

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Учебная программа дисциплины

➤ **Учебное пособие**

Лабораторный практикум

Автоматизированный лабораторный практикум
с применением Internet-технологий

Методические указания по лабораторным работам

Методические указания к лабораторным работам № 1–8

Методические указания по курсовому проектированию

Методические указания по самостоятельной работе

Банк тестовых заданий в системе UniTest



УДК 621.396.96
ББК 32.811.3
П44

Электронный учебно-методический комплекс по дисциплине «Устройства приема и обработки сигналов» подготовлен в рамках инновационной образовательной программы «Структурная перестройка научно-образовательного центра "Радиоэлектроника"», реализованной в ФГОУ ВПО СФУ в 2007 г.

Рецензенты:

Красноярский краевой фонд науки;
Экспертная комиссия СФУ по подготовке учебно-методических комплексов дисциплин

Подлесный, С. А.

П44 Устройства приема и обработки сигналов. Версия 1.0 [Электронный ресурс] : электрон. учеб. пособие / С. А. Подлесный, Ф. В. Зандер. – Электрон. дан. (4 Мб). – Красноярск : ИПК СФУ, 2008. – (Устройства приема и обработки сигналов : УМКД № 45-2007 / рук. творч. коллектива Ф. В. Зандер). – 1 электрон. опт. диск (DVD). – Систем. требования : *Intel Pentium* (или аналогичный процессор других производителей) 1 ГГц ; 512 Мб оперативной памяти ; 4 Мб свободного дискового пространства ; привод *DVD* ; операционная система *Microsoft Windows 2000 SP 4 / XP SP 2 / Vista* (32 бит) ; *Adobe Reader 7.0* (или аналогичный продукт для чтения файлов формата *pdf*).

ISBN 978-5-7638-1052-3 (комплекса)

ISBN 978-5-7638-1419-4 (пособия)

Номер гос. регистрации в ФГУП НТЦ «Информрегистр» 0320802416 от 27.11.2008 г. (комплекса)

Настоящее издание является частью электронного учебно-методического комплекса по дисциплине «Устройства приема и обработки сигналов», включающего учебную программу, автоматизированный лабораторный практикум с применением Internet-технологий, лабораторный практикум, методические указания по курсовому проектированию, методические указания к лабораторным работам «Устройства приема и обработки сигналов. Аппаратно-программный комплекс с удаленным доступом «Частотный детектор»», методические указания к лабораторным работам № 1–8, методические указания к самостоятельной работе, контрольно-измерительные материалы «Устройства приема и обработки сигналов. Банк тестовых заданий», наглядное пособие «Устройства приема и обработки сигналов. Презентационные материалы».

В данном пособии изложены теоретические основы построения устройств приема и обработки сигналов и сведения об отдельных функциональных узлах и системах автоматического регулирования. Рассмотрены методы ослабления воздействия шумов и помех в радиоприемных устройствах, особенности приема различного вида сигналов. Изложены структуры и технические характеристики устройств приема и обработки сигналов различного назначения, а также тенденции и перспективы развития теории и техники приема и обработки сигналов.

Предназначено для студентов направления подготовки магистров 210200.68 «Радиотехника» укрупненной группы 210000 «Электронная техника, радиотехника и связь».

© Сибирский федеральный университет, 2008

Рекомендовано Инновационно-методическим управлением СФУ
в качестве учебного пособия

Редактор Л. Х. Бочкарева

Разработка и оформление электронного образовательного ресурса: Центр технологий электронного обучения информационно-аналитического департамента СФУ; лаборатория по разработке мультимедийных электронных образовательных ресурсов при КрЦНИТ

Содержимое ресурса охраняется законом об авторском праве. Несанкционированное копирование и использование данного продукта запрещается. Встречающиеся названия программного обеспечения, изделий, устройств или систем могут являться зарегистрированными товарными знаками тех или иных фирм.

Подп. к использованию 17.09.2008

Объем 4 Мб

Красноярск: СФУ, 660041, Красноярск, пр. Свободный, 79

Оглавление

Список сокращений и условных обозначений.....	8
Введение.....	9
1. Общие сведения об устройствах приема и обработки сигналов.....	10
1.1. Определение, назначение, основные функции, классификация УПиОС и их место в радиосистемах	10
1.2. Общие сведения о моделях сигналов и помех, их характеристики.....	15
1.2.1. Модели сигналов и их характеристики.....	15
1.2.2. Модели помех и их характеристики.....	22
1.3. Структурные принципы реализации основных функций УПиОС	26
1.4. Характеристики УПиОС	30
2. Внутренние шумы в трактах приема и обработки сигналов.....	38
2.1. Общие сведения о внутренних шумах и источниках их возникновения... ..	38
2.1.1. Источники возникновения внутренних шумов	38
2.1.2. Шумы сопротивлений	39
2.1.3. Шумы параллельного колебательного контура. Эффективная (шумовая) полоса пропускания частотно-избирательной системы	40
2.1.4. Эквивалентные шумовые схемы сопротивлений.....	43
2.1.5. Шумы приемной антенны	46
2.1.6. Собственные шумы биполярных и полевых транзисторов.....	47
2.2. Коэффициент шума, шумовая температура и их связь с реальной чувствительностью радиоприемника.....	49
2.2.1. Коэффициент шума	49
2.2.2. Шумовая температура	51
2.2.3. Коэффициент шума и шумовая температура последовательно соединенных четырехполюсников.....	52
2.2.4. Связь коэффициента шума и шумовой температуры с реальной чувствительностью радиоприемника	54
3. Функциональные узлы устройств приема и обработки сигналов.....	57
3.1. Выходные цепи	57
3.1.1. Определение, назначение, классификация и параметры выходных цепей.....	57
3.1.2. Принципы работы ВЦ различных частотных диапазонов	57
3.1.3. Анализ обобщенной структурной схемы входной цепи.....	59
3.1.4. Избирательные свойства ВЦ	62

3.1.5. Одноконтурная ВЦ с внешнеемкостной связью с ненастроенной антенной.....	65
3.1.6. Одноконтурная ВЦ с индуктивной связью с ненастроенной антенной	65
3.1.7. Одноконтурная входная цепь со смешанной связью с ненастроенной антенной.....	67
3.1.8. Выбор величины коэффициента связи между антенной и контуром ВЦ.....	68
3.1.9. Прохождение сигналов и помех через ВЦ	69
3.1.10. Коэффициент шума ВЦ	70
3.2. Усилители радиосигналов	72
3.2.1. Определение, назначение, основные параметры и классификация усилителей радиосигналов	72
3.2.2. Принципы работы и схемы УРС	74
3.2.3. Обобщенная эквивалентная схема УРС и его коэффициент передачи	76
3.2.4. Резонансный коэффициент усиления и полоса пропускания УРС (на примере УРС с ОЭ)	77
3.2.5. Избирательные свойства УРС	78
3.2.6. Максимальный коэффициент усиления при произвольной полосе пропускания УРС с ОЭ.....	80
3.2.7. Максимальный коэффициент усиления при заданной полосе пропускания	81
3.2.8. Устойчивость УРС	82
3.2.9. Коэффициент шума каскада резонансного усилителя с ВЦ на входе	87
3.2.10. Искажения сигналов в УРС	89
3.3. Усилители промежуточной частоты.....	92
3.3.1. Определение, назначение и основные параметры УПЧ	92
3.3.2. Принцип работы и схемы УПЧ	93
3.3.3. Коэффициент передачи и избирательные свойства УПЧ с LC -фильтрами.....	98
3.3.4. Искажения в УПЧ.....	100
3.3.5. Переходные процессы в УПЧ	102
3.4. Малошумящие усилители диапазона СВЧ	105
3.4.1. Определение, назначение, параметры, классификация малошумящих усилителей.....	105
3.4.2. Особенности транзисторных СВЧ-усилителей.....	107
3.4.3. Усилители на туннельных диодах	109
3.4.4. Параметрические усилители.....	110
3.4.5. Шумовая температура двухконтурного отражательного ПУ	112
3.5. Преобразователи частоты	113
3.5.1. Определение, назначение, классификация и основные параметры ПЧ ..	113
3.5.2. Принцип работы и схемы ПЧ в умеренно высоком диапазоне.....	114
3.5.3. Прямое и обратное преобразование частоты. Эквивалентная схема ПЧ	120
3.5.4. Коэффициент преобразования и коэффициент шума ПЧ на транзисторах.....	123
3.5.5. Искажения сигналов в ПЧ.....	125

3.5.6. Особенности верхнего и нижнего преобразования и коэффициенты перекрытия по диапазону.....	129
3.6. Детекторы амплитудно-модулированных, импульсных и дискретных сигналов.....	130
3.6.1. Определение, назначение, классификация и основные параметры амплитудных детекторов.....	130
3.6.2. Принципы работы и схемы АД.....	132
3.6.3. Эквивалентная схема амплитудного детектора и его коэффициент передачи	137
3.6.4. Параметры детектора в режиме детектирования больших и малых сигналов	139
3.6.5. Искажения сигналов в диодных детекторах	142
3.6.6. Частотные искажения при детектировании	145
3.6.7. Воздействие на амплитудный детектор двух сигналов с различными несущими частотами.....	146
3.6.8. Совместное действие сигнала и шума на АД.....	148
3.6.9. Синхронный (когерентный) амплитудный детектор.....	155
3.6.10. Детекторы импульсных сигналов	155
3.7. Амплитудные ограничители	158
3.7.1. Определение, назначение, классификация и основные параметры амплитудных ограничителей.....	158
3.7.2. Принцип работы и схемы АО	161
3.7.3. Прохождение сигналов и помех через АО	163
3.8. Частотные детекторы	167
3.8.1. Определение, назначение, классификация и основные параметры частотных детекторов.....	167
3.8.2. Принципы работы и схемы ЧД.....	169
3.8.3. Определение выходного напряжения и полосы пропускания частотных детекторов	177
3.8.4. Искажения сигналов в частотных детекторах	180
3.8.5. Прохождение сигнала и шума через частотный детектор. Пороговые свойства частотных детекторов.....	180
3.9. Фазовые детекторы	185
3.9.1. Определение, назначение, классификация и основные параметры фазовых детекторов	185
3.9.2. Принципы работы и схемы фазовых детекторов.....	186
4. Устройства управления УПиОС	196
4.1. Системы автоматической регулировки усиления.....	196
4.1.1. Определение, назначение, классификация и основные параметры систем автоматической регулировки усиления.....	196
4.1.2. Принципы работы и схемы АРУ	200
4.1.3. Описание работы АРУ в статическом и динамическом режимах. Определение времени установления переходных процессов и выбор постоянной времени фильтра	202

4.1.4. Влияние флуктуационных помех на искажения АМ-сигнала в усилителе с АРУ	206
4.2. Системы автоматической подстройки частоты УПиОС непрерывных и импульсных сигналов.....	207
4.2.1. Определение, назначение, классификация и основные параметры системы автоматической подстройки частоты	207
4.2.2. Принципы работы и схемы АПЧ	207
4.2.3. Величина остаточной расстройки и время установления переходных процессов в системе АПЧ.....	210
4.2.4. Определение полосы захвата и удержания систем АПЧ.....	211
4.2.5. Особенности систем ФАПЧ	212
4.2.6. Особенности систем ЧАПЧ приемников импульсных сигналов.....	213
5. Помехи радиоприему и методы борьбы с ними	216
5.1. Способы борьбы с флуктуационными помехами с помощью оптимальных методов приема.....	216
5.1.1. Характеристика внешней флуктуационной помехи и совместное воздействие сигнала и помехи на УПиОС	216
5.1.2. Общие понятия теории оптимальных методов приема	217
5.1.3. Вероятность ошибочного приема и критерии оптимальности	218
5.2. Методы и устройства оптимального приема и обработки сигналов.....	219
5.2.1. Корреляционные методы приема	220
5.2.2. Оптимальная и квазиоптимальная фильтрация	224
5.3. Помехоустойчивость оптимального приема.....	228
6. Устройства приема и обработки различных видов сигналов	232
6.1. Устройства приема амплитудно-модулированных сигналов.....	232
6.2. Радиоприемные устройства сигналов с частотной модуляцией.....	242
6.3. Радиоприемные устройства сигналов с амплитудной манипуляцией	246
6.4. Радиоприемные устройства сигналов с частотной манипуляцией.....	252
6.5. Радиоприемные устройства сигналов с фазовой манипуляцией	258
6.6. Радиоприемные устройства сигналов с импульсной модуляцией	262
7. Особенности УПиОС различного назначения	268
7.1. Приемные устройства наземных радиорелейных линий связи	268
7.2. Тропосферные радиорелейные линии связи	269
7.3. Приемные устройства систем спутниковой связи.....	269
7.4. Приемные устройства спутниковых радионавигационных систем.....	273
8. Тенденции и перспективы развития теории и техники приема и обработки сигналов.....	278
Библиографический список.....	283

Основной	283
Дополнительный.....	283
Приложение	286
Основные этапы развития техники радиоприема	286

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АД, (ИД), (ПД) – амплитудный (импульсный, пиковый) детектор
АМ, (ЧМ), (ФМ) – амплитудная (частотная, фазовая) модуляция
АО – амплитудный ограничитель
АПЧ, (ФАПЧ), (ЧАПЧ) – автоматическая (фазовая, частотная) подстройка частоты
АРУ – автоматическая регулировка усиления
АТ, (ЧТ), (ОФТ) – амплитудная (частотная, относительная фазовая) телеграфия
АФУ – антенно-фидерное устройство
АЧХ (ФЧХ) – амплитудная (фазочастотная) характеристика
ВАХ, (ПХ), (ИХ) – вольт-амперная (переходная, импульсная) характеристика
ВЦ – входная цепь
Г – генератор, гетеродин
ГОН – генератор опорного напряжения
Д – детектор, демодулятор
ЗК, (СК) – зеркальный (соседний) канал
ИС, (ИМС), (БИС) – интегральная (микро, большая интегральная) схема
ИТ – информационный тракт
ИЦ, (СЦ), (ЦС) – избирательная (согласующая) цепь
ИЭ, (УЭ) – измерительный (управляющий) элемент
КСВН – коэффициент стоячей волны по напряжению
МШУ – малозумящий усилитель
ОБ, (ОЗ) – общая база (общий затвор)
ОМ, (ОБП) – однополосная модуляция (одна боковая полоса)
ОС, (ООС), (ППОС) – обратная (отрицательная, положительная паразитная) связь
ОУ – оконечное устройство
ОФ, (СФ) – оптимальный (согласованный) фильтр
ОЭ, (ОИ) – общий эмиттер (общий исток)
ПАВ – поверхностно-акустические волны
ПУ – параметрический усилитель
ПЧ, (СМ) – преобразователь частоты (смеситель)
ПЭ, (НЭ) – преобразовательный (нелинейный) элемент
РПрУ, (РПДУ) – радиоприемное (радиопередающее) устройство
РРЛ – радиорелейная линия
СВЧ, (НЧ), (ВЧ) – сверхвысокая (низкая, высокая) частота
УНЧ – усилитель низкой частоты
УП – усилительный прибор
УПТ – усилитель постоянного тока
УПЧ – усилитель промежуточной частоты
УРЧ, (УРС) – усилитель радиочастоты (радиосигнала)
ФНЧ, (ФВЧ) – фильтр низкой (высокой) частоты
ФСС – фильтр сосредоточенной селекции
ЧД, (ФД) – частотный (фазовый) детектор
ЭГ, (ОГ) – эталонный (опорный) генератор
ЭДС – электродвижущая сила
ЭМС – электромагнитная совместимость

ВВЕДЕНИЕ

Дисциплина «Устройства приема и обработки сигналов» (УПиОС) является профилирующей в образовании радиоинженера и входит в федеральный компонент государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования. Цель изучения дисциплины – усвоение основ физических процессов, теории и принципов построения и функционирования устройств приема и обработки сигналов, используемых в различных радиотехнических системах.

В результате изучения дисциплины студенты должны овладеть суммой определенных знаний и навыков:

- знать основные методы приема и обработки сигналов; теорию и методы оптимального приема сообщений; методы обеспечения основных характеристик УПиОС; физические принципы, используемые при построении усилительно-преобразовательных трактов УПиОС; методы экспериментального исследования радиоприемников и их функциональных узлов;

- уметь проектировать УПиОС по заданным показателям качества с использованием современной элементной базы; моделировать с помощью современных программных продуктов функциональные узлы и УПиОС в целом; составлять электрические структурные, функциональные и принципиальные схемы УПиОС; формулировать и обосновывать технические требования к ним и отдельным узлам; осуществлять экспериментальные исследования УПиОС и их функциональных узлов;

- представлять пути обеспечения заданных характеристик УПиОС – чувствительности, одно- и многосигнальной частотной избирательности, динамического диапазона по основному и соседним каналам; представлять принципы построения приемных трактов с малым уровнем собственных шумов, высокой частотной избирательностью, низким уровнем перекрестных и интермодуляционных помех, а также тенденции, перспективы и проблемы развития техники радиоприема.

Данная дисциплина базируется на дисциплинах, предусмотренных учебным планом циклов математических и общих естественнонаучных дисциплин и общепрофессиональных дисциплин.

Кроме того, она базируется на следующих специальных дисциплинах: «Устройства сверхвысоких частот и антенн», «Электропреобразовательные устройства». В свою очередь, данная дисциплина является базовой для дисциплины «Основы радиотехнических систем».

Общий объем дисциплины составляет 200 часов, из которых 81 час отводится на самостоятельную работу студентов – курсовое проектирование и подготовку к лабораторным и практическим занятиям, а 119 часов – на работу с преподавателями. Содержание настоящего конспекта соответствует структуре лекционного курса по дисциплине УПиОС.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСТРОЙСТВАХ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

1.1. Определение, назначение, основные функции, классификация УПиОС и их место в радиосистемах

Радиоприемным устройством называется совокупность элементов, предназначенных для улавливания, преобразования и использования энергии электромагнитных волн с целью извлечения из них полезной информации.

Радиоприемное устройство является составной частью радиотехнической системы. В свою очередь, радиосистемой называется любая система, в которой радиосредства выполняют основную или одну из основных функций.

Может быть дано и такое определение радиосистемы. Радиосистемой называется совокупность технических средств, предназначенных для выполнения определенного круга задач, в которой при обмене информацией между отдельными частями системы используются радиосигналы, способные переносить информационные процессы.

При системотехническом проектировании радиосистем широко используются процедурой декомпозиции (процедура рассечения несущественных связей и фиксация существенных). Возможный вариант декомпозиции показан на [рис. 1.1](#).

Радиосистемы можно представить состоящими из радиоканалов – совокупностью радиоустройств, которые в рамках отдельной радиосистемы обеспечивают выполнение определенной задачи при передаче или извлечении информации, переносимой радиосигналам. В состав радиоканала обязательно входит физическая среда, в которой распространяются радиосигналы.

Радиоустройство выполняет определенную задачу по формированию или обработке радиосигналов, например, преобразование радиосигнала в сообщение (радиоприемное устройство). Радиоустройство состоит из различных функциональных звеньев: части радиоустройства, которая выполняет заданную функцию по формированию или преобразованию электромагнитных полей, радиосигналов или информационных процессов.

В свою очередь, функциональные звенья радиоустройств состоят из схемных элементов, которые можно подразделить на активные и пассивные.

В настоящее время широкое применение находят радиотехнические комплексы, состоящие из нескольких систем, в которых для обработки информации и управления используют мощные компьютеры. К ним относятся системы спутниковой и космической связи, системы контроля и управления воздушным движением, ракетные космические комплексы и т.д.

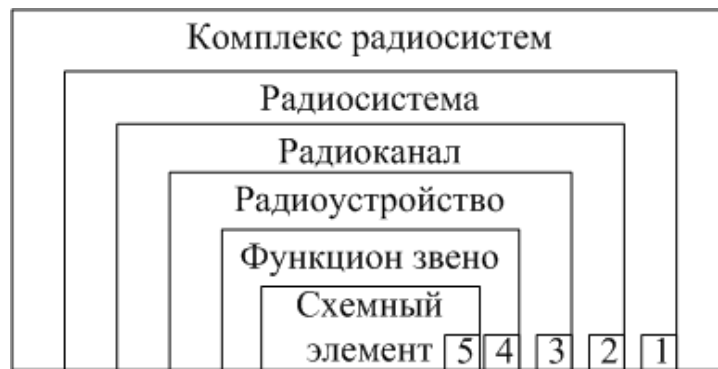


Рис. 1.1. Структура радиосистем

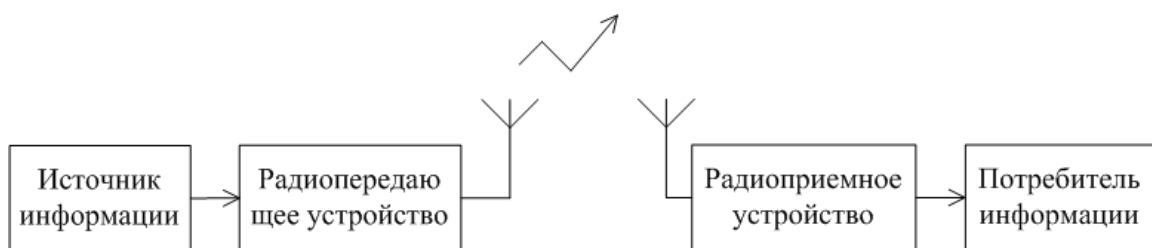


Рис. 1.2. Структурная схема одноканальной радиотехнической системы передачи информации

По своему информационному назначению радиосистемы делят на следующие основные классы:

- системы передачи информации (радиосвязь, радиотелеметрия);
- системы извлечения информации (радиолокация, радионавигация, радиоастрономия, радиоразведка);
- системы разрушения информации (создание помех радиоустройствам передачи или извлечения информации);
- комбинированные информационные системы (комбинация радиоэлектронных систем извлечения и передачи информации);
- системы управления (в них информация используется для управления какими-либо процессами или аппаратами).

Структурные схемы отдельных радиосистем представлены на [рис. 1.2](#), [рис. 1.3](#) и [рис. 1.4](#).

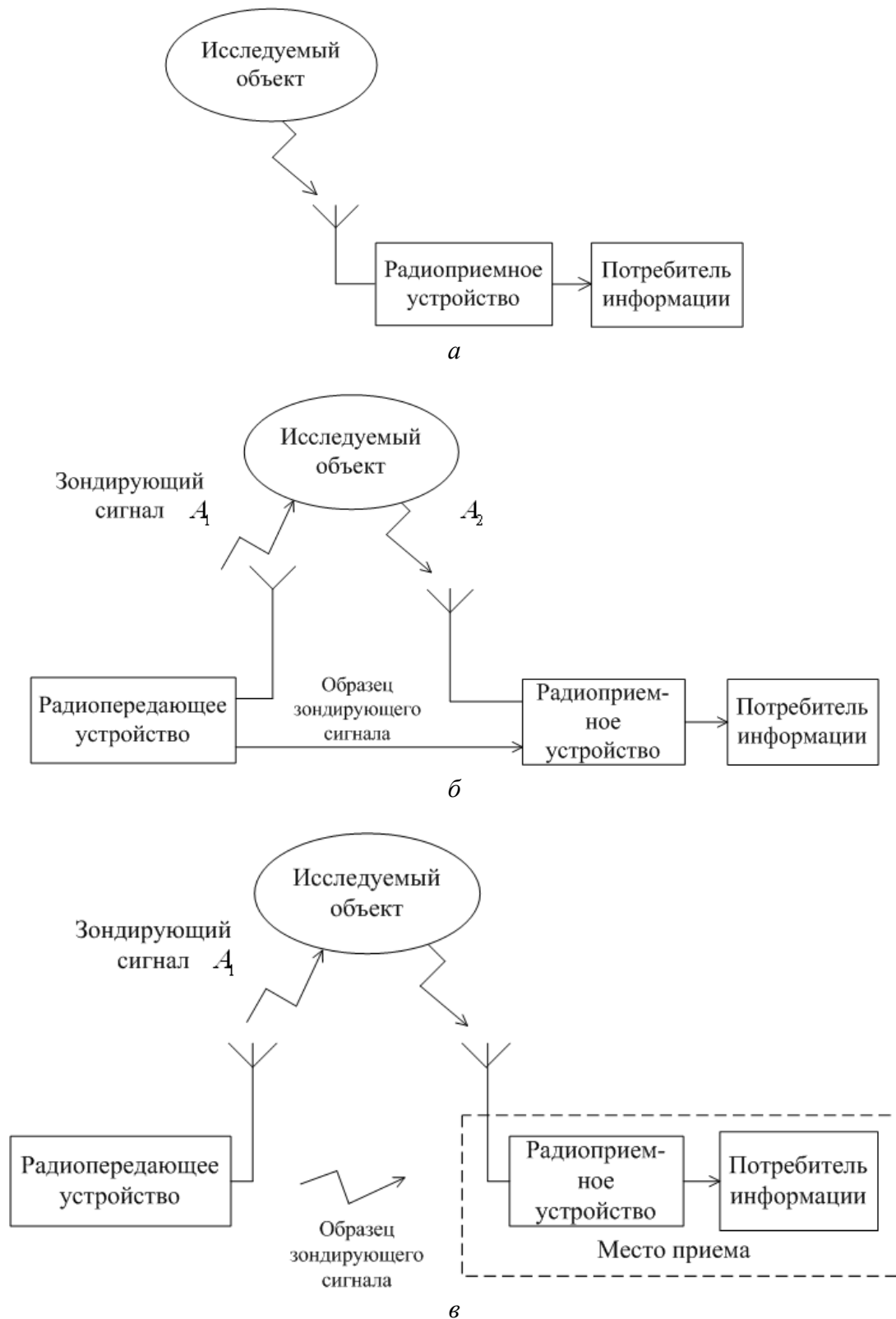


Рис. 1.3. Структурные схемы систем извлечения информации: *а* – пассивная система; *б* – активная система; *в* – полуактивная система

Структурная схема радиоприемного устройства может быть представлена как совокупность антенно-фидерного устройства, приемника и окончного устройства ([рис. 1.5](#)).

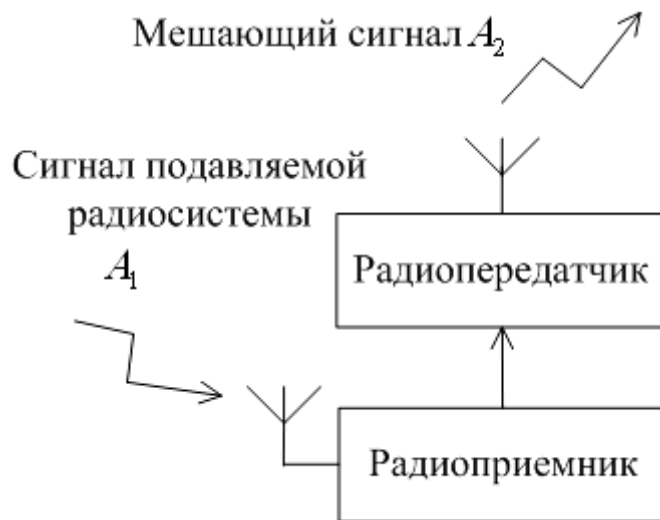


Рис. 1.4. Структурная схема системы разрушения информации



Рис. 1.5. Обобщенная структурная схема радиоприемного устройства

Характер ЭДС в приемной антенне определяет первую функцию радиоприемника – выделение (селекцию) полезного сигнала из суммы ЭДС, наводимых в антенне сигналом и помехами. Селекция может осуществляться по ряду признаков полезного сигнала: несущей частоте, характерным параметрам модуляции и амплитуде несущей.

Во всех радиоприемниках осуществляется частотная селекция за счет частотно-избирательных систем, которые можно настраивать на несущую частоту полезного сигнала. Поэтому селективные свойства приемника по несущей частоте сигнала часто называют частотной избирательностью или просто избирательностью.

Наряду с частотной избирательностью в приемниках могут быть использованы и другие виды селекции. Например, при приеме импульсных сигналов – временная селекция за счет запираания одного из каскадов приемника на время пауз между импульсами сигнала.

На вход радиоприемника обычно поступает высокочастотный сигнал, модулированный по тому или иному параметру. Для приведения в действие окончательного устройства, как правило, необходимо низкочастотное или видеонапряжение, закон изменения которого должен по возможности точнее соответствовать закону модуляции принимаемого сигнала. Отсюда вытекает вторая функция радиоприемника – преобразование высокочастотного модули-

рованного напряжения в низкочастотное (видео) напряжение. Это преобразование называют детектированием.

Обычно мощность принимаемых сигналов, наводимых в антенне, бывает очень мала и недостаточна для нормальной работы оконечного аппарата. Поэтому третьей функцией радиоприемника является усиление принятого сигнала до уровня, необходимого для нормальной работы оконечного устройства.

Помимо этих трех основных функций на радиоприемник могут быть возложены и некоторые дополнительные задачи, определяемые теми или иными особенностями его работы (рис. 1.6).

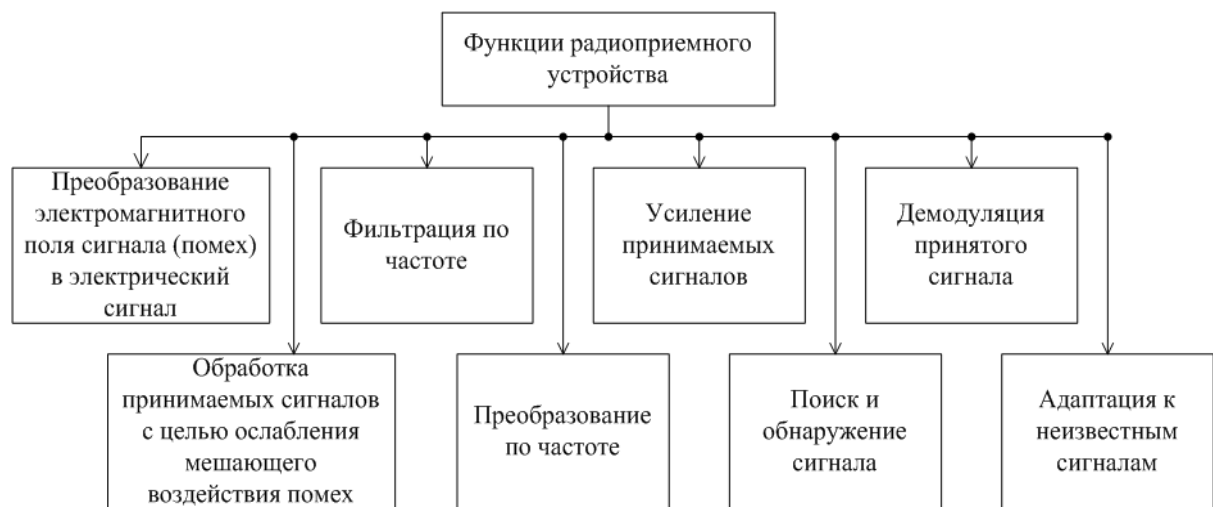


Рис. 1.6. Основные функции радиоприемных устройств

Классифицировать радиоприемные устройства можно по различным признакам (назначению, принципу построения структурной схемы и др.).

По назначению радиоприемные устройства делят на две группы: профессиональные (предназначаются для выполнения специальных технических задач, например, радиосвязи, радиолокации и др.) и радиовещательные (служат для приема звуковых и телевизионных программ).

По принципу построения структурной схемы радиоприемные устройства подразделяются на приемники прямого усиления, регенеративные, сверхрегенеративные, гетеродинные, супергетеродинные.

По характеру модуляции принимаемых сигналов они делятся на устройства для приема сигналов, модулированных по амплитуде, частоте, фазе, и сигналов с различными видами импульсной модуляции (амплитудной, временной, кодовой и др.).

По диапазону волн принимаемых сигналов приемники разделяются на мириаметровые, километровые, гектометровые, декаметровые, метровые, дециметровые, сантиметровые, миллиметровые и оптические. Иногда встречаются приемники с комбинированным диапазоном волн принимаемых сигналов (например, связные и радиовещательные). В некоторых же случаях при-

емники предназначаются для работы на одной или нескольких фиксированных волнах (например, радиолокационные, радиотелемеханические, радиотелеметрические, радиоастрономические).

По конструктивному оформлению приемники делятся на стационарные, бортовые (корабельные, самолетные, автомобильные, космические) и переносные.

По виду обработки принимаемых сигналов они подразделяются на аналоговые, аналого-цифровые, цифровые.

Приемные антенны различного назначения изучаются в курсе антенно-фидерных устройств. Поэтому в дальнейшем их свойства предполагаются известными.

Всевозможные оконечные устройства детально изучаются в специальных курсах. Для изучения радиоприемников необходимо знать лишь основные параметры этих устройств: входное сопротивление, номинальную потребляемую мощность, характеристики рабочего сигнала и т.п.

Поэтому основное внимание в дальнейшем будет сосредоточено на изучении работы радиоприемников различных типов и назначений. При этом наиболее подробно будут излагаться те вопросы, которые являются общими для любого радиоприемника.

Антенно-фидерное устройство (АФУ) служит для улавливания электромагнитной энергии радиоволн и передачи ее приемнику. Приемник выполняет такое преобразование поступающей к нему энергии сигнала, которое обеспечивает заданные технические условия работы оконечного устройства (ОУ). Оконечное устройство преобразует сигналы, полученные на выходе приемника, в форму, удобную для потребителя информации.

Как известно, со времени изобретения радио прошло чуть более 100 лет. Но за это время радиоприемные устройства проделали большой путь в своем развитии. В прил. приведены основные этапы развития техники радиоприема.

1.2. Общие сведения о моделях сигналов и помех, их характеристики

1.2.1. Модели сигналов и их характеристики

Традиционно радиотехническими принято считать любые электрические сигналы, относящиеся к радиодиапазону. С математической точки зрения всякий радиотехнический сигнал можно представить некоторой функцией времени $U(t)$, которая характеризует изменение его мгновенных значений напряжения (такое представление применяется чаще всего), тока или заряда.

Каждый класс сигналов имеет свои особенности и требует специфических методов описания и исследования. Поэтому в радиотехнике и теории передачи информации каждому классу сигналов соответствует свое математическое представление, своя математическая модель. Математической (ана-

литической) моделью сигнала называется его описание с помощью математических объектов функций, векторов, распределений и т.д., позволяющее делать выводы об особенностях сигнала, применяя формальные процедуры (например, математические преобразования) к его описанию.

Для математического моделирования сигналов могут быть использованы формулы, функциональные зависимости, графики, уравнения, таблицы, графы, законы распределения вероятностей, векторы, матрицы, многомерные пространства и другие аналитические объекты. При моделировании сигналов нельзя ограничиваться статической фиксацией сведений о сигнале-оригинале. Для получения дальнейших выводов и обобщений необходимо еще уметь преобразовать имеющуюся информацию по определенным правилам. Эти правила, будучи заложенными в модель, превращают ее из статической в динамическую.

Наиболее распространенными способами представления (описания) сигнала являются временное, спектральное, статистическое, геометрическое и аналитическое представления. Сигналы, используемые в радиотехнических системах, представляют собой физическую величину, являющуюся функцией времени. Напряжение сигнала представляют в виде

$$u(t) = U(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)],$$

где $U(t)$ – огибающая частоты; $\omega_0 = 2\pi f_0$, где f_0 – несущая частота; $\theta(t)$ – фаза сигнала.

Важнейшими энергетическими характеристиками сигнала являются его мощность и энергия. Если $S = S(t)$ – его напряжение или ток, то $S^2(t)$ – его мгновенная мощность на сопротивлении в 1 Ом. Для интервала времени $t_1 \dots t_2$ энергия сигнала определяется интегралом от мгновенной мощности:

$$Y_{\text{н}} = \int_{t_1}^{t_2} S^2(t) dt.$$

Реальный радиотехнический сигнал как физический объект аналитического и практического исследований достаточно сложен, а, значит, его математическая модель может быть различной. Это позволяет классифицировать современные радиотехнические сигналы по ряду специфических признаков.

Основные понятия, термины и определения в области радиотехнических сигналов устанавливает государственный стандарт «Сигналы радиотехнические. Термины и определения». Радиотехнические сигналы чрезвычайно разнообразны.

Радиотехнические сигналы ([рис. 1.7](#)) удобно рассматривать в виде математических функций, заданных во времени и физических координатах. С этой точки зрения сигналы делятся на одномерные и многомерные. Наиболее распространенные на практике одномерные сигналы являются функциями

времени, а многомерные, кроме того, отражают положение в n -мерном пространстве. Например, сигналы, несущие информацию об изображении какого-либо предмета являются функциями и времени и положения на плоскости. Как правило, многомерные сигналы описываются довольно сложными аналитическими функциями и их обработка чаще всего возможна лишь в цифровой форме.

Многомерные, или векторные сигналы, состоят из множества одномерных сигналов и аналитически записываются в виде

$$U(t) = \{U_1(t), U_2(t), \dots, U_n(t)\}, \quad (1.1)$$

где n – целое число – размерность сигнала.

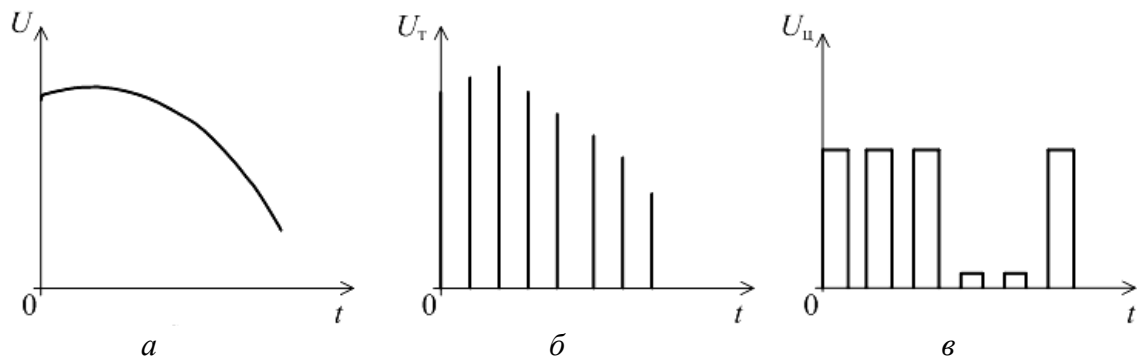
Повседневным встречающимся нам телевизионный сигнал является трехмерным сигналом, в котором содержатся строчные и кадровые информационные напряжения, отражающие меняющиеся в пространстве и времени изображения.

По особенностям структуры временного представления все радиотехнические сигналы подразделяются на аналоговые, дискретные (от лат. *discretus* – разделенный, прерывистый) и цифровые (рис. 1.8).

Если физический процесс, порождающий сигнал, можно представить непрерывной функцией времени $U(t)$ (рис. 1.8, а), то такой сигнал называют аналоговым (непрерывным или, более обобщенно, континуальным, когда он имеет скачки, разрывы по оси амплитуд). Понятие «аналоговый» сигнал связано с тем, что его любое мгновенное значение аналогично (повторяет) закону изменения соответствующей физической величины во времени.



Рис. 1.7. Классификация радиотехнических сигналов

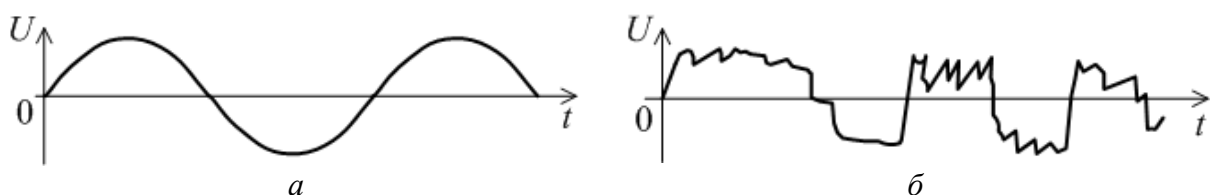
Рис. 1.8. Сигналы: *a* – аналоговый; *б* – дискретный; *в* – цифровой

В радиоэлектронике и технике связи широко применяются импульсные системы, действие которых основано на использовании дискретных сигналов. Например, сигнал, отражающий речь, является непрерывным как по уровню, так и по времени, а датчик температуры, выдающий ее значения через каждые 10 мин, служит источником сообщений, непрерывных по величине, но дискретных по времени.

Простейшая математическая модель дискретного сигнала $U_{\delta}(t)$ – это последовательность точек на временной оси, в каждой из которых заданы значения соответствующего непрерывного сигнала (рис. 1.8, б). Дискретные сигналы могут быть созданы непосредственно источником информации (например, дискретные отсчеты в системах управления). Не следует думать, что дискретные сообщения обязательно преобразуются в дискретные сигналы, а непрерывные сообщения – в непрерывные сигналы. Чаще всего именно непрерывные сигналы используются для передачи дискретных сообщений в качестве их переносчиков, т.е. в качестве несущей. Дискретные же сигналы можно использовать для передачи непрерывных сообщений (после их дискретизации).

Одной из разновидностей дискретных сигналов является цифровой сигнал. Цифровым часто называют сигнал с конечным числом дискретных уровней, поскольку уровни можно пронумеровать числами с конечным количеством разрядов. В цифровом сигнале дискретные значения сигнала $U_{\delta}(t)$ заменяют числами $U_{\delta}(t)$, чаще всего реализованными в двоичном коде, который проставляют высоким (единица) и низким (ноль) уровнями потенциалов напряжения (рис. 1.8, в).

По математическому представлению (по степени наличия априорной информации) все многообразие радиотехнических сигналов принято делить на две основные группы: детерминированные (регулярные) и случайные сигналы (рис. 1.9).

Рис. 1.9. Сигналы: *a* – детерминированный; *б* – случайный

Детерминированными называют радиотехнические сигналы, мгновенные значения которых в любой момент времени достоверно известны, т.е. предсказуемы с вероятностью, равной единице. Примером детерминированного радиотехнического сигнала может служить гармоническое (синусоидальное) колебание (рис. 1.9, а), последовательность или пачка импульсов, форма, амплитуда и временное положение которых заранее известны.

По сути дела, детерминированный сигнал не несет в себе никакой информации и практически все его параметры можно передать по каналу радиосвязи одним или несколькими кодовыми значениями. Другими словами, детерминированные сигналы (сообщения) по существу не содержат в себе информации и нет смысла их передавать. Детерминированные сигналы обычно применяются для испытаний систем связи, радиоканалов или отдельных устройств.

Детерминированные сигналы подразделяются на периодические и непериодические (импульсные). Импульсный сигнал – это сигнал конечной энергии, существенно отличный от нуля в течение ограниченного интервала времени, соизмеримого со временем завершения переходного процесса в системе, для воздействия на которую этот сигнал предназначен.

Периодические сигналы бывают гармоническими, т.е. содержащими только одну гармонику, и полигармоническими, спектр которых состоит из множества гармонических составляющих. К гармоническим сигналам относятся сигналы, описываемые функцией синуса или косинуса. Все остальные сигналы являются полигармоническими.

Непериодические сигналы иногда условно разделяют на почти периодические и переходные. Почти периодическим называется сигнал, значение которого приближенно повторяется при добавлении к временному аргументу надлежащим образом выбранного числа – почти периода. Периодический сигнал является частным случаем таких сигналов. Почти периодические функции получаются в результате сложения периодических функций с несоизмеримыми периодами: например,

$$u(t) = \sin(\omega t) + \sin(\sqrt{2}\omega t).$$

Переходные сигналы описывают переходные процессы в физических цепях, устройствах и системах.

В некоторых разделах радиоэлектроники детерминированные сигналы достаточно условно разделяют на чисто детерминированные и квазидетерминированные (от лат. *Quasi* – «якобы»; также – «почти», «похожий»). Квазидетерминированные сигналы – это сигналы с частично известным характером изменения во времени, т.е. с одним или несколькими неизвестными параметрами. Они наиболее интересны в метрологии и измерительной технике.

В свою очередь, детерминированные и квазидетерминированные сигналы делятся еще на элементарные, описываемые простейшими математическими формулами, и сложные. Элементарными являются постоянный и гар-

монический сигналы, а также сигналы, описываемые единичной и дельта-функцией. К сложным относятся импульсные и модулированные сигналы.

Случайные сигналы – это сигналы, мгновенные значения которых в любые моменты времени не известны и не могут быть предсказаны с вероятностью, равной единице. Практически все реальные случайные сигналы или большинство из них представляют собой хаотические функции времени (рис. 1.9, б). Сигналом, несущим полезную информацию, может быть только случайный сигнал. Информация в нем заложена во множестве амплитудных, частотных (фазовых) или кодовых изменений передаваемого сигнала.

