенос спектра полезного сигнала из одной области частот в другую за счёт гетеродина (генератора).

Тракт низкой частоты – усилитель, предназначенный для усиления с целью обеспечения нормальной работы исполнительного устройства.

Удлиненный режим антенны – режим при котором резонансная частота антенны меньше минимального значения частоты полезного сигнала.

Укороченный режим антенны – режим при котором резонансная частота антенны больше максимального значения частоты полезного сигнала.

Усилитель радиочастоты – усилитель принимаемого полезного радиосигнала.

Усилитель промежуточной частоты – усилитель сигнала на преобразованной частоте.

Частотная модуляция – изменение частоты несущего колебания по закону модуляции.

Чувствительность – способность приёмника принимать слабые сигналы.

Эквивалент антенны – эквивалентная схема замещения антенны сосредоточенными R , L , C элементами, описывающая её параметры.

Эффективная ширина спектра – интервал частот в пределах которого сосредоточена основная полезная мощность принимаемого сигнала.