Случайным сигналом является, например, электрическое напряжение, полученное в результате преобразования речи, музыки, изображения и т.п. На практике любой радиотехнический сигнал, в котором заложена полезная информация, должен рассматриваться как случайный. Возможно (не исключено, что это будет оспорено специалистами), к информационным случайным сигналам можно применить термин «окрашенные» случайные сигналы.

Наименование диапазонов электромагнитных волн и их характеристика приведены в табл. 1.1. Аналитическая форма записи напряжения для некоторых распространенных типов сигналов и соотношения, по которым определяется ширина спектра сигналов, приведены в табл. 1.2.

Т а б л и ц а 1.1

Диапазон волн	λ , м	f , Гц	f
<i>Радиоволны</i>			
Мириаметровые (ОНЧ)	$>10^4$	$<3 \cdot 10^4$	<3 кГц
Километровые (НЧ)	10^4-10^3	$(3-30)10^4$	(30–300) кГц
Гектометровые (СЧ)	10^3-10^2	$(3-30)10^5$	(300–3000) кГц
Декаметровые (ВЧ)	10^2-10	$(3-30)10^6$	(3–30) МГц
Метровые (ОВЧ)	10^{-1}	$(3-30)10^7$	(30–300) МГц
Дециметровые (УВЧ)	1–0,1	$(3-30)10^8$	(300–3000) МГц
Сантиметровые (СВЧ)	$10^{-1}-10^{-2}$	$(3-30)10^9$	(3–30) ГГц
Миллиметровые (КВЧ)	$10^{-2}-10^{-3}$	$(3-30)10^{10}$	(30–300) ГГц
Дицимиллиметровые (субмиллиметровые)	$10^{-3}-10^{-4}$	$(3-30)10^{11}$	(300–3000) ГГц
<i>Оптический диапазон</i>			
Инфракрасные лучи дальнего поддиапазона*	$10^{-4}-10^{-5}$	$(3-30)10^{12}$	–
Инфракрасные лучи ближнего поддиапазона	$10^{-5}-0,76 \cdot 10^{-6}$	$(3-40)10^{13}$	–
Видимые лучи	$(0,76-0,4) 10^{-6}$	$(40-75)10^{13}$	–
Ультрафиолетовые лучи ближнего поддиапазона	$0,4 \cdot 10^{-6}-10^{-7}$	$(75-300)10^{13}$	–
Ультрафиолетовые лучи дальнего поддиапазона	$10^{-7}-10^{-8}$	$(3-30)10^{15}$	–

Продолжение табл. 1.1

Диапазон волн	λ , м	f , Гц	f
<i>Рентгеновское и гамма-излучение</i>			
Рентгеновы мягкие лучи	$10^{-8}-10^{-9}$	$(3-30)10^{16}$	—
Рентгеновы средние лучи	$10^{-9}-10^{-10}$	$(3-30)10^{17}$	—
Рентгеновы жесткие лучи	$10^{-10}-10^{-11}$	$(3-30)10^{18}$	—
Гамма лучи	$\leq 10^{-11}$	$> 10^{18}$	—

*Здесь и далее термины «ближний» и «дальний» указывают на степень удаленности данного поддиапазона от диапазона видимых лучей.

Т а б л и ц а 1.2

Тип сигнала	Аналитическая форма для напряжения сигнала	Ширина спектра сигнала
Сигналы с амплитудной модуляцией (АМ)	$U_{AM} = U_{вх}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_c t$, где $U_{вх}$ – амплитуда сигнала; m – коэффициент амплитудной модуляции; Ω – угловая частота; ω_c – несущая частота	$\Delta f_{СП, АМ} = 2F_{max}$, где F_{max} – максимальная модулирующая частота
Сигналы с однополосной модуляцией (ОМ)	$U_{oc}(t) = U_m \cos(\omega_0 + \Omega)t$, где U_m – амплитуда сигнала	$\Delta f_{СП, ОМ} = F_{max} - F_{min}$, где F_{min} – минимальная модулирующая частота
Сигналы с частотной модуляцией (ЧМ)	$U_c(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \psi \sin \Omega t)$, где $\psi = \frac{\Delta f_m}{F}$, Δf_m – максимальная девиация частоты	$\Delta f_{СП, ЧМ} = 2F_{max}(1 + \psi + \sqrt{\psi})$
Сигналы амплитудной телеграфии (АТ)	$U_{c+} = U_m \cos(\omega t + \varphi_c)$, $U_{c-} = 0$ при $0 \leq t \leq \tau_0$, где τ_0 – длительность элементарной посылки; φ_c – начальная фаза сигнала	$\Delta f_{СП, АТ} = 2n_{max} F_M$, где n_{max} – максимальная учитываемая гармоника сигнала; F_M – частота манипуляции
Сигналы частотной телеграфии (ЧТ)	$U_{чт}(t) = U_c \cos[\omega_c(t) + \Delta \omega_d \int_0^t U(t) dt + \varphi_c]$, где U_c – амплитуда сигнала; $U(t) = \pm 1$ (функция, принимающая на интервале τ_0 значение, равное ± 1)	$\Delta f_{СП, ЧТ} = F_{сдв} + 2n_{max} F_M$, $F_{сдв} = 2\Delta f_m$
Сигналы относительной фазовой телеграфии	$U_{n-1}(t) = U_c \sin(\omega_c t + \varphi_{n-1})$ при $[(n-1)\tau_0 \leq t \leq n\tau_0]$, $U_n(t) = U_c \sin(\omega_c t + \varphi_n)$ при $[n\tau_0 < t \leq (n+1)\tau_0]$	$\Delta f_{СП, ОФТ} = 2n_{max} F_M$

В процессе передачи информации сигналы могут быть подвергнуты тому или иному преобразованию. Это обычно отражается в их названии: сигналы модулированные, демодулированные (детектированные), кодированные

(декодированные), усиленные, задержанные, дискретизированные, квантованные и др.

По назначению, которое сигналы имеют в процессе модуляции, их можно разделить на модулирующие (первичный сигнал, который модулирует несущее колебание) или модулируемые (несущие колебание).

По принадлежности к тому или иному виду систем различают телефонные, телеграфные, радиовещательные, телевизионные, радиолокационные, управляющие, измерительные и другие сигналы.

1.2.2. Модели помех и их характеристики

Радиотехнические сигналы редко присутствуют в электрических цепях в чистом виде. Практически всегда на них накладываются помехи. В любом канале связи полезный сигнал искажается при передаче и сообщение воспроизводится с некоторой ошибкой. Причиной таких ошибок являются как искажения, вносимые самим каналом, так и различного вида помехи, воздействующие на сигнал. Временные и частотные характеристики канала определяют так называемые линейные искажения. Кроме того, канал связи может вносить и нелинейные искажения, обусловленные нелинейностью тех или иных его звеньев. Следует отличать искажения от помех, имеющих случайный характер. Если линейные и нелинейные искажения обусловлены известными характеристиками канала, то в принципе они могут быть исключены надлежащей коррекцией характеристик. Помехи же заранее не известны, поэтому они практически не могут быть полностью устранены. Борьба с помехами (шумами) является одной из главных проблем радиотехники.

В общем случае под радиотехнической помехой понимают случайный сигнал, однородный с полезным и действующий одновременно с ним. Для систем радиосвязи помеха – это любое случайное воздействие на полезный сигнал, ухудшающее верность воспроизведения передаваемых сообщений.

Высокочастотные колебания, действующие на входе радиоприемного устройства, при достаточно общих предположениях можно представить в виде

$$S(t) = k(t) e(t) + n(t),$$

где $e(t)$ – передаваемый сигнал; $k(t)$ – коэффициент, характеризующий мультипликативную помеху; $n(t)$ – аддитивная помеха.

Мультипликативная помеха, т.е. помеха, непосредственно воздействующая на структуру самого сигнала, возникает в радиосистемах в тех случаях, когда характеристики канала передачи вследствие помех, т.е. случайных причин, изменяются во времени. Мультипликативная помеха содержит две составляющие, из которых одна $k_1(t)$ характеризует медленные изменения коэффициента $k(t)$ во времени, а вторая $k_a(t)$ – быстрые. Таким образом,

$$k(t) = k_1(t)k_a(t).$$

Классификация радиотехнических помех возможна по ряду признаков. Можно различать помехи по месту возникновения, закону распределения, виду корреляции, характеру стационарности и др.

По месту возникновения помехи делят на внешние и внутренние. Причиной возникновения внешних помех являются природные процессы и работа различных технических устройств. В диапазонах дециметровых и менее волн имеют значение и космические помехи, связанные с электромагнитными процессами, происходящими на Солнце, звездах и других внеземных объектах. В диапазоне оптических частот существенное значение имеет квантовый шум, вызванный дискретной природой светового сигнала.

В радиоканалах часто встречаются атмосферные помехи, обусловленные электрическими процессами в атмосфере и, прежде всего, грозowymi разрядами. Энергия этих помех сосредоточена главным образом в области километровых и гектометровых (длинных и средних) волн. Сильные помехи создаются промышленными установками. Это так называемые индустриальные помехи, возникающие из-за резких изменений тока в электрических цепях всевозможных электротехнических устройств. К ним относятся помехи от электротранспорта, электрических двигателей, медицинских установок, систем зажигания различных двигателей внутреннего сгорания и т.п.

Распространенным видом внешних помех являются помехи от посторонних радио- и телевизионных станций, каналов и систем военного назначения. Они обусловлены нарушением регламента распределения рабочих частот, недостаточной стабильностью частот генераторов и плохой фильтрацией гармоник сигнала, а также нелинейными процессами в каналах, ведущими к так называемым перекрестным (проявляются в переносе модуляции с мешающего внеполосного сигнала на полезный) искажениям.

Основным видом внешних помех в проводных каналах связи являются импульсные шумы и прерывание связи. Появление импульсных помех часто связано с автоматической коммутацией каналов и перекрестными наводками. Прерывание связи – явление, при котором сигнал в линии резко затухает или исчезает.

Внутренние помехи обусловлены процессами, происходящими при работе самого радиотехнического устройства. Практически в любом диапазоне всегда имеют место внутренние шумы радиотехнических устройств, обусловленные хаотическим движением носителей заряда в усилительных приборах, резисторах и других элементах аппаратуры. Эти помехи особенно сказываются при радиосвязи в диапазонах дециметровых и менее волн (ультракоротких волн), где другие помехи невелики.

Аналитически влияние помехи $x(t)$ на полезный сигнал $u(t)$ в общем виде можно выразить оператором

$$v(t) = Y \{ s [u(t)], x(t) \}, \quad (1.2)$$

где функция $s[u(t)]$ отражает искаженный сигнал.

Возможны два сочетания полезного сигнала и шума. В частном случае, когда оператор Y вырождается в линейную сумму сигнальной составляющей и помехи

$$v(t) = s(t) + x(t), \quad (1.3)$$

помеха называется аддитивной (от англ. *addition* – сложение).

Если же оператор Y может быть представлен в виде произведения некоторого коэффициента $k(t)$ (здесь $k(t)$ – случайный процесс) и сигнала

$$v(t) = k(t)u(t), \quad (1.4)$$

то помеху называют мультипликативной (от англ. *multiplication* – умножение). Мультипликативные помехи обусловлены случайными изменениями параметров канала связи. В частности, эти помехи проявляются в изменении уровня сигнала.

В реальных каналах обычно имеют место и аддитивные, и мультипликативные помехи, поэтому

$$v(t) = k(t)u(t) + x(t). \quad (1.5)$$

По основным свойствам аддитивные помехи можно разделить на три класса: сосредоточенные по спектру (узкополосные помехи), импульсные помехи (сосредоточенные во времени) и флуктуационные помехи, не ограниченные ни во времени, ни по спектру.

Сосредоточенными по спектру называют помехи, основная часть мощности которых находится на отдельных участках диапазона частот, меньших полосы пропускания радиотехнической системы. Помехи, наводимые в радиотехнических цепях от промышленной силовой сети частотой 50 Гц, являются сосредоточенными. Эффективность их подавления в значительной степени определяется достоверностью априорных данных о частотном спектре передаваемого сигнала.

Импульсной помехой называется регулярная или хаотическая последовательность импульсных сигналов, однородных с полезным сигналом. Источниками таких помех являются цифровые и коммутирующие элементы радиотехнических цепей или работающего рядом с ними устройства. Импульсные и сосредоточенные помехи часто называют наводками. Для устранения влияния помех целесообразно, если это возможно, исключить причины их возникновения. Способы борьбы с помехами в значительной степени зависят от их спектрального состава, вида передаваемого сигнала и помехи.

Флуктуационная помеха (флуктуационный шум) представляет собой случайный процесс с нормальным распределением – гауссовский процесс. Этот вид помех имеет место практически во всех реальных каналах связи и их часто называют шумами.

По виду частотного спектра помехи делятся также на белый и нестационарный шум. Спектральные составляющие белого шума равномерно

распределены по всему частотному диапазону. В теории оптимальной фильтрации часто вводят понятие квазирозового (почти белого) шума, параметры и характеристики которого близки к показателям белого шума. Нестационарный шум имеет неравномерный спектр. В радиоизмерительной технике иногда вводят понятие розового шума. У розового шума спектральная мощность, приходящаяся на декаду частоты, постоянна.

Флуктуационная помеха достаточно хорошо изучена и представляет наибольший интерес как в теоретическом, так и в практическом отношении. Среди таких шумов можно, прежде всего, назвать внутренние шумы электронных усилителей. Различают следующие виды флуктуационных шумов:

- тепловой (шум Джонсона), по своим свойствам близкий к белому шуму, генерируется любым резистором, находящимся в радиотехнической цепи; он практически устанавливает нижнюю границу напряжения шумов любого радиотехнического устройства;
- дробовый, обусловленный движением электронов – дискретных носителей электрического тока; он имеет равномерный спектр, т.е. является белым;
- фликкер-шум, к которому относят шумы с примерно постоянной спектральной мощностью на декаду частоты, т.е. розовые шумы, например шум постоянного резистора, пропорциональный протекающему через него току, шум тока базы транзистора и др.

Между сигналом и помехой отсутствует принципиальное различие. Более того, они существуют в единстве, хотя и противоположны по своему действию. Так, излучение радиопередатчика является полезным сигналом для приемника, которому предназначено это излучение, и помехой для всех других приемников. С одной стороны, электромагнитное излучение звезд является одной из причин космического шума в диапазоне сверхвысоких частот и поэтому является помехой для систем радиосвязи. С другой стороны, это излучение является полезным сигналом, по которому определяют некоторые физико-химические свойства звезд.

Многие из электрических помех можно устранить путем экранирования и применения специальных мер. Тепловые шумы могут быть заметно уменьшены при охлаждении их источника. Однако в целом борьба с помехами чрезвычайно сложна и является и искусством, и наукой.

С математической точки зрения информационные случайные сигналы и шумы подчиняются одним вероятностным законам, поэтому они получили обобщенное название – случайные колебания, или случайные процессы. Для анализа случайных сигналов применяются методы статистической радиотехники, базирующейся на математическом аппарате теории вероятности и теории случайных процессов. Однако использование математического аппарата теории вероятности для анализа случайных процессов, протекающих в радиотехнических цепях и устройствах, затруднено ввиду сложности расчетов. Поэтому с целью упрощения и наглядности анализа работу радиотехнических цепей рассматривают при воздействии детерминированных сигналов. Для учета же случайного характера реального радиотехнического сигнала в

качестве его математической модели используют не отдельную детерминированную функцию $u(t)$, а совокупность (некоторое множество) подобных детерминированных функций $u(t) = u_1(t), u_2(t) \dots$, образующих случайный процесс, в котором уже будет заключена полезная информация. Случайный характер сообщений, сигналов, а также помех обусловил важнейшее значение теории вероятностей в построении теории связи. Вероятностные свойства сигналов и сообщений, а также среды, в которой передается сигнал, позволяют определить количество передаваемой информации и ее потери.

Функции, описывающие сигналы, могут принимать как вещественные, так и комплексные значения. Поэтому в радиотехнике условно говорят о вещественных и комплексных сигналах. Применение той или иной формы описания сигнала – дело математического удобства.

Чтобы провести анализ прохождения сигнала через радиотехнические цепи, необходимо его представить в удобной математической форме. В теории сигналов широкое применение нашли два способа математического и физического представления электрических сигналов: спектральный и временной. Такое представление возможно вследствие принципа дуальности (двойственности, взаимосвязи) частоты и времени, поскольку $f = 1/t$.

Спектральный способ основан на представлении сигнала в виде суммы гармонических составляющих разных, обычно кратных друг другу частот. При временном способе анализа сигнал отражается непрерывной функцией времени или совокупностью элементарных импульсов, следующих друг за другом через определенные интервалы времени.

Временная форма представления сигнала позволяет легко определить такие важные характеристики, как его энергия, мощность и длительность.

Оба способа представления сигналов равнозначны, и их выбор определяется удобством операций над сигналом данной формы при проведении требуемого преобразования или анализа.

1.3. Структурные принципы реализации основных функций УПиОС

Рассмотрим структурные принципы построения УПиОС, отражающие их основные функции (см. [рис. 1.6](#)).

Основными структурными схемами радиоприемников являются схемы прямого усиления без регенерации, прямого усиления с регенерацией, сверхрегенеративная и супергетеродинная.

Структурная схема приемника прямого усиления без регенерации ([рис. 1.10](#)) включает входную цепь (ВЦ), усилитель радиочастоты (УРЧ), демодулятор (Д), усилитель низкой частоты (УНЧ) и оконечное устройство (ОУ). Из приемной антенны напряжение сигнала и помехи поступает во входную цепь, назначение которой – согласование выхода антенны с МШУ (или УРЧ) для получения максимальной мощности сигнала из антенны, а

также обеспечения возможно большей фильтрации сигнала от помех до входа УРЧ.

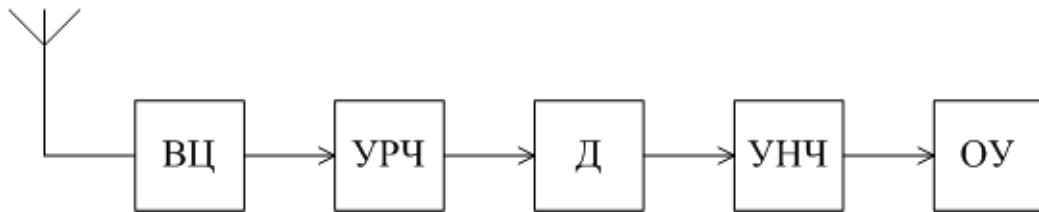


Рис. 1.10. Принцип прямого усиления без регенерации

УРЧ является основным блоком, обеспечивающим усиление и фильтрацию сигнала по частоте от помех. Уровень его усиления определяется напряжением на выходе ВЦ и той величиной сигнала, которая требуется для нормальной работы демодулятора. Выделенная после демодулятора Д модулирующая функция, содержащая полезную информацию, усиливается и фильтруется от помех и других комбинационных частот в усилителе низкой частоты. Его усиление определяется напряжением (мощностью), которое необходимо подвести к оконечному устройству для его нормальной работы.

Приемники прямого усиления применяют тогда, когда исходные требования к чувствительности и избирательности невелики. Для повышения чувствительности в диапазоне СВЧ применяют МШУ, а для повышения избирательности – сложные частотно-избирательные системы.

В приемниках прямого усиления с регенерацией регенеративный каскад, включаемый между приемной антенной и оконечным устройством, выполняет одновременно три функции: усиление высокой частоты, демодуляцию и усиление низкой частоты. Эти приемники обладают низкой стабильностью и высоким уровнем искажений. Сверхрегенеративные приемники имеют несколько лучшую стабильность, но большой уровень искажений. Их достоинством является малая мощность источников питания при минимальных размерах и массе. Поэтому подобная структура используется для портативных (обычно связных) приемников, допускающих большой уровень искажений.

Наибольшее распространение для подавляющего большинства радиосистем различного назначения получила супергетеродинная структура приемника с одно- или многократным преобразованием частоты (рис. 1.11). Часть приемника – преселектор, включающий ВЦ и УРЧ, подобен структуре приемника прямого усиления и обеспечивает чувствительность и предварительную селекцию на частоте. С выхода преселектора напряжение сигналов и помех поступает на преобразователь частоты (ПЧ), где происходит изменение несущей частоты сигнала f_c . Для этого сигнал и колебания местного генератора – гетеродина (Г) – одновременно воздействуют на смеситель (См), представляющий собой нелинейный элемент или элемент с переменным параметром. В результате, на выходе смесителя возникает колебание, содержащее составляющие с частотой сигнала f_c и его гармоник, гетеродина f_a и его гармоник и большое число комбинационных составляющих с частотами

$f = |nf_a \pm mf_c|$ ($n, m = 0, 1, 2, \dots$ – целые числа). Одна из этих комбинационных частот и используется в качестве новой несущей частоты выходного сигнала, называемой промежуточной частотой:

$$f_i = f_a - f_c. \tag{1.6}$$

Поскольку сигнал несет в себе полезную информацию, то в процессе преобразования частоты эта информация должна сохраняться, т.е. ПЧ для сигнала должен быть линейным. Таким образом, в процессе преобразования частоты происходит перенос спектра сигнала $S(f_c)$ в область промежуточной частоты без нарушения амплитудных и фазовых соотношений его составляющих (рис. 1.12). Частотно-избирательные блоки, расположенные за смесителем, настроены на частоту f_n и называются усилителем промежуточной частоты (УПЧ). Промежуточная частота f_n всегда фиксирована, не зависит от частоты принимаемого сигнала f_c и выбирается намного ниже частоты сигнала ($f_n \ll f_c$). Поэтому на частоте f_n легко обеспечить требуемое устойчивое усиление. При перестройке супергетеродинного приемника по частотному диапазону одновременно перестраиваются резонансные системы преселектора и гетеродина до тех пор, пока не образуется фиксированная промежуточная частота.

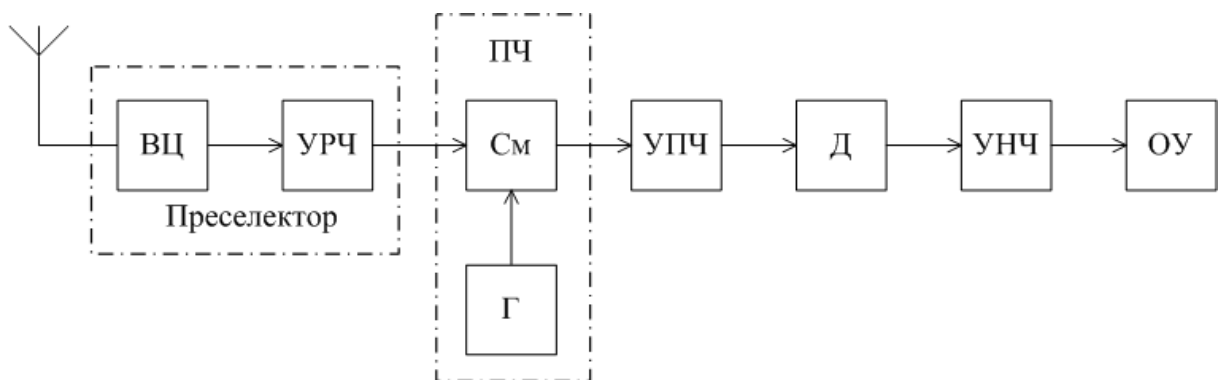


Рис. 1.11. Приемник супергетеродинного типа с однократным преобразованием

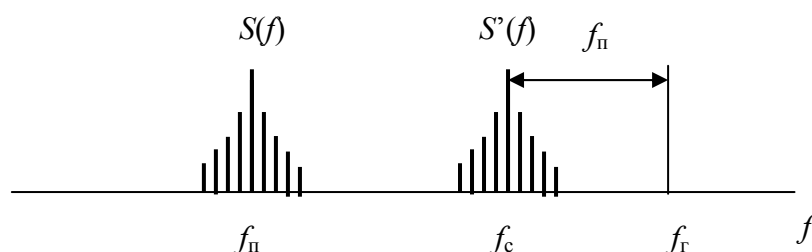


Рис. 1.12. Результат преобразования частоты в ПЧ

Так как УПЧ не перестраивается по частоте, то это позволяет получить в супергетеродинном приемнике высокую частотную избирательность

при неизменной полосе пропускания, а также реализовать оптимальную фильтрацию сигнала от помех, применяя согласованные фильтры на промежуточной частоте. Таким образом, в супергетеродинном приемнике устраняются основные недостатки приемника прямого усиления.

Однако для супергетеродинных приемников характерно наличие соседних и побочных каналов приема: зеркального, комбинационного, интермодуляционного и прямого.

Соседний канал приема – это канал на частотах $f_{ск}$ ($f_{ск}'$), примыкающий к основному каналу (f_c) (рис. 1.13), вследствие недостаточной избирательности приемника не отфильтровываемый преселектором и создающий в ПЧ сигналы на частотах $f_{п}' = f_{г} - f_{ск}$ ($f_{ск}'$), близких к промежуточной частоте $f_{п}$ и входящих в полосу пропускания УПЧ.

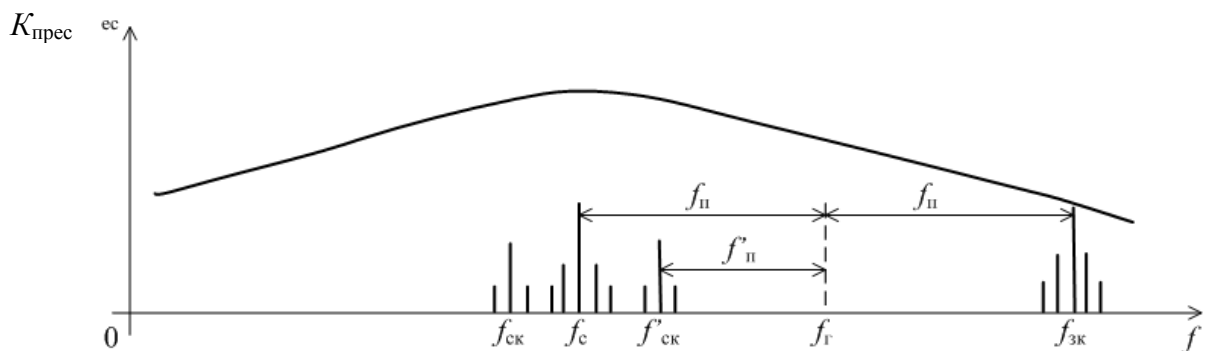


Рис. 1.13. Спектр при наличии соседнего канала

Зеркальный канал приема образуется внешней помехой на частоте:

$$f_{зк} = f_{г} + f_{п} = f_c + 2f_{п}. \quad (1.7)$$

Если эта частота входит в полосу пропускания преселектора, имеющего частотную характеристику $K_{\text{прес}}(f)$, показанную на рис. 1.13, то в ПЧ образуется частота $|f_{зк} - f_c| = f_{п}$, т.е. такая же, как частота $f_{п} = f_{сиг} - f_c$ от полезного сигнала. Следовательно, происходит наложение спектра полезного сигнала и спектра помехи, т.е. частотная фильтрация помехи от сигнала становится невозможной. Ослабить помеху по зеркальному каналу можно двумя путями: увеличением частотной избирательности $K_{\text{прес}}(f)$ или промежуточной частоты $f_{п}$. В последнем случае, согласно формуле (1.7), увеличится и частота помех $f_{зк}$, что позволяет лучше отфильтровывать ее в преселекторе. Однако чем выше промежуточная частота, тем труднее обеспечить высокую избирательность УПЧ с полосой пропускания, сопряженной с шириной спектра полезного сигнала. Для устранения помех одновременно по зеркальному и соседнему каналам применяют многократное преобразование (снижение) частоты:

$$f_{i1} = f_{a1} - f_c; \quad f_{i2} = f_{a2} - f_{i1} \dots$$

Комбинационный канал приема образуется в результате взаимодействия комбинационных частот гетеродина и сигнала:

$$f_{\text{еи}} = |nf_{\text{а}} \pm mf_{\text{с}}|, \quad (n, m > 1),$$

образующих частоты, близкие к $f_{\text{и}}$, т.е. входящие в полосу пропускания УПЧ. Усиливаясь так же, как и полезный сигнал на частоте $f_{\text{и}} = f_{\text{а}} - f_{\text{с}}$, на демодуляторе Д образуются биения между частотами сигнала и комбинационными частотами $|f_{\text{еи}} - f_{\text{и}}|$. Если они входят в полосу пропускания усилителя низкой частоты УНЧ, то являются помехой, воспроизводимой далее окончательным устройством ОУ. Основной мерой устранения комбинационного канала приема является снижение уровня гармоник гетеродина и сигнала выбором соответствующего режима работы смесителя.

Интермодуляционный канал приема возникает при прохождении через преселектор двух и более помех на частотах f_1, f_2, \dots, f_n , которые в смесителе образуют сигналы с комбинационными частотами $n_1f_1 \pm n_2f_2 \pm \dots \pm n_nf_n$ (n_1, n_2, \dots, n_n – целые числа). Если какая-либо одна или несколько из комбинационных частот попадает в полосу пропускания УПЧ, то создается интермодуляционный побочный канал приема. Для уменьшения влияния последнего следует повышать частотную избирательность преселектора и уменьшать усиление в УРЧ.

Прямой канал приема образуется, когда помеха имеет частоту, равную промежуточной частоте $f_{\text{п}}$, и, воздействуя на ПЧ, проходит без преобразования частоты в канал УПЧ.

При проектировании супергетеродинного приемника побочные каналы приема могут быть практически устранены правильным выбором промежуточной частоты, режима работы преобразователя частоты и необходимой частотной избирательности преселектора и усилителя промежуточной частоты. Поэтому супергетеродинная структура приемника является в настоящее время главной.

Качественные показатели радиоприемных устройств определяются электрическими, конструктивно-эксплуатационными и экономическими характеристиками.

1.4. Характеристики УПиОС

Каждое УПиОС обладает рядом характеристик, отражающих его особенности. К ним относятся электрические, механические, климатические, конструктивно-эксплуатационные, производственно-экономические, а также характеристики надежности.

Рассмотрим основные электрические характеристики радиоприемников.

1. Чувствительность.

Под чувствительностью понимают способность приемника принимать слабые сигналы. Чувствительность определяется минимально необходимой мощностью или ЭДС сигнала в антенне (либо ее эквиваленте), при которых обеспечивается нормальное функционирование исполнительного (оконечного) устройства при заданном отношении мощности сигнала к мощности собственных шумов на выходе приемника. Такое определение справедливо в тех случаях, когда внешними помехами радиоприему можно пренебречь. Однако в реальных условиях эксплуатации пренебрежение внешними помехами радиоприему часто недопустимо, особенно для приемников специальных радиосистем. Поэтому вводят понятие эффективной чувствительности по отношению к уровню помех как внутренних, так и внешних.

Эффективная чувствительность – это способность радиоприемника принимать слабые сигналы с заданным качеством (отношением сигнал/помеха) и вероятностью приема (поражения) в условиях воздействия всего ансамбля помех.

2. Избирательность.

Избирательностью называют способность радиоприемного устройства выделять полезный сигнал и ослаблять действие мешающих сигналов (помех) с помощью различных способов избирательности: частотной, временной, пространственной, поляризационной и др.

Частотная избирательность, реализуемая с помощью резонансных цепей и фильтров, характеризуется нормированной амплитудно-частотной характеристикой $\gamma(f)$ трактов радио $\gamma(f_c)$ и промежуточных $\gamma(f_i)$ частот приемника:

$$\gamma(f) = \hat{E}(f) / \hat{E}_0 = \gamma(f_c) \gamma(f_i), \quad (1.8)$$

где $\hat{E}(f)$ модуль коэффициента передачи указанных трактов на произвольной частоте f ; K_0 – то же, но на частотах f_c или f_i .

Из формулы (1.8) следует, что $\gamma(f)$ определяется произведением нормированных амплитудно-частотных характеристик преселектора $\gamma(f_c)$ и УПЧ $\gamma(f_i)$. Если ввести абсолютные расстройки по трактам преселектора $\Delta f_{\bar{n}} = f_{\bar{n}} - f$ и УПЧ $\Delta f_i = f_i - f$, а далее совместить их ($\Delta f_{\bar{n}} = \Delta f_i = \Delta f$), то вид нормированных амплитудно-частотных характеристик преселектора и УПЧ (рис. 1.14) будет показывать, что избирательность супергетеродинного приемника определяется в основном трактом УПЧ. Количественно избирательность приемника оценивается величиной, обратной величине, полученной по формуле (1.8):

$$Sl = K_0 / K(f), \quad (1.9)$$

которая и называется избирательностью приемника. Допустимой неравномерности коэффициента передачи соответствует полоса пропускания Π на уровнях $Sl = 2$ ($\Pi_{\gamma=0,5}$), $Sl = \sqrt{2}$ ($\Pi_{\gamma=0,707}$) или на любых других.

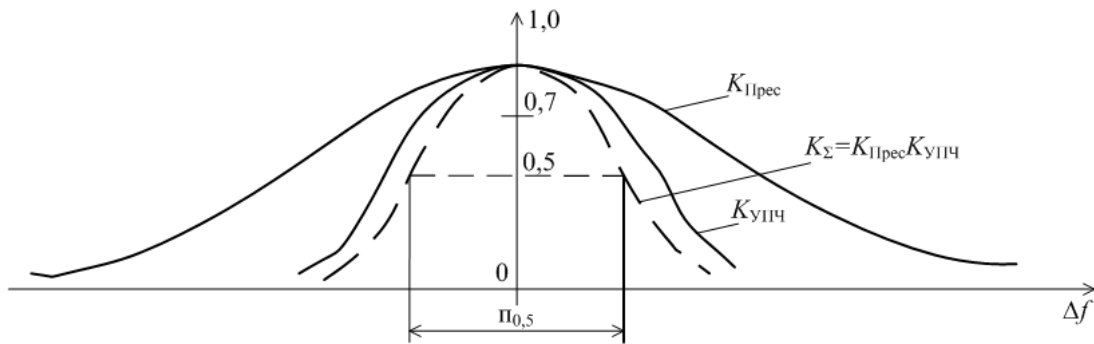


Рис. 1.14. Нормированные АЧХ преселектора и УПЧ

Понимая под $\hat{E}(f)$ коэффициенты передачи по любым побочным каналам приема, можно определить избирательность приемника по отношению к соответствующим помеховым каналам.

Приведенные характеристики избирательности определяются только частотной фильтрацией полезного сигнала от мешающих сигналов в высоко-частотном тракте. Однако реальная избирательность приемника в целом зависит также от нелинейных явлений в его каскадах. Поэтому вводят понятие эффективной частотной избирательности, под которой понимают способность приемника различать полезный сигнал (на частоты которого настроен приемник) и помехи (с частотами за пределами полосы пропускания), уровни которых таковы, что они создают нелинейные эффекты при одновременном действии полезного и мешающих сигналов. Нелинейные эффекты в усилительных и преобразовательных каскадах приемника, обусловленные в основном нелинейной вольт-амперной характеристикой активных приборов при больших уровнях сигнала или помех, вызывают следующие явления.

а) *Сжатие амплитуды* радиосигнала, т.е. нарушение линейной зависимости между амплитудами сигнала на выходе и входе каскада. Это явление происходит в режиме большого полезного сигнала и количественно характеризуется коэффициентом сжатия $k_{сж}$, который определяется как отношение изменения средней крутизны $\Delta S_{ср}$ за период входного сигнала к крутизне S в рабочей точке вольт-амперной характеристики электронного прибора:

$$k_{сж} = \Delta S_{ср} / S. \quad (1.20)$$

Сжатие амплитуды сигнала в последовательно соединенных n каскадах равно алгебраической сумме коэффициентов сжатия каждого каскада.

б) *Блокирование* полезного сигнала, выражающееся в изменении коэффициента передачи приемного тракта при действии мешающих сигналов, частоты которых отличаются от частот основного и побочного каналов приема. Чаще всего коэффициент передачи уменьшается, что приводит к уменьшению отношения сигнал/шум на выходе приемника или снижению его чувствительности. Количественно это явление оценивают коэффициентом блокирования $k_{бл}$, который определяется как отношение амплитуды составляющей сигнала, обусловленной воздействием помех $A_{сп}$, к амплитуде составляющей сигнала в отсутствие помех A_c :

$$k_{\text{бл}} = A_{\text{сп}}/A_c. \quad (1.21)$$

Для многокаскадного устройства коэффициент блокирования равен сумме подобных коэффициентов отдельных каскадов.

в) *Перекрестные искажения* радиосигналов, проявляющиеся в переносе модуляции с мешающего внеполосного сигнала на полезный. Это явление может возникнуть в случае, когда полезный сигнал проходит через параметрический каскад, комплексная передаточная функция $K(i\omega, t)$ которого изменяется во времени по закону сильного помехового внеполосного сигнала, находящегося по частоте на скатах АЧХ данного каскада. При изменении модуля передаточной функции $|K(i\omega, t)|$ в такт с изменением помехового сигнала возникает амплитудная перекрестная модуляция, а при изменении аргумента $\varphi(\omega, t)$ – угловая перекрестная модуляция.

Количественно искажения оценивают коэффициентом перекрестных искажений, который в общем виде может быть представлен выражением

$$k_{\text{пер}} = \sqrt{A_{i1}^2 + \dots + A_{in}^2} / A_c, \quad (1.22)$$

где A_{in} – амплитуды спектральных составляющих, образовавшихся после детектирования вследствие перекрестной модуляции; A_c – амплитуда полезной составляющей после детектирования.

г) *Взаимную модуляцию (интермодуляцию)* между помеховыми внеполосными сигналами, а также между внеполосными сигналами и шумом. Количественно интермодуляцию оценивают уровнем составляющей взаимной модуляции на выходе устройства по отношению к амплитуде одного из одинаковых взаимодействующих сигналов, который определяется как двухсигнальный коэффициент нелинейных искажений $k_{2,1}$.

Временная избирательность применяется в основном при приеме импульсных сигналов, когда момент появления их известен достаточно точно. При этом используется метод стробирования, когда приемник открывается только на время ожидаемого прихода импульсного сигнала. Остальное время приемник закрыт, что уменьшает воздействие помех.

Пространственная избирательность осуществляется с помощью остронаправленных приемных антенн, а в настоящее время и путем управления фазированными антенными решетками (ФАР). Если источники сигнала и помехи разнесены по угловым направлениям, то можно существенно ослабить уровень внешней помехи на входе приемника, формируя в направлении на источник сигнала максимум диаграммы направленности приемной антенны, а в направлении источника помехи – нули (провалы) в диаграмме направленности.

Поляризационная избирательность может быть осуществлена, если имеются различия в поляризациях электромагнитных волн полезного сигнала и помехи. Она производится приемной антенной, которая настраивается на вид поляризации сигнала.

3. Помехоустойчивость.

Помехоустойчивостью называют способность приемника обеспечивать прием переданной или извлеченной информации с заданной достовер-

ностью при заданных (или выбранных) видах сигналов, в том числе видов модуляции или кодирования и наличии помех в радиоканале. Повышение помехоустойчивости обеспечивается всеми видами избирательности, а также созданием оптимальных (квазиоптимальных) структур приемников и специальными мерами борьбы с помехами при обработке принимаемых сигналов.

4. Допустимые искажения.

Допустимые искажения воспроизводимого сигнала в отсутствие помех могут быть линейными амплитудно-частотными и фазочастотными и нелинейными. Амплитудно-частотные искажения изменяют отношения между амплитудами составляющих сообщения на выходе приемника (включая оконечное устройство) по сравнению с его входом. Они оцениваются допустимой нелинейностью АЧХ сквозного тракта приемника в заданном диапазоне модулирующих частот. Фазочастотные искажения заключаются в том, что различные составляющие спектра сообщений при прохождении через приемник сдвигаются во времени не на одинаковую величину и оцениваются допустимой нелинейностью ФЧХ приемного тракта. Нелинейные искажения проявляются на выходе приемника в появлении дополнительных частот (гармоник и комбинационных), не содержащихся в передаваемом сообщении, и оцениваются допустимым коэффициентом нелинейных искажений при заданном коэффициенте модуляции. Искажения импульсных сигналов оцениваются допустимыми длительностями фронта и среза, неравномерностью вершины, выбросами на вершине и в паузе.

5. Электромагнитная совместимость (ЭМС).

Под электромагнитной совместимостью понимают обеспечение совместной работы данной радиоэлектронной аппаратуры с другой аппаратурой, которая создает мешающее радиоизлучение. Задачи рационального использования радиочастотных диапазонов и нормирования радиоизлучений введены в общесоюзные стандарты. Имеются рекомендации («Регламент радиосвязи») международных организаций по вопросам распределения радиочастот между отдельными службами (радионавигация, радиолокация, радиовещание и т.д.). Применительно к приемникам для ЭМС принимают меры по уменьшению собственных его излучений и предусматривают защиту приемников от влияния помех других устройств по соседним и побочным каналам приема, а также от индустриальных помех. ЭМС задается допустимыми уровнями напряжений гетеродина, «просачивающихся» в антенну, на выход приемника, в цепи питания, управления, коммутации.

6. Динамический диапазон приемника по основному каналу.

Под этой характеристикой понимают диапазон граничных уровней входного полезного сигнала, при которых обеспечивается нормальное качество приема. Минимальный уровень входного сигнала ограничивается уровнем собственных шумов, т.е. чувствительностью приемника. Максимальный уровень сигнала ограничен допустимыми нелинейными искажениями в усилительных и преобразовательных каскадах приемника из-за нелинейных характеристик электронных приборов при сильных сигналах.

Таким образом, динамический диапазон характеризует пределы изменения уровня входных сигналов, в которых устройство линейно в практическом смысле. Относительное изменение уровней помех и полезных сигналов на входе радиоприемников в обычных условиях работы может составлять 90–100 дБ. С помощью же автоматической регулировки усиления приемника динамический диапазон по основному каналу может быть доведен до 100–120 дБ, т.е. он может перекрывать диапазон входных воздействий.

Сложнее обстоит дело при работе радиоприемников в условиях экстремальной помеховой обстановки, когда диапазон входных воздействий достигает 140–160 дБ. В этих условиях заданное качество приема может не обеспечиваться, тогда расширение динамического диапазона специальных приемников до указанных величин является важной задачей приемной техники.

Нелинейные искажения полезного сигнала в основном канале приемника могут происходить не только за счет большого уровня сигнала, но также из-за большого уровня помехи в соседнем канале. Поэтому вводят понятие динамического диапазона по соседним каналам, который определяется как отношение максимальной амплитуды помех в соседнем канале (при которых нелинейные искажения полезного сигнала соответствуют допустимым значениям) к чувствительности приемника по основному каналу U_{\min} . Верхние границы динамического диапазона по основному ($(D_{2,1})_{\text{осн}}$) и соседнему ($(D_{2,1})_{\text{сос}}$) каналам (рис. 1.15) определяются, соответственно, допустимым двухсигнальным коэффициентом нелинейных искажений $k_{2,1}$ и равенством взаимной модуляции и чувствительности приемника $U_{2,1} = U_{\min}$, а также параметром нелинейности S''/S используемого электронного прибора.

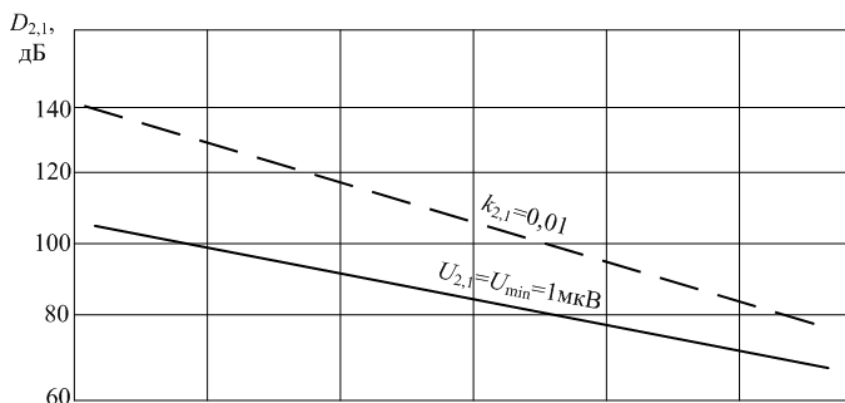


Рис. 1.15. Зависимости динамического диапазона по основному каналу от уровня помехи в соседнем

7. Параметры ручных и автоматических регулировок усиления, полосы пропускания, частоты и фазы гетеродина.

При ручных регулировках указываются диапазоны изменения коэффициента усиления и полос пропускания высокочастотного и низкочастотного трактов приемника. Требования к автоматической регулировке усиления (АРУ) определяются максимально допустимым изменением выходного напряжения приемника при заданном динамическом диапазоне входного на-

пряжения и допустимой постоянной времени АРУ. Требования к автоматической подстройке частоты характеризуются требуемыми значениями полос захвата и коэффициента автоподстройки $K_{АПЧ} = \Delta f_{нач}/\Delta f_{ост}$, где $\Delta f_{нач}$, $\Delta f_{ост}$ – начальная и остаточная расстройки приемника относительно рабочей частоты принимаемого сигнала. Требования к автоматической подстройке фазы характеризуются полосой захвата, полосой удержания, постоянной времени ФАПЧ.

8. Мощность и другие характеристики питания приемника.

Если источники питания имеют ограниченную мощность, то задается максимально допустимая мощность питания приемника.

9. Диапазон рабочих частот, т.е. область частот настройки, в пределах которой обеспечиваются все другие электрические характеристики приемника.

К основным конструктивно-эксплуатационным характеристикам радиоприемников относятся следующие:

1. Надежность работы, оцениваемая средним временем или вероятностью безотказной работы. Эта характеристика зависит как от выбранной структурно-функциональной схемы приемника, так и от надежности отдельных элементов схемы, их количества, облегченных режимов работы наиболее важных элементов, в особенности электронных приборов.

Главным направлением повышения надежности является использование интегральной техники, а также дублирование и резервирование наименее надежных элементов или целых узлов приемника.

2. Стабильность и устойчивость работы, оцениваемые по способности приемника сохранять свои электрические характеристики в допустимых пределах при воздействии окружающей среды (температуры, влажности, атмосферного давления, механических нагрузок, климатических и специальных воздействий) и изменении режима источника питания.

3. Габариты и масса приемника. Линейные размеры, занимаемый объем, а также масса часто являются одними из основных характеристик приемников, устанавливаемых на летательных аппаратах, особенно малоразмерных.

4. Ремонтоспособность, определяющая характер устранения неисправностей, т.е. возможность замены отдельных элементов, целых боков или приемника в целом.

Итак, к основным производственно-экономическим характеристикам радиоприемников относятся стоимость приемника, сроки разработки, размер партии, серийноспособность, вид технологического процесса, сроки морального износа, соответствие мировым стандартам, степень унификации.

Выводы

1. Устройства приема и обработки сигналов являются составной частью радиотехнической системы.
2. В состав радиоприемного устройства входят: антенно-фидерное устройство, приемник и оконечное устройство.
3. Наиболее распространенной структурной схемой современных радиоприемных устройств является супергетеродина.
4. Высокочастотное колебание, действующее на входе радиоприемного устройства, в общем случае можно представить в виде двух слагаемых. Первое определяется произведением передаваемого сигнала и коэффициента, характеризующего мультипликативную помеху, второе – аддитивной помехой.
5. Характеристиками устройств приема и обработки сигналов являются электрические, конструктивные, механические, климатические, технологические, экономические, эксплуатационные, а также характеристика надежности.
6. Основными электрическими характеристиками радиоприемников являются чувствительность, избирательность, помехоустойчивость, допустимые искажения воспроизводимого сигнала.

2. ВНУТРЕННИЕ ШУМЫ В ТРАКТАХ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

2.1. Общие сведения о внутренних шумах и источниках их возникновения

2.1.1. Источники возникновения внутренних шумов

Внутренними шумами устройств приема и обработки сигналов называют те ЭДС и токи, которые образуются в отдельных элементах устройства за счет флуктуаций носителей электрических зарядов. Чем выше уровень внутренних (собственных) шумов, тем ниже чувствительность радиоприемного устройства. Поэтому прежде чем приступить к детальному изучению отдельных каскадов радиоприемника целесообразно ознакомиться с основными свойствами внутренних (собственных) шумов и оценить их долю, вносимую отдельными элементами в результирующие шумы радиоприемника. Последнее позволит сформулировать рекомендации по выбору оптимальных режимов работы каскадов, обеспечивающих получение высокой чувствительности радиоприемника.

Источниками внутренних (собственных) шумов радиоприемного устройства являются все активные сопротивления (в том числе и сопротивление приемной антенны), контуры и электронные приборы.

Для пояснения природы внутренних (собственных) шумов обратимся к наиболее простому случаю, когда источником шумов является обычный проводник. В проводниках свободные заряды – электроны – находятся в непрерывном движении, интенсивность которого зависит от температуры тела и увеличивается с ее повышением. Во время движения электроны могут сталкиваться друг с другом и с отдельными атомами вещества. При столкновениях изменяются направление и скорость их движения. Каждое такое передвижение электрона от одного столкновения до другого можно рассматривать как элементарный импульс тока. В сумме все подобные импульсы и создают шумовое напряжение на зажимах проводника. Среднее время между отдельными столкновениями электронов весьма мало и составляет примерно 10^{-13} с. Поэтому длительность элементарных импульсов флуктуационного напряжения будет той же величины.

Спектр каждого такого импульса бесконечно широк. При длительности импульса τ амплитуды составляющих его спектра, частоты которых не превышают $0,1/\tau$, практически равны. Если $\tau = 10^{-13}$ с, то спектр частот элементарных импульсов флуктуационных напряжений будет равномерен до частот 10^{12} Гц. На основании этого можно считать, что шумовое напряжение, возникающее в проводнике, должно одинаково действовать на всех освоенных в настоящее время диапазонах радиоволн.

Как и любую функцию случайного аргумента, шумовое напряжение можно оценивать с помощью математического аппарата, описывающего статистические процессы. К основным характеристикам подобных процессов относятся закон распределения, дисперсия и моменты высшего порядка, корреляционная функция и др.

С большой точностью внутренние (собственные) шумы приемника на выходе его линейной части описываются нормальным законом распределения. При этом амплитуда огибающей шума U имеет релеевское распределение:

$$W(U) = \frac{U}{U_0^2} \exp\left(-\frac{U^2}{2U_0^2}\right), \quad (2.1)$$

где $\overline{U_0^2}$ – средний квадрат действующего шумового (флуктуационного) напряжения.

В дальнейшем для сокращения $\overline{U_0^2}$ будем называть квадратом действующего значения шумового напряжения, а величину $U_0 = \sqrt{\overline{U_0^2}}$ – просто действующим значением шумового напряжения.

Среднее значение шумового напряжения равно нулю. Поэтому дисперсия шума численно равна $\overline{U_0^2}$. Другие статистические характеристики шума будем вводить по мере надобности.

Шумовое напряжение с равномерным спектром в полосе частот от нуля до бесконечности принято называть «белым» шумом. С учетом сказанного о спектре шумов и в связи с тем, что полоса пропускания любого реального приемника ограничена, шумы, действующие на входе приемника, с большой степенью точности можно полагать «белыми» шумами.

2.1.2. Шумы сопротивлений

Основываясь на термодинамических представлениях, Найквист показал, что квадрат действующего значения шумового напряжения любого комплексного сопротивления Z может быть рассчитан по формуле

$$\overline{U_0^2} = 4kT \int_{f_1}^{f_2} \operatorname{Re}(Z) df, \quad (2.2)$$

где k – постоянная Больцмана, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град; T – абсолютная температура окружающей среды, К; $f_2 - f_1$ граничные частоты полосы частот, в пределах которой измеряется шумовое напряжение; $\operatorname{Re}(Z)$ – активная составляющая комплексного сопротивления Z .

Выражение (2.2) предполагает постоянную спектральную плотность шума, не зависящую от частоты. Последнее справедливо для частот $f \leq \frac{kT}{h}$,

где h – постоянная Планка, $h = 6,62 \cdot 10^{-34}$ Дж/с. При комнатной температуре ($T_0 = 290$ К) это условие выполняется, если $f \leq 10^{12}$ Гц, что полностью согласуется со сказанным в предыдущем параграфе.

Воспользовавшись выражением (2.2), можно найти средний квадрат действующего значения шумового напряжения активного сопротивления R :

$$\overline{U_{\sigma}^2} = 4kTR\Delta f, \quad (2.3)$$

где Δf – полоса частот, в пределах которой измеряется шумовое напряжение, $\Delta f = f_2 - f_1$.

Для комнатной температуры

$$U_{\sigma} = 0,125\sqrt{R\Delta f},$$

где U_{σ} – действующее значение шумового напряжения, мкВ; R – величина сопротивления, кОм; Δf – полоса частот, кГц.

Для количественной оценки шумового напряжения рассмотрим следующий пример. При $R = 10$ кОм и $\Delta f = 10$ кГц действующее значение шумового напряжения будет всего 1,25 мкВ. Но если это сопротивление находится на входе приемника, то его шумовое напряжение усилится всеми каскадами и на выходе приемника может достигать единиц вольт.

2.1.3. Шумы параллельного колебательного контура. Эффективная (шумовая) полоса пропускания частотно-избирательной системы

В радиоприемниках наиболее часто применяются параллельные колебательные контуры. Для расчета шумового напряжения такого контура воспользуемся выражением (2.2).

Как известно из курса радиотехнических цепей, при замене параллельного контура последовательным соединением активного и реактивного сопротивлений (рис. 2.1) активная составляющая этого сопротивления определяется соотношением

$$R(\xi) = \frac{R_y}{1 + \xi^2}. \quad (2.4)$$

Здесь

$$R_y = \frac{\rho}{\delta_y} \quad (2.5)$$

– эквивалентное сопротивление контура;

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 \tilde{N}} \quad (2.6)$$

– его характеристическое сопротивление;

$$\xi = \frac{1}{\delta_y} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (2.7)$$

– обобщенная расстройка.

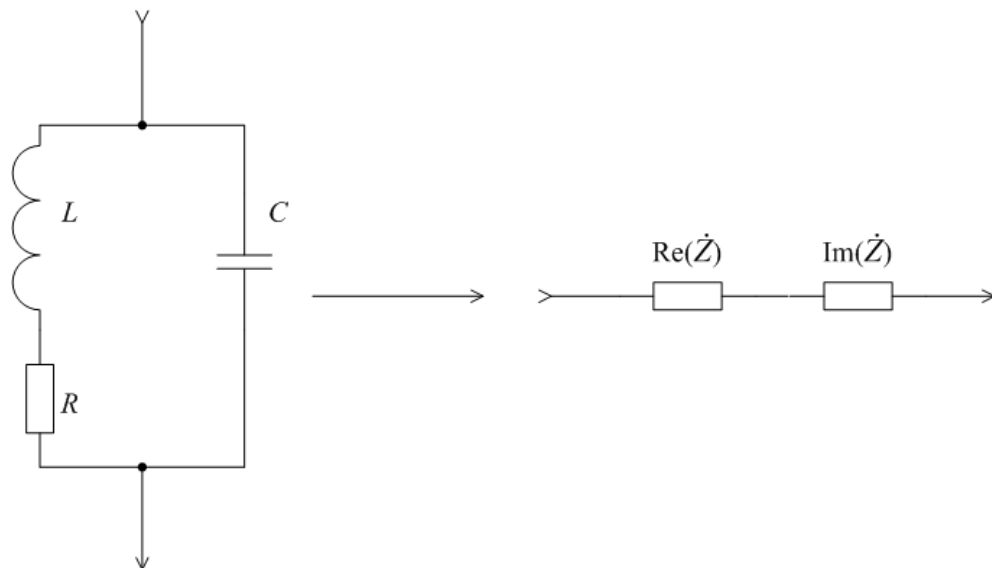


Рис. 2.1. Представление колебательного контура в виде последовательного соединения сопротивлений

В приведенных формулах δ_y – эквивалентное затухание и f_0 – резонансная частота контура.

Подставив (2.4) в (2.2), найдем средний квадрат действующего значения напряжения шумов параллельного колебательного контура в полном интервале частот:

$$\overline{U_o^2} = 4kTR_y \int_0^{\infty} \frac{df}{1 + \xi^2}. \quad (2.8)$$

Интеграл, входящий в уравнение (2.8), носит название эффективной (шумовой) полосы пропускания колебательного контура:

$$\Delta f_{y\delta} = \int_0^{\infty} \frac{df}{1 + \xi^2}. \quad (2.9)$$

Выражение $(1 + \xi^2)^{-1}$ представляет собой квадрат резонансной характеристики контура (рис. 2.2). Поэтому этот интеграл равен площади, ограниченной квадратом резонансной характеристики контура и осью частот. Если максимальная ордината нормированной резонансной кривой равна единице, то интеграл численно равен основанию прямоугольника с высотой, равной единице, равновеликого по площади рассматриваемой фигуре. Из изложенного следует, что на рис. 2.2 площади, заштрихованные горизонтально и вертикально, должны быть равны.

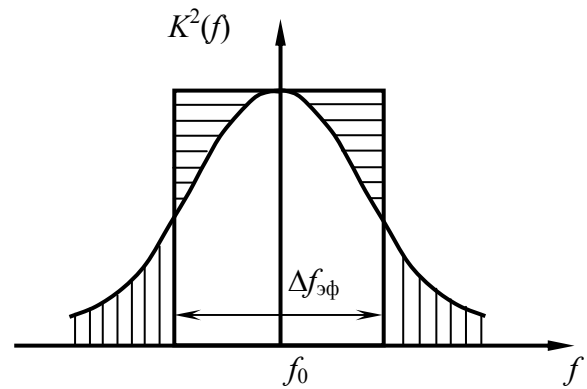


Рис. 2.2. Графическое представление резонансной характеристики колебательного контура

Таким образом, *эффективной (шумовой) полосой пропускания* $\Delta f_{\text{эф}}$ частотно-избирательной системы принято называть ширину основания прямоугольника, площадь которого равна площади, ограниченной квадратом нормированной резонансной характеристики системы и осью частот, если высота прямоугольника равна единице.

С учетом выражения (2.9) выражение (2.8) можно переписать в виде

$$\overline{U_{\sigma}^2} = 4kTR_y \Delta f_{y\sigma}. \quad (2.10)$$

Иначе говоря, средний квадрат действующего значения шумового напряжения параллельного колебательного контура можно вычислять по формуле (2.3), справедливой для активного сопротивления, если в нее подставить R_3 вместо R и $\Delta f_{\text{эф}}$ вместо Δf .

Шумы сопротивлений и контуров обязаны тепловому движению электронов. Поэтому их называют также тепловыми шумами. Найдем эффективную полосу пропускания контура. Поскольку боковые ветви резонансной кривой контура достаточно круто спадают, то основная часть площади, ограниченной осью частот и квадратом резонансной кривой, будет расположена в непосредственной близости от резонансной частоты контура. В этой области с небольшой погрешностью для обобщенной расстройки вместо уравнения (2.7) можно воспользоваться соотношением

$$\xi \approx \frac{2(f - f_0)}{\delta_y f_0} = \frac{2\Delta f}{\delta_y f_0}. \quad (2.11)$$

В этом случае формула (2.9) переписывается в виде

$$\Delta f_{y\sigma} \approx \int_0^{\infty} \frac{df}{1 + \left[\frac{2(f - f_0)}{\delta_y f_0} \right]^2} \approx \frac{\pi \delta_y f_0}{2} = 1,57 \Delta f_{\text{I}}, \quad (2.12)$$

где Δf_{I} – полоса пропускания контура по уровню 0,7, $\Delta f_{\text{I}} = \delta_y f_0$.

В общем случае для различных схем усилителей, обладающих частотно-избирательными свойствами, по аналогии с формулой (2.12) можно вы-

вести формулу, связывающую эффективную полосу пропускания с полосой пропускания по уровню 0,7:

$$\Delta f_{\text{эф}} = B \Delta f_{\text{п}}. \quad (2.13)$$

Для усилителя с прямоугольной резонансной кривой коэффициент B , очевидно, был бы равен единице. Многокаскадные усилители имеют резонансные характеристики, в той или иной степени близкие к прямоугольным. Анализ показывает, что с допустимой в инженерной практике погрешностью для различных многокаскадных избирательных усилителей можно пользоваться приближенной формулой

$$\Delta f_{\text{эф}} \approx 1,1 \Delta f_{\text{п}}.$$

В дальнейшем нас будут интересовать напряжения шумов на выходе конкретных частотно-избирательных систем, поэтому все расчеты шумовых напряжений будем производить в пределах соответствующих эффективных полос пропускания.

2.1.4. Эквивалентные шумовые схемы сопротивлений

Шумовые свойства реальных сопротивлений можно отображать с помощью эквивалентных шумовых генераторов напряжения $U_{\text{ш}}$ или тока $I_{\text{ш}}$ (рис. 2.3). Сопротивления R в этих схемах полагаются нешумящими. Действующие значения шумовых ЭДС и токов генераторов при переходе к эффективной полосе пропускания должны определяться формулами

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{4kTR\Delta f_{\text{эф}}} \quad (2.14)$$

и

$$I_{\text{ш}} = \sqrt{4kT \frac{1}{R} \Delta f_{\text{эф}}}. \quad (2.15)$$

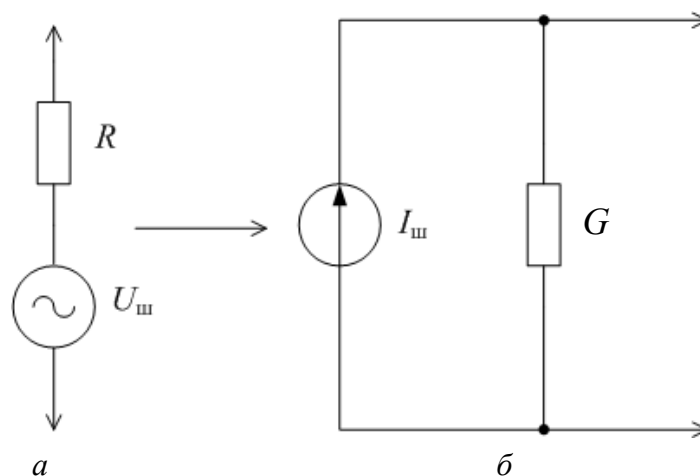


Рис. 2.3. Эквивалентные шумовые схемы сопротивлений

Когда в какой-либо цепи действуют два и более статистически независимых источников шума, действующие значения их напряжений или токов согласно теории случайных процессов складываются по квадратичному закону.

При последовательном включении нескольких источников удобно каждый из них заменять эквивалентным генератором шумового напряжения. В этом случае результирующее действующее напряжение равно

$$U_{\sigma \Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^n U_{\sigma i}^2}. \quad (2.16)$$

Последовательно с генератором такого шумового напряжения должно быть включено сопротивление:

$$R = \sum_{i=1}^n R_i. \quad (2.17)$$

Если отдельные источники шумов включены параллельно, то удобнее каждый из них заменять эквивалентным генератором шумового тока, результирующее действующее значение которого будет равно

$$I_{\sigma \Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^n I_{\sigma i}^2}. \quad (2.18)$$

Параллельно этому генератору шумового тока должна подключаться проводимость:

$$G = \sum_{i=1}^n G_i. \quad (2.19)$$

Смешанные схемы включения источников шумов, используя изложенное, приводят или к схеме суммарного эквивалентного генератора напряжения $U_{\sigma \Sigma}$ или к схеме суммарного эквивалентного генератора тока $I_{\sigma \Sigma}$.

Иногда шумящие сопротивления могут иметь различную температуру. В этих случаях для оценки параметров суммарного эквивалентного шумового генератора удобно пользоваться понятием эквивалентной (шумовой) температуры T_{σ} . Определим ее на примере последовательно включенных сопротивлений R_1 и R_2 с температурами T_1 и T_2 (рис. 2.4).

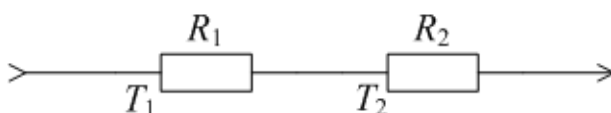


Рис. 2.4. Последовательное включение двух сопротивлений с разными температурами

С учетом формул (2.14) и (2.16) в данном случае получим

$$\overline{U_{\sigma \Sigma}^2} = 4k(T_1 R_1 + T_2 R_2) \Delta f_{\text{ш}} = 4k T_{\sigma} R \Delta f_{\text{ш}},$$

где $R = R_1 + R_2$;

$$T_{\dot{y}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} T_1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} T_2. \quad (2.20)$$

Эквивалентная схема, соответствующая рассмотренному случаю, совпадает со схемой на [рис. 2.3, а](#) при выполнении условий [\(2.20\)](#).

Аналогично можно найти эквивалентную температуру двух параллельно включенных проводимостей G_1 и G_2 с температурами T_1 и T_2 соответственно. В этом случае

$$G = G_1 + G_2 = \frac{1}{R},$$

$$T_{\dot{y}} = \frac{G_1}{G_1 + G_2} T_1 + \frac{G_2}{G_1 + G_2} T_2. \quad (2.21)$$

В качестве эквивалентной шумовой схемы следует применять [рис. 2.3, б](#) при выполнении условий [\(2.21\)](#).

Подобным же методом определяют эквивалентную температуру при большем числе соединенных в общую схему сопротивлений или проводимостей. Так, для n последовательно соединенных сопротивлений

$$T_{\dot{y}} = \frac{\sum_{i=1}^n T_i R_i}{\sum_{i=1}^n R_i},$$

а для n параллельно включенных проводимостей

$$T_{\dot{y}} = \frac{\sum_{i=1}^n T_i G_i}{\sum_{i=1}^n G_i}.$$

Иначе говоря, **эффективной температурой** последовательно соединенных сопротивлений (или параллельно включенных проводимостей) с разными температурами называют ту температуру, до которой следует нагреть каждое сопротивление (проводимость), чтобы при этом действующее значение их суммарного шумового напряжения (тока) было равно действующему значению суммарного шумового напряжения (тока) при их реальных температурах.

Наряду с понятием эквивалентной (шумовой) температуры широко используется понятие относительной шумовой температуры t , под которой понимают отношение эквивалентной (шумовой) температуры $T_{\dot{y}}$ к комнатной (стандартной) температуре T_0 :

$$t = \frac{\dot{O}_{\dot{y}}}{\dot{O}_0}. \quad (2.22)$$

Относительная шумовая температура фактически отражает дополнительный нагрев сопротивления под действием внутреннего движения электронов.

2.1.5. Шумы приемной антенны

На выходе приемной антенны действуют тепловые шумы сопротивления потерь антенны и шумы, возникающие вследствие приема шумовых излучений космоса, атмосферы и Земли.

Тепловые шумы сопротивления потерь антенны можно оценить с помощью выражения (2.3), подставив в него сопротивление потерь R_{Π} вместо R и $\Delta f_{\text{эф}}$ вместо Δf :

$$\overline{U_{\text{от}}^2} = 4kTR_{\Pi} \Delta f_{\text{эф}}. \quad (2.23)$$

Шумы антенны, возникающие вследствие приема внешних шумовых излучений, удобно оценивать соотношением подобного же вида. С этой целью принятые извне шумы приписывают сопротивлению излучения антенны R_{Σ} . Тогда средний квадрат действующего значения этого шумового напряжения определяется так:

$$\overline{U_{\text{от}\Sigma}^2} = 4k\dot{O}_{\Sigma} R_{\Sigma} \Delta f_{\text{эф}}. \quad (2.24)$$

Здесь \dot{O}_{Σ} – так называемая шумовая температура сопротивления излучения антенны, которая определяется как температура, до которой нужно нагреть сопротивление, равное сопротивлению излучения антенны, чтобы его шумы были равны шумам, возникающим в приемной антенне вследствие приема внешних шумовых излучений. Величина \dot{O}_{Σ} зависит от формы диаграммы направленности антенны, от ориентации максимума последней и от диапазона рабочих частот.

В соответствии с формулами (2.16) и (2.20) результирующий средний квадрат шумового напряжения антенны $\overline{U_{\text{от}\dot{A}}^2}$ определится соотношением

$$\overline{U_{\text{от}\dot{A}}^2} = 4k\dot{O}_{\dot{A}} r_{\dot{A}} \Delta f_{\text{эф}}, \quad (2.25)$$

где

$$r_{\dot{A}} = R_{\Pi} + R_{\Sigma} \quad (2.26)$$

– полное активное сопротивление антенны;

$$\dot{O}_{\dot{A}} = \frac{R_{\Sigma}}{r_{\dot{A}}} T_{\Sigma} + \frac{R_{\Pi}}{r_{\dot{A}}} T \quad (2.27)$$

– эффективная температура антенны.

Иногда шумовые свойства антенны оказывается удобным определять через ее относительную шумовую температуру:

$$t_A = \frac{T_A}{T_0}. \quad (2.28)$$

Здесь относительная температура фактически отражает нагрев антенны как от внутреннего теплового движения электронов, так и от воздействия внешних шумовых излучений.

2.1.6. Собственные шумы биполярных и полевых транзисторов

Транзисторы являются сложными полупроводниковыми приборами, поэтому причины появления шумов в них гораздо сложнее, чем в сопротивлениях. Основные причины появления шумов биполярного транзистора представлены на [рис. 2.5](#).

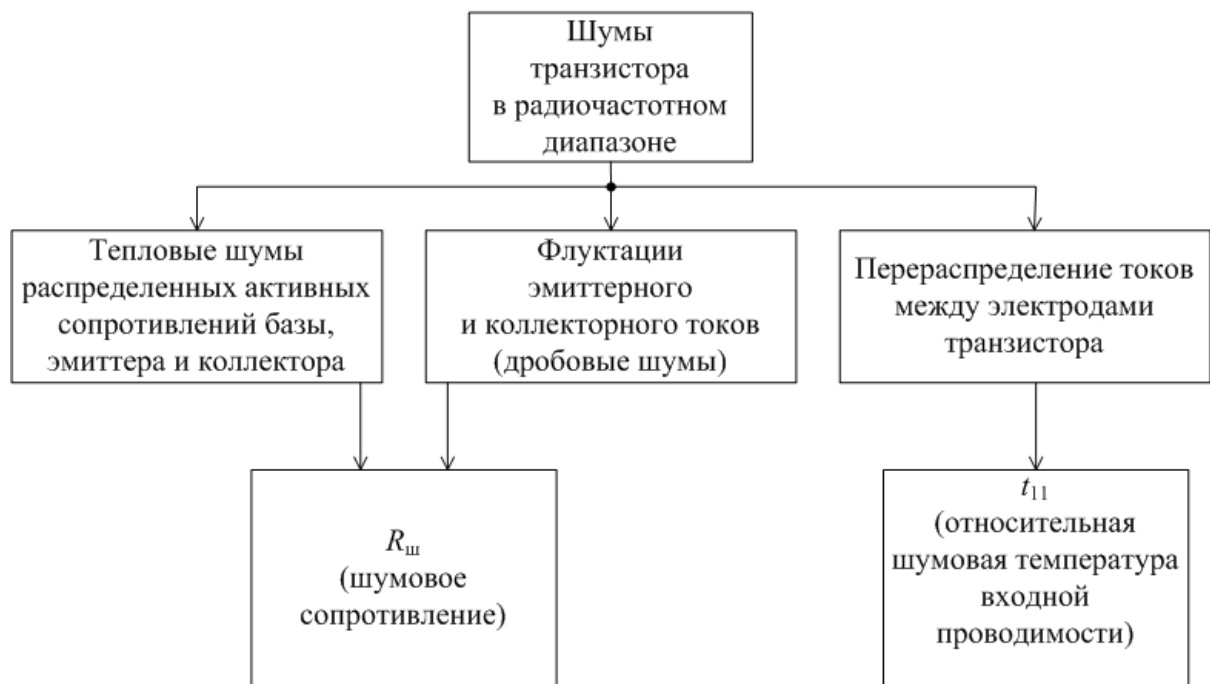


Рис. 2.5. Причины появления шумов в биполярном транзисторе

Шумовое сопротивление – это такое активное сопротивление, которое будучи включенным на входе идеального нешумящего электронного прибора ([рис. 2.6](#)) создает на выходе электронного прибора шумовое напряжение реального шумящего электронного прибора, обусловленное дробовыми шумами и шумами распределения:

$$U_{\sigma R\sigma} = \sqrt{4kT R_{\sigma} \dot{I}_{\sigma}}, \quad (2.29)$$

где $R_{ш}$ – шумовое сопротивление транзистора.

Шумы токораспределения вызываются процессом рекомбинации носителей эмиттерного тока в области базы:

$$R_{\sigma} \cong \frac{e}{2kT} \cdot \frac{I_{\dot{y}} \alpha_0}{|Y_{21}|^2}, \quad (2.30)$$

где α_0 – коэффициент усиления транзистора по току в схеме с ОЭ; Y_{21} – параметр транзистора.

При комнатной температуре

$$\frac{\dot{a}}{kT} \cong 40 \text{ В}^{-1}.$$

Поэтому

$$R_{\sigma} \cong 20 \frac{\alpha_0 I_{\dot{y}}}{|Y_{21}|^2}, \quad (2.31)$$

$$I_{\sigma} = \sqrt{4k t_{11} T_0 G_{11} \dot{I}_{\sigma}}, \quad (2.32)$$

где t_{11} – относительная шумовая температура входной проводимости, $t_{11} = \frac{T_{11}}{t_0}$.

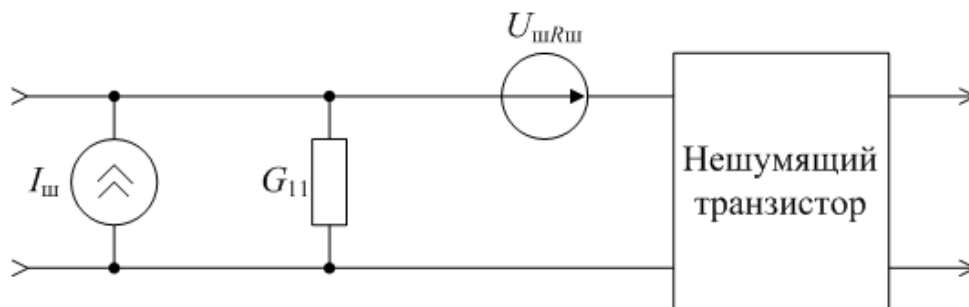


Рис. 2.6. Эквивалентная схема биполярного транзистора как источника шумов

Шумовой температурой входной проводимости называют ту температуру, до которой следует нагреть входную проводимость индуктивного нешумящего транзистора, чтобы при этом действующее значение шумового тока на выходе транзистора было равно реальному шумовому току транзистора, обусловленному дробовым шумом эмиттерного перехода, шумом распределения эмиттерного перехода и тепловым шумом базы:

$$t_{11} \cong \frac{1}{G_{11}} \left[\frac{e}{2kT} I_{\dot{y}} (1 - \alpha_0) + r'_a \omega^2 C_{11}^2 \right],$$

где r'_a – объемное активное сопротивление базы транзистора; k – постоянная Больцмана; T – температура переходов транзистора; α_0 – коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общей базой; $I_{\dot{y}}$ – постоянный ток эмиттера; ω – рабочая частота; G_{11} и C_{11} – параметры транзистора.

Причины появления шумов полевого транзистора представлены на [рис. 2.7](#).

Для схемы с ОЭ (ОИ) шумовые параметры определяются так:

$$\overline{U_{\sigma(R\sigma)}^2} = 4kT_0 R_{\sigma} \ddot{I}_{\sigma} \quad (2.34)$$

$$\overline{I_{\sigma 11}^2} = 4kt_{11} T_0 g_{11} \ddot{I}_{\sigma} \quad (2.35)$$



Рис. 2.7. Причины появления шумов в полевых транзисторах

Тогда на входе усилительного прибора шумовое напряжение вычисляется как

$$\overline{U_{\sigma \cdot \dot{\Delta}\delta}^2} = \overline{U_{\sigma(R\sigma)}^2} + \frac{\overline{I_{\sigma 11}^2}}{g_{11}^2} \quad (2.36)$$

На практике для полевых транзисторов дробовым шумом затвора ([рис. 2.7](#)) можно пренебречь, а остальные составляющие учтены в выражении (2.36).

2.2. Коэффициент шума, шумовая температура и их связь с реальной чувствительностью радиоприемника

2.2.1. Коэффициент шума

Коэффициент шума является одной из важнейших характеристик приемника. Для понимания его сущности сравним сигналы и шумы идеального и реального приемного устройства.

Соотношение мощностей сигнала и шума на входе и выходе приемника показаны на [рис. 2.8](#).

Коэффициентом шума приемника называется величина, показывающая степень уменьшения отношения с/ш на выходе линейной части приемника по сравнению с этим отношением на его входе:

$$N = \frac{\left(\frac{D_{\dot{n}}}{D_{\sigma}}\right)_{\hat{\alpha}\hat{\delta}}}{\left(\frac{D_{\dot{n}}}{D_{\sigma}}\right)_{\hat{\alpha}\hat{\delta}\hat{\delta}}}, N > 1. \quad (2.37)$$

Шумовую температуру источника сигнала стандартизуют и принимают равной комнатной температуре: $T_0 = 300 \text{ K}$.

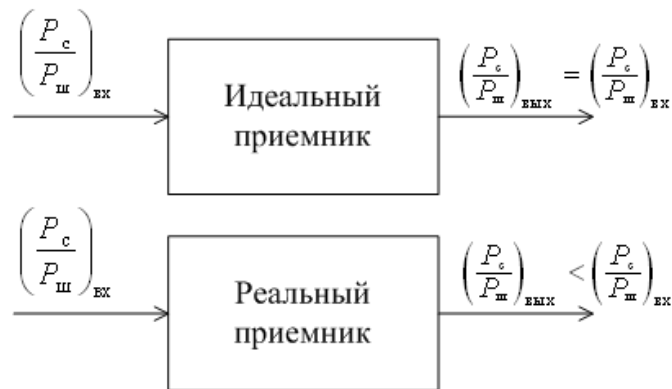


Рис. 2.8. Отношение сигнал/шум по мощности на выходе идеального и реального приемников

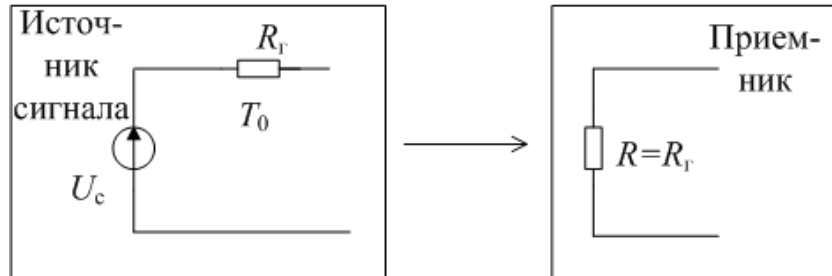


Рис. 2.9. Представление приемника в качестве согласованного по выходу сопротивления

Пусть обеспечено равенство сопротивлений источника сигнала R_{Γ} и приемника R (рис. 2.9). Тогда мощность шума выходного сопротивления эквивалентна мощности генератора, поступающей на согласованный вход приемника:

$$P_{\sigma \cdot \hat{\alpha}\hat{\delta}} = \frac{\overline{U_{\sigma}^2}}{4R} = \frac{4kT_0R\dot{I}_{\sigma}}{4R} = kT_0\dot{I}_{\sigma}. \quad (2.38)$$

Коэффициент шума равен

$$N = \frac{\left(\frac{D_{\dot{n}}}{D_{\sigma}}\right)_{\hat{\alpha}\hat{\delta}}}{\left(\frac{D_{\dot{n}}}{D_{\sigma}}\right)_{\hat{\alpha}\hat{\delta}\hat{\delta}}} = \frac{\frac{D_{\dot{n} \cdot \hat{\alpha}\hat{\delta}}}{D_{\sigma \cdot \hat{\alpha}\hat{\delta}}}}{\frac{D_{\dot{n} \cdot \hat{\alpha}\hat{\delta}\hat{\delta}}}{D_{\sigma \cdot \hat{\alpha}\hat{\delta}\hat{\delta}}}} = \frac{D_{\sigma \cdot \hat{\alpha}\hat{\delta}\hat{\delta}}}{K_{\delta}kT_0\dot{I}_{\sigma}}, \quad (2.39)$$

где K_p – коэффициент передачи по мощности, $K_p = \frac{D_{\hat{n}, \hat{a}\hat{o}}}{D_{\hat{n}, \hat{a}\hat{u}\hat{o}}}$.

Тогда

$$N = \frac{D_{\hat{n}, \hat{a}\hat{o}} \cdot D_{\hat{o}, \hat{a}\hat{u}\hat{o}}}{D_{\hat{n}, \hat{a}\hat{u}\hat{o}} \cdot D_{\hat{o}, \hat{a}\hat{o}}}, \quad (2.40)$$

или

$$N = \frac{D_{\hat{o}, \hat{a}\hat{u}\hat{o}}}{D_{\hat{o}, \hat{a}\hat{o}} \cdot \hat{E}_{\delta}}. \quad (2.41)$$

Выходная мощность шумов складываются из

$$P_{\hat{o}, \hat{a}\hat{u}\hat{o}} = P_{\hat{o}, \hat{a}\hat{o}} K_{\delta} + P_{\hat{o}, \hat{n}\hat{i}\hat{a}}. \quad (2.42)$$

Тогда

$$N = 1 + \frac{D_{\hat{o}, \hat{n}\hat{i}\hat{a}}}{\hat{E}_{\delta} k T_0 \check{I}_{\hat{o}}}$$

Из полученного соотношения

$$P_{\hat{o}, \hat{n}\hat{i}\hat{a}} = (N - 1) K_{\delta} k T_0 \check{I}_{\hat{o}}. \quad (2.43)$$

Запишем для коэффициента шума

$$N = 1 + \frac{D'_{\hat{o}, \hat{n}\hat{i}\hat{a}}}{k T_0 \check{I}_{\hat{o}}}, \quad (2.44)$$

где $P'_{\text{ш.соб}}$ – эквивалентный собственный шум, приведенный к входу РПрУ,

$D'_{\hat{o}, \hat{n}\hat{i}\hat{a}} = \frac{D_{\hat{o}, \hat{n}\hat{i}\hat{a}}}{\hat{E}_{\delta}}$ (сокр. – приведенный шум).

В общем случае собственные шумы, с учетом рассогласования

$$P_{\hat{o}, \hat{n}\hat{i}\hat{a}} = q(N - 1) K_{\delta} k T_0 \check{I}_{\hat{o}}.$$

Коэффициентом рассогласования q

$$q = \frac{D_{\hat{a}\hat{o}}}{D_{\hat{a}\hat{o}, \hat{n}\hat{i}\hat{a}\hat{e}}}, \quad q \leq 1$$

называется отношение мощности $P_{\text{вх}}$, фактически передаваемой от источника сигнала на вход приемника, к ее значению $P_{\text{вх.согл}}$ при согласовании.

2.2.2. Шумовая температура

Если на входе идеального приемника с коэффициентом K_p и полосой $\Pi_{\text{ш}}$ поставить согласованное сопротивление, нагреть его до шумовой температуры $T_{\text{ш}}$, то шумы на выходе такого приемника будут равны шумам реального приемника с теми же K_p и $\Pi_{\text{ш}}$, для которого определена эта шумовая температура (рис. 2.10).

Коэффициент шума такого приемника будет также определяться из выражения (2.44) как

$$N = 1 + \frac{P_{\text{ш.в.}}}{kT_0 \dot{I}_\delta \hat{E}_\delta},$$

где

$$P_{\text{ш.в.}} = (N - 1) K_\delta kT_0 \dot{I}_\delta,$$

или через $T_{\text{ш}}$:

$$P_{\text{ш.в.}} = K_\delta kT_\delta \dot{I}_\delta, \tag{2.45}$$

где

$$T_\delta = T_0(N - 1).$$



Рис. 2.10. Идеальное РПрУ с шумовым сопротивлением на входе

Относительная шумовая температура

$$t_\delta = \frac{\dot{O}_\delta}{\dot{O}_0} = N - 1.$$

Шумовая температура такого РПрУ в итоге может быть определена как

$$T_\delta = T_A + T_0 \left(\frac{N}{K_{\delta,\delta}} - 1 \right),$$

где $K_{\text{р.ф}}$ – коэффициент передачи фидера.

Для минимизации коэффициента шума необходимо оптимизировать связь антенны с первыми каскадами РПрУ.

2.2.3. Коэффициент шума и шумовая температура последовательно соединенных четырехполюсников

Современный приемник содержит несколько последовательно включенных узлов. Поэтому рассмотрим последовательное соединение двух и более четырехполюсников (рис. 2.11). Коэффициентом шума N называют частное от деления отношения сигнал/шум по мощности на входе и выходе четырехполюсника {см. выражение (2.37)}.

Тогда в формулу (2.44) необходимо подставить сумму

$$P'_{\text{ш.в.}} = P'_{\text{ш.в.1}} + P'_{\text{ш.в.2}},$$

где

$$P'_{\sigma \cdot \hat{m} \hat{a}1} = \frac{D_{\sigma \cdot \hat{m} \hat{a}1}}{\hat{E}_{\delta1}} = (N - 1)kT_0 \ddot{I}_{\sigma}, \quad (2.46)$$

где $P_{\text{ш.соб1}}$ – мощность собственных шумов на выходе первого четырехполюсника; K_{p1} – коэффициент передачи первого четырехполюсника по мощности.

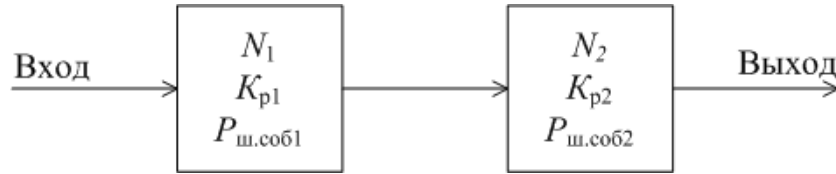


Рис. 2.11. Последовательное соединение двух четырехполюсников

Аналогично определяется $P'_{\sigma \cdot \hat{m} \hat{a}2}$:

$$P'_{\sigma \cdot \hat{m} \hat{a}2} = \frac{D_{\sigma \cdot \hat{m} \hat{a}2}}{\hat{E}_{\delta1} \hat{E}_{\delta2}} = \frac{1}{\hat{E}_{\delta1}} (N_2 - 1)kT_0 \ddot{I}_{\sigma}. \quad (2.47)$$

Мощность собственных шумов на выходе будет равна

$$D_{\sigma \cdot \hat{m} \hat{a}1} = (N_1 - 1)K_{\delta1}kT_0 \ddot{I}_{\sigma},$$

$$D_{\sigma \cdot \hat{m} \hat{a}2} = (N_2 - 1)K_{\delta2}kT_0 \ddot{I}_{\sigma}.$$

Тогда коэффициент шума двух четырехполюсников

$$N = 1 + (N_1 - 1) + \frac{N_2 - 1}{K_{\delta1}}, \quad (2.48)$$

или

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{\delta1}}.$$

Коэффициент шума для n четырехполюсников

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{\delta1}} + \dots + \frac{N_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} K_{\delta i}}. \quad (2.49)$$

Иногда на выходе четырехполюсника может иметь место рассогласование.

Коэффициент шума многокаскадного четырехполюсника с учетом рассогласования вычисляется по формуле

$$N = N_1 + \frac{q_2}{q_1} \frac{N_2 - 1}{K_{\delta1}} + \dots + \frac{q_n}{q_1} \frac{N_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} K_{\delta i}}, \quad (2.50)$$

Если записать выражение (2.48) в другом виде, т.е.

$$N - 1 = N_1 - 1 + \frac{N_2 - 1}{K_{\delta 1}} + \dots, \quad (2.51)$$

то становится очевиден вывод, что наибольшее влияние на N оказывает первый каскад.

Шумовую температуру многокаскадного четырехполюсника определяют по формулам

$$T_0(N - 1) = T_0 \left(N_1 - 1 + \frac{N_2 - 1}{K_{\delta 1}} + \dots \right),$$

$$T_{\sigma} = T_{\sigma 1} + \frac{\dot{D}_{\sigma 2}}{K_{\delta 1}} + \dots + \frac{\dot{D}_{\sigma n}}{\prod_{i=1}^{n-1} K_{\delta i}}. \quad (2.52)$$

Как следует из выражения (2.52), и здесь тоже наибольший вклад в общую температуру вносит шумовая температура первого каскада.

2.2.4. Связь коэффициента шума и шумовой температуры с реальной чувствительностью радиоприемника

Реальная чувствительность радиоприемника характеризуется той минимально необходимой мощностью полезного сигнала в антенне (или ее эквиваленте), при которой на выходе высокочастотного тракта обеспечивается заданное отношение сигнал/шум.

Выразим чувствительность P_{AO} через отношение сигнал/шум на выходе линейной части приемника $\gamma_{p,вых}$ (оно задается по условию работы):

$$\gamma_{\delta, \hat{a} \hat{o}} = \frac{D_{\hat{n}, \hat{a} \hat{o}}}{D_{\sigma, \hat{a} \hat{o}}} = \frac{D_{\hat{A} \hat{I}} \hat{E}_{\delta}}{D_{\sigma, \hat{a} \hat{o}}}. \quad (2.53)$$

Таким образом,

$$P_{\hat{A} \hat{I}} = \gamma_{\delta, \hat{a} \hat{o}} \frac{D_{\sigma, \hat{a} \hat{o}}}{\hat{E}_{\delta}}. \quad (2.54)$$

Определим мощность шума на выходе. Мощность выходного шума определяется шумом антенны и приведенным шумом, пересчитанным на вход ВЧ-тракта (рис. 2.12).

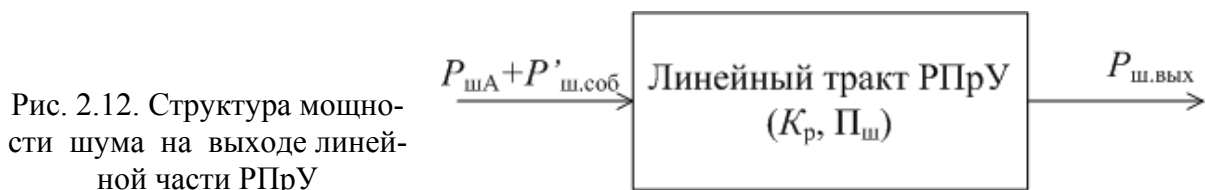


Рис. 2.12. Структура мощности шума на выходе линейной части РПрУ

Тогда

$$P_{\sigma, \hat{a} \hat{o}} = K_p (P_{\sigma, \hat{A}} + D'_{\sigma, \hat{n} \hat{A}}), \quad (2.55)$$

где

$$P_{\sigma \cdot \Lambda} = \frac{U_{\sigma \cdot \Lambda}^2}{4R_{\Lambda}} = \frac{4kT_{\Lambda}R_{\Lambda}\dot{I}_{\sigma}}{4R_{\Lambda}} = k\dot{O}_{\Lambda}\dot{I}_{\sigma}, \quad (2.56)$$

то есть

$$\begin{aligned} P_{\sigma \cdot \Lambda} &= kT_{\Lambda}\dot{I}_{\sigma}, \\ P'_{\sigma \cdot \text{н.á}} &= (N-1)kT_0\dot{I}_{\sigma}. \end{aligned} \quad (2.57)$$

В итоге можно записать с учетом выражений (2.56) и (2.57), что

$$P_{\sigma \cdot \hat{\alpha}\hat{\delta}} = K_{\delta} [kT_{\Lambda}\dot{I}_{\sigma} + (N-1)kT_0\dot{I}_{\sigma}] = K_{\delta}kT_0\dot{I}_{\sigma} \left[\frac{\dot{O}_{\Lambda}}{\dot{O}_0} + (N-1) \right].$$

Итоговое выражение для чувствительности примет вид

$$P_{\Lambda\hat{i}} = \gamma_{\delta \cdot \hat{\alpha}\hat{\delta}} kT_0\dot{I}_{\sigma} [t_{\Lambda} + N - 1].$$

С учетом потерь фидера, соединяющего антенну со входом приемника, чувствительность приемника можно определить по формуле

$$P_{\Lambda\hat{i}} = \gamma_{\delta \cdot \hat{\alpha}\hat{\delta}} kT_0\dot{I}_{\sigma} \left[t_{\Lambda} - 1 + \frac{N}{K_{\delta,\delta}} \right], \quad (2.60)$$

где $K_{p,\phi}$ – коэффициент передачи фидера.

Отсюда

$$\frac{N}{K_{\delta,\delta}} + t_{\Lambda} - 1 = \frac{D_{\Lambda\hat{i}}}{\gamma_{\delta}kT_0\dot{I}_{\sigma}}. \quad (2.61)$$

При заданной чувствительности и параметрах антенны и фидера допустимый коэффициент шума

$$N_{\hat{\alpha}\hat{i}} \leq K_{\delta,\delta} \left(\frac{D_{\Lambda\hat{i}}}{kT_0\dot{I}_{\sigma}\gamma_{\delta \cdot \hat{\alpha}\hat{\delta}}} - t_{\Lambda} + 1 \right). \quad (2.62)$$

Это соотношение показывает, что величина $K_{p,\phi}$ должна быть по возможности как можно больше, поэтому длина фидера не может быть большой. Из этих соображений первые каскады приемников СВЧ устанавливают в непосредственной близости от антенны.

Выводы

1. Источниками собственных шумов радиоприемного устройства являются все активные сопротивления (в том числе и сопротивление приемной антенны), резонансные цепи и электронные приборы. Шумы сопротивлений и резонансных цепей обязаны тепловому движению электронов. Поэтому их называют также тепловыми шумами.

2. С большой точностью собственные шумы приемника на выходе его линейной части описываются нормальным законом распределения.

3. Шумовые свойства реальных сопротивлений можно отображать с помощью эквивалентных шумовых генераторов напряжения ($U_{ш}$) или тока ($I_{ш}$). Сопротивления (R) в этих схемах полагают не шумящими.

4. Когда шумящие сопротивления имеют различную температуру, удобно пользоваться понятием шумовой температуры для оценки параметров суммарного эквивалентного шумового генератора. Наряду с понятием шумовой температуры широко используют понятие относительной шумовой температуры (относительно 300 К).

5. На выходе приемной антенны действуют тепловые шумы сопротивления потерь антенны и шумы, возникающие вследствие приема шумовых излучений космоса, атмосферы и Земли.

6. Для оценки шумовых свойств четырехполюсников вводят понятие коэффициента шума и шумовой температуры.

7. Для повышения чувствительности радиоприемника следует как можно больше снизить потери в его входных элементах и коэффициент шума первых каскадов, а также обеспечить максимально возможные коэффициенты усиления по мощности первых каскадов.

3. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ УСТРОЙСТВ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

3.1. Выходные цепи

3.1.1. Определение, назначение, классификация и параметры выходных цепей

Входная цепь (ВЦ) – это устройство, предназначенное для передачи сигнала из антенны в последующие цепи и для предварительного подавления помех.

С точки зрения теории цепей ВЦ – это пассивный линейный 4-полюсник. Выходные цепи классифицируются по следующим признакам:

1. По структуре избирательной системы: а) одноконтурные; б) двухконтурные; в) многоконтурные; г) на основе ФНЧ; д) на основе сложных частотных цепей, в том числе и с режекторными контурами.

2. По виду связи 1-го контура с антенной: а) с внешнеемкостной связью; б) с внутриемкостной; г) с индуктивной; д) со смешанной; е) с автотрансформаторной.

3. По связи последнего контура избирательной системы со следующим каскадом УПиОС (УРС): а) с полным включением; б) с автотрансформаторным включением; в) с трансформаторным включением; д) со связью через емкостной делитель.

4. По типу элементной базы: а) с резонансным колебательным контуром на сосредоточенных L и C элементах (до десятков МГц); б) с использованием спиральных резонаторов (до сотен МГц); в) коаксиальных резонаторов (до 1000 МГц); г) волновых резонаторов (более 1000 МГц); д) полосковых и микрополосковых линий (более 1000 МГц); е) с использованием резонаторов на ЖИГ-структурах (сотни ГГц).

Основными параметрами ВЦ являются:

1. K_0 – резонансный коэффициент усиления;
2. $\Pi_{вц}$ – полоса пропускания;
3. $d_{зк}$ – избирательность по зеркальному каналу;
4. $d_{пп}$ – избирательность по каналу прямого прохождения;
5. $d_{ск}$ – избирательность соседнего канала;
6. $K_{п}$ – коэффициент перекрытия диапазонов;
7. $K_{нр}$ – коэффициент неравномерности коэффициента передачи внутри диапазона.

3.1.2. Принципы работы ВЦ различных частотных диапазонов

Входные цепи (на умеренно низких частотах) используют с внешнеемкостной ([рис. 3.1](#)), внутриемкостной ([рис. 3.2](#)), индуктивной ([рис. 3.3](#)), ав-

тотрансформаторной (рис. 3.4) и трансформаторной (рис. 3.5) связью, а также используют смешанную (рис. 3.6) связь для устранения недостатков и сочетания достоинств предыдущих связей.

Резонансный коэффициент передачи ВЦ K_0 зависит от частоты и от типа связи (рис. 3.7).

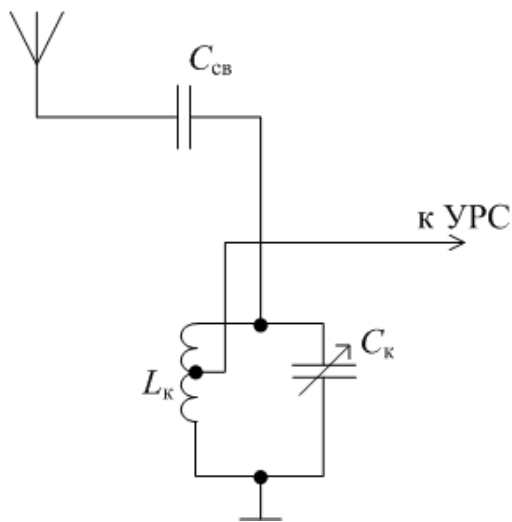


Рис. 3.1. Внешнеемкостная связь

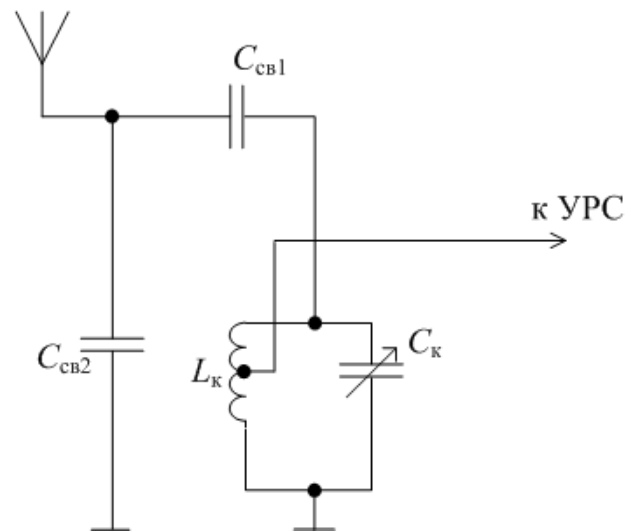


Рис. 3.2. Внутримкостная связь

Для переключения диапазонов используют $p-i-n$ -диоды, настройка внутри диапазона осуществляется варикапами.

Для других диапазонов используют следующие типы выходных цепей:

- для ДМВ – длинные линии (их достоинства: высокая добротность (1000–10000), высокая степень самоэкранировки, высокая механическая прочность, удобство сопряжения с другими коаксиальными конструкциями);
- для СМВ и ММВ – фильтрующие цепи на основе объемных резонаторов (их достоинства: высокая добротность, почти идеальная экранировка, стабильность параметров, небольшие размеры, хотя и значительные);
- для СВЧ – микрополосковые линии (их главное достоинство – малые размеры, но при этом они уступают объемным резонаторам по степени экранировки, электрической и механической прочности и имеют большие потери).

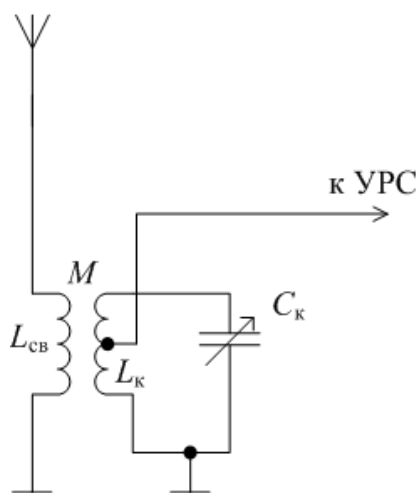


Рис. 3.3. Индуктивная связь

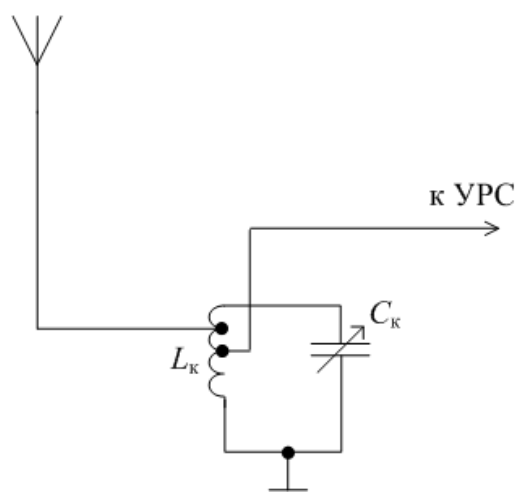


Рис. 3.4. Автотрансформаторная связь (до 300 МГц)

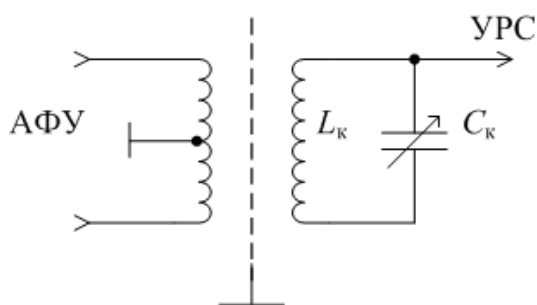


Рис. 3.5. Трансформаторная связь (до 150 МГц)

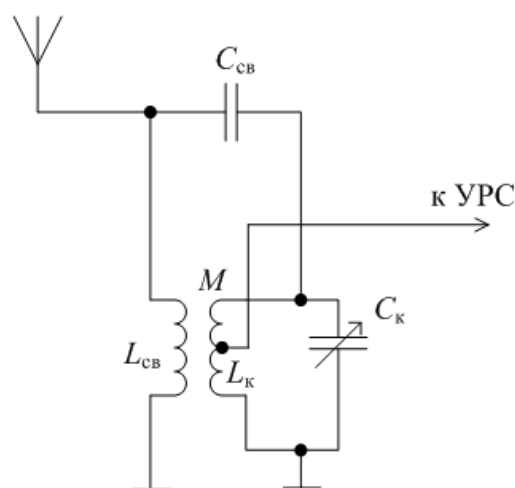
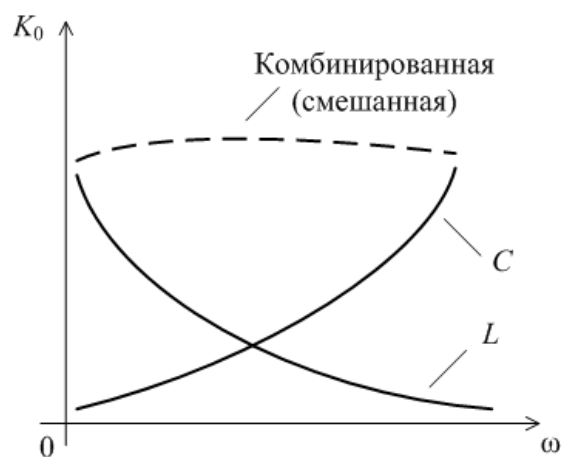


Рис. 3.6. Смешанная связь

Рис. 3.7. Зависимость резонансного коэффициента передачи для индуктивной, емкостной и смешанной связи от частоты



3.1.3. Анализ обобщенной структурной схемы входной цепи

Согласно определению, ВЦ работает непосредственно с антенной радиоприемного устройства. Рассмотрим схемы антенн.

Эквивалентная схема приемной антенны содержит генератор ЭДС и комплексное сопротивление (рис. 3.8).

ЭДС, ток и комплексное сопротивление определяются как

$$E_{\dot{\lambda}} = E h_{\dot{a}} = E h_A / 2, \quad (3.1)$$

$$I_A = \frac{E_{\dot{\lambda}}}{Z_A}, \quad (3.2)$$

$$Z_{\dot{\lambda}} = R_A + jX_A, \quad (3.3)$$

где E – напряжение электромагнитного поля в месте приема; R_A и X_A – частотно зависимые величины, которые определяются видом конструкции антенны и частотой принимаемого сигнала; h_d – действующая высота антенны; h_A – реальная высота антенны.

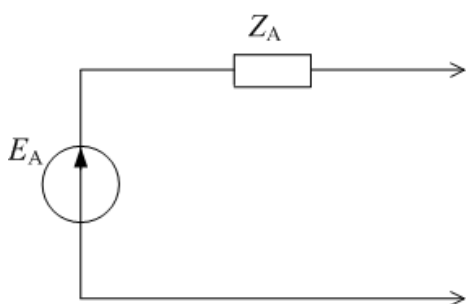


Рис. 3.8. Эквивалентная схема антенны

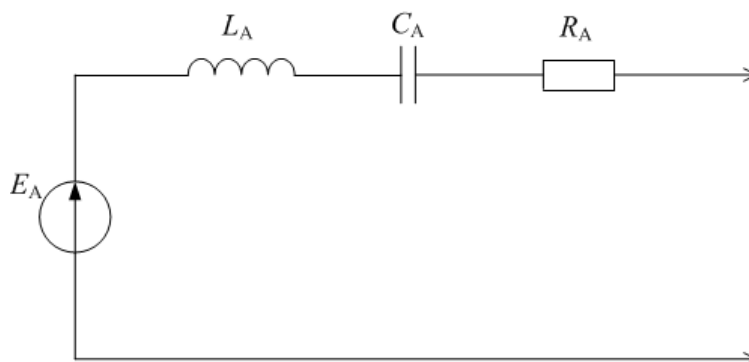


Рис. 3.9. Эквивалентная схема проволочной антенны

Для проволочной антенны, когда $h_A \ll \lambda_c$, схема выглядит, как показано на рис. 3.9. Тогда

$$\omega_A = \frac{1}{\sqrt{L_A C_A}}.$$

Если $\omega_{\dot{\lambda}} \ll \omega_A$, то L_A можно пренебречь. На очень низкой частоте можно пренебречь и R_A (или при малых потерях).

На резонансной частоте (настроенная антенна) остается только R_A .

Получим аналитическое выражение для коэффициента передачи ВЦ. Исходя из задач ВЦ составим обобщенную структурную схему ВЦ в виде, представленном на рис. 3.10.

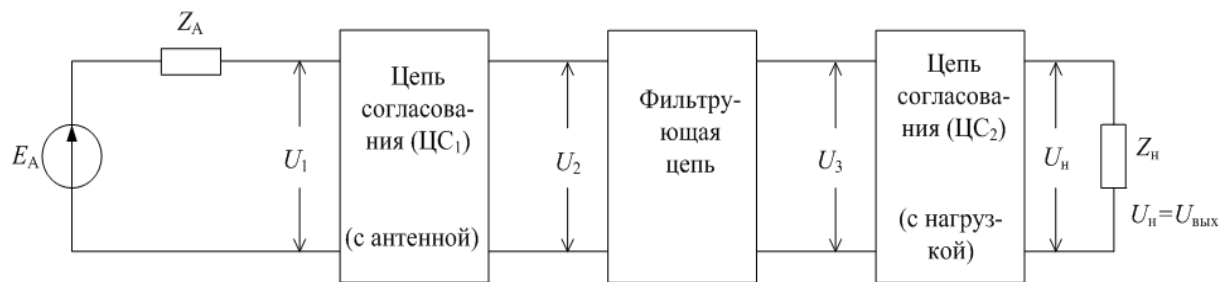


Рис. 3.10. Обобщенная структурная схема ВЦ

Тогда общий коэффициент передачи схемы будет K , равный

$$K = \frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{E_{\hat{a}}} = \frac{U_1}{E_{\hat{a}}} \frac{U_2}{U_1} \frac{U_3}{U_2} \frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{U_3}. \quad (3.4)$$

Введем понятия коэффициентов включения p_1 , p_2 , коэффициента фильтрации K_{ϕ} и коэффициента делителя K_{δ} :

$$K_{\hat{a}} = \frac{U_1}{E_{\hat{a}}}, \quad p_1 = \frac{U_1}{U_2}, \quad p_2 = \frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{U_3}, \quad K_{\delta} = \frac{U_3}{U_2}. \quad (3.5)$$

Тогда K будет равно

$$K = K_{\hat{a}} \frac{p_2}{p_1} K_{\delta}. \quad (3.6)$$

Различают режимы согласования и рассогласования. Цель согласования заключается в получении максимальной мощности в нагрузке.

Условия согласования по входу имеют следующий вид:

1. $X_{\hat{a}} + X_{\hat{a}\hat{o}} = 0$,
2. $\frac{R_{\hat{a}\hat{o}}}{R_{\hat{a}}} = 1$.

Тогда $P_{\hat{a}\hat{o}\max} = \frac{E_{\hat{a}}^2}{4R_{\hat{a}}}$ – это максимальная мощность, которую можно получить на входе ВЦ только в режиме согласования.

Для лучшего согласования применяют согласующие трансформаторы.

На практике условие 2 не выполняется, тогда мощность отличается от максимальной. Существует оптимальный коэффициент включения $p_{\text{опт}}$:

$$p_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{R_{\hat{a}\hat{o}}}{R_{\hat{a}}}} \quad (3.7)$$

при

$$R_{\hat{a}} \neq R_{\text{вх}}. \quad (3.8)$$

Условия согласования по выходу имеют вид

1. $R_{\hat{a}\hat{o}} = R_i$.
2. $X_{\hat{a}\hat{o}} = -X_i$.

Тогда $P_{\hat{a}\hat{o}\max} = \frac{U_{\hat{a}\hat{o}}^2}{R_i}$.

Рассмотрим случай идеальной ВЦ, т.е. не имеющей потерь.

В этом случае $P_{\text{вх}} = P_{\text{вых}}$ и $K_p = 1$ (коэффициент передачи по мощности).

Приравниваем мощности в условиях согласования по входу и выходу и получаем, что

$$K_{0\max} = \frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{E_{\hat{a}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_i}{R_{\hat{a}}}}. \quad (3.9)$$

Отсюда следует, что для идеальной ВЦ максимальный коэффициент передачи по мощности не зависит от способа ее выполнения и определяется только сопротивлением антенны и нагрузки.

В режиме рассогласования по входу рассматривают 2 случая: работу от низкоомного источника, тогда

$$|Z_{\hat{a}}| \ll |Z_{\hat{a}\hat{o}}|, \quad K_{\hat{a}} = 1 \text{ и } K \approx K_{\hat{o}} \frac{p_2}{p_1}$$

и высокоомного, тогда

$$|Z_{\hat{a}}| \gg |Z_{\hat{a}\hat{o}}| \text{ и } K = \frac{Z_{\hat{a}\hat{o}}}{Z_{\hat{a}}} \frac{p_2}{p_1} K_{\hat{o}}.$$

Очевидно, что второй случай приводит к уменьшению K .

3.1.4. Избирательные свойства ВЦ

Наряду с коэффициентом передачи, другим важным параметром ВЦ является избирательность по частоте. Для анализа избирательных свойств необходимо составить эквивалентную схему ВЦ. Возьмем простейшую одноконтурную входную цепь с автотрансформаторной связью с антенной из [рис. 3.4](#) и составим эквивалентную схему ([рис. 3.11](#)).

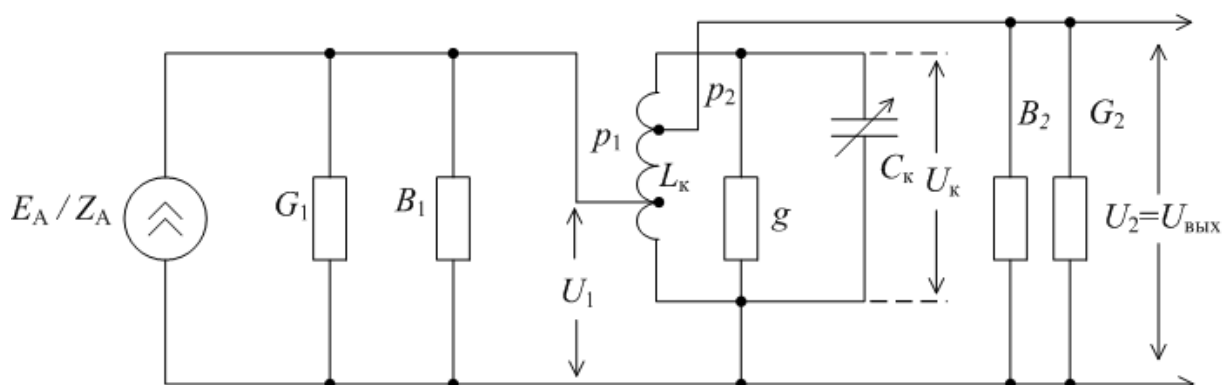


Рис. 3.11. Эквивалентная схема одноконтурной ВЦ

Общее выражение для избирательности системы с одним контуром в виде эквивалентного затухания δ_y вычисляется по формуле

$$\delta_y = \rho G_y = \rho g \left(1 + p_1^2 \frac{G_1}{g} + p_2^2 \frac{G_2}{g} \right), \quad (3.10)$$

где ρ – волновое сопротивление; g – проводимость потерь контура; G_1 – эквивалентная проводимость контура с учетом его шунтирования как со стороны антенны (G_1), так и со стороны нагрузки (G_2).

Если δ – собственное затухание контура, $\delta = \rho g$, то δ_y равно

$$\delta_y = \delta \left(1 + p_1^2 \frac{G_1}{g} + p_2^2 \frac{G_2}{g} \right). \quad (3.11)$$

В случае, когда коэффициент передачи $K_0 = K_{0\max}$, $p_2 = 1$, а $p_1 = p_{1\text{нн}}$, где

$$p_{1\text{нн}} = \sqrt{\frac{G_2 + g}{G_1}}, \quad (3.12)$$

$$\delta_y \Big|_{K_{0\max}} = 2\delta \left(1 + \frac{G_2}{g} \right),$$

т.е. полоса нагруженного контура в 4 раза больше собственной полосы контура. Величину δ называют еще избирательностью контура и выражают через обобщенную расстройку ξ как $\delta = \sqrt{1 + \xi^2}$. Параметр ξ определяется по формуле

$$\xi = \frac{1}{\delta_y} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right). \quad (3.13)$$

Тогда величина $\dot{I}_y = \delta_y f_0$ называется эквивалентной полосой пропускания ВЦ. Для анализа избирательных свойств рассматривают зависимости $\frac{K_0}{K_{0\max}}$ и $\frac{\delta_y}{\delta_y(\text{нн})}$ от отношения коэффициентов включения $\frac{p_1}{p_{1\text{нн}}}$ на одном графике (рис. 3.12).

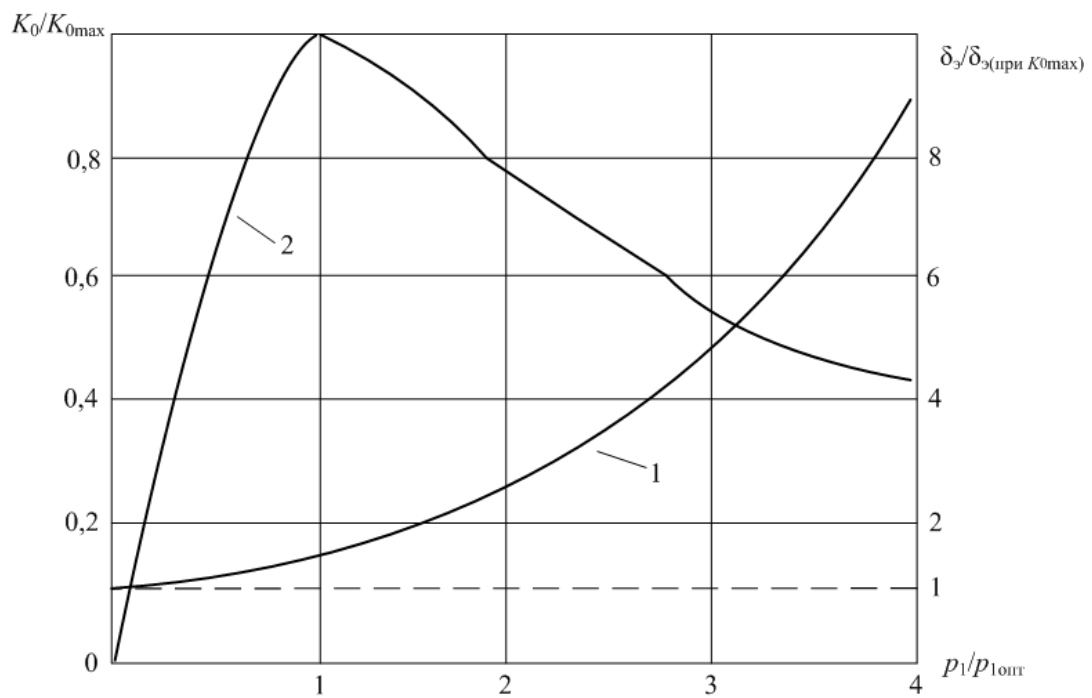


Рис. 3.12. Зависимости отношений $\frac{K_0}{K_{0max}}$ (1) и $\frac{\delta_y}{\delta_y(при K_{0max})}$ (2) от величины $\frac{P_1}{P_{1opt}}$

Анализируя графики можно сделать следующие выводы:

1. В случае оптимальной связи с антенной полоса пропускания ВЦ возрастает почти в 2 раза по сравнению с полосой ненагруженного контура.
2. Дальнейшее увеличение связи выше оптимальной нецелесообразно из-за существенного увеличения полосы.
3. При связи около 0,5 полоса пропускания ВЦ только на 25 % больше полосы ненагруженного контура, а коэффициент передачи составляет 80 % от максимального.

На практике расчет ведется от требуемой полосы и считается, что максимальный коэффициент передачи обеспечивается при одинаковом включении как со стороны сигнала, так и со стороны нагрузки. Тогда можно получить $p_{1\dot{\delta}}$:

$$p_{1\dot{\delta}} = \sqrt{\frac{1}{2G_1} \frac{\delta_y - \delta}{\rho}} \quad (3.15)$$

и $p_{2\dot{\delta}}$:

$$p_{2\dot{\delta}} = \sqrt{\frac{1}{2G_2} \frac{\delta_y - \delta}{\rho}} \quad (3.16)$$

Как видим, для получения больших коэффициентов передачи нужно увеличивать разницу $\delta_y - \delta$, т.е. катушки должны быть с высокой добротностью.

Рассмотрим подробнее параметры отдельных типов ВЦ.

3.1.5. Одноконтурная ВЦ с внешнеемкостной связью с ненастроенной антенной

В этом случае антенна представляется в виде емкостного эквивалента (рис. 3.13), следовательно, Z_A равно

$$|Z_A| = |X_A + \tilde{O}_{\tilde{n}\tilde{a}}| = \frac{\tilde{N}_A + C_{\tilde{n}\tilde{a}}}{\omega_0 C_A \tilde{N}_{\tilde{n}\tilde{a}}}. \quad (3.17)$$

Резонансный коэффициент передачи определится как

$$K_0 = \frac{C_A C_{\tilde{n}\tilde{a}}}{C_A + C_{\tilde{n}\tilde{a}}} \frac{p_2 L_{\tilde{e}}}{\delta_y} \omega_0^2 \text{ при } \left(p_1 = 1, G_y = \frac{\delta_y}{\omega_0 L_{\tilde{e}}} \right). \quad (3.18)$$

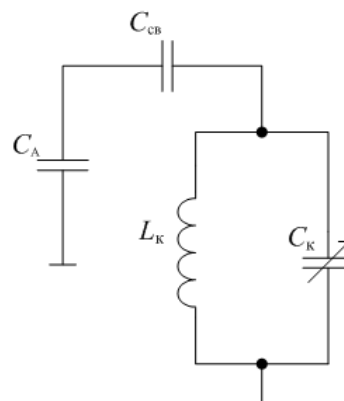


Рис. 3.13. Одноконтурная ВЦ с внешнеемкостной связью

На основании (3.18) можно сделать следующие выводы:

1. K_0 пропорционален квадрату частоты, так как остальные параметры можно считать постоянными. Значит, K_0 обладает большой неравномерностью по диапазону.

2. K_0 зависит от C_A , что нежелательно, так как антенна находится под воздействием внешних условий и ее C_A может сильно меняться.

Очевидно, что для уменьшения влияния C_A необходимо соблюдение условия $C_{\tilde{n}\tilde{a}} \ll C_A$. Тогда

$$K_0 = \frac{C_{\tilde{n}\tilde{a}} p_2 L_{\tilde{e}}}{\delta_y} \omega_0^2.$$

Чтобы определить требования к выбору $C_{св}$ зададимся условием, чтобы $C_{св}$ вносила в контур расстройку не более половины полосы пропускания. В результате этих действий должно соблюдаться условие $\tilde{N}_{\tilde{n}\tilde{a}} \leq \delta_y \tilde{N}_{\tilde{e} \min}$.

3.1.6. Одноконтурная ВЦ с индуктивной связью с ненастроенной антенной

Параметры этого типа ВЦ зависят от соотношения L_A и $L_{св}$. В этом случае при условии, что

$$L_A \ll L_{св}, \quad R_A = 0, \quad R_{св} = 0, \quad X_{св} = \omega_0 L_{св}, \quad (3.19)$$

можно записать выражение для Z_A как

$$|Z_A| = \omega_0 L_{\tilde{n}\tilde{a}} \left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2} \right|, \quad (3.20)$$

где ω_A – собственная резонансная частота антенной цепи,

$$\omega_A = \frac{1}{\sqrt{L_{\tilde{n}\tilde{a}} \tilde{N}_A}}. \quad (3.21)$$

Коэффициент включения p_1 будет равен

$$p_1 = \frac{M}{L_{\tilde{e}}}. \quad (3.22)$$

Взаимоиндукция M определяется по формуле

$$M = k_{\tilde{n}\tilde{a}} \sqrt{L_{\tilde{n}\tilde{a}} L_{\tilde{e}}}. \quad (3.23)$$

Тогда коэффициент связи можно выразить как

$$k_{\tilde{n}\tilde{a}} = \frac{M}{\sqrt{L_{\tilde{n}\tilde{a}} L_{\tilde{e}}}}. \quad (3.24)$$

Отсюда коэффициент включения p_1 будет равен

$$p_1 = k_{\tilde{n}\tilde{a}} \sqrt{\frac{L_{\tilde{n}\tilde{a}}}{L_{\tilde{e}}}}. \quad (3.25)$$

Резонансный коэффициент передачи этого типа ВЦ будет равен

$$K_0 = \frac{k_{\tilde{n}\tilde{a}} p_2}{\delta_y \left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2} \right|} \sqrt{\frac{L_{\tilde{e}}}{L_{\tilde{n}\tilde{a}}}}. \quad (3.26)$$

Исходя из возможного соотношения частот ω_A и ω_0 можно отметить три режима работы:

1. $\omega_{0\min} < \omega_A < \omega_{0\max}$. Тогда коэффициент передачи сильно неравномерен, так как имеется резкий максимум.

2. $\omega_A > \omega_{0\max}$ – режим укорочения антенной цепи. Тогда по формуле (3.26) видно, что K_0 увеличивается с ростом частоты ω_0 , причем, чем ближе ω_A к $\omega_{0\max}$, тем рост K_0 больше (рис. 3.14).

Рис. 3.14. Зависимости резонансного коэффициента передачи от частоты настройки при индуктивной связи в режиме укороченной антенны

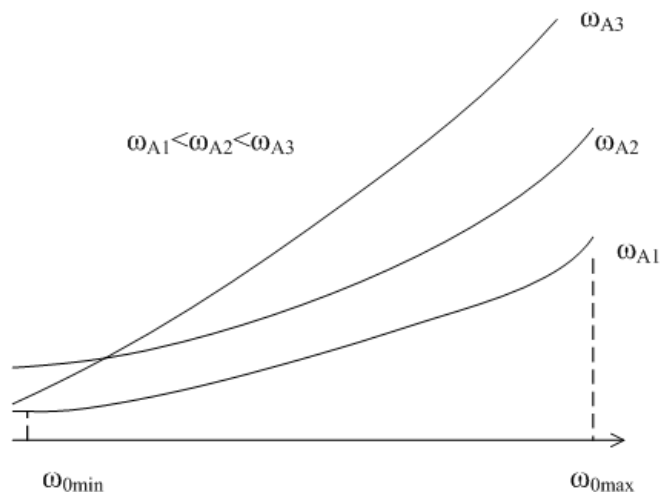
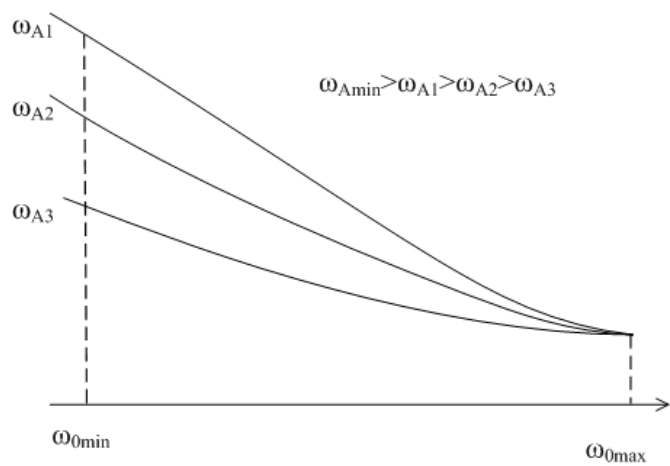


Рис. 3.15. Зависимости резонансного коэффициента передачи от частоты настройки при индуктивной связи в режиме удлинения антенны



3. $\omega_A < \omega_{0min}$ – режим удлинения. Тогда по формуле (3.26) видно, что K_0 уменьшается с ростом частоты. При большой разнице частот их отношением можно пренебречь. Следовательно, K_0 является практически равномерным, хотя и незначительным по величине (рис. 3.15).

На практике обычно берут $\omega_A \approx (0,5-0,7) \omega_{0min}$.

3.1.7. Одноконтурная входная цепь со смешанной связью с ненастроенной антенной

Для обеспечения большей равномерности применяют смешанную связь (рис. 3.16).

Так как коэффициент передачи ВЦ с чисто емкостной связью очень неравномерен (пропорционален квадрату частоты), то применяют дополнительно индуктивную связь антенны с входным контуром.

Тогда очевидно, что антенный контур должен работать в режиме удлинения. Частота антенного контура равна

$$\omega_A = \frac{1}{\sqrt{L_{\tilde{n}a} \tilde{N}_A}}. \quad (3.27)$$

Порядок работы такой ВЦ следующий. Напряжение на входном контуре создается двумя цепями: через конденсатор $C_{св}$ и за счет M . Если обеспечить взаимное фазирование колебаний (выбрав направления намотки катушек), то напряжения будут суммироваться.

Напряжение на контуре за счет $C_{св}$ возрастает с ростом частоты. А, следовательно, возрастает и K_0 .

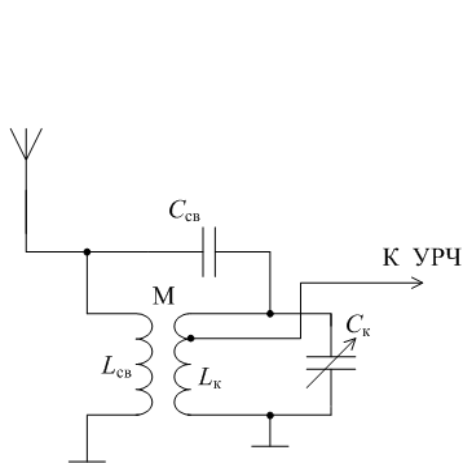


Рис. 3.16. Одноконтурная входная цепь со смешанной связью

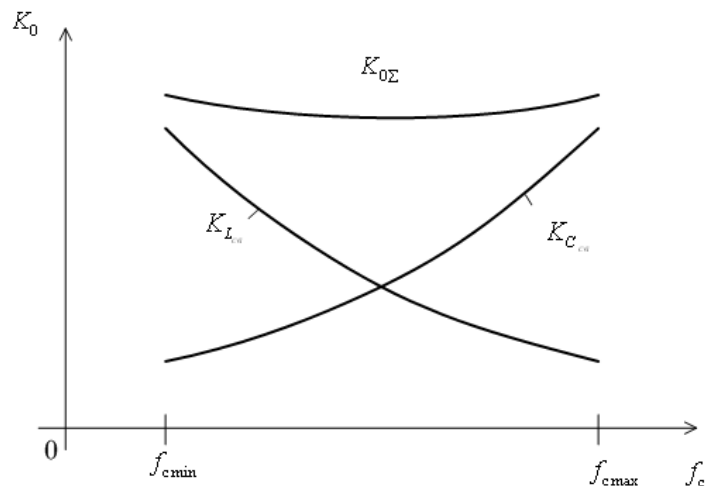


Рис. 3.17. Зависимость резонансного коэффициента передачи ВЦ от частоты настройки при смешанной связи

За счет взаимоиндукции M с ростом частоты напряжение на контуре убывает, убывает и K_0 . Суммарный же K_0 изменяется незначительно (рис. 3.17).

Равномерность K_0 обеспечивается правильным выбором частоты ω_A .

3.1.8. Выбор величины коэффициента связи между антенной и контуром ВЦ

При выборе величины $k_{св}$ необходимо учитывать следующие требования:

- 1) обеспечение высокого K_0 ;
- 2) обеспечение малого шунтирования контура ВЦ со стороны антенны;
- 3) малое влияние на ВЦ смены антенны или изменения ее параметров;
- 4) конструктивную осуществимость.

Поэтому общий вывод можно сделать такой: надо чтобы $k_{св}$ не превышал своего оптимального значения ($p_{\text{лид}}$), не превышал величины, определяемой допустимой расстройкой, не превышал конструктивно достижимой величины при данном виде связи и выбранной конструкции элементов, ее осуществляющих.

С точки зрения допустимой расстройки необходимо, чтобы

$$\Delta f_{\text{аіі}} \leq \frac{1}{2} \delta_y f_0. \quad (3.28)$$

Тогда $k_{\text{св}}$ равен

$$k_{\text{на}} \leq \sqrt{\delta_y \left| 1 - \frac{f_0^2}{f_A^2} \right|}. \quad (3.29)$$

Анализ показывает, что обеспечение указанных требований легче достигается при емкостной перестройке ВЦ.

3.1.9. Прохождение сигналов и помех через ВЦ

Наиболее опасна для работоспособности ВЦ помеха большого уровня. Поэтому мощность помехи должна быть ослаблена до того, как она поступит на нелинейный элемент ВЦ, т.е. на варикап.

Если этого не сделать, то возникает, во-первых, эффект сжатия или блокирования (когда рабочая точка выносится на режим насыщения), а во-вторых, перекрестная модуляция (когда за период действия помехи меняется крутизна нелинейного элемента).

Механизм воздействия сильной помехи на варикап показан на [рис. 3.18](#).

Как видно на [рис. 3.18](#), мощная помеха уменьшает частоту настройки контура (увеличивает C_0). Меняется также величина K_0 : сигнал модулируется по амплитуде (перекрестная модуляция). При одновременном воздействии на варикап нескольких частот возможно появление комбинационных составляющих и их попадание в полосу пропускания и прохождение дальше.

Для предотвращения влияния помехи надо работать на крутом участке характеристики, так как там влияние помехи меньше, но при работе с малыми $U_{\text{упр}}$ при сильной помехе варикап может открыться, его сопротивление падает до нуля, в связи с чем резко ухудшается избирательность ВЦ за счет эффекта шунтирования контура.

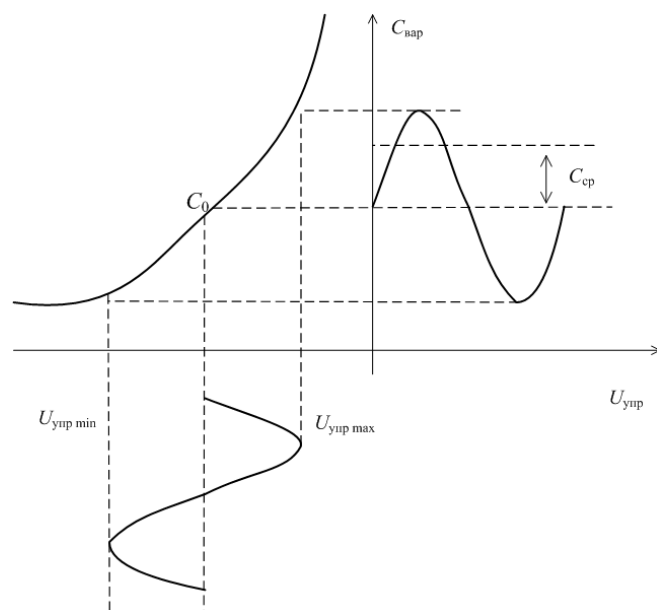


Рис. 3.18. Механизм воздействия сильной помехи на варикап

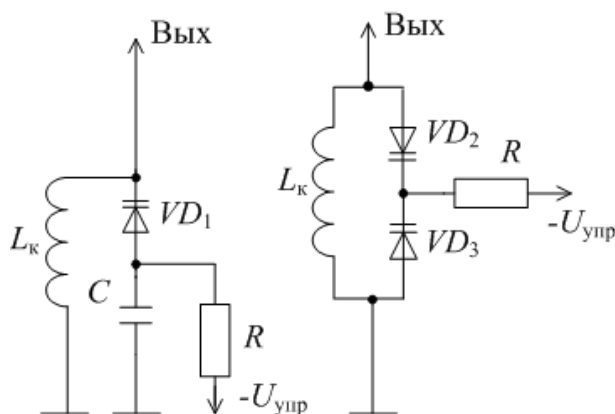


Рис. 3.19. Варианты включения варикапа

Поэтому используется дополнительный резистор R (рис. 3.19) для автосмещения рабочей точки в область больших $U_{упр}$, но при этом сохраняется опасность смещения частоты при действии мощной помехи.

Также для уменьшения нелинейности элементов используется встречное включение варикапов (рис. 3.19).

3.1.10. Коэффициент шума ВЦ

Для рассмотрения коэффициента шума необходимо составить структурную систему ВЦ как источника шумов. Такая схема приведена на рис. 3.20. Как видим, к шумам антенны $P_{шА}$ добавляются собственные шумы $P_{шВЦ}$.

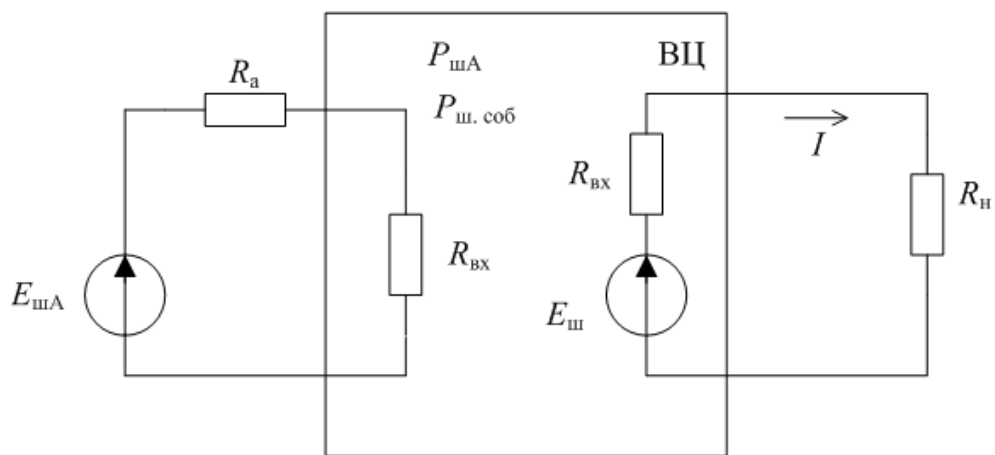


Рис. 3.20. Структурная схема ВЦ как источника шумов

Исходя из этого коэффициент шума ВЦ $N_{ВЦ}$ рассчитывается по формуле

$$N_{\hat{\sigma}} = \frac{P_{\hat{\sigma}}}{P_{\hat{\sigma}}} = \frac{P_{\hat{\sigma}} + P_{\hat{\sigma}}}{P_{\hat{\sigma}}} \quad (3.30)$$

Введем понятие коэффициентов рассогласования по входу и выходу:

$$q_{\hat{\sigma}} = \frac{P_{\hat{\sigma}}}{P_{\hat{\sigma} \max}} \quad (3.31)$$

$$q_{\hat{\sigma}} = \frac{P_{\hat{\sigma}}}{P_{\hat{\sigma} \max}} \quad (3.32)$$

где $P_{\text{ВЫХ(ВХ)}}$ – мощности, передаваемые реально; $P_{\text{ВЫХ(ВХ)max}}$ – мощности, передаваемые в режиме согласования.

Тогда при $R_{\hat{\sigma}} = R_i$, т.е. при согласованном выходе и $U_{\hat{\sigma}} = 4kTR_{\hat{\sigma}} \hat{I}_{\hat{\sigma}}$,

$$P_{\hat{\sigma} \max} = P_{\hat{\sigma}} + P_{\hat{\sigma}} = I^2 R_i = \left(\frac{U_{\hat{\sigma}}}{2R_i} \right)^2 R_i = kT \hat{I}_{\hat{\sigma}} \quad (3.33)$$

При рассогласовании

$$P_{\hat{\sigma}} = kT q_{\hat{\sigma}} \hat{I}_{\hat{\sigma}} \quad (3.34)$$

На входе аналогично, если $P'_{\hat{\sigma}} = kT q_{\hat{\sigma}} \hat{I}_{\hat{\sigma}}$ – приведенная по входу мощность шумов, то общая мощность

$$P_{\hat{\sigma}} = P'_{\hat{\sigma}} K_p,$$

где K_p – коэффициент передачи по мощности.

Отсюда можно записать, что

$$N_{\hat{\sigma}} = \frac{P_{\sigma \hat{\sigma}}}{P_{\sigma \Delta}} = \frac{q_{\hat{\sigma}}}{q_{\hat{\sigma}} K_p}.$$

При согласовании или при $q_{\hat{\sigma}} = q_{\hat{\sigma}}$ коэффициент шума равен

$$N = \frac{1}{K_p}.$$

Из этого следует, что чем выше K_p , тем меньше шум или, чем меньше K_p , тем хуже шумовые свойства ВЦ. Поэтому в связи с большим влиянием $N_{\text{вц}}$ на коэффициент шума всего приемника (см. [гл. 2](#)) на практике стремятся оптимизировать ВЦ по минимуму $N_{\text{вц}}$ в ущерб K_p .

3.2. Усилители радиосигналов

3.2.1. Определение, назначение, основные параметры и классификация усилителей радиосигналов

Усилитель радиосигнала (УРС) – это устройство, обеспечивающее усиление сигнала на принимаемой частоте и частотную избирательность по побочным каналам приема.

По своему назначению УРС служит для обеспечения такого усиления, чтобы с шумами последующих преобразовательных каскадов можно было не считаться (особенно важно для диапазона СВЧ), а также обеспечения частотной избирательности по побочным каналам приема (особенно по зеркальному каналу и каналу прямого прохождения).

УРС должен иметь как можно меньший коэффициент шума, так как он, наряду с ВЦ вносит наибольший вклад в коэффициент шума.

К основным параметрам УРС относятся следующие:

1. Резонансный коэффициент усиления по U , который вычисляется по формуле

$$\hat{E}_0 = \frac{U_{\hat{\sigma}}}{U_{\hat{\sigma}}}. \quad (3.35)$$

2. Собственный коэффициент шума N .

3. Избирательность по побочным каналам приема, определяемая как

$$d = \frac{k(f_0)}{k(f_{\delta})}. \quad (3.36)$$

4. Перекрытие заданного диапазона частот, выражаемое формулой

$$\hat{E}_1 = \frac{f_{\text{сmax}}}{f_{\text{сmin}}}, \quad (3.37)$$

где $f_{c\min}$, $f_{c\max}$ – диапазон частот, при которых УРС обеспечивает заданные параметры.

4. Динамический диапазон, равный

$$D = \frac{U_{c\max}}{U_{c\min}}. \quad (3.38)$$

6. Уровни искажений сигнала (линейные частотные, линейные фазовые и нелинейные).

7. Устойчивость работы – обеспечение постоянства параметров УРС при действии дестабилизирующих факторов и отсутствие склонности к самовозбуждению.

УРС можно классифицировать по следующим признакам:

1. По числу каскадов: а) однокаскадные; б) многокаскадные.

2. По виду и характерам нагрузочных цепей отдельных каскадов: а) одноконтурные или многоконтурные; б) перестраиваемые в диапазоне частот или с фиксированной настройкой; в) с резонансной или нерезонансной нагрузкой.

3. По типу используемых усилительных приборов: а) на невзаимных трехполосных усилительных приборах (биполярные транзисторы, полевые транзисторы, электронные лампы); б) на двухполосных электронных приборах с параметрическим управлением – параметрические усилители (осуществляют преобразование энергии вспомогательного источника переменного напряжения, которое управляет параметрами двухполосника, в энергию усиленного сигнала); в) на двухполосных электронных приборах с отрицательным сопротивлением – на туннельных диодах (осуществляют преобразование энергии источника постоянного тока в энергию усиленного сигнала); г) на лампах бегущей волны (ЛБВ, мазеры и т.д.).

4. По числу усилительных приборов в каскаде и по способу их включения: а) однотранзисторные (ОЭ, ОБ, ОИ, ОЗ); б) каскадные (ОЭ–ОБ, ОИ–ОЗ); в) дифференциальный каскад и т.д.

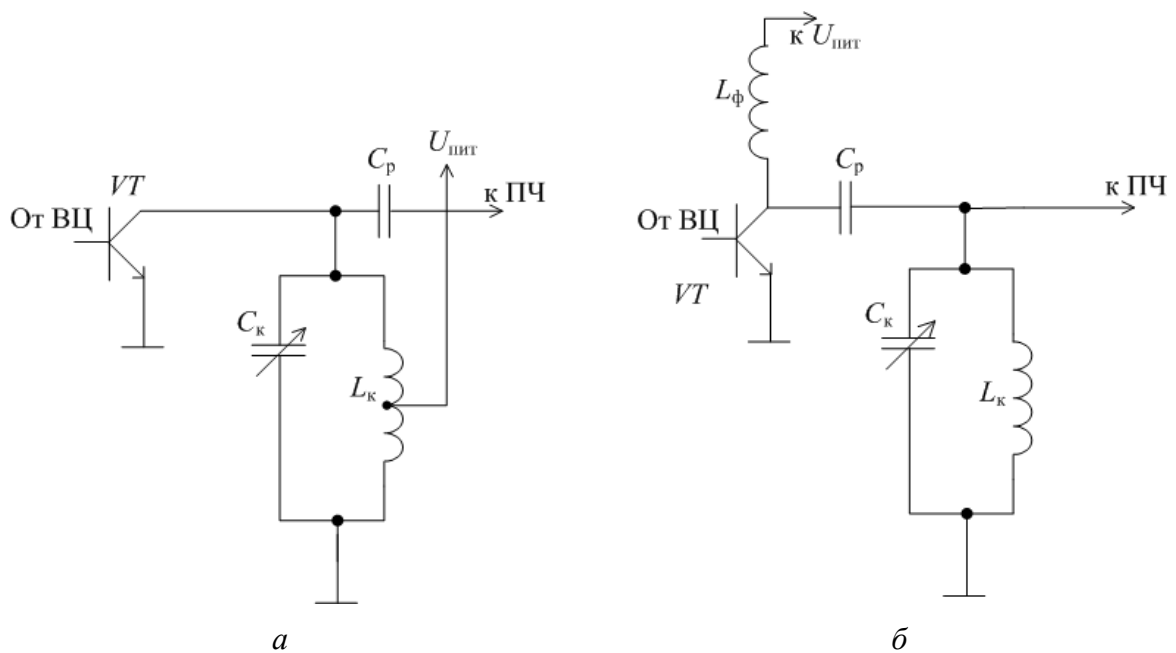


Рис. 3.21. Способы питания усилительного прибора УРС: *а* – с последовательным питанием; *б* – с параллельным питанием

5. По виду связи усилительного прибора с нагрузкой и источником сигнала: а) с трансформаторной связью; б) с автотрансформаторной связью; в) с емкостным делителем; г) с непосредственной связью;

6. По способу питания усилительного прибора УП (рис. 3.21): *а* – с последовательным питанием; *б* – с параллельным питанием.

3.2.2. Принципы работы и схемы УРС

В соответствии с назначением УРС составим обобщенную структурную схему и рассмотрим принцип ее работы.

Обобщенная структурная схема УРС представлена на рис. 3.22.

На примере однокаскадного УРС с автотрансформаторной связью (рис. 3.23) рассмотрим основные элементы схемы.

На схеме R_ϕ выбирается из заданного гашения лишнего напряжения, как правило, $U_{R\phi} = 1-2$ В. Другие элементы выбираются из условий

$$\tilde{N}_\delta \geq (50 - 100) / (\omega_{\min} R_\delta),$$

$$C_p \geq (10-30)(C_{\text{вх ск}} + C_{\text{сх}}), \quad \tilde{N}_\delta \geq (50 - 100) / (\omega_{\min} R_{\delta\text{о н\acute{e}}}),$$

где ω_{\min} – минимальная рабочая частота усилителя; $C_{\text{сх}}$ – паразитная емкость монтажа; $R_{\delta\text{о н\acute{e}}}$ – сопротивление входа следующего каскада; $C_{\text{вх ск}}$ – емкость входа следующего каскада.

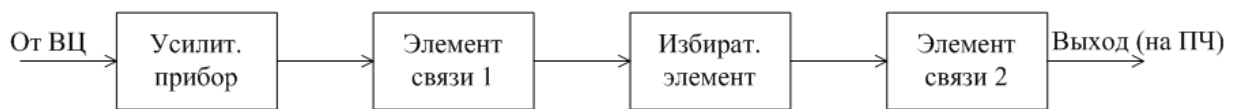


Рис. 3.22. Обобщенная структурная схема УРС

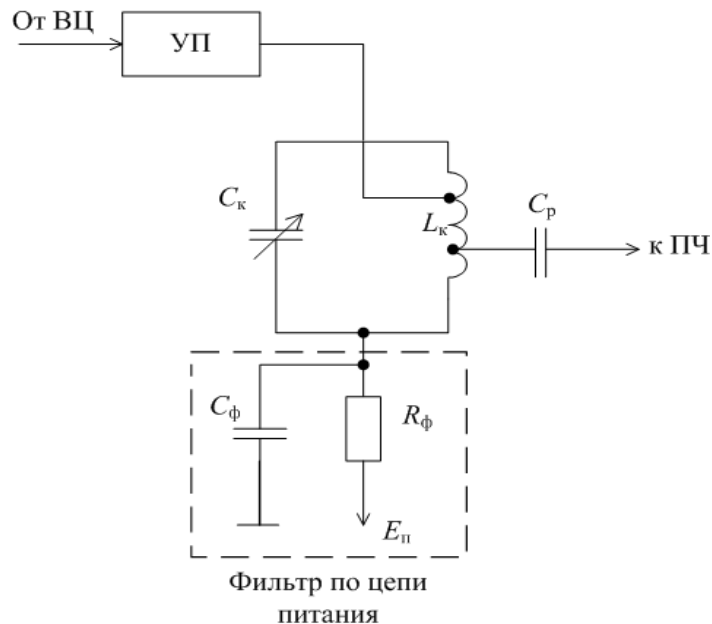


Рис. 3.23. Однокаскадный УРС с автотрансформаторной связью

Остальные схемы аналогичны ранее приведенным для ВЦ, например, [рис. 3.24](#), [рис. 3.25](#).

Одним из важнейших требований, предъявляемых к УРС, является обеспечение широкого динамического диапазона, чтобы исключить искажения сигнала.

Зависимость динамического диапазона от типа усилительного прибора показана на [рис. 3.26](#).

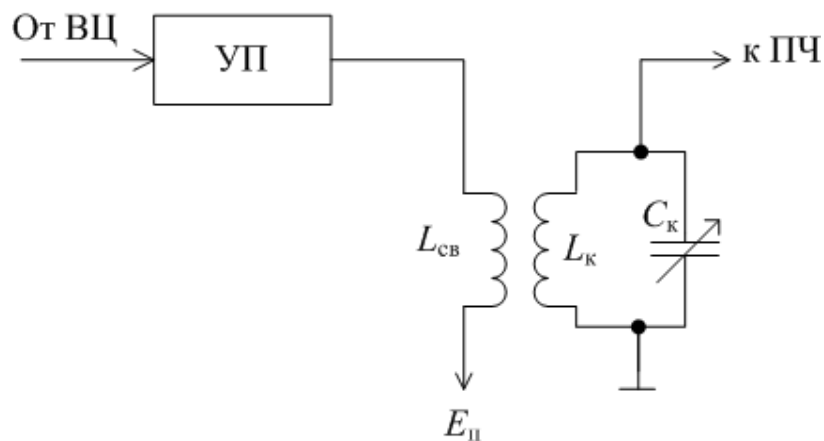


Рис. 3.24. Схема УРС с трансформаторной связью на входе и последовательным питанием

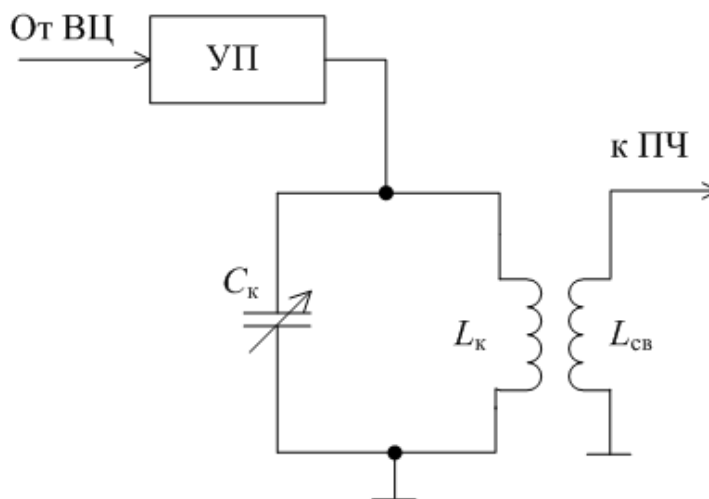


Рис. 3.25. Схема УРС с трансформаторной связью на выходе

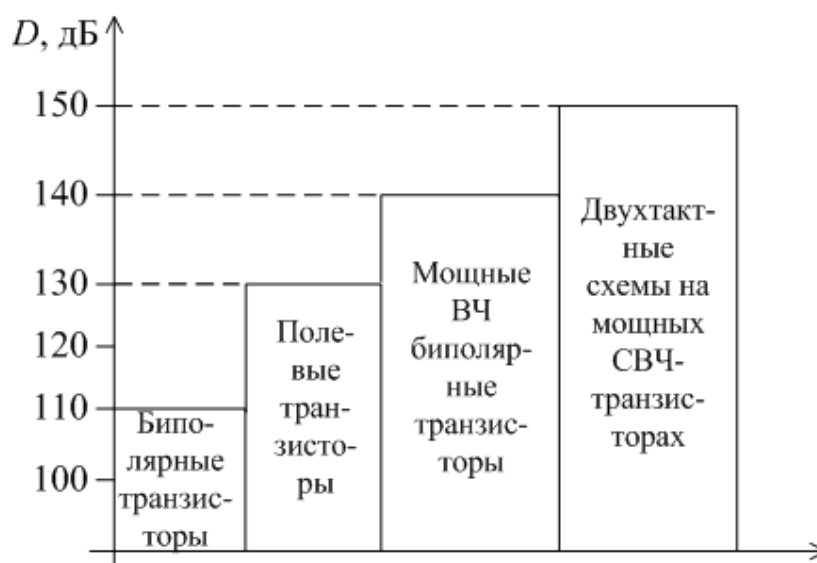


Рис. 3.26. Зависимость динамического диапазона от типа УП

3.2.3. Обобщенная эквивалентная схема УРС и его коэффициент передачи

Обобщенная эквивалентная схема УРС с усилительным элементом с ОЭ и индуктивной связью с катушкой показана на [рис. 3.27](#).

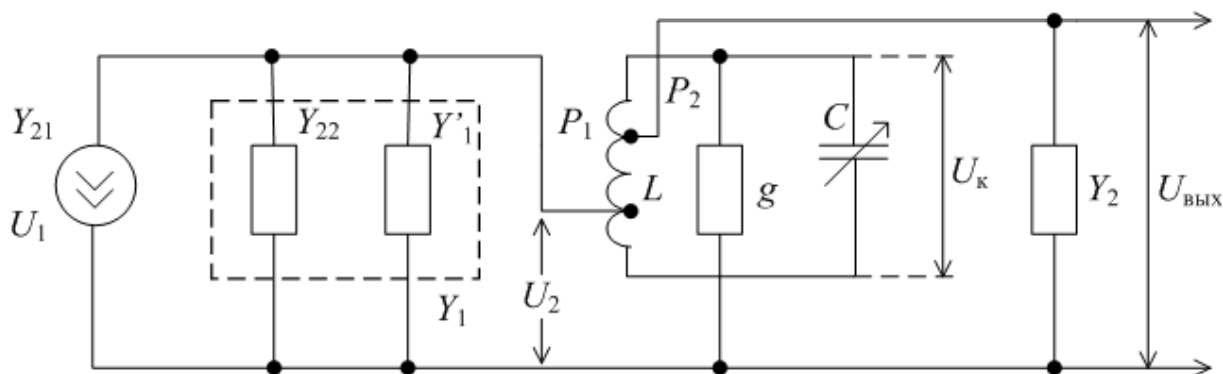


Рис. 3.27. Обобщенная эквивалентная схема УРС с усилительным элементом с ОЭ и индуктивной связью с катушкой

В данной схеме $Y_1 = Y_1 + Y_2^2$, где Y_1 – дополнительная проводимость в коллекторной цепи; g – собственная проводимость контура; Y_2^2 – проводимость нагрузки.

Данная схема справедлива для любого каскада с резонансным усилением.

Тогда

$$K = \frac{U_{\hat{u}\hat{o}}}{U_1}, \quad (3.39)$$

коэффициенты включения

$$p_1 = \frac{U_2}{U_{\hat{e}}}, \quad (3.40)$$

$$p_2 = \frac{U_{\hat{u}\hat{o}}}{U_{\hat{e}}}. \quad (3.41)$$

Отсюда

$$K = \frac{p_2 \cdot U_2}{p_1 \cdot U_1}. \quad (3.42)$$

Если пересчитать проводимости к выходу усилительного элемента, то комплексный коэффициент передачи будет равен

$$K_0 = -\frac{p_1 p_2 Y_{21}}{Y_{\hat{y}}}, \quad (3.43)$$

где $Y_{\hat{y}}$ – эквивалентная проводимость контура,

$$Y_{\hat{y}} = \delta_1^2 Y^2 + Y + p_2^2 Y^2,$$

где Y – комплексная проводимость контура.

Выражение (3.43) является основой для анализа параметров УРС.

3.2.4. Резонансный коэффициент усиления и полоса пропускания УРС (на примере УРС с ОЭ)

Рассмотрим ситуацию равенства частоты сигнала и частоты настройки контура, т.е. резонанс. При резонансе все реактивности компенсируются. Тогда $Y_{\hat{y}} \rightarrow G_{\hat{y}}$, а

$$G_{\hat{y}} = p_1^2 G_1 + g + p_2^2 G_2 = \delta_{\hat{y}} / \rho, \quad (3.44)$$

где $\delta_{\hat{y}}$ – эквивалентное затухание контура (нагруженного контура); ρ – характеристическое сопротивление.

Следовательно, резонансный коэффициент усиления

$$K_0 = \frac{p_1 p_2 |Y_{21}|}{G_{\dot{y}}} = \frac{p_1 p_2 |Y_{21}|}{\delta_{\dot{y}} / \rho} = \frac{p_1 p_2 \omega_0 L |Y_{21}|}{\delta_{\dot{y}}}, \quad (3.45)$$

где K_0 – результирующий резонансный коэффициент передачи УРС в схеме с ОЭ.

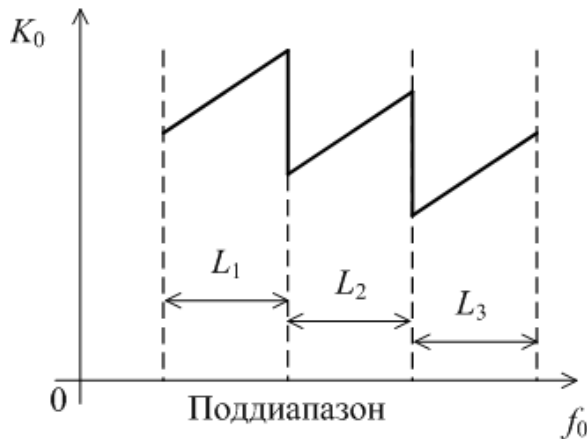


Рис. 3.28. Зависимость резонансного коэффициента от передачи по диапазону

Проанализируем данное выражение. Если $\delta_{\dot{y}}$ – практически постоянно при росте частоты ω_0 , то K_0 растет. Значит, для сохранения равномерного K_0 при переходе на новый диапазон нужно уменьшить индуктивность L , но при этом резонансный коэффициент передачи K_0 изменится скачком (рис. 3.28).

Полоса пропускания определится аналогично ВЦ, т.е. $\dot{I}_{\dot{y}} = \delta_{\dot{y}} f_0$.

3.2.5. Избирательные свойства УРС

Рассмотрим избирательные свойства УРС.

Аналогично ВЦ избирательность УРС с одиночным контуром определяется как

$$d = \sqrt{1 + \xi^2}. \quad (3.46)$$

Например, избирательные свойства по зеркальному каналу

$$d_{\zeta\hat{e}} = \sqrt{1 + \xi_{\zeta\hat{e}}^2}, \quad (3.47)$$

где $\xi_{\zeta\hat{e}}$ – обобщенная расстройка по зеркальному каналу.

ФЧХ одиночного контура $\varphi = -\arctg \xi$.

Особо необходимо остановиться на УРС с трансформаторной связью усилительного прибора с избирательным контуром (рис. 3.29).

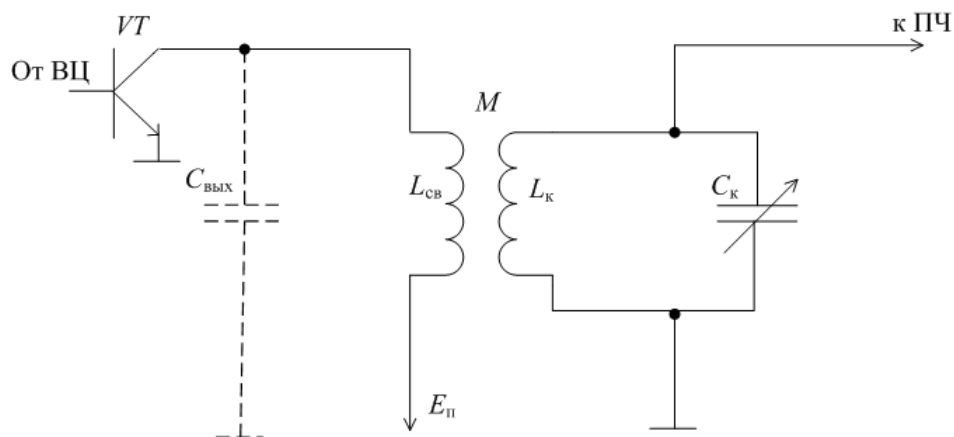


Рис. 3.29. УРС с трансформаторной связью УП с избирательным контуром

Здесь $C_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}$ и $L_{\hat{n}\hat{a}}$ образуют контур, имеющий собственную резонансную частоту:

$$f_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\hat{n}\hat{a}}\tilde{N}_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}}}, \quad (3.48)$$

где $C_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}$ – сумма межвитковой емкости, емкости монтажа, емкости коллектора.

Тогда

$$K_0 = \frac{\delta_1 \delta_2 |Y_{21}|}{G_{\hat{y}} \left| 1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}} \right)^2 \right|}, \quad (3.49)$$

а коэффициент включения

$$\delta_1 = \frac{M}{L_{\hat{e}}} = k_{\hat{n}\hat{a}} \sqrt{\frac{L_{\hat{n}\hat{a}}}{L_{\hat{e}}}}. \quad (3.50)$$

Возможны три режима работы УРС:

1. Когда $\omega_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}$ принадлежит рабочему диапазону. Этот режим не используется, так как велика неравномерность K_0 .

2. Когда $\omega_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} > \omega_0$. Это режим «укорочения». Тогда K_0 при перестройке по диапазону растет. Когда режим большого «укорочения» – $\omega_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} \gg \omega_0$, тогда

$$K_0 = \frac{p_1 p_2 |Y_{21}|}{G_{\hat{y}}} = k_{\hat{n}\hat{a}} \sqrt{\frac{L_{\hat{n}\hat{a}}}{L_{\hat{e}}}} \frac{|Y_{21}| \omega_0 L_{\hat{e}} p_2}{\delta_{\hat{y}}}. \quad (3.51)$$

Здесь видим, что K_0 пропорционален частоте сигнала.

3. Когда $\omega_{\text{âüð}} < \omega_0$, это режим «удлинения». Тогда K_0 при перестройке по частоте уменьшается. При большом «удлинении» – $\omega_{\text{âüð}} \ll \omega_0$ – резонансный коэффициент определяется как

$$K_0 = \frac{p_1 p_2 |Y_{21}| L \omega_{\text{âüð}}^2}{\delta_y \omega_0}, \quad (3.52)$$

т.е. видим, K_0 обратно пропорционален частоте.

На практике можно пользоваться любым режимом, но обычно выбирают режим противоположный режиму ВЦ для компенсации неравномерности K_0 .

3.2.6. Максимальный коэффициент усиления при произвольной полосе пропускания УРС с ОЭ

Рассмотрим частные случаи согласования контура со входом и выходом и то, как меняется K_0 , на основании формулы (3.51).

1. Условие согласования с источником сигнала при $p_2 = 1$ имеет вид

$$p_{1\text{âüð}}^2 G_1 = g + P_2^2 G_2, \quad (3.53)$$

или

$$p_{1\text{âüð}} = \sqrt{\frac{g + G_2}{G_1}}. \quad (3.54)$$

Для выполнения условия требуется, чтобы $G_1 \geq g + G_2$, но данное условие трудно выполнимо на практике, поэтому такой режим не используется.

2. Условие согласования с нагрузкой при $p_1 = 1$ имеет вид

$$p_{2\text{âüð}}^2 G_2 = g + P_1^2 G_1, \quad (3.55)$$

или

$$p_{2\text{âüð}} = \sqrt{\frac{g + G_1}{G_2}}. \quad (3.56)$$

Для выполнения условия требуется, чтобы $G_2 \geq g + G_1$, что легко выполнимо на практике и широко используется.

Подставим $p_{2\text{âüð}}$ при $p_1 = 1$ в формулу (3.51) и, после преобразований, получим

$$\hat{E}_{0\text{max}} = \frac{0,5 |Y_{21}|}{\sqrt{G_2 (g + G_1)}}. \quad (3.57)$$

Часто бывает $g \ll G_1$. Тогда

$$\hat{E}_{0\text{âüð}} = \frac{0,5 |Y_{21}|}{\sqrt{G_1 G_2}}. \quad (3.58)$$

Оценим полосу, подставив значения коэффициентов $p_1 = 1$ и $p_{2\hat{\gamma}\delta}$ в формулу для Π_3 , и получим

$$\hat{\gamma} = 2\hat{\gamma}\delta \left(1 + \frac{G_1}{g} \right), \quad (3.59)$$

т.е. при обеспечении максимального усиления резко уменьшается избирательность (расширяется полоса относительно полосы собственно контура).

3.2.7. Максимальный коэффициент усиления при заданной полосе пропускания

Полоса пропускания задается в виде требуемого подавления $\delta_{\text{зк}}$ на частоте зеркального канала (например 60 дБ). Зная $\delta_{\text{зк}}$, можно определить отстойку ξ . Зная ξ , можно определить δ_3 . При этом должно выполняться условие $\delta_{\hat{\gamma}} \leq \delta_{\text{цб}}$.

Полоса определяется как и раньше:

$$\hat{\gamma} = \delta_{\hat{\gamma}} f_0 = \rho G_{\hat{\gamma}} f_0 = \rho f_0 \left(p_1^2 G_1 + g + p_2^2 G_2 \right). \quad (3.60)$$

Условие максимальной передачи мощности имеет вид $p_1^2 G_1 = p_2^2 G_2$ при минимальном расширении полосы пропускания.

Найдем $p_{1\hat{\gamma}\delta}$ и $p_{2\hat{\gamma}\delta}$ путем поочередной подстановки $p_1^2 G_1 = p_2^2 G_2$ в формулу (3.60).

Получим

$$p_{1\hat{\gamma}\delta} = \sqrt{\frac{\delta_{\hat{\gamma}} - \delta}{2G_1\rho}} \quad (3.61)$$

и

$$p_{2\hat{\gamma}\delta} = \sqrt{\frac{\delta_{\hat{\gamma}} - \delta}{2G_2\rho}}, \quad (3.62)$$

где δ – собственное затухание ненагруженного контура.

Подставим их в формулу (3.51) и получим $\hat{E}_{0\text{max}}$ для заданной полосы Π :

$$\hat{E}_{0\text{max}(\hat{\gamma})} = \frac{p_{1\hat{\gamma}\delta} p_{2\hat{\gamma}\delta} |Y_{21}|}{G_{\hat{\gamma}}} = \frac{0,5 |Y_{21}|}{\sqrt{G_1 G_2}} \frac{\delta_{\hat{\gamma}} - \delta}{\delta_{\hat{\gamma}}}. \quad (3.63)$$

Следовательно, при обеспечении заданной полосы пропускания и получения максимального коэффициента передачи необходимо использовать катушки с высокой добротностью (для уменьшения δ).

3.2.8. Устойчивость УРС

Устойчивость – это отсутствие изменения параметров за время эксплуатации и отсутствие самовозбуждения УРС.

Отсутствие изменения параметров (стабильность) УРС. В процессе эксплуатации происходит постепенное изменение всех параметров УРС. Однако наиболее важно сохранение стабильности коэффициента передачи и формы АЧХ.

Стабильность формы АЧХ определяется стабильностью частоты настройки F и стабильностью полосы пропускания.

Однако наиболее влияние на характеристики устойчивости УРС оказывает изменение коэффициента передачи.

При слабой связи усилительного прибора (УП) с контуром можно принять, что относительное изменение коэффициента передачи определяется отношением

$$\left| \frac{\Delta \hat{E}}{\hat{E}} \right| \approx \left| \frac{\Delta Y_{21}}{Y_{21}} \right|. \quad (3.64)$$

При сильной связи, когда p_1 и $p_2 \rightarrow 1$, приходится учитывать влияние проводимостей УП и следующего каскада на K_0 .

Прямая проводимость УП в значительной степени определяется режимом его работы по постоянному току, а значит, обеспечение стабильности рабочего тока – это главное в обеспечении устойчивости УРС.

Для стабилизации режима по постоянному току применяют следующие схемы включения УП.

1. Схему с ООС по току за счет R_3 , т. е. схему включения, которая изображена на [рис. 3.30](#).

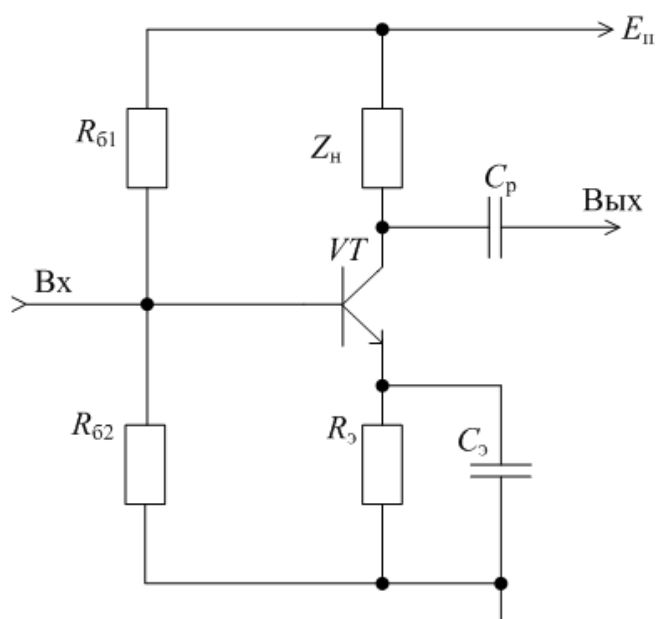


Рис. 3.30. Схема включения УП

Напряжение смещения подается на базу за счет делителя R_{61} , R_{62} . Эта ООС позволяет применять каскады в диапазоне $T_{\text{раб}}$, которые составляют от -40 до $+50$ °С.

2. Схему с комбинированной ООС по постоянному току за счет R_3 и наличием R_ϕ , C_ϕ и ОС по напряжению через R_ϕ (рис. 3.31). Схема отличается от предыдущей тем, что позволяет применять каскады при $T_{\text{раб}}$, составляющих от -40 до $+60$ °С.

Обоим схемам присущ один недостаток – это большое влияние обратного тока коллектора на режим работы, т.е. на крутизну УП.

3. Схему с симметричным питанием. Здесь влияние обратного тока коллектора исключено (рис. 3.32).

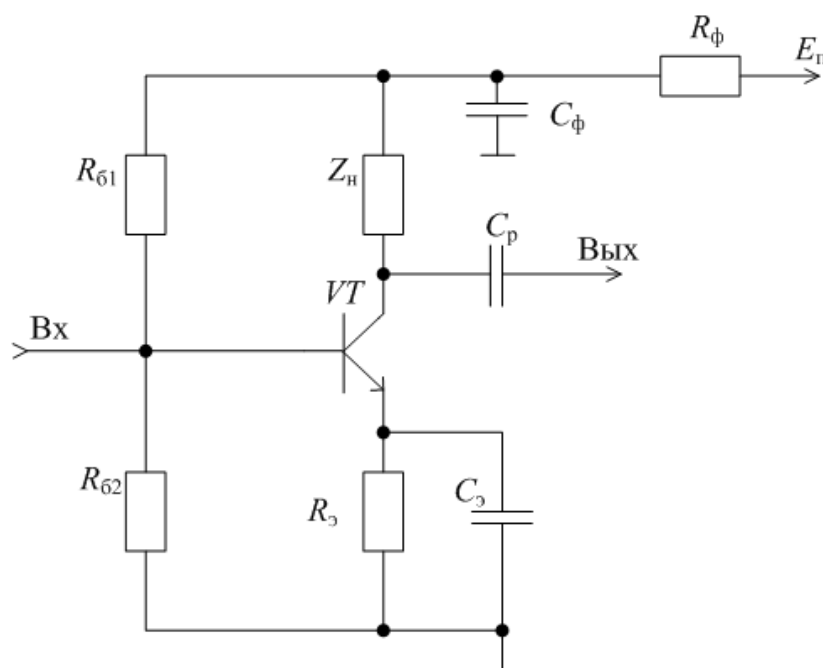


Рис. 3.31. Схема с комбинированной ООС по постоянному току и ОС по напряжению

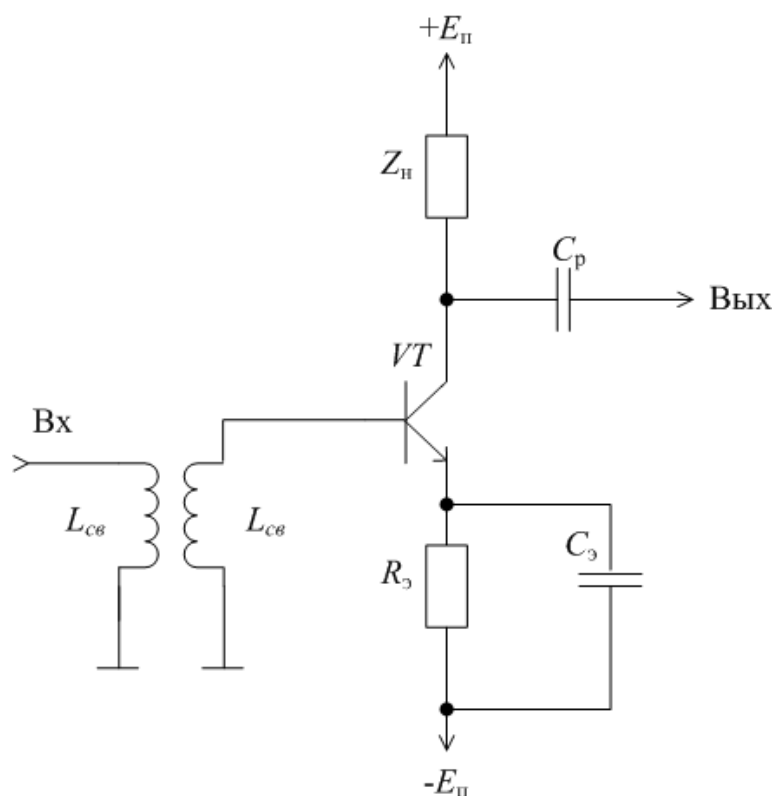


Рис. 3.32. Схема с симметричным питанием

Такие схемы стабильны при $T_{\text{раб}}$, которые составляют от -60 до $+60$ °С. Вернемся к стабильности формы АЧХ.

Отношение

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} \approx -\frac{1}{2} \frac{\Delta \tilde{N}_{\text{оі}}}{\tilde{N}},$$

где $\tilde{N} = \tilde{N}_0 + \tilde{N}_{\text{оі}}$, $\Delta \tilde{N} \approx \Delta \tilde{N}_{\text{оі}}$, представляет собой относительную нестабильность по частоте. Здесь $\Delta C_{\text{уп}}$ – изменение емкости усилительного прибора; C – полная емкость контура; C_0 – емкость контура, не связанного с УП.

Тогда приближенно

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx -\frac{\Delta C_{\text{оі}}}{\tilde{N}_0 + \tilde{N}_{\text{оі}}}.$$

Из отношения следует, что с ростом C_0 относительная нестабильность уменьшается. Влияние же $\Delta C_{\text{уп}}$ можно уменьшить, уменьшая связь УП с контуром.

Методы стабилизации формы АЧХ сводятся к следующему:

- к использованию компонентов, мало чувствительных к дестабилизирующим факторам;
- применению принципа компенсации влияния дестабилизирующих факторов;
- ослаблению связи нестабильных компонентов с трактом;
- использованию стабилизирующей линейной ООС;

▪ применению конструктивных мер (герметизация, специальные виды монтажа).

Самовозбуждение УРС. При некоторых условиях УРС обладают свойством возбуждаться и в них возникают собственные колебания, при этом нормальная работа усилителя невозможна. Если УРС не возбуждается, но находится вблизи этого состояния, то его параметры резко меняются при изменении питающего напряжения. Поэтому к УРС обязательно предъявляют требования по устойчивости к самовозбуждению.

Причиной самовозбуждения является положительная паразитная обратная связь ППОС.

К источникам ППОС и мерам борьбы с ней относятся следующие:

1. Внешние:

а) магнитные или электрические поля между компонентами усилителя, которые могут быть ослаблены экранировкой и максимальным разнесением входных и выходных цепей;

б) общие цепи питания по постоянному току, которые могут быть ослаблены развязывающими фильтрами, например RC -фильтром, где

$$\tilde{N}_{\delta} \geq (50 - 10) / (\omega_{\min} R_{\delta}).$$

2. Внутренние – внутренняя ОС в активных элементах за счет обратной проводимости ($Y_{12} = \omega_c C_{\text{éá}}$ – для биполярных транзисторов). Эта ОС характерна для всех видов УП. Наличие внутренней ППОС приводит к искажению формы АЧХ и может стать причиной самовозбуждения.

Если K – коэффициент усиления каскада без ОС, то $K_{\text{ос}}$ – коэффициент усиления с ОС, $\hat{E}_{i\tilde{n}} = \frac{\hat{E}}{1 - \hat{E}\beta}$, где β – коэффициент ОС; $K\beta$ – коэффициент передачи.

Тогда порог самовозбуждения наступает при равенстве

$$\dot{\beta} \dot{K} = \text{Re}(\dot{K} \dot{\beta}) + j \text{Im}(\dot{K} \dot{\beta}) = 1.$$

Чтобы самовозбуждение не возникало, необходимо, чтобы при выполнении баланса фаз $\text{Im}(\dot{K} \dot{\beta}) = 0$ не выполнялся баланс амплитуд $\text{Re}(\dot{K} \dot{\beta}) < 1$.

Если условие $\dot{\beta} \dot{K} = \text{Re}(\dot{K} \dot{\beta}) + j \text{Im}(\dot{K} \dot{\beta}) = 1$ выполняется, то возникает генерация, при этом на каждой частоте можно добиться генерации при увеличении $K_{i\tilde{n}}$. Коэффициент усиления, при котором УП переходит в режим самовозбуждения, называется критическим.

Для количественной оценки влияния ППОС на $K_{i\tilde{n}}$ вводят понятие коэффициента устойчивости:

$$k_y = \frac{K}{K_{i\tilde{n}}} = 1 - \text{Re}(K\beta). \quad (3.65)$$

Если $k_y = 0$, то в каскаде возникает генерация. В идеале $k_y = 1$ ($\text{Re}(K\beta) = 0$).

Коэффициент k_y можно определить также через полосу пропускания:

$$k_y = \frac{\dot{I}_{i\dot{n}}}{\dot{I}}, \quad (3.66)$$

где Π и Π_{oc} – полосы пропускания контура без внутренней ОС и при ее наличии соответственно. На практике допуск изменения полосы пропускания составляет не более 10–20 % ($k_y = 0,9–0,8$).

Для оценки усилительных свойств вводят понятие коэффициента устойчивого усиления $K_{0уст}$. Это такой коэффициент усиления УРС, при котором обеспечивается заданный k_y , т.е. деформация резонансной характеристики контура не превышает допустимую (20 %).

Как показывает анализ, для транзисторного усилителя в схеме с ОЭ

$$K_{0\dot{o}\dot{n}\dot{o}} = \sqrt{2(1 - k_{\dot{o}}) \frac{|Y_{21}|}{|Y_{12}|}}. \quad (3.67)$$

При требуемом значении $k_{\dot{o}} = 0,9$

$$K_{0\dot{o}\dot{n}\dot{o}} = \sqrt{0,2 \frac{|Y_{21}|}{|Y_{12}|}}. \quad (3.68)$$

В первом приближении можно пренебречь активной составляющей Y_{12} , тогда $|Y_{12}| = \omega_c C_{\dot{e}\dot{a}}$.

Отсюда следует, что проверять УРС на устойчивость нужно на максимальной частоте диапазона, при этом должно выполняться условие K_0 (при $f_{max}) \leq K_{0уст}$.

Для повышения устойчивости принимаются следующие меры:

- используются транзисторы с малым $C_{кб}$;
- используются схемотехнические методы путем нейтрализации ОС за счет дополнительной ОС (например L параллельно $C_{кб}$);
- используются специальные схемы включения нескольких однотипных УП (ОЭ–ОБ и т.д.);
- производится выбор соответствующей величины связи УП с контуром для допустимой деформации АЧХ.

Так, для каскодной схемы (ОЭ–ОБ)

$$K_{0\dot{o}\dot{n}\dot{o}}(\dot{I} \dot{Y}\dot{I} \dot{A}) = \sqrt{\frac{0,2|Y_{21}|^2}{|Y_{12}|(|Y_{12}| + |Y_{22}|)}}. \quad (3.69)$$

В этой схеме второй каскад имеет малое $R_{\dot{a}\dot{o}}$, значит, первый каскад имеет малый K_0 , а значит, выполняется условие $K_0\beta < 1$, а во втором каскаде мало β , т.е. схема практически абсолютно устойчива. Приблизленно

$$K_{0\dot{o}\dot{n}\dot{o}}(\dot{I} \dot{Y}\dot{I} \dot{A}) \approx \sqrt{\frac{0,2|Y_{21}|^2}{|Y_{12}||Y_{22}|}}. \quad (3.70)$$

Данное выражение используют в практических расчетах УРС, собранных по каскадной схеме для оценки его устойчивости.

3.2.9. Коэффициент шума каскада резонансного усилителя с ВЦ на входе

Шумовые свойства УРС определяются совместно с ВЦ, в том числе оценивается оптимальный коэффициент включения. При этом рассматривается только первый каскад, так как коэффициент шума характеризуется в основном им.

Рассмотрим коэффициент шума схемы УРС с ВЦ на входе, показанной на [рис. 3.33](#).

Коэффициент шума определяется в следующей последовательности:

1. Составляется эквивалентная схема цепи.
2. Пересчитываются параметры элементов цепи ко входу УП.
3. Вычисляется суммарная $P_{\text{сиг}} \text{ на входе УП}$.
4. Определяется $P_{\text{сиг}} \text{ источника сигнала на входе}$.
5. Вычисляется N .

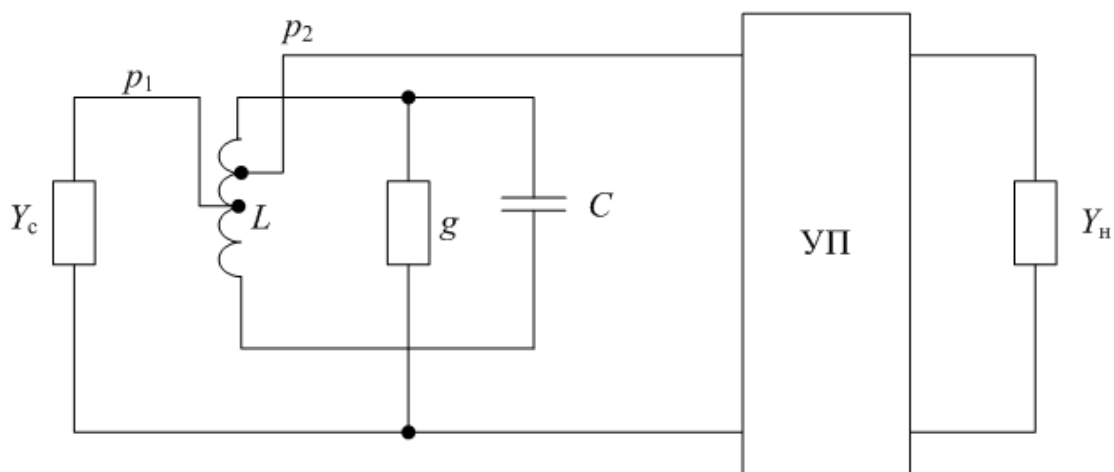


Рис. 3.33. Схема УРС с ВЦ на входе

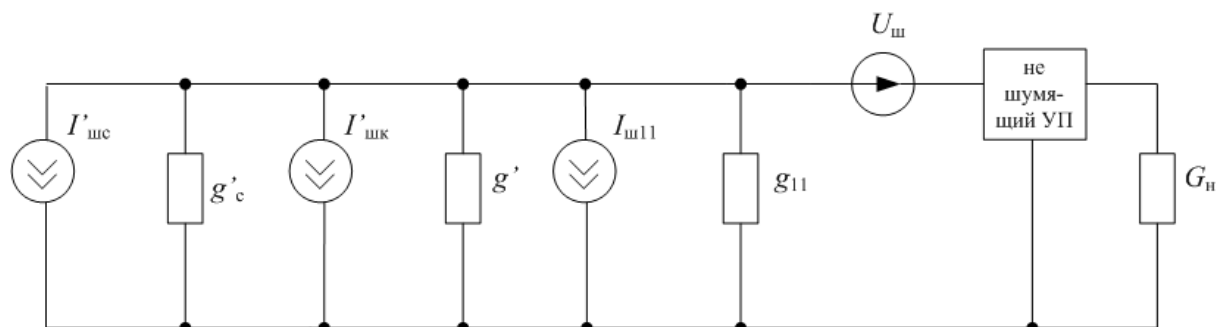


Рис. 3.34. Эквивалентная схема УРС с ВЦ на входе

В соответствии с указанной последовательностью определим N .

Так как контур настроен на частоту сигнала, то все проводимости представлены только вещественной частью и эквивалентная схема цепи имеет вид, показанный на [рис. 3.34](#).

Пересчитаем проводимости по входу УП:

$$g'_c = \frac{P_1^2}{P_2^2} g_c, \quad (3.71)$$

$$g' = \frac{g}{P_2^2}. \quad (3.72)$$

Согласно определению коэффициента шума

$$N = \frac{(P_c / P_\sigma)_{\hat{\alpha}\hat{\delta}}}{(D_{\hat{n}} / D_\sigma)_{\hat{\alpha}\hat{\delta}}} = \frac{D_{\sigma \hat{\alpha}\hat{\delta}}}{K_\delta D_{\sigma \hat{\alpha}\hat{\delta}}} = \frac{D_{\sigma \Sigma} K_\delta}{K_\delta D_{\sigma \hat{\alpha}\hat{\delta}}} = \frac{D_{\sigma \Sigma}}{D_{\sigma \hat{\alpha}\hat{\delta}}}, \quad (3.73)$$

где

$$K_\delta = \frac{P_{c \hat{\alpha}\hat{\delta}}}{P_{\hat{n} \hat{\alpha}\hat{\delta}}}; \quad (3.74)$$

$P_{\sigma \Sigma}$ – суммарная мощность шума, приведенная ко входу УП,

$$D_{\sigma \Sigma} = \bar{U}_{\sigma \Sigma}^2 G.$$

$P_{\sigma \hat{\alpha}\hat{\delta}}$ – это постоянная мощность шума на входе УП от источника сигнала. Ее рассчитывают по формуле

$$D_{\sigma \hat{\alpha}\hat{\delta}} = \bar{U}_{\sigma g_{\hat{n}}}^2 G,$$

где G – результирующая проводимость,

$$G = g'_c + g' + g_{11}, \quad (3.77)$$

где g_{11} – входная проводимость УП.

Теперь определим коэффициент шума:

$$N = \frac{\bar{U}_{\sigma \Sigma}^2}{\bar{U}_{\sigma g_{\hat{n}}}^2}. \quad (3.76)$$

После выражения $U_{\text{ш}}$ через ток и использование функции Найквиста найдем величину N :

$$N = 1 + \frac{g'}{g'_c} + t_{11} \frac{g_{11}}{g'_c} + \frac{R_\sigma}{g'_c} G^2, \quad (3.77)$$

где t_{11} – относительная температура входной проводимости; R_σ – сопротивление, на котором падает $U_{\text{ш}}$.

Как видно, для снижения N надо уменьшать g' , а

$$g' = \frac{\omega_0 C_{\dot{y}} \delta_{\dot{e}}}{p_2^2} = \frac{g}{p_2^2}, \quad (3.78)$$

т.е. для получения $N_{\text{опт}}$ надо, чтобы $P_{N_{\dot{i}\dot{o}}} = 1$, а также надо уменьшать затухание контура δ_k , но до определенного предела, так как можно превысить избирательность преселектора в целом. Можно также уменьшать C_3 , но чем меньше C_3 , тем больше влияние паразитной емкости и хуже стабильность АЧХ контура.

Рассмотрим частный случай, когда минимальный N_{min} для $p_2 = 1$.

Определим g'_c . Для этого случая на основании уравнения (3.77) можно записать, что

$$g'_{\dot{n}N_{\text{min}}} = (g + g_{11}) \sqrt{1 + \frac{g + t_{11}g_{11}}{R_{\theta} (g + g_{11})^2}}. \quad (3.79)$$

Теперь найдем коэффициент включения по входу для получения минимального коэффициента шума p_1 (при N_{min}):

$$p_{1(N_{\text{min}})} = \sqrt{\frac{g'_{cN_{\text{min}}}}{g_c}}. \quad (3.80)$$

Это является условием согласования по входу для минимизации N .

Максимальный коэффициент усиления получаем так:

$$p_{1\dot{i}\dot{o}} = \sqrt{\frac{g + g_{11}}{\sigma_{\dot{n}}}}.$$

Как видим, условия согласования по максимуму коэффициента усиления и по минимуму N не совпадают, причем $p_{1(N_{\text{min}})} > p_{1\dot{i}\dot{o}}$. На практике $N_{\text{min}} = 2N_{\dot{o}\dot{i}\text{min}}$ (берется по справочнику).

Теперь можно сформулировать рекомендации по уменьшению N :

1. Нужно выбирать коэффициент усиления УРС достаточно большим для обеспечения пренебрежимо малого влияния шумов последующего тракта.

2. Следует выбирать оптимальную связь избирательной системы ВЦ с антенной и с УП.

3. Необходимо применять в УРС малошумящие УП.

4. Следует применять схемы УРС с высоким $R_{\text{вх}}$ (каскадные или с полевым транзистором) для устранения шунтирования ВЦ со стороны УРС.

5. УП следует применять в частотной области, где его шумы минимальны и не зависят от частоты.

3.2.10. Искажения сигналов в УРС

Искажения в УРС делятся на две большие группы:

1. Линейные (амплитудно-частотные и фазочастотные), связанные с

искажением формы АЧХ и ФЧХ.

2. Нелинейные, которые в свою очередь можно разделить на искажения при отсутствии и наличии помехи на входе УРС:

а) при отсутствии помехи на входе присутствуют нелинейные искажения (задаются коэффициентом гармоник k_T) и вторичная модуляция (задается коэффициентом вторичной модуляции $k_{\text{втор.м}}$);

б) при наличии помехи на входе происходит блокирование (задается коэффициентом блокирования $k_{\text{бл}}$), перекрестная модуляция (задается коэффициентом перекрестной модуляции $k_{\text{пер.м}}$) и взаимная модуляция (задается коэффициентом взаимной модуляции $k_{\text{вз.м}}$).

Известно, что характеристики реальных усилительных приборов линейны лишь в узком диапазоне уровней входного сигнала. Для реальных криволинейных характеристик УП в первом приближении, с учетом только второй гармоники и при гармонической амплитудной модуляции, можно записать, что

$$k_{\text{а}} \cong \frac{3}{16} \frac{g_{21}''}{g_{21}} m U_{\text{мс}}^2, \quad (3.81)$$

где g_{21} – крутизна УП; g_{21}'' – вторая производная крутизны УП; m – коэффициент амплитудной модуляции; $U_{\text{мс}}^2$ – амплитуда несущей входного сигнала на входе УП.

Следовательно, выбирая УП для УРС, необходимо стремиться, чтобы отношение $\frac{g_{21}''}{g_{21}} \rightarrow 0$, что характерно, например, для полевых транзисторов.

Также следует по возможности уменьшать амплитуду несущей сигнала на входе путем, например, включения электрически управляемых аттенюаторов.

Вторичная модуляция в усилителях связана, как правило, с наличием пульсаций напряжения источника питания, которые приводят к изменению крутизны УП с частотой пульсаций, что, в свою очередь, приводит к изменению коэффициента усиления каскада с частотой этих пульсаций, а следовательно, к появлению вторичной модуляции сигнала. Искажения сигнала, вызванные вторичной модуляцией не зависят от уровня полезного сигнала, а только от уровня пульсаций. Для оценки вторичной модуляции можно записать, что

$$k_{\text{а}} \cong \frac{U_{\text{а}}(\Omega + \Omega_i) + U_{\text{а}}(\Omega - \Omega_i)}{U_{\text{а}}\Omega}, \quad (3.82)$$

где Ω_i – угловая частота мешающих пульсаций.

Эффект блокирования возникает при одновременном воздействии на УРС слабого полезного сигнала $U_{\text{мс}}$ и сильной, мощной помехи $U_{\text{мi}}$, действующей даже вне общей полосы пропускания УП. В этом случае режим работы УП становится динамическим, и в составе выходного тока из-за нелинейности его характеристики будут присутствовать гармоники сигнала, по-

мехи и их комбинационные составляющие. Первая гармоника выходного тока может быть записана в виде выражения

$$I_{m1} = g_{21d} U_{mc} \left(1 + \frac{1}{8} \frac{g_{21d}''}{g_{21d}} U_{mc}^2 + \frac{1}{4} \frac{g_{21d}''}{g_{21d}} U_{m\bar{i}}^2 \right), \quad (3.83)$$

где g_{21d}'' – вторая производная крутизны УП в динамическом режиме.

Из выражения (3.83) следует, что если $g_{21d}'' > 0$, то с увеличением амплитуды помехи амплитуда выходного тока резко возрастает и, наоборот, если $g_{21d}'' < 0$, то она резко уменьшается. Такое изменение уровня полезного сигнала под действием немодулированной помехи и называется блокированием и оценивается выражением

$$k_{\text{аэ}} = \frac{1}{4} \frac{g_{21d}''}{g_{21d}} U_{m\bar{i}}^2. \quad (3.84)$$

Таким образом, для снижения эффекта блокирования необходимо выбирать УП, у которых $\frac{g_{21d}''}{g_{21d}} \rightarrow 0$, а также существенно повышать избирательность входной цепи для снижения уровня помехи.

Если действующая в аналогичных условиях помеха имеет модуляцию, то наряду с эффектом блокирования возникает дополнительная модуляция сигнала током помехи, которая называется перекрестной модуляцией. Оценить ее можно по выражению

$$k_{\text{аэ.и}} = \frac{1}{2} \frac{g_{21d}''}{g_{21d}} \frac{m_{\bar{i}}}{m_{\bar{n}}} U_{m\bar{i}}^2, \quad (3.85)$$

где $m_{\bar{n}}$, $m_{\bar{c}}$ – индексы амплитудной модуляции помехи и сигнала соответственно.

Эффект взаимной модуляции возникает при воздействии на вход УРС двух и более мощных колебаний, которые вызывают появление комбинационных составляющих с частотами, равными частоте сигнала, промежуточной частоте или частоте зеркального канала. Для оценки взаимной модуляции используется выражение

$$k_{\text{аэ.и}} = \frac{1}{2} \frac{g_{21d}''}{g_{21d}} \frac{U_{m\bar{i}1} - U_{m\bar{i}2}}{U_{m\bar{n}}}, \quad (3.86)$$

где $U_{m\bar{i}1}$, $U_{m\bar{i}2}$ – амплитуды помех, частоты которых дают комбинационные составляющие перечисленных выше значений.

Для борьбы с перечисленными видами искажений УРС также необходимо повышать избирательность входной цепи.

3.3. Усилители промежуточной частоты

3.3.1. Определение, назначение и основные параметры УПЧ

УПЧ – это устройство, обеспечивающее усиление сигнала на промежуточной частоте и избирательность по соседнему каналу.

Как правило, УПЧ работает на фиксированной частоте и содержит несколько каскадов усиления.

Место УПЧ в супергетеродинном приемнике показано на [рис. 3.35](#).

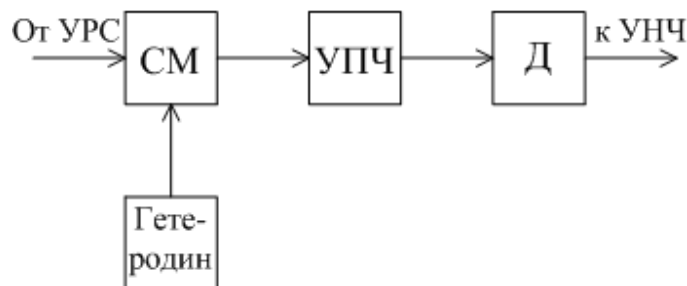


Рис. 3.35. Место УПЧ в измерительном приемнике

Существует два варианта построения УПЧ:

- с распределенной избирательностью;
- с сосредоточенной избирательностью.

При построении УПЧ по первому варианту нельзя независимо изменять усиление и избирательные свойства. По второму варианту это сделать можно.

Для УПЧ по первому варианту все или большинство каскадов являются резонансными, при этом результирующая АЧХ определяется перемножением АЧХ отдельных каскадов. Для УПЧ по второму варианту результирующая АЧХ всего УПЧ определяется в основном фильтром сосредоточенной селекции (ФСС), а остальные каскады могут быть аperiodическими либо одноконтурными широкополосными.

Оконечный каскад УПЧ имеет смысл делать резонансным, чтобы сузить полосу шумов.

На практике чаще применяют второй вариант.

Обычно ФСС включают на выход преобразователя частоты (смесителя), последующие же каскады в основном обеспечивают коэффициент усиления.

Если фильтр сосредоточенной селекции вносит значительное затухание, то для снижения коэффициента шума приемника ФСС включают между первым и вторым каскадами УПЧ.

К достоинствам УПЧ второго варианта можно отнести простоту изготовления и настройки, стабильность АЧХ и ФЧХ и меньшую склонность к самовозбуждению.

Недостатками УПЧ по второму варианту являются неполное использование усилительных свойств активных элементов и повышенное энергопотребление.

К основным параметрам УПЧ относятся:

- коэффициент усиления на средней частоте полосы пропускания – K ;
- избирательность по соседнему каналу – $d_{ск}$;
- полоса пропускания (ПП);
- коэффициент шума – N ;
- средняя частота ПП – $f_{пр}$;
- уровень искажения сигнала;
- устойчивость работы.



Рис. 3.36. Типы УПЧ с использованием индуктивностей

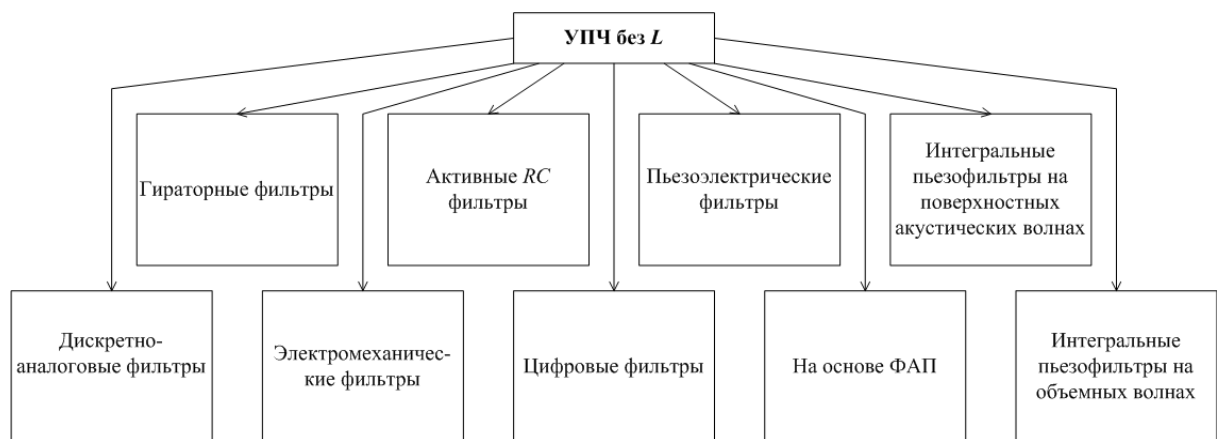


Рис. 3.37. Типы УПЧ без использования индуктивностей

УПЧ строятся с использованием индуктивностей (рис. 3.36) и без применения индуктивностей (рис. 3.37).

Промежуточная частота при построении УПЧ выбирается из следующего ряда частот: 80; 100; 115; 215; 465; 500; 750 кГц, 1,6; 4,45; 6,5; 10,7; 30; 60; 70; 120 МГц.

3.3.2. Принцип работы и схемы УПЧ

УПЧ с LC-фильтрами

Характерной особенностью таких УПЧ является их многокаскадность. Активные элементы включаются по схеме с ОЭ (для $f > 100$ МГц применяется каскодная схема). Структурная схема УПЧ с LC-фильтрами по первому варианту представлена на [рис. 3.38](#), а функциональная – на [рис. 3.39](#).

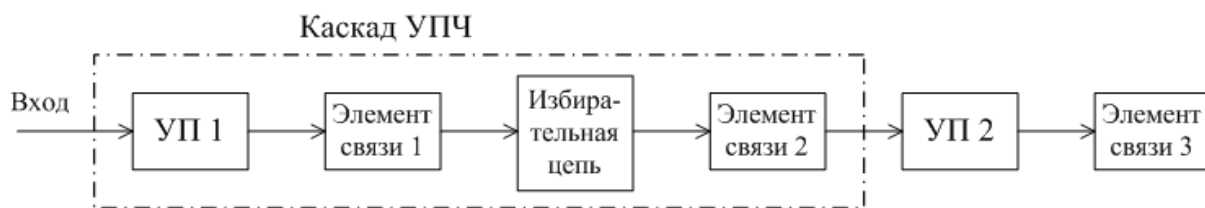


Рис. 3.38. Структурная схема с элементами связи

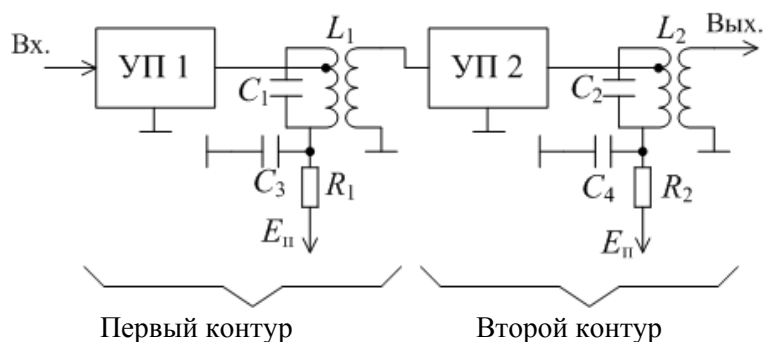


Рис. 3.39. Функциональная схема двухкаскадного УПЧ с настроенными контурами

Рассмотрим функциональную схему двухкаскадного УПЧ на расстроенных контурах ([рис. 3.40](#)).

На [рис. 3.41](#) показаны АЧХ каждого контура (а) и результирующая АЧХ такого УПЧ (б). Тем самым достигается некоторое расширение полосы УПЧ.

Схема УПЧ по второму варианту, где K_N – широкополосные каскады, представлена на [рис. 3.42](#).

В схемах ([рис. 3.42](#)) получили распространение LC-звенья, тип которых изображен на [рис. 3.43](#).

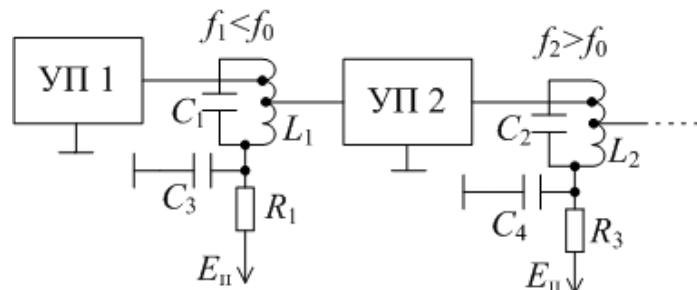


Рис. 3.40. Функциональная схема двухкаскадного УПЧ с расстроенными контурами с автотрансформаторной связью

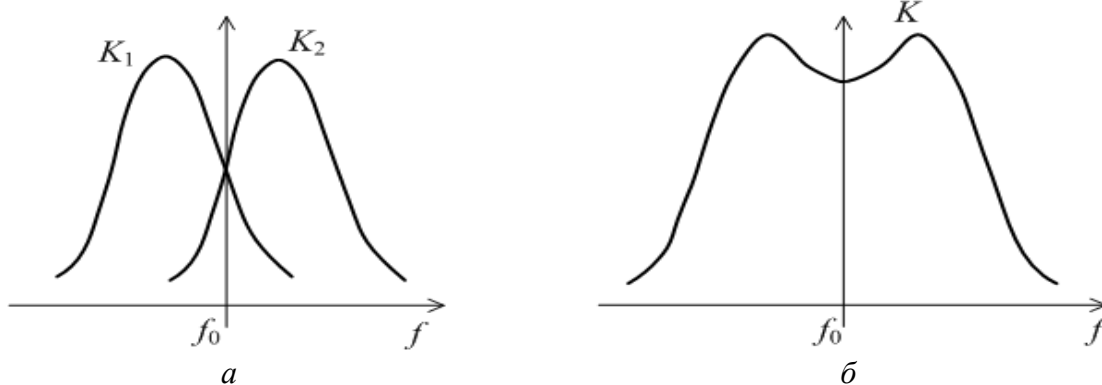


Рис. 3.41. АЧХ отдельных контуров (а) и двух контуров (б)

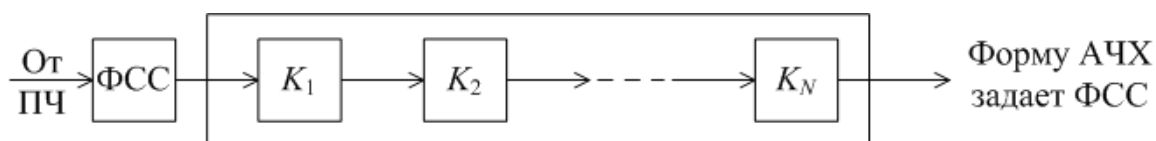


Рис. 3.42. Структурная схема УПЧ с сосредоточенной избирательностью

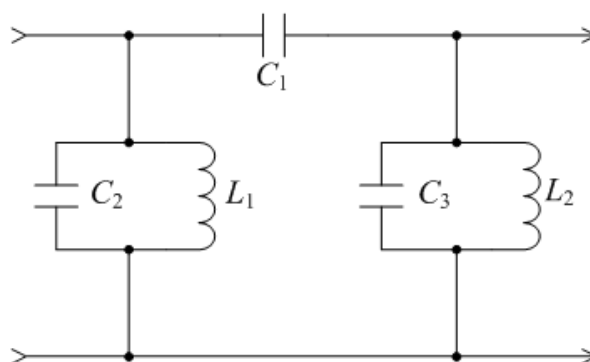


Рис. 3.43. Типовое звено ФСС УПЧ

Фрагмент схемы многокаскадного ФСС с применением *LC*-звеньев показан на [рис. 3.44](#).

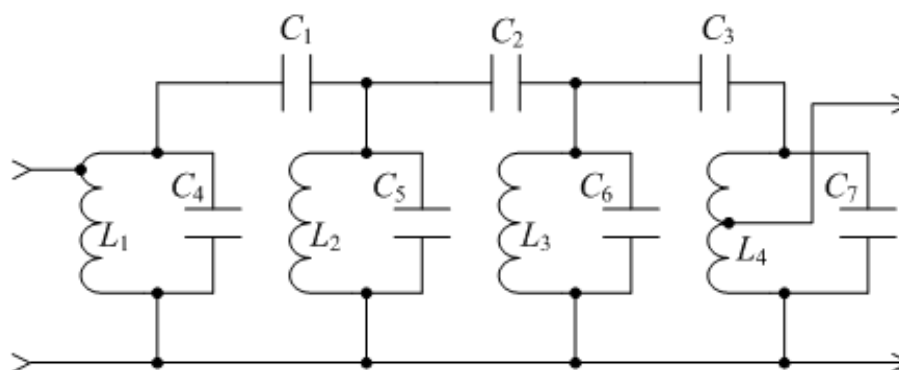


Рис. 3.44. Многокаскадный ФСС на *LC*-звеньях

Здесь $L_{\text{сд}} = \frac{L}{2}$, $C_{\text{сд}} = 2C$.

Пример фрагмента функциональной схемы УПЧ с ФСС представлен на [рис. 3.45](#).

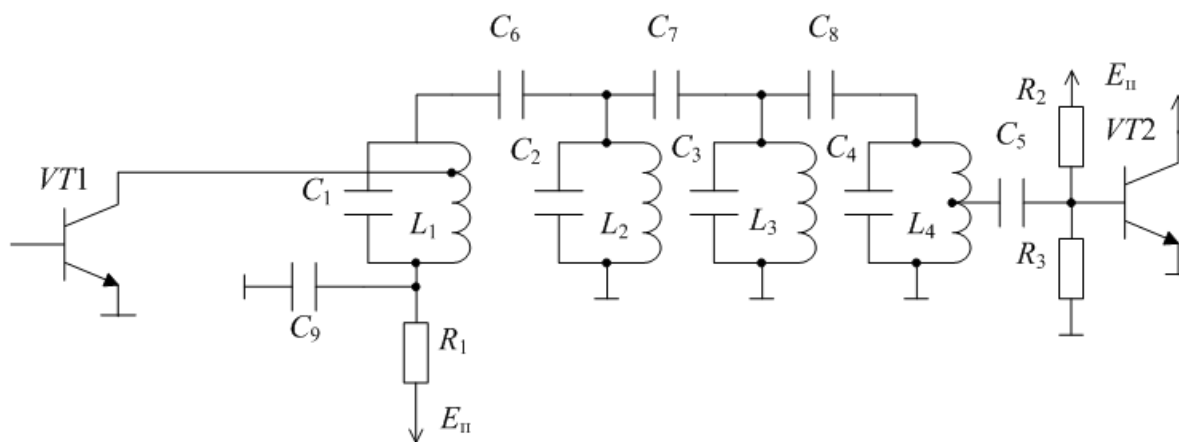


Рис. 3.45. Пример схемы ФСС

В качестве УП часто используют микросхемы, содержащие дифференциальные каскады. Это связано с тем, что дифференциальные каскады позволяют реализовать по сигналу каскодную схему (ОЭ–ОБ) и обеспечить эффективную регулировку усиления. Такая регулировка усиления позволяет стабилизировать АЧХ и ФЧХ УПЧ в целом.

УПЧ с фильтрами без L

Пьезоэлектрические (кварцевые) фильтры и их использование в УПЧ. Эквивалентная схема замещения кварцевого фильтра показана на [рис. 3.46](#), где C_0 – емкость кварцедержателя; L – индуктивность резонатора; R – сопротивление резонатора, которое отражает потери, обусловленные трением; C – емкость кварца, определяемая как

$$\tilde{N} \approx \frac{1}{\dots}$$

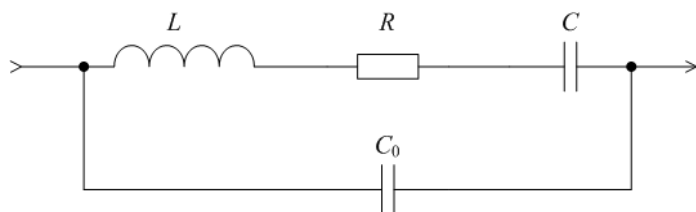


Рис. 3.46. Эквивалентная схема замещения пьезоэлектрического фильтра

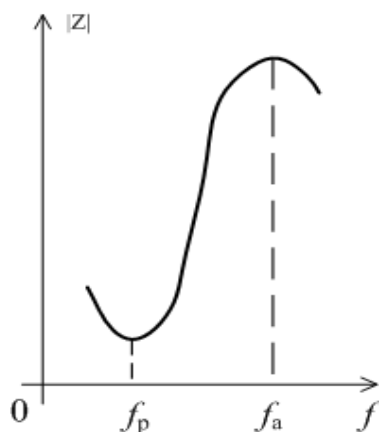


Рис. 3.47. Зависимость модуля коэффициента передачи пьезоэлектрического фильтра

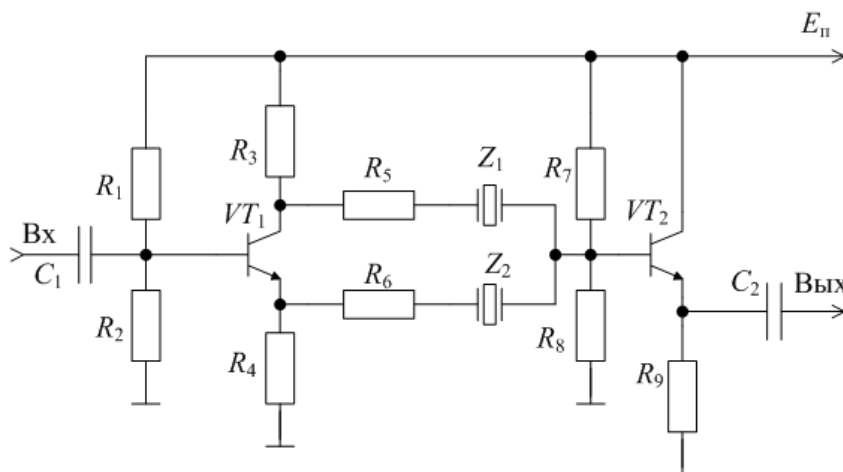


Рис. 3.48. Пример схемы включения кварцевого фильтра в УПЧ

На [рис. 3.47](#) показана зависимость коэффициента передачи кварцевого резонатора, где f_p – частота резонатора, f_a – частота антирезонатора.

Кварцевый фильтр включается в виде фазоинверсного канала ([рис. 3.48](#)). Параметрами схемы, показанной на рисунке, являются: рабочие частоты $f = 100$ кГц – 10 МГц, добротность $Q = 10^4 - 10^6$ и отношение $\frac{\Delta f}{f_{cp}} = 5 \cdot 10^{-7}$.

Пьезокерамические фильтры и их использование в УПЧ. Эквивалентная схема каскада на основе пьезокерамических фильтров дана на [рис. 3.49](#).

Особенность включения пьезофильтров изображена на [рис. 3.50](#).

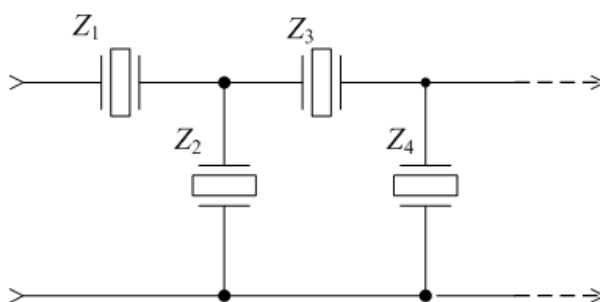


Рис. 3.49. Звено пьезофильтров для УПЧ

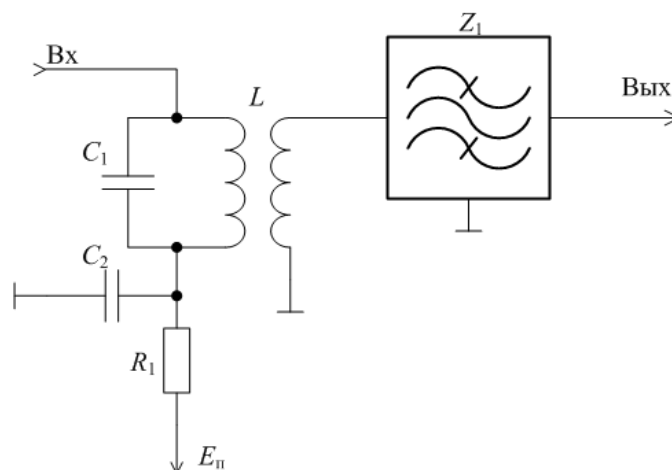


Рис. 3.50. Схема каскада УПЧ с пьезофильтром

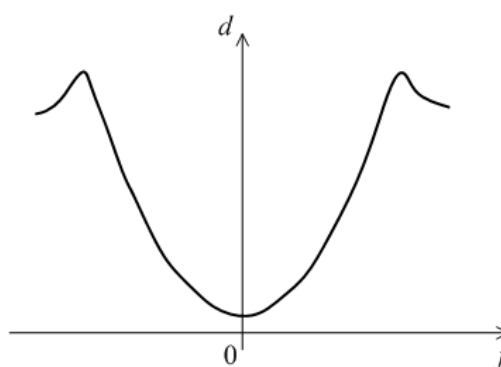


Рис. 3.51. Частотная избирательность каскада УПЧ с пьезофильтром

Зависимость избирательности d каскада с пьезофильтром дана на [рис. 3.51](#). Однако рабочая частота каскада ([рис. 3.50](#)) не превышает 1 МГц, при этом такие схемы дешевле в изготовлении.

3.3.3. Коэффициент передачи и избирательные свойства УПЧ с LC-фильтрами

Рассмотрим n -каскадный УПЧ с одиночными настроенными контурами. Коэффициент передачи можно определить по формуле

$$K_0(n) = \left(\frac{\partial_1 \partial_2 |Y_{21}|}{G_y} \right)^n = \left(\frac{\partial_1 \partial_2 |Y_{21}|}{\omega C_y \delta_y} \right)^n,$$

где n – число каскадов.

Характеристика избирательности $d = \left(\sqrt{1 + \xi^2} \right)^n$, где $\xi \approx \frac{2\Delta f_\delta}{f_0 \delta_y}$.

Тогда

$$d = \left(\sqrt{1 + \left(\frac{2f_\delta}{f_0 \delta_y} \right)^2} \right)^n.$$

На границе полосы пропускания $\Delta f_{p0,7} = \frac{\ddot{I}_{\dot{y}}}{2}$, где $\ddot{I}_{\dot{y}}$ – эквивалентная полоса пропускания УПЧ, а $d = \sqrt{2}$.

Заменяв Δf_{δ} его значением и d его значением, получим $\ddot{I}_{\dot{y}}$:

$$\ddot{I}_{\dot{y}} = 2\Delta f_{\delta 0,7} = \delta_{\dot{y}} f_0 \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1} = \ddot{I}_{\dot{y}1} \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}.$$

Коэффициент усиления вычисляется по формуле

$$K = \frac{U_{\text{âû ðóï}} \times k_{\text{ç}}}{U_{\text{âðóï}} \times \sqrt{2} E_{\text{À}} K_{\text{ÀÖ}} K_{\text{ÓÐ×}} K_{\text{Ñì}}},$$

где $E_{\text{À}}$ – чувствительность; $k_{\text{ç}}$ – коэффициент запаса ($k_{\text{ç}} = 1,5-2$); $K_{\text{ВЦ}}$, $K_{\text{УРЧ}}$, $K_{\text{СМ}}$ – коэффициенты усиления ВЦ, УРЧ и СМ соответственно.

Коэффициент прямоугольности такого УПЧ равен

$$k_{\ddot{I}_{\dot{y}}d}(n) = \frac{\ddot{I}_{\dot{y}d}}{\ddot{I}_{\dot{y}0,7}} = \left(\frac{\sqrt[n]{d^2 - 1}}{\sqrt[n]{2} - 1} \right)^{\frac{1}{2}}.$$

При увеличении числа каскадов $n \rightarrow \infty$ коэффициент прямоугольности падает, крутизна скатов растет.

При изменении n от 1 до ∞ коэффициент прямоугольности принимает следующие значения:

$$k_{\text{П10}} = 10-2,6;$$

$$k_{\text{П100}} = 100-3,6;$$

$$k_{\text{П1000}} = 1000-4,5.$$

Это максимально достижимые цифры коэффициента прямоугольности для данного типа УПЧ.

Фазовая характеристика УПЧ $\varphi(n) = -n \arctg \xi_1$, где ξ_1 – обобщенная расстройка одиночного каскада.

Итак, можно сделать вывод, что с ростом числа каскадов $\ddot{I}_{\dot{y}}$ падает. При $n \rightarrow \infty$ $\ddot{I}_{\dot{y}} \rightarrow 0$. Поэтому при увеличении числа каскадов УПЧ необходимо уменьшать добротность контура каждого из каскадов, т.е. имеется оптимальное значение n , дальнейшее увеличение которого недопустимо:

$$K_0(n) = \left(\frac{p_1 p_2 |Y_{21}|}{G_{\dot{y}}} \right)^n = \left(\frac{p_1 p_2 |Y_{21}|}{2\pi C_{\dot{y}} f_0 \delta_{\dot{y}}} \right)^n,$$

$$\ddot{I}_{\dot{y}1} = f_0 \delta_{\dot{y}}, \quad \ddot{I}_{\dot{y}} = \ddot{I}_{\dot{y}1} \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}.$$

Тогда полоса пропускания одного контура

$$\ddot{I}_{\dot{y}1} = \frac{\ddot{I}_{\dot{y}}}{\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}}, \quad K_0(n) = \left(\frac{p_1 p_2 |Y_{21}|}{2\pi C_{\dot{y}} \ddot{I}_{\dot{y}}} \right)^n \left(\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1} \right)^n,$$

$$K_{1\dot{y}} = \left(\frac{p_1 p_2 |Y_{21}|}{2\pi C_{\dot{y}} \dot{I}_{\dot{y}}} \right)^n,$$

где $K_{1\dot{y}}$ – коэффициент передачи одного каскада при условии, что его полоса пропускания была равна полосе всего УПЧ.

Отсюда

$$K_0(n) = K_{1\dot{y}}^n \left(\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1} \right)^n.$$

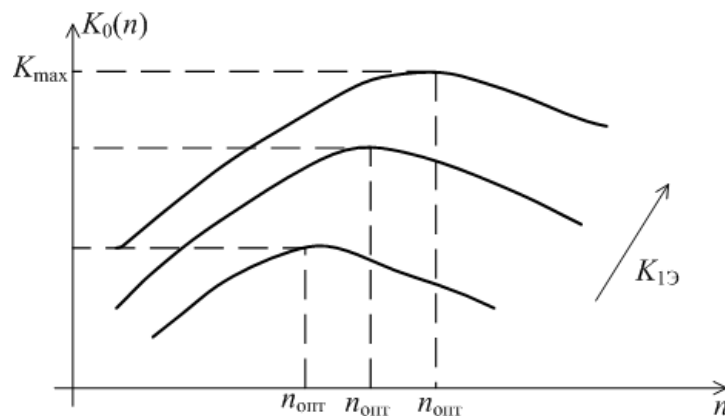


Рис. 3.52. Зависимость коэффициента передачи УПЧ от числа каскадов

На [рис. 3.52](#) отражена зависимость $K_0(n)$ от числа каскадов n . Из рисунка следует, что с ростом $K_{1\dot{y}}$ значение $n_{\text{опт}}$ растет и соответствует K_{max} .

Часто реализовать требуемое усиление при требуемой полосе невозможно, т.к. выполняется условие

$$K_0 \dot{I}_{\dot{y}} \approx \text{const}.$$

УПЧ с одиночными настроенными контурами просты в настройке, но имеют небольшие коэффициенты прямоугольности. В них невозможно получение заданного коэффициента усиления при широкой полосе.

3.3.4. Искажения в УПЧ

В УПЧ, как и в УРС, могут возникать как линейные, так и нелинейные искажения. В УПЧ линейные искажения имеют свои особенности.

Существует два вида линейных искажений УПЧ:

1. Линейные искажения при точной настройке проявляются в изменении глубины модуляции m и сдвиге фазы огибающей входного сигнала на величину $\varphi(\omega_0 + \Omega)$ ([рис. 3.53](#)).

2. Линейные искажения при неточной настройке (расстройке) (рис. 3.54).

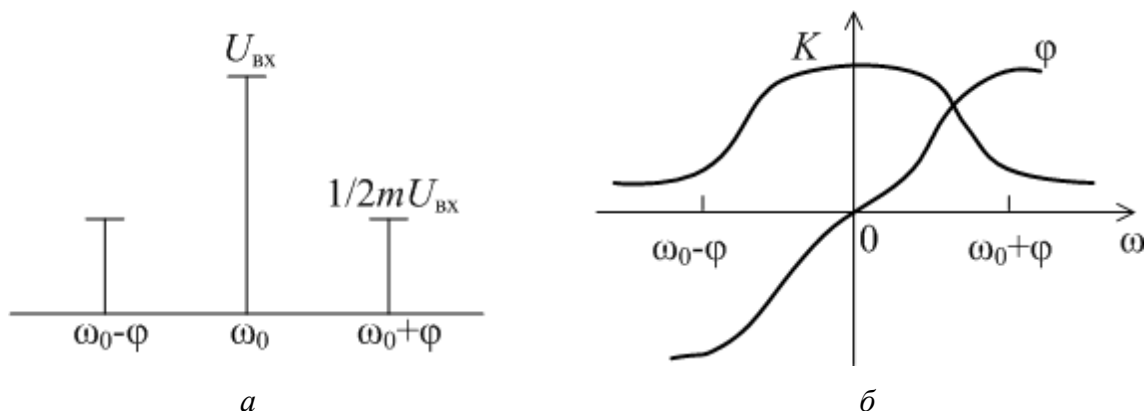


Рис. 3.53. Спектральные составляющие модулированного сигнала (а), АЧХ и ФЧХ (б)

В аналитической форме этот процесс можно записать так:

$$U_{\hat{a}\hat{o}} = U_m (1 + m \cos(\Omega t + \varphi)) \cos \omega_0 t,$$

$$U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} = U_m k(\omega_0) \left\{ 1 + \frac{mk(\omega_0 + \Omega)}{k(\omega_0)} \cos(\Omega t + \varphi + \varphi(\omega_0 + \Omega)) \right\} \cos \omega_0 t.$$

Если частотная характеристика усилителя имеет подъем на некоторой частоте, отличающейся от несущей, то возможна перемодуляция входного сигнала из-за подчеркивания амплитуд боковых составляющих.

В результате возникает эффект перемодуляции (рис. 3.55).

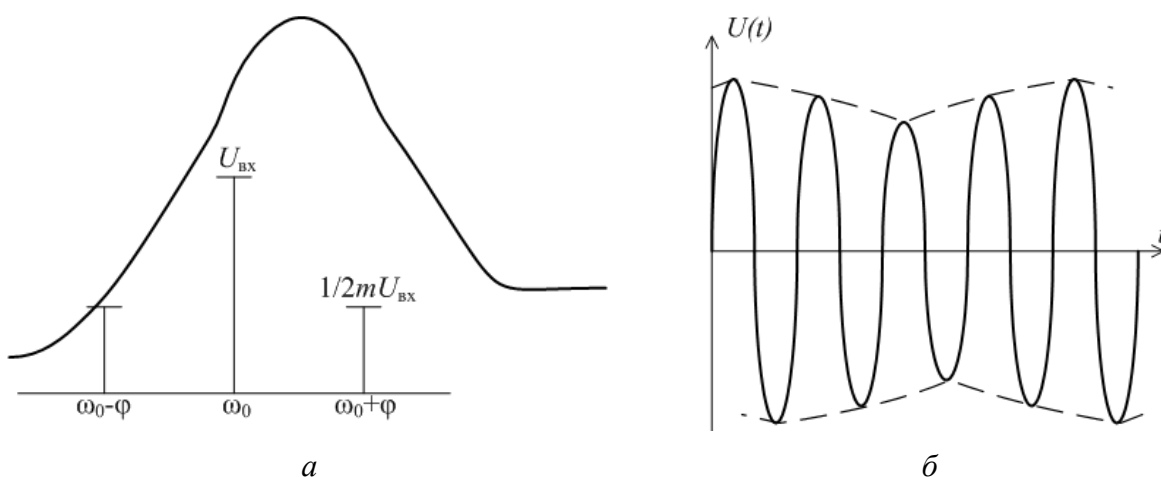


Рис. 3.54. АЧХ и спектр сигнала (а), вид искаженного сигнала (б)

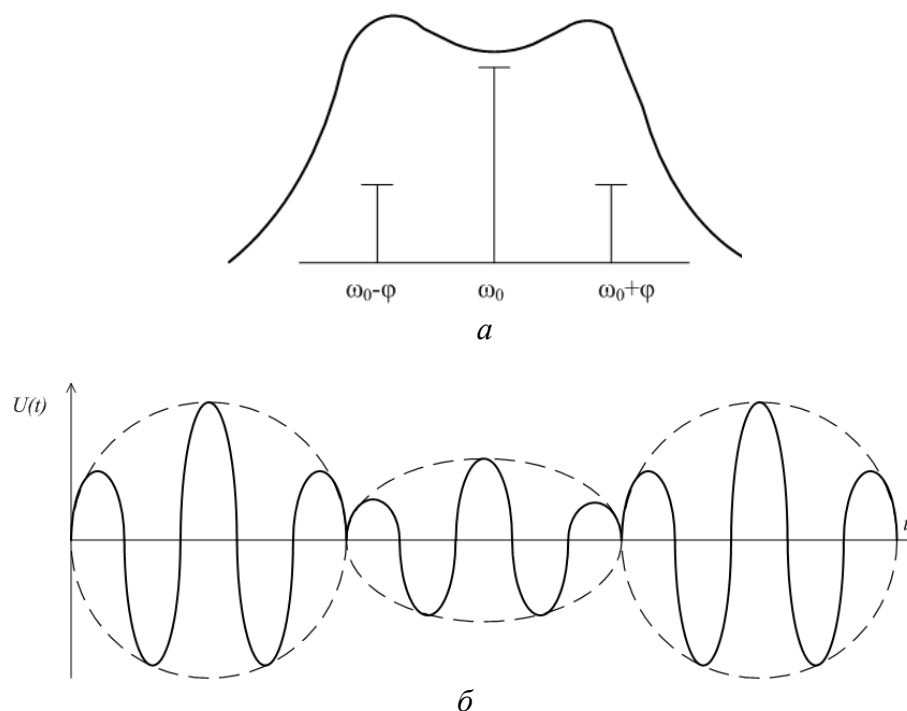


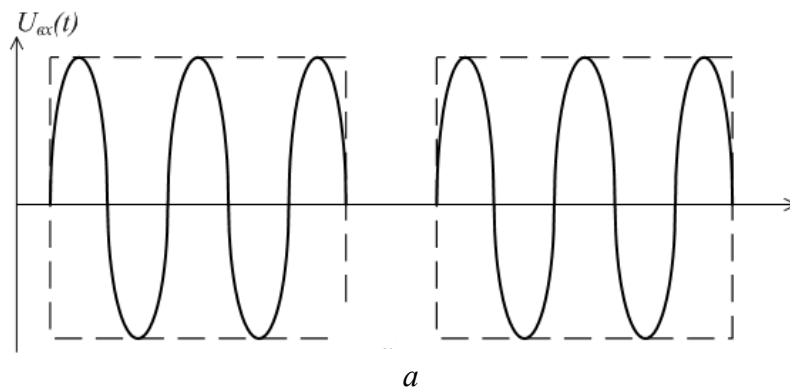
Рис. 3.55. АЧХ и спектр сигнала (а), вид сигнала при перемодуляции (б)

Нелинейные искажения сигналов в УПЧ аналогичны искажениям сигналов в УРС.

3.3.5. Переходные процессы в УПЧ

При резких изменениях параметров входного сигнала на характер выходного напряжения существенное влияние оказывают переходные процессы (ПП). Эти процессы нестационарные и являются следствием инерционных свойств цепей, обусловленных наличием реактивных элементов.

Особенно важен учет ПП в приеме импульсных сигналов, т.к. в этих случаях форма сигналов практически определяется нестационарными процессами (рис. 3.56).



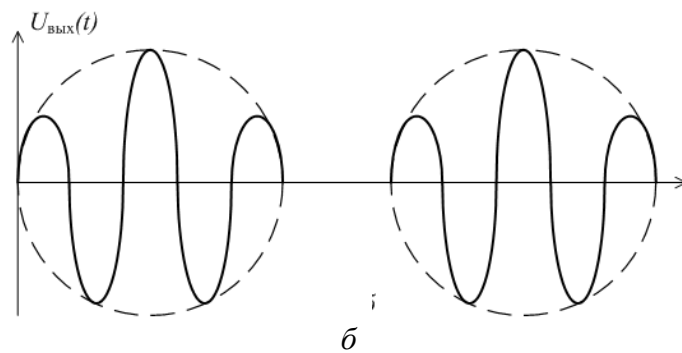


Рис. 3.56. Импульсный сигнал на входе УПЧ (а) и на выходе (б) при наличии ПП

Для исследований ПП в линейном избирательном четырехполюснике можно использовать любой из классических методов:

- решение дифференциальных уравнений цепи;
- гармонический анализ;
- операционный метод.

Однако при этом возникают значительные математические трудности. В то же время на практике влияние ПП на ВЧ-заполнение не существенно. Важно влияние на огибающую сигнала. Для оценки влияния переходных процессов достаточно знать только переходную характеристику по амплитуде сигнала.

Переходной характеристикой амплитуды $B(t)$ называется нормированная кривая, определяющая огибающее напряжение на выходе усилителя при подаче на его вход гармонического напряжения с частотой, равной частоте настройки усилителя (рис. 3.57). На рисунке Θ обозначает выброс, который представляет собой относительное превышение первого максимума амплитуды над её установившимся значением, а t_y – время установления, в течение которого амплитуда меняется от 0,1 до 0,9 от установившегося значения.

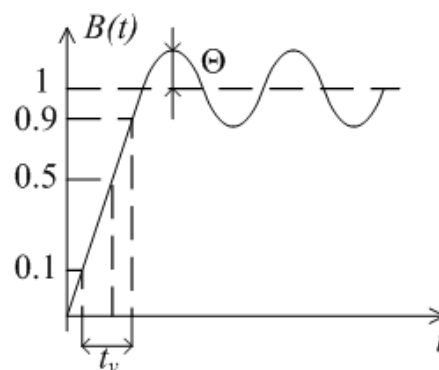


Рис. 3.57. Переходная характеристика по амплитуде УПЧ

Если интересоваться только переходной характеристикой по амплитуде для огибающей сигнала, то существует упрощенный анализ по методу НЧ-эквивалентов.

НЧ-эквивалентом линейной резонансной системы называют такую схему апериодической цепи, в которой точно воспроизводится огибающая

входного и выходного радиосигнала (РС), действующего в резонансной системе.

Переходные процессы в n -каскадном резонансном усилителе с одиночными настроенными контурами

С помощью метода НЧ-эквивалента рассмотрим ПП в n -каскадном УПЧ с одиночными настроенными контурами. В этом случае ПП описывается выражением

$$B(t) = 1 - e^{-at} \sum_{i=0}^{n-1} \frac{(at)^i}{i!}.$$

Здесь $a = \left(\frac{2}{\delta_y \omega_0} \right)^{-1}$, где δ_y – эквивалентное затухание контура; n – число каскадов.

Пусть $n = 1$, тогда $B(t) = 1 - e^{-at}$ (рис. 3.58). Как следует из рисунка, общая длительность ПП увеличивается при увеличении n при постоянных остальных параметрах. Это объясняется сужением полосы пропускания и увеличением инерционности.

Физический смысл переходных процессов заключается в следующем. В начале в контуре возникают ударные колебания с $f = f_i$ и $\omega = \omega_i$. Начальная амплитуда равняется амплитуде входного сигнала (рис. 3.59). В дальнейшем амплитуда собственных колебаний затухает по экспоненте, а амплитуда сигнала на выходе растет по тому же закону.

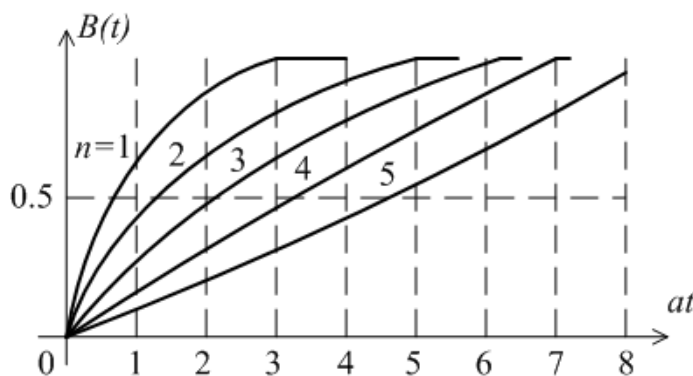


Рис. 3.58. Зависимость длительности ПП от числа каскадов в УПЧ

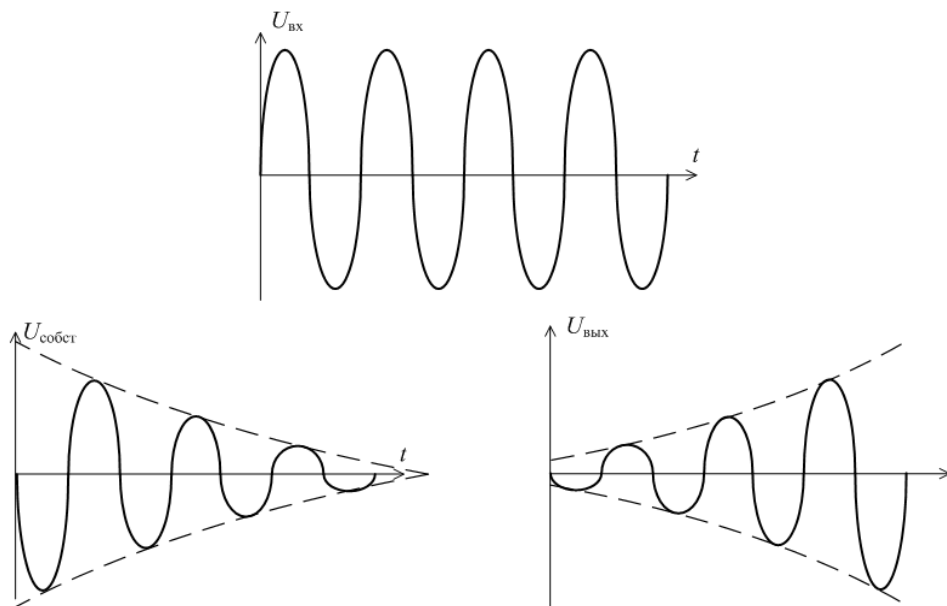


Рис. 3.59. Вид сигнала на входе и выходе n -каскадного УПЧ с одиночными настроенными контурами

В резонансном усилителе, независимо от числа каскадов, с достаточной точностью выполняется соотношение

$$t_y \cdot \Delta f_{0,7} \approx 0,7,$$

или

$$t_y = 0,7 / \Delta f_{0,7},$$

где $\Delta f_{0,7}$ – результирующая полоса всего усилителя по уровню 0,7.

Групповое время задержки t_z , при котором амплитуда равна 0,5 от установившегося значения, зависит от числа каскадов и определяется крутизной ФЧХ:

$$t_z \approx \left| \frac{d}{d\omega} \left[-\arctg \frac{2(\omega - \omega_0)}{\delta_y \omega_0} \right] \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{2n}{\delta_y \omega_0} = \frac{n}{a}.$$

Следовательно, время задержки прямо пропорционально числу каскадов в УПЧ.

3.4. Малошумящие усилители диапазона СВЧ

3.4.1. Определение, назначение, параметры, классификация малошумящих усилителей

Основное назначение малошумящих усилителей диапазона СВЧ (МШУ) заключается в обеспечении минимального коэффициента шума при достаточном усилении, чтобы шумами последующих трактов можно было пренебречь.

Основными параметрами МШУ являются:

- 1) коэффициент шума N или $T_{ш}$ (в диапазоне СВЧ чаще пользуются шумовой температурой $T_{ш}$);
- 2) коэффициент усиления по мощности k_p ;
- 3) ослабление побочных каналов приема $d_{зк}, d_{пк}$;
- 4) отношение $\Pi_{МШУ}/f_{ср}$ – широкополосность МШУ;
- 5) динамический диапазон (характеризуется мощностью насыщения P). $P_{насыщ}$ – это такая мощность входного сигнала, при которой амплитудная характеристика становится нелинейной;
- 6) устойчивость работы;
- 7) масса и габариты.

По принципу усиления сигналов МШУ подразделяются следующим образом:

- 1) на усилители на невзаимных трехполюсных УП (биполярные транзисторы, полевые транзисторы), отличительная особенность которых – прохождение сигналов в одном направлении (вход–выход);
- 2) усилители на двухполюсных электронных приборах с параметрическим управлением;
- 3) усилители на двухполюсных электрических приборах с отрицательной проводимостью;
- 4) усилители с использованием внутримолекулярной энергии вещества (квантовые усилители);
- 5) усилители с использованием ламп бегущей волны (ЛБВ);
- 6) регенеративные усилители (с параметрическим управлением – используют эффект регенерации);
- 7) квантовые усилители с охлаждением (имеют сложную конструкцию).

Квантовые и регенеративные усилители по способу включения делятся на усилители проходного типа и усилители отражательного типа.

В усилителях проходного типа используют однонаправленные ферритовые вентили B , включенные по схеме, представленной на [рис. 3.60](#).

В усилителях отражательного типа используют вентили B , включенные по схеме, изображенной на [рис. 3.61](#).

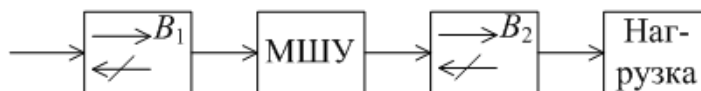


Рис. 3.60. Усилители проходного типа



Рис. 3.61. Усилители отражательного типа

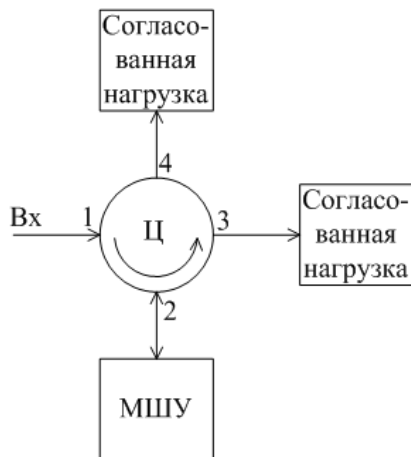


Рис. 3.62. Включение четырехплечного циркулятора и МШУ

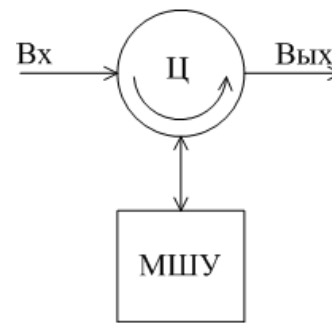


Рис. 3.63. Использование трехплечного циркулятора

Четырехплечный циркулятор показан на [рис. 3.62](#). Его особенность заключается в распределении энергии только в одном направлении.

Пример трехплечного циркулятора дан на [рис. 3.63](#).

Усилители на ЛБВ применяются в приемниках с широким динамическим диапазоном (например, в приемниках радиолокационных станций).

3.4.2. Особенности транзисторных СВЧ-усилителей

При построении МШУ в СВЧ-диапазоне используют как полевые, так и биполярные транзисторы.

На частоте больше 5 ГГц полевые транзисторы имеют лучшие параметры, чем биполярные транзисторы.

Преимуществами полевого транзистора (с барьером Шоттки) являются малый коэффициент обратной передачи, меньшие нелинейные искажения, меньшая чувствительность входных и выходных параметров к изменению температуры окружающей среды, меньший коэффициент шума.

В схеме с общим истоком коэффициент передачи, как правило, больше, чем в схеме с общим затвором.

Структурная схема транзисторного СВЧ усилителя представлена на [рис. 3.64](#).

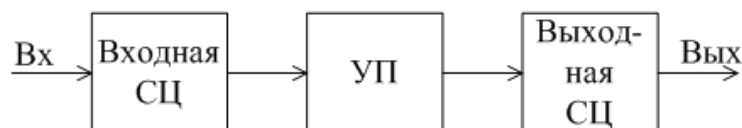


Рис. 3.64. Структура транзисторного МШУ СВЧ-диапазона

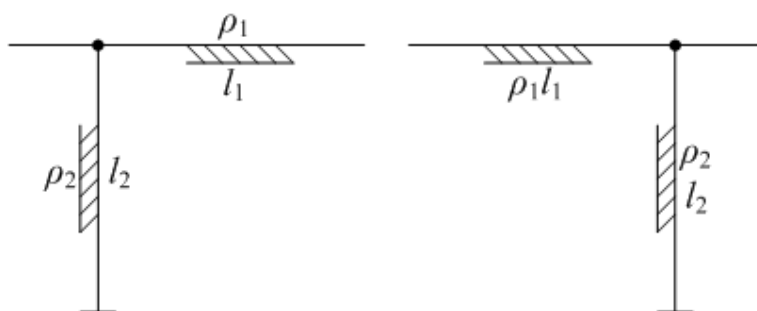


Рис. 3.65. Два типа Г-образных структур согласующих цепей

В качестве согласующей цепи (СЦ) используют Г-образные структуры (рис. 3.65). На рисунке ρ – волновое сопротивление; l – длина согласующих отрезков.

Пример каскада МШУ с цепями согласования показан на рис. 3.66. На рисунке даны следующие параметры схемы: $f_{\text{раб}} = 1\text{--}7$ ГГц, $N = 2,5$ дБ на $f = 3,6$ ГГц, $k_p = 7$ дБ.

Коэффициент согласования выбирают так, чтобы был достигнут компромисс между коэффициентом передачи и коэффициентом шума. Для устранения противоречия используют балансные усилители (рис. 3.67).

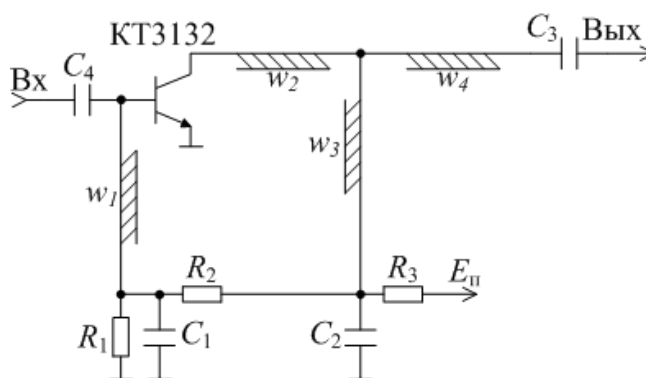


Рис. 3.66. Каскад МШУ

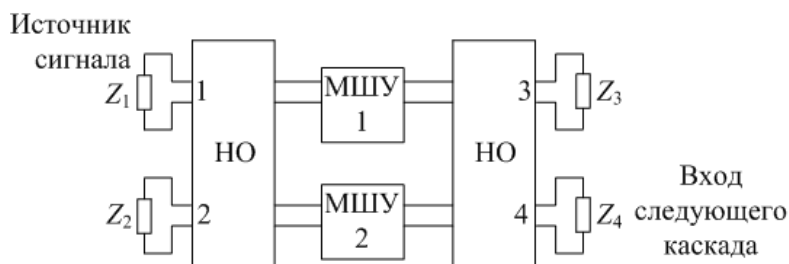


Рис. 3.67. Структурная схема балансного МШУ

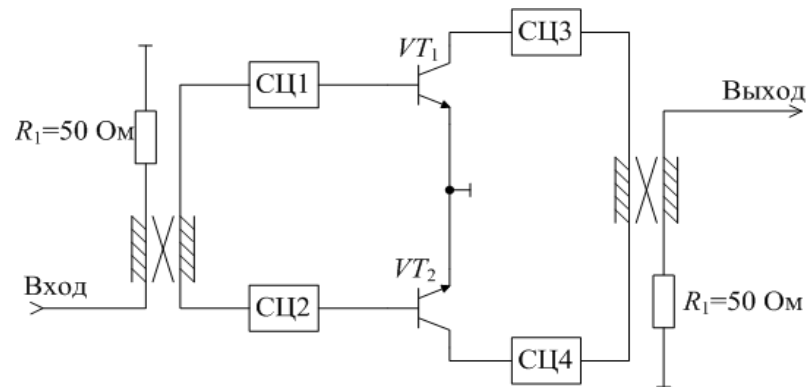


Рис. 3.68. Схема транзисторного МШУ по балансной схеме

Нагрузки Z_2 и Z_3 выбирают так, чтобы обеспечить минимум коэффициента шума. Главное условие для выбора нагрузки – обеспечение идентичности плеч. Пример схемы транзисторного МШУ по балансной схеме показан на [рис. 3.68](#).

Можно отметить следующие преимущества балансных МШУ:

- 1) независимость согласования по КСВН и коэффициенту шума;
- 2) более высокую линейность характеристики;
- 3) большой динамический диапазон;
- 4) малый КСВН входа и выхода

К достоинствам также относятся простота, высокая надежность, малый коэффициент шума, возможность миниатюризации с использованием ИС.

3.4.3. Усилители на туннельных диодах

Как известно, туннельные диоды – это приборы с «отрицательным сопротивлением». Усиление сигналов в усилителях на туннельных диодах (УТД) также достигается за счет вносимого отрицательного сопротивления. Величина отрицательного сопротивления достигает нескольких десятков Ом. На [рис. 3.69](#) приведена вольтамперная характеристика туннельного диода.

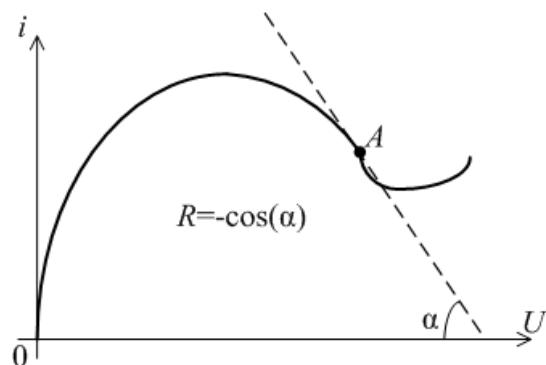


Рис. 3.69. Зависимость тока от напряжения для туннельного диода

К достоинствам УТД можно отнести:

- отсутствие необходимости (в отличие от параметрических усилителей) в непрерывной накачке;

- безинерционность;
- малый уровень потребления энергии;
- возможность реализации в гибридно-интегральном использовании;
- большой срок службы.

Обычно УТД используют в диапазоне до 20 ГГц, где они могут иметь коэффициент усиления до 20 дБ.

УТД отражательного типа более широко применяются на практике, чем УТД проходного типа, так как они обладают большей устойчивостью при одном и том же коэффициенте усиления и имеют более широкую полосу пропускания. Однако в ряде случаев УТД проходного типа может оказываться предпочтительнее, особенно в многокаскадном МШУ.

Схема включения туннельного диода показана на [рис. 3.70](#), где $R_{\text{нп}}$ – сопротивление нагрузки поглощения.

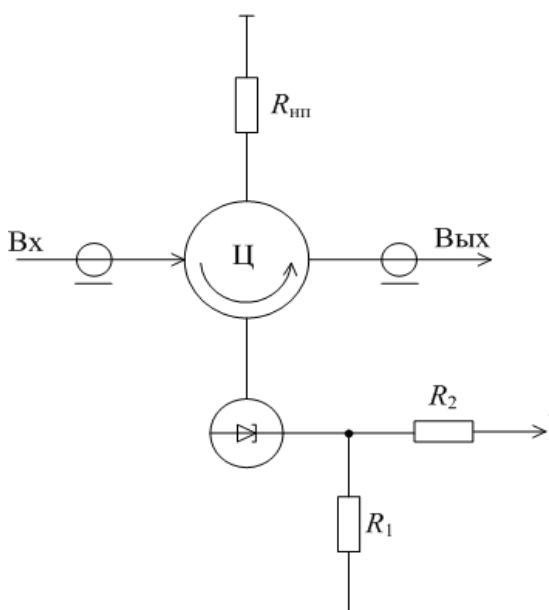


Рис. 3.70. Схема УТД

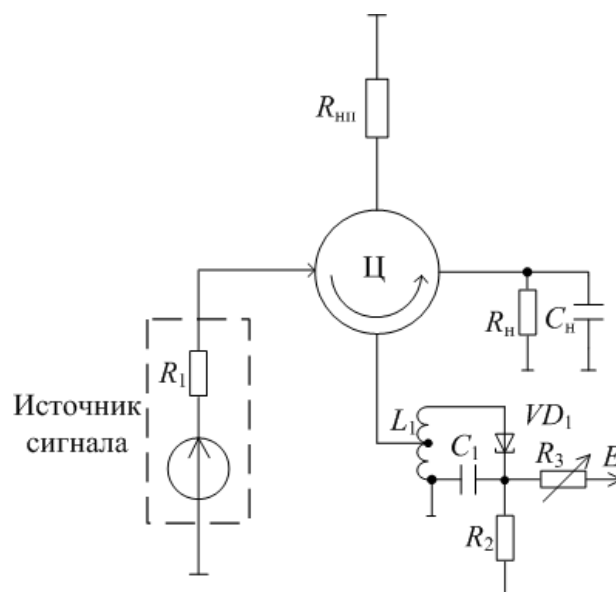


Рис. 3.71. Принципиальная схема УТД

Упрощенная принципиальная схема МШУ (УТД) изображена на [рис. 3.71](#), где $R_{\text{н}}$, $C_{\text{н}}$ – входные параметры следующего каскада. С помощью смещения E выбирается рабочая точка туннельного диода VD_1 .

3.4.4. Параметрические усилители

Параметрические усилители (ПУ) – это усилители, в которых усиление происходит на основе реактивных элементов с переменными параметрами.

Управление параметрами реактивного элемента осуществляет генератор напряжения накачки. В качестве управляющих элементов используют емкости (замкнутый p - n -переход полупроводникового диода), реже – управляющие индуктивности (ферриты). Для ферритовых ПУ требуются мощные генераторы накачки, поэтому они применяются реже.

ПУ также могут быть проходного и отражательного типа.

В зависимости от соотношения частот ($f_c, f_n, f_{\text{вых}}$) ПУ могут быть построены с сохранением частоты ($f_{\text{вых}} = f_c$) и с преобразованием частоты ($f_{\text{вых}} \neq f_c$), в том числе с преобразованием частоты вверх ($f_+ = f_c + f_n$) и с преобразованием частоты вниз ($f_- = f_c - f_n$).

При преобразовании вверх система оказывается нерегенеративной и коэффициент усиления $k_p = f_+/f_c$.

Такие ПУ называются стабильными повышающими преобразователями. Их применение ограничено невозможностью получения в диапазоне СВЧ большого k_p .

При преобразовании вниз система регенеративна и может обеспечить сколько угодно большое усиление, но при этом в зависимости от соотношения f_c и f_n резонансы могут быть либо в одной колебательной системе ($f_c \approx f_n$), либо в нескольких.

В зависимости от этого усилители называются, соответственно, одноконтурными или двухконтурными.

Для одноконтурных ПУ $f_c \approx f_n$ и $f_n \approx 2f_c$.

Коэффициент усиления и коэффициент шума зависят от параметров колебания частоты накачки f_n (от соотношения фаз между напряжением накачки и напряжением сигнала).

Максимальный k_p и минимальный N обеспечиваются в синхронном режиме, т.е. когда $f_n = 2f_c$. Для избавления от этой зависимости последовательно с контуром, настроенным на частоту сигнала, включают холостой контур, настроенный на одну из гармоник (f_n), и получается двухконтурный усилитель.

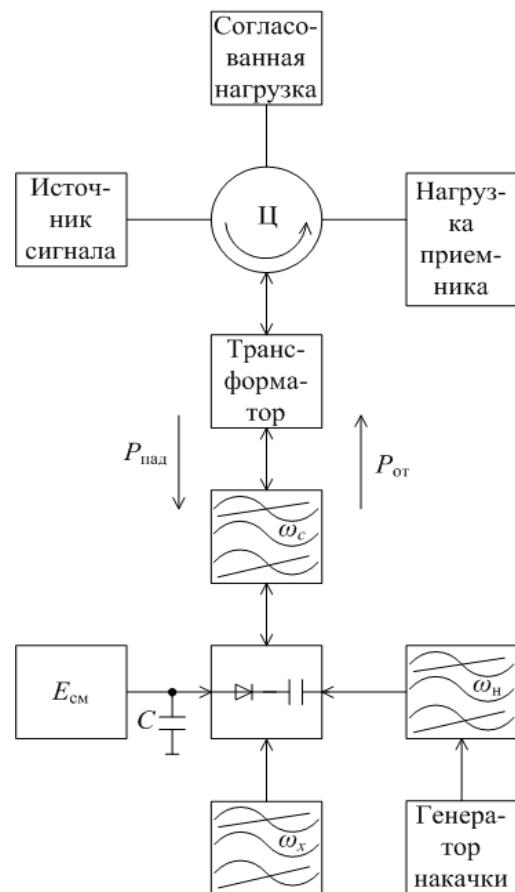


Рис. 3.72. Функциональная схема двухконтурного ПУ

Типовая функциональная схема двухконтурного ПУ представлена на [рис. 3.72](#).

Напряжение сигнала ([рис. 3.72](#)) поступает на ПУ через циркулятор, трансформатор обеспечивает связь сигнального резонатора с входом регулятора. Холостой резонатор настроен на частоту f . Рабочая точка задается $E_{см}$.

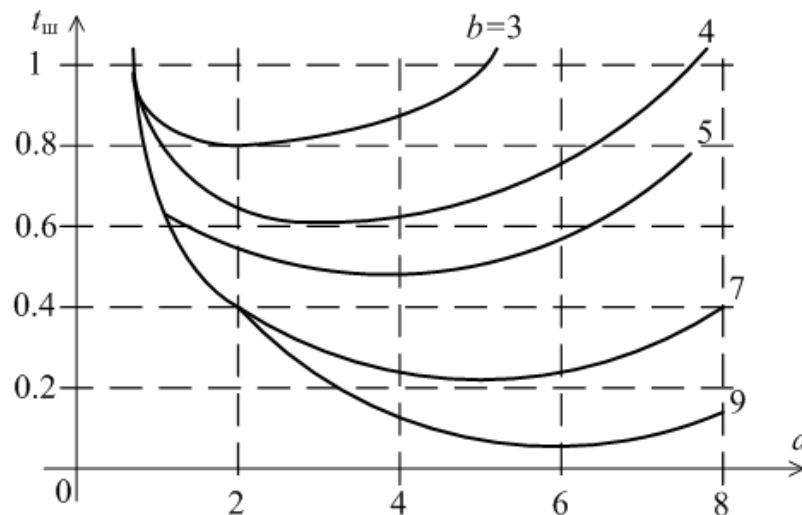
3.4.5. Шумовая температура двухконтурного отражательного ПУ

Шумовая температура $T_{ш}$ зависит от соотношения f_c и $f_{ш}$, а также от температуры T_y , при которой находится усилитель.

Относительная шумовая температура $t_{\sigma} = \frac{\dot{O}_{\sigma}}{\dot{O}_0}$. Зависит она от соотношения f_c, f и $f_{кр}$. Введем параметры

$$\dot{a} = \frac{f_c}{f_{н}}, \quad \hat{a} = \frac{f_{\epsilon\delta}}{f_{н}},$$

тогда $t_{\sigma} = \hat{O}(\dot{a}, \hat{a})$.

Рис. 3.73. Зависимость $t_{ш}$ от параметров a и v

Построим зависимость $t_{ш}$ для значений a и v (рис. 3.73). На рисунке видно, что $t_{ш}$ уменьшается с ростом v , т.е. с увеличением критической частоты $f_{кр}$ диода, при этом для каждого v есть свое оптимальное значение a .

3.5. Преобразователи частоты

3.5.1. Определение, назначение, классификация и основные параметры ПЧ

Преобразователь частоты (ПЧ) – это устройство, которое осуществляет процесс линейного переноса спектра радиосигнала из одной области радиочастотного диапазона в другой с сохранением параметров модуляции.

ПЧ включает в себя (рис. 3.74) преобразовательный элемент (ПЭ), гетеродин (Г) и полосовой фильтр.

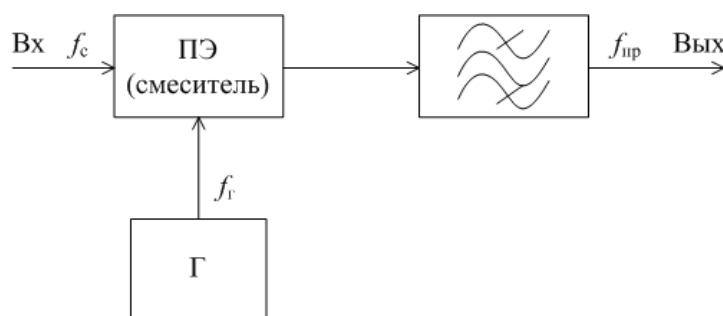


Рис. 3.74. Структурная схема ПЧ

Из-за нелинейности ПЭ в нем образуются гармоники f_c и f_r и их комбинационные составляющие (3.87). Любая из этих комбинационных частот может быть принята в качестве промежуточной и выделена:

$$f_{\dot{e}} = mf_c \pm nf_a. \quad (3.87)$$

В идеальном случае стремятся к созданию режима малого сигнала, когда $U_r \gg U_c$ и $U_r \gg U_{пр}$. Тогда искажения практически отсутствуют и осуществляется линейный перенос спектра.

В этом случае ПЭ по отношению к сигналу ведет себя как линейный (из-за малого $U_{вх}$ работа происходит на линейном участке характеристики) и относится к линейному тракту приемника. По отношению же к гетеродину ПЭ должен быть как можно более нелинейным (так как U_r велико). Это приводит к росту коэффициента преобразования и к отсутствию гармоник сигнала.

Преобразователи частоты классифицируются по следующим признакам:

1. По принципу преобразования: а) с простым преобразованием, т.е. с использованием первых гармоник сигнала и гетеродина; б) со сложным преобразованием, когда используют высшие гармоники гетеродина (мал уровень гетеродина).

2. По характеру проводимости ПЭ: а) на ПЭ с активной проводимостью (диоды, транзисторы); б) с реактивной проводимостью (нелинейные емкости, параметрические диоды).

3. По типу элементной базы: а) на диодные ПЭ (кристаллические, туннельные, Шоттки), схемы – одноконтурные (небалансные), двухконтурные (балансные), кольцевые (более широкополосные), двойные балансные (подавляют колебания на $f_{зк}$); б) транзисторные (биполярный транзистор, полевой транзистор, МДП-тетроды), схемы – небалансные (простые, но с плохими параметрами), балансные (более чистый спектр и есть подавление амплитуды шумов гетеродина), на полевом тетроде.

4. По типу элементной базы гетеродина: на транзисторах, диодах Ганна, ЛОВ, ЛБВ, на оптических квантовых генераторах, клистродах, МКС, ЛПД.

Основными параметрами ПЧ являются:

- коэффициент преобразования $K_{i\delta} = \frac{U_{i\delta}}{U_c}$;
- входная проводимость;
- коэффициент шума $N_{пч}$;
- выходная проводимость;
- динамический диапазон по амплитуде;
- уровень вносимых искажений.

3.5.2. Принцип работы и схемы ПЧ в умеренно высоком диапазоне

ПЧ можно рассматривать как перемножитель двух частот, на выходе которого стоит фильтр, настроенный на $f_{пр}$.

Тогда выражения для U_c , U_r и $U_{пр}$ примут вид

$$U_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c),$$

$$U_{\bar{a}} = U_{\bar{a}} \cos(\omega_{\bar{a}} t + \varphi_{\bar{a}}),$$

$$U_{ip} = k_{cx} U_{\bar{a}} U_c \cos(\omega_{ip} t + \varphi_{ip}),$$

где k_{cx} – коэффициент, зависящий от параметров ПЧ.

Рассмотрим 2 возможных варианта работы ПЧ:

1. $\omega_r > \omega_c$ – верхняя настройка гетеродина. Данный вариант использовать предпочтительнее, так как легче бороться с зеркальным каналом. Ему соответствует формула

$$\omega_{ip} = \omega_{\bar{a}} - \omega_c, \quad \varphi_{ip} = \varphi_{\bar{a}} - \varphi_c. \quad (3.88)$$

2. $\omega_r < \omega_c$ – нижняя настройка гетеродина. В этом случае ПЧ определяют по формуле

$$\omega_{ip} = \omega_c - \omega_{\bar{a}}, \quad \varphi_{ip} = \varphi_c - \varphi_{\bar{a}}. \quad (3.89)$$

Процесс преобразования частоты в транзисторных ПЧ осуществляется за счет периодического изменения проводимости прямой передачи Y_{21} под воздействием U_r . Кроме того, имеет место периодическое изменение активной и реактивной составляющей проводимости Y_{12} под воздействием U_r .

Структурная схема небалансного смесителя показана на [рис. 3.75](#).

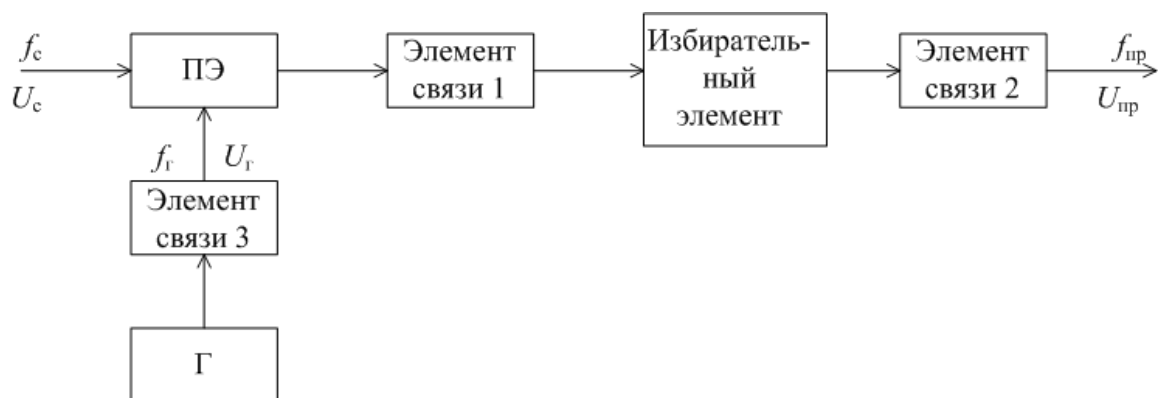


Рис. 3.75. Структурная схема небалансного ПЧ

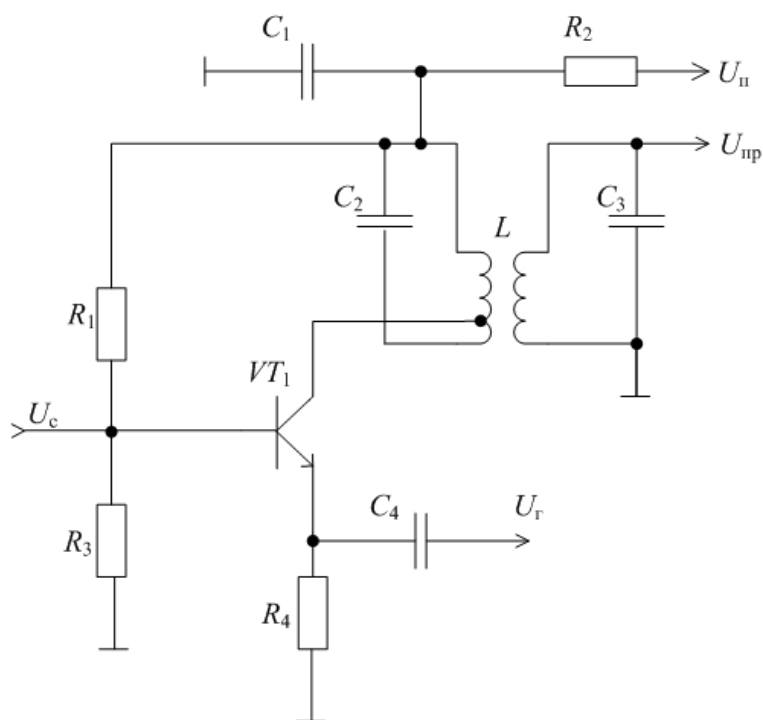


Рис. 3.76. Принципиальная схема небалансного ПЧ

Вариант принципиальной схемы небалансного смесителя с автотрансформаторной связью показан на [рис. 3.76](#).

Более высокую развязку между гетеродином и промежуточной частотой можно обеспечить в дифференциальных схемах ([рис. 3.77](#)).

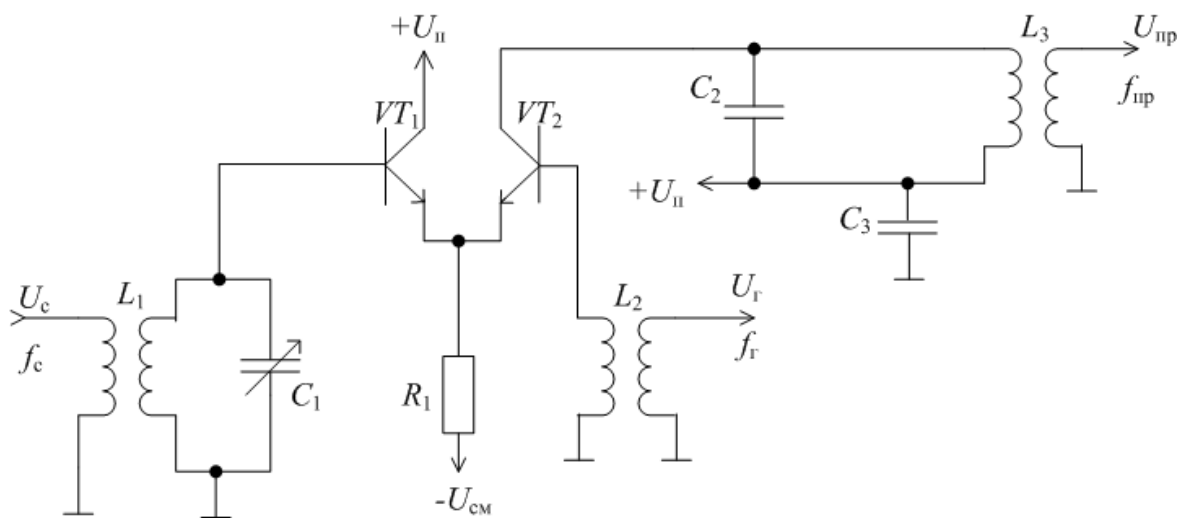


Рис. 3.77. Принципиальная схема ПЧ на дифференциальном каскаде

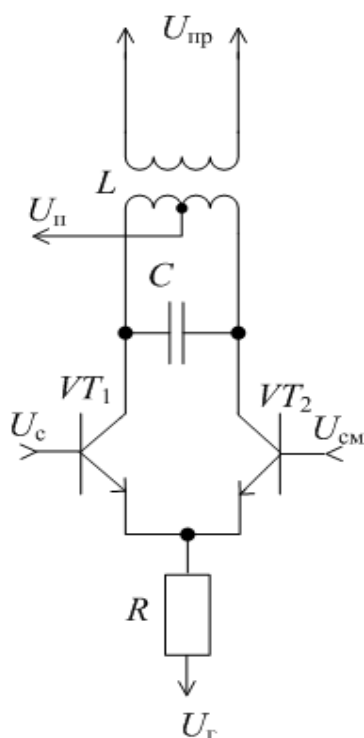


Рис. 3.78. Пример схемы балансного ПЧ на дифференциальном каскаде

Общий принцип действия балансных смесителей состоит в том, что токи гетеродина в нагрузке от одного и другого плеча направлены противофазно и колебания f_r на выходе подавляются очень хорошо, а токи от сигнала синфазно, что удваивает коэффициент передачи. Как правило, схему балансного смесителя на дифференциальном каскаде используют в виде, представленном на [рис. 3.78](#).

Используется и более современный вариант – без LC-контура с применением фильтров на ПАВ или кварцевых фильтрах ([рис. 3.79](#)).

Широкое распространение получили схемы на МДП-тетрадах ([рис. 3.80](#)).

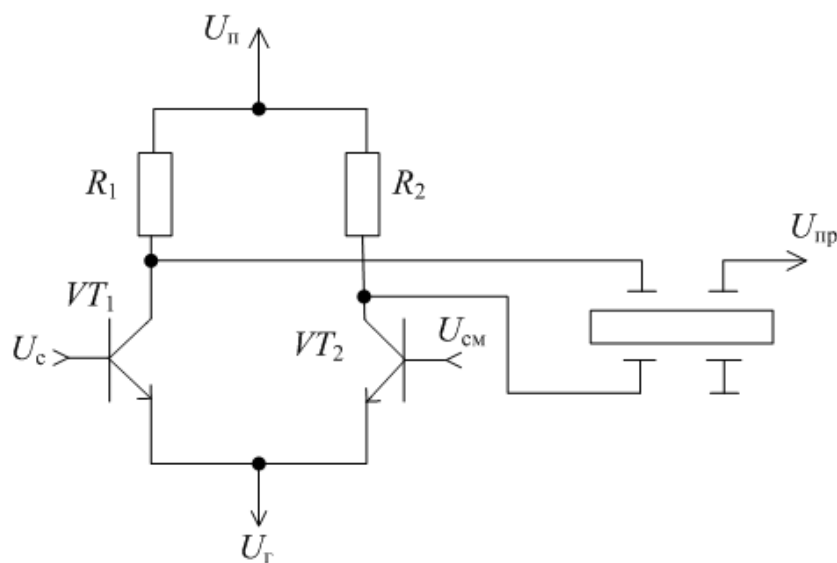


Рис. 3.79. Схема балансного ПЧ на кварцевых фильтрах

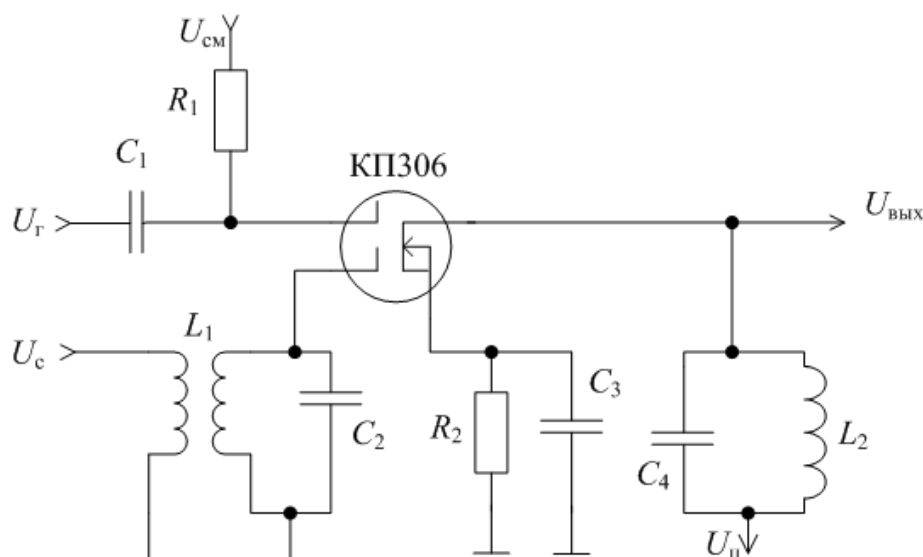


Рис. 3.80. Принципиальная схема ПЧ на МДП-тетроде типа КП 306

Смесители на транзисторах предпочтительней диодных, так как кроме преобразования можно получить усиление сигнала.

Небалансный диодный смеситель изображен на [рис. 3.81](#).

Основными недостатками таких смесителей являются следующие: перенос амплитуды шумов гетеродина на $f_{пр}$, малый динамический диапазон, в спектре на выходе есть составляющие f_c , f_r и их комбинации с кратными частотами.

Балансный диодный смеситель, лишенный этих недостатков, показан на [рис. 3.82](#).

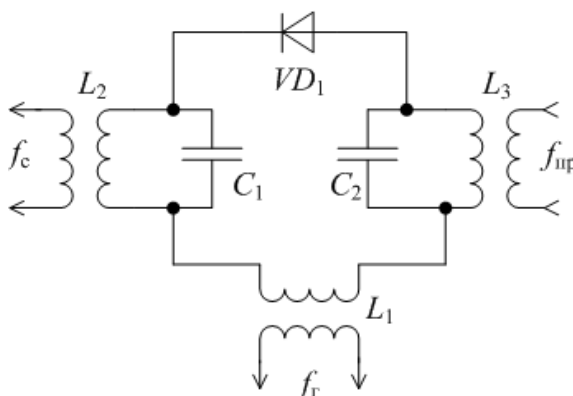


Рис. 3.81. Схема диодного небалансного ПЧ

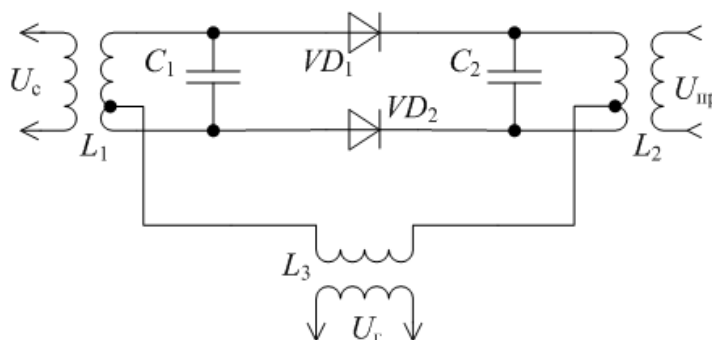


Рис. 3.82. Схема балансного диодного ПЧ

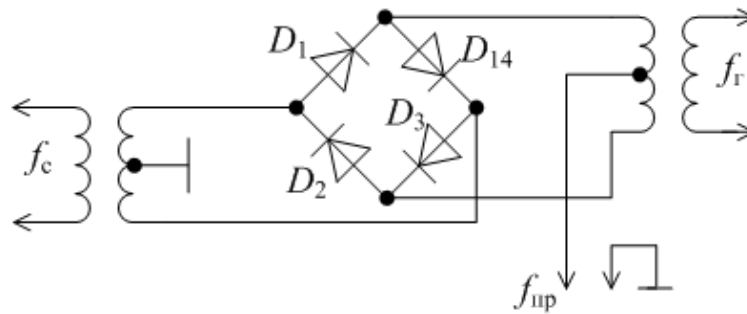


Рис. 3.83. Схема кольцевого диодного балансного ПЧ

К достоинствам можно отнести то, что благодаря фазовому подавлению шумов снижен коэффициент шума, вся мощность гетеродина поступает на диоды, поэтому можно использовать гетеродин меньшей мощности, благодаря подавлению четных гармоник гетеродина становится ниже уровень побочных составляющих в спектре на выходе, а значит, выше помехоустойчивость и больше динамический диапазон по амплитуде.

Кольцевой диодный балансный смеситель представлен на [рис. 3.83](#).

Достоинством кольцевой схемы также является уменьшение числа паразитных каналов приема и отсутствие составляющих с f_c и $f_г$.

Структурная схема ПЧ с подавлением зеркального канала фазовым методом представлена на [рис. 3.84](#).

Подбирая фазовращатели в каналах (в цепях сигнала, гетеродина и промежуточной частоты), можно добиться того, что полезный сигнал на выходе обоих перемножителей окажется в фазе, а сигнал зеркального канала в противофазе. Аналогично подавляются и комбинационные составляющие.

Недостатком такой системы является необходимость иметь очень низкую $f_{пр}$, так как реализовать такие фазовращатели с ростом частоты трудно.

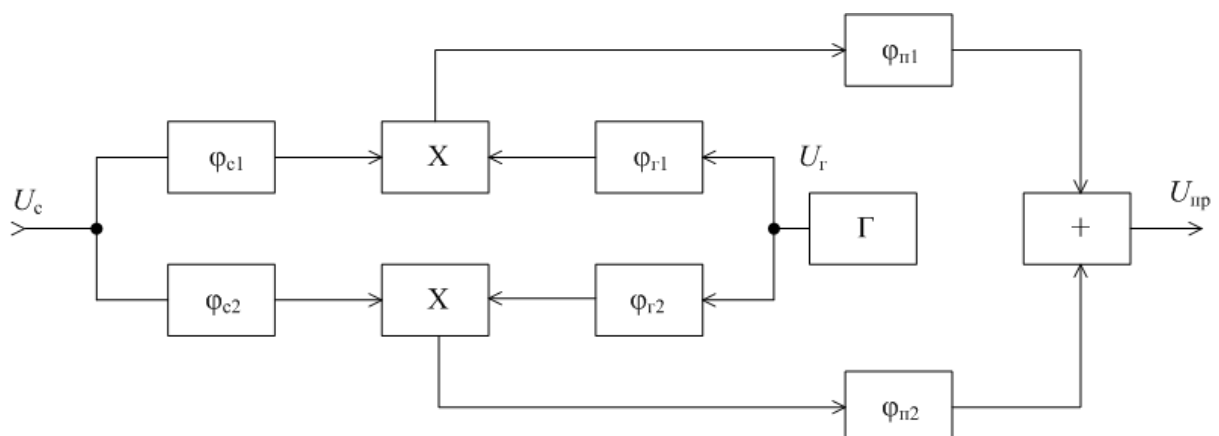


Рис. 3.84. Структурная схема ПЧ с подавлением зеркального канала фазовым методом



Рис. 3.85. Значение допустимого динамического диапазона от элементарной базы, на которой реализован ПЧ

Динамический диапазон ПЧ в зависимости от элементной базы показан на [рис. 3.85](#).

Для понимания принципов построения ПЧ далее рассмотрим некоторые положения теории преобразования.

3.5.3. Прямое и обратное преобразование частоты. Эквивалентная схема ПЧ

При описании работы ПЧ составим схему, отражающую подаваемые на нее сигналы. Как видно, ПЧ представляет собой в общем случае шестиполюсник, представленный на [рис. 3.86](#).

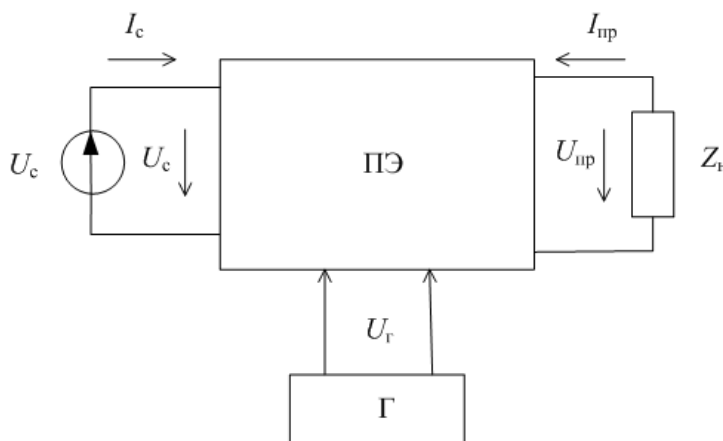


Рис. 3.86. Обобщенная схема включения ПЧ

Если $U_r \gg U_c$ и $U_r \gg U_{пр}$, то данную схему можно заменить схемой эквивалентного четырехполюсника, активные проводимости которой меняются с частотой f_r . Для составления подробной эквивалентной схемы рассмотрим процессы прямого и обратного преобразования частоты.

Определим внутренние параметры ПЧ, т.е. параметры, не зависящие от величин R_n и R_c , как параметры четырехполюсника:

1. Крутизна прямого преобразования $G_{21i} = S_i = \frac{I_{ip}}{U_c} /_{U_{ip}=0}$;
2. Внутренняя выходная проводимость $G_{22i} = \frac{I_{ip}}{U_{ip}} /_{U_c=0}$;
3. Крутизна обратного преобразования $G_{12i} = S_{i\grave{a}\delta} = \frac{I_{\grave{n}}}{U_{ip}} /_{U_{\grave{n}}=0}$;
4. Внутренняя входная проводимость $G_{11i} = \frac{I_{\grave{n}}}{U_c} /_{U_{ip}=0}$.

Тогда, опуская преобразования, получим уравнение прямого преобразования:

$$I_{ip} = G_{21i} U_c + G_{22i} U_{ip}.$$

Аналогичным ему будет уравнение обратного преобразования:

$$I_{\grave{n}} = G_{12i} U_{ip} + G_{11i} U_{\grave{n}}.$$

Для транзисторных ПЧ можно перейти к форме записи этих уравнений через Y -параметры. Тогда уравнение прямого преобразования примет вид

$$I_{ip} = Y_{21i} U_c + Y_{22} U_{ip},$$

а обратного –

$$I_c = Y_{11i} U_c + Y_{12i} U_{ip}.$$

В результате получим эквивалентную схему четырехполюсника, эквивалентного в первом приближении ПЧ ([рис. 3.87](#)).

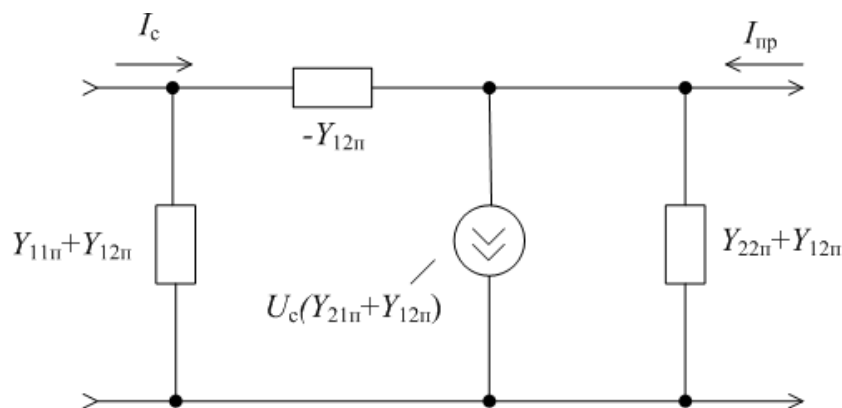


Рис. 3.87. Эквивалентная схема ПЧ

Полученная схема носит формальный характер, так как не учитывает разницу частот входного и выходного сигналов, но очень удобна для анализа.

Так, заменив параметры усиления на параметры преобразования, можно записать, например, выражение для коэффициента передачи ПЧ:

$$k_i = \frac{U_{\grave{a}\delta\grave{i}\delta}}{U_{\grave{a}\delta\grave{n}}} = \frac{p_1 p_2 |Y_{21i}|}{|Y_{i\grave{y}}|}, \quad (3.90)$$

где $Y_{\text{пэ}}$ – эквивалентная проводимость нагрузки.

Проанализируем возможные соотношения между напряжением гетеродина и крутизной ПЭ, т.е. $S_{\text{п}}$ и $U_{\text{г}}$.

Пусть ВАХ (зависимость $I_{\text{п}}$ от $U_{\text{г}}$) ПЭ имеет идеально квадратичный вид, тогда зависимость крутизны прямого преобразования $S_{\text{п}}$ от $U_{\text{г}}$ будет близка к линейной (рис. 3.88).

Амплитуда первой гармоники (рис. 3.88) $S_{m1} = \frac{S_{\text{max}} - S_{\text{min}}}{2}$, а известно,

что крутизна преобразования $S_{\text{г}} = \frac{1}{2} S_{m1}$. Если выбрать $U_{\text{г}}$ так, чтобы

$S_{\text{max}} = S'_{\text{max}}$, а $S_{\text{min}} = 0$, то $S_{\text{г max}} = \frac{S'_{\text{max}}}{4}$. Эти выражения справедливы для линейного участка зависимости $S_{\text{п}}$ от $U_{\text{г}}$.

Отсюда оптимальное значение напряжения $E_{\text{см}}$ находится по середине линейного участка, а $U_{\text{г}}$ должен быть равен величине всего линейного участка.

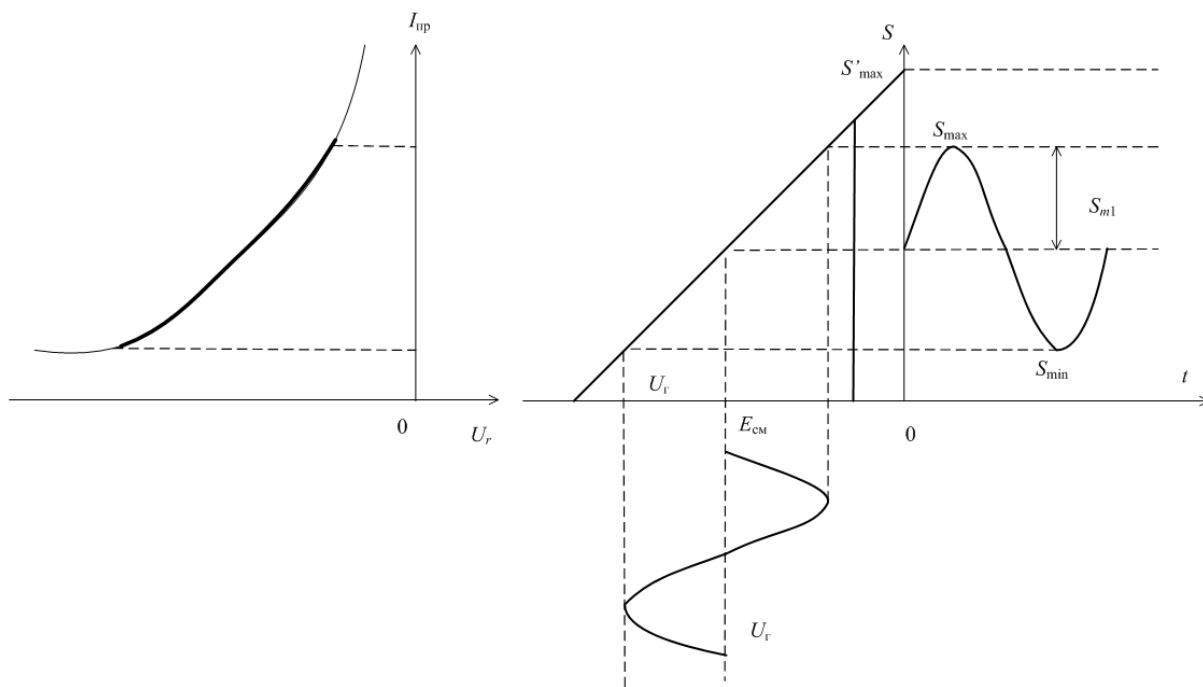


Рис. 3.88. Графики, поясняющие процесс преобразования в ПЧ

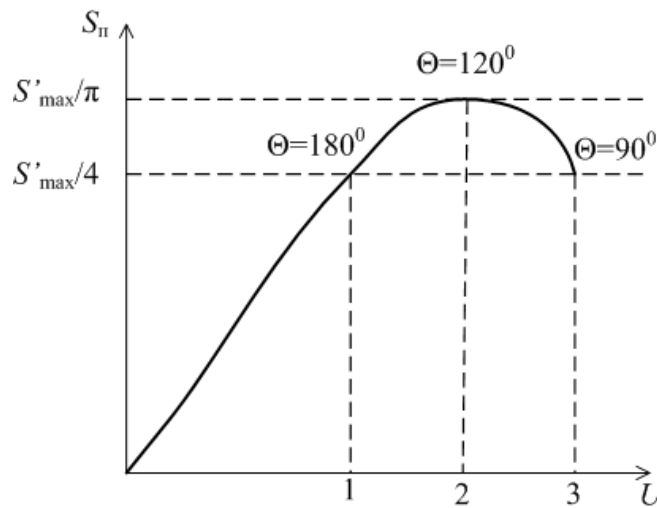


Рис. 3.89. Зависимость крутизны преобразования $S_{\text{п}}$ от напряжения гетеродина $U_{\text{г}}$

В реальности зависимость $S_{\text{п}}$ от $U_{\text{г}}$ имеет вид, который показан на [рис. 3.89](#). На рисунке видно, что, если выйти за пределы линейного участка, то рост крутизны преобразования будет незначителен – до максимального значения при S'_{max}/π , что соответствует углу отсечки $\Theta = 120^\circ$. Дополнительный выигрыш по крутизне $S_{\text{п}}$ не превышает 30 %, но при этом резко возрастает содержание гармоник на выходе, т.е. появляются дополнительные побочные каналы приема, что повышает требования к преселектору. Поэтому желательно работать только на линейном участке.

Работа в точке $\Theta = 120^\circ$ целесообразна только для измерительных приемников, где крутизна преобразования не зависит от $U_{\text{г}}$ гетеродина, а следовательно, не меняется и коэффициент передачи, т.е. высока стабильность характеристик приемника.

3.5.4. Коэффициент преобразования и коэффициент шума ПЧ на транзисторах

Для получения выражения для коэффициента преобразования сравним проводимости транзистора в режиме усиления и режиме преобразования. Приблизительно можно считать, что параметры в режиме преобразования определяются по выражению [\(3.91\)](#). Входные и выходные емкости электронного элемента в режиме усиления и преобразования примерно одинаковы:

$$\begin{aligned} |Y_{21i}| &= (0,4 - 0,8) |Y_{21}|, \\ |Y_{12i}| &= (0,2 - 0,8) |Y_{12}|, \\ G_{11i} &= (0,7 - 0,8) |Y_{11}|, \\ G_{22i} &= (0,6 - 0,8) |Y_{22}|, \end{aligned} \quad (3.91)$$

где Y_{11}, Y_{21} – параметры транзистора в режиме усиления на частоте сигнала; Y_{12}, Y_{22} – параметры транзистора в режиме усиления на промежуточной частоте.

Для транзисторного усилителя $Y_{12} \sim 0$. Отсюда

$$G_{\hat{a}\hat{o},i} = G_{11i}, \quad G_{\hat{a}\hat{u}\hat{o},i} = G_{22i}. \quad (3.92)$$

Следовательно, коэффициенты преобразования можно определить так:

- для преобразователя с одиночным контуром – по формуле

$$k_i = \frac{p_1 p_2 |Y_{21i}|}{G_{y_i}}; \quad (3.93)$$

- для ПЧ со связанными контурами – по формуле

$$k_i = \frac{\eta p_1 p_2 |Y_{21i}|}{(1 + \eta^2) G_{y_i}}; \quad (3.94)$$

- для ПЧ с ФСС – по формуле

$$k_i = p_1 p_2 |Y_{21i}| \rho k_{\phi}, \quad (3.95)$$

где ρ – характеристическое сопротивление ФСС; k_{ϕ} – коэффициент преобразования ФСС.

Оптимальное значение U_r для транзисторных ПЧ равно 50–200 мВ.

Источниками шума транзисторных ПЧ являются:

- шумы нелинейного элемента, используемого в качестве смесителя;
- шумы во входных и выходных цепях;
- шумы преобразовательного элемента на $f_{зк}$;
- шумы преобразовательного элемента на частоте прямого канала;
- шумы собственно гетеродина.

Поэтому $N_{пч} > N_y$ усилителя, выполненных на одном и том же транзисторе.

Механизм воздействия на $N_{пч}$ шумов преобразовательного элемента на частотах побочных каналов приема показан на [рис. 3.90](#).

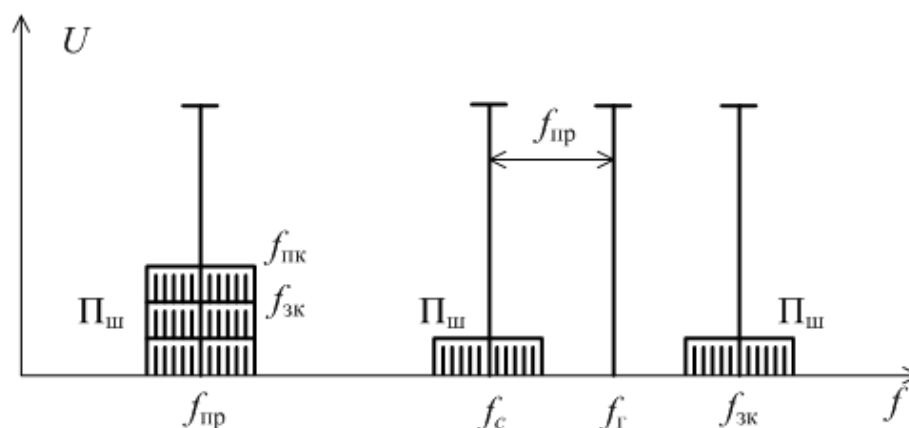


Рис. 3.90. Спектрограмма ПЧ и механизм воздействия шумов на итоговый коэффициент шума ПЧ

Механизм воздействия шумов гетеродина на $N_{\text{ПЧ}}$ обусловлен следующими факторами:

- колебаниями из-за источника питания;
- гармониками гетеродина, отстоящими от f_{Γ} на $f_{\text{пр}}$ и имеющими паразитную фазовую и амплитудную модуляцию, в основном преобразующимися в $f_{\text{пр}}$ и создающими дополнительный источник шума, особенно если крутизна обратного преобразования велика.

Коэффициент шума преобразователя можно определить как

$$N_{\text{ПЧ}} = N_{\text{y}} \frac{|Y_{21}|}{|Y_{21\Gamma}|} \approx (1,4 - 2,5) N_{\text{y}}. \quad (3.96)$$

Так как известно, что $N_{\text{y}} \approx 2N$ транзистора, то $N_{\text{ПЧ}} \approx 4N$ транзистора.

3.5.5. Искажения сигналов в ПЧ

Дополнительные каналы приема

Рассмотрим искажения сигнала, присущие только ПЧ. Так, если U_c мало, то гармоники сигнала не образуются, а образуются только гармоники гетеродина. Тогда частотная характеристика на выходе ПЧ имеет вид, показанный на [рис. 3.91](#) (если не приняты меры к подавлению ненужных частот). Частоты находятся по формуле

$$f_{\text{сr}} = n f_{\text{a}} \pm f_{\text{пр}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

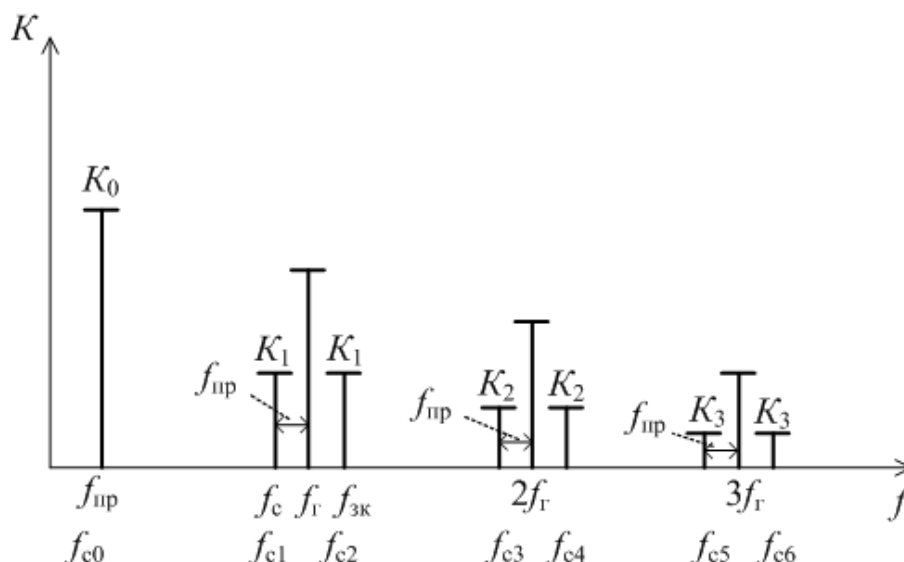


Рис. 3.91. Частотная характеристика на выходе ПЧ в случае малого уровня входного сигнала

Коэффициент передачи канала прямого прохождения вычисляется по формуле

$$K_0 = \frac{G_{21(0)}}{G_i + G_{22(0)}}$$

(при условии $p_1 = p_2 = 1$, а потери $g = 0$). Следовательно, это максимальный K_0 . Определяется он постоянной составляющей крутизны в рабочей точке. $G_{22(0)}$ – постоянная составляющая выходной проводимости.

Для подавления помехи по прямому каналу используют фильтр-пробку на этой частоте. Поскольку помеха постоянна, то применяют балансную схему по сигналу или разносят частоты ($f_{пр} \ll f_c$).

По аналогии определяют коэффициент передачи на 1-й гармонике:

$$K_1 = \frac{1}{2} \frac{G_{21(1)}}{G_i + G_{22(0)}},$$

где $G_{21(1)}$ – проводимость по 1-й гармонике преобразовательного элемента. Это зеркальный канал (ЗК). Для подавления ЗК необходимо увеличивать $f_{пр}$, усложнять преселектор.

Аналогично вычисляют коэффициент передачи на 2-й гармонике:

$$K_2 = \frac{1}{2} \frac{G_{21(2)}}{G_i + G_{22(0)}}.$$

С увеличением номера гармоники коэффициент передачи падает. В балансных схемах четные гармоники отсутствуют.

Если U_c велико, то образуются гармоники и по гетеродину и по сигналу. Тогда побочные каналы определяются по формуле

$$f_{\tilde{n}\tilde{e}} = \frac{1}{m} (nf_{\tilde{a}} \pm f_{i\tilde{\delta}}); \quad (3.97)$$

Особенно опасен полужеркальный канал при $n = m = 2$, который определяется по формуле

$$f_{i\tilde{c}\tilde{e}} = f_{\tilde{a}} \pm \frac{f_{i\tilde{\delta}}}{2}. \quad (3.98)$$

Чтобы уменьшить вероятность появления полужеркального канала надо снижать усиление в преселекторе и соблюдать условие, что U_c мало.

Комбинационные и интерференционные искажения при супергетеродинном приеме

Комбинационные искажения, или «свисты», возникают из комбинаций частот, близких как к гетеродину, так и к сигналу. В результате, появляется частота, близкая к $f_{пр}$, которая попадает в полосу. Например:

$$f_{ip} = f_{\tilde{a}} - f_c = 500 \text{ êÃö},$$

$$\begin{aligned} f_c &= 1001 \text{ кГц}, \\ f_a &= 1501 \text{ кГц}. \end{aligned} \quad (3.99)$$

Если колебание, которое попадает в полосу, отличается от $f_{\text{пр}}$ на 1 кГц (с частотой 501 кГц), то при этом будут слышны комбинационные свисты.

Эту помеху нельзя подавить повышением избирательности, так как до ПЧ её нет – это сам сигнал. Борьба с помехами заключается в грамотном выборе частотообразования (см. специальные таблицы).

Интерференционные искажения, или «свисты» возникают из-за биеений частот двух мешающих станций. Например:

$$\begin{aligned} f_e &= 2f_n - f_a = 2002 - 1501 = 501 \text{ кГц}, \\ F_{\text{свист}} &= f_{\text{свист}1} - f_{\text{свист}2} = (f_a - f_{\text{свист}1}) - (f_a - f_{\text{свист}2}) = f_{\text{свист}2} - f_{\text{свист}1}. \end{aligned} \quad (3.100)$$

Главной особенностью таких искажений является то, что частота свиста не зависит от частоты настройки приемника. Борьба с ними заключается в сужении полосы преселектора и более крутых скатах его АЧХ.

Выбор величины промежуточной частоты

При выборе значения промежуточной частоты должен быть соблюден компромисс между различными факторами, так как промежуточная частота влияет на все каскады приемника.

Правила выбора промежуточной частоты заключаются в следующем:

1. $f_{\text{пр}}$ должна быть вне диапазона рабочих частот приемника, а также не должна быть близкой к частоте мощных близких радиостанций.

2. $f_{\text{пр}}$ должна быть большой, чтобы обеспечить заданное ослабление ЗК. Это требование к нижнему пределу $f_{\text{пр}}$.

3. $f_{\text{пр}}$ должна быть мала, чтобы обеспечить необходимую полосу пропускания УПЧ и требуемое ослабление соседнего канала. На малой $f_{\text{пр}}$ также проще получить устойчивый коэффициент усиления – это требование к верхнему пределу $f_{\text{пр}}$.

4. Для обеспечения необходимой фильтрации $f_{\text{пр}}$ на выходе детектора необходимо соблюдать условие

$$f_{\text{свист}} \geq (5 - 10) F_{\text{мод макс}}, \quad (3.101)$$

где $F_{\text{мод макс}}$ – максимальная модулирующая частота. Это условие особенно важно для импульсных приемников.

5. Для приемников импульсных сигналов (для неискаженной передачи фронта сигнала) необходимо соблюдать условие

$$f_{\text{свист}} \geq \frac{10 - 20}{\tau_{\text{свист}}}, \quad (3.102)$$

где $\tau_{\text{свист}}$ – длительность импульса сигнала.

6. $f_{\text{пр}}$ должна совпадать с серийно выпускаемыми фильтрами.

Часто эти требования являются взаимно исключаящими. Тогда приходится перестраивать преселектор или применять многократное преобразование (двойное–тройное) частоты.

Если ПЧ с двойным преобразованием (рис. 3.92), то $f_{\text{пр}1}$ должна быть большой, чтобы подавить $f_{\text{зк}}$, а $f_{\text{пр}2}$ – достаточно малой, чтобы обеспечить необходимую полосу УПЧ и требуемое подавление соседнего канала. Недостатком двойного преобразования является появление ЗК второго преобразования, частота которого отстоит от сигнала на $2f_{\text{пр}2}$, т.е. при этом расстройка мала, преселектор не в состоянии подавить помеху с такой частотой, поэтому задача подавления лежит на фильтре УПЧ1.

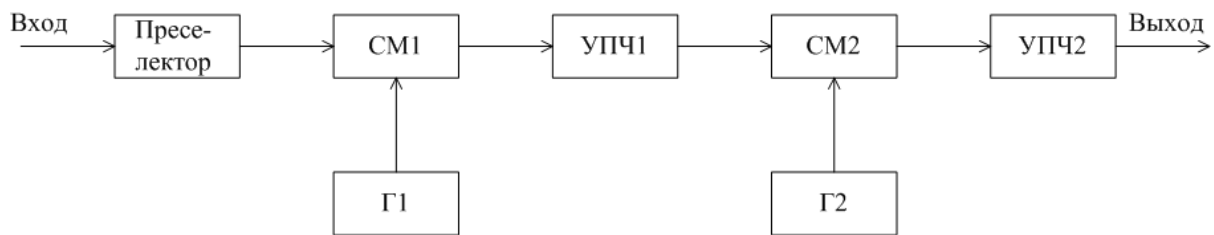


Рис. 3.92. Схема преселектора и ПЧ с двойным преобразованием

Другой способ борьбы с побочными каналами – это применение инфрадинного приемника. При этом $f_{\text{пр}} \geq 2f_{\text{с max}}$. Тогда для $n \geq 2$ все побочные каналы приема лежат за пределами рабочего диапазона. В этом случае преселектор – это непереключаемый ФНЧ.

Недостаток инфрадинного приемника заключается в том, что в широкой полосе ФНЧ может оказаться большая суммарная мощность помехи, приводящая к перегрузке УРС и возникновению нелинейных эффектов. То есть инфрадинные приемники должны иметь УРС с большим динамическим диапазоном.

Особенности гетеродинов ПЧ

К специфическим требованиям к гетеродинам ПЧ относятся следующие:

1. Гетеродин должен обеспечивать необходимый уровень напряжения или мощности колебаний, чтобы получить требуемый $K_{\text{пр}}$.
2. Гетеродин должен обеспечивать постоянство этого уровня при воздействии дестабилизирующих факторов.
3. Гетеродин должен обеспечивать требуемую стабильность $f_{\text{г}}$ при воздействии дестабилизирующих факторов.
4. Гетеродин должен обеспечивать требуемую форму колебаний – чаще всего это моногармоническая форма (с минимальным содержанием гармоник). Иногда в СВЧ диапазоне делают меандр, так как ПЧ работает в ключевом режиме, но это резко повышает требования к преселектору.
5. Гетеродин должен иметь малый уровень собственных шумов.

6. Гетеродин должен обеспечивать заданный коэффициент перекрытия по диапазону, чтобы выполнять требования 1–5 во всем рабочем диапазоне.

7. Гетеродин должен обеспечивать устойчивость работы.

3.5.6. Особенности верхнего и нижнего преобразования и коэффициенты перекрытия по диапазону

Рассмотрим особенности верхнего и нижнего преобразования в ПЧ. Частотная характеристика при верхнем (B) и нижнем (H) преобразованиях показана на [рис. 3.93](#).

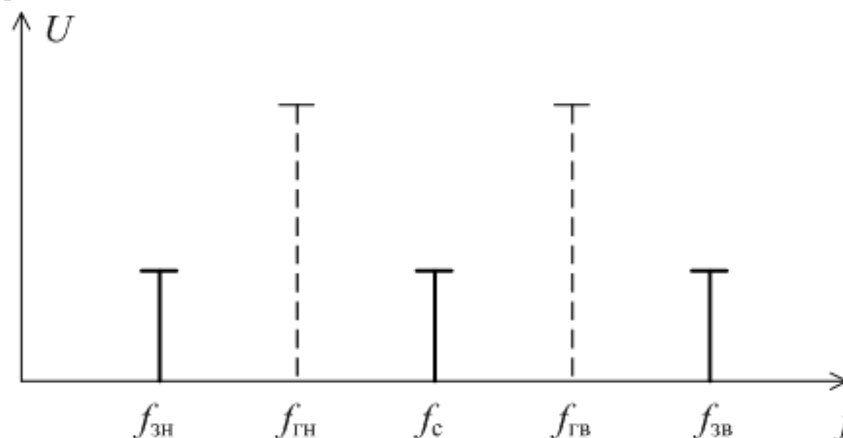


Рис. 3.93. Частотная характеристика при верхнем и нижнем преобразовании в ПЧ

Нижнее преобразование по большинству параметров предпочтительнее верхнего, так как f_g на $2f_{пч}$ меньше, чем при верхнем. Так как верхний скат АЧХ преселектора более пологий, то обеспечивается несколько большее подавление ЗК (5-6 дБ). Спектр сигнала при нижнем преобразовании не инвертируется.

При верхнем преобразовании достигается более легкое обеспечение сопряжения настройки преселектора и гетеродина, так как для этого требуется меньший коэффициент перекрытия по диапазону.

Если коэффициенты перекрытия по диапазону по сигналу и по гетеродину, соответственно, равны

$$k_{i.\bar{a}\bar{n}} = \frac{f_{c\max}}{f_{c\min}}, \quad k_{i.\bar{a}\bar{a}} = \frac{f_{\bar{a}\max}}{f_{\bar{a}\min}}, \quad (3.103)$$

то при верхней настройке ($f_{\bar{a}} > f_c$)

$$k_{i.\bar{a}\bar{a}} = \frac{f_{c\max} + f_{i\delta}}{f_{c\min} + f_{i\delta}} = k_{i.\bar{a}\bar{n}} \left(\frac{1 + \frac{f_{i\delta}}{f_{c\max}}}{1 + \frac{f_{i\delta}}{f_{c\min}}} \right) < k_{i.\bar{a}\bar{n}},$$

при нижней настройке ($f_{\bar{a}} < f_c$)

$$k_{\bar{a}\bar{a}} = \frac{f_{c\max}}{f_{c\min}} \left(\frac{1 - \frac{f_{\bar{a}}}{f_{c\max}}}{1 - \frac{f_{\bar{a}}}{f_{c\min}}} \right) > k_{\bar{a}\bar{a}}.$$

На практике приемники с плавной настройкой используют верхнюю настройку.

В остальных приемниках чаще применяется нижняя настройка. При этом следует учитывать, что чем больше $k_{\text{п.дс}}$, тем меньше количество диапазонов в приемнике, чем меньше f_{Γ} , тем легче реализовать гетеродин.

3.6. Детекторы амплитудно-модулированных, импульсных и дискретных сигналов

3.6.1. Определение, назначение, классификация и основные параметры амплитудных детекторов

Амплитудный детектор (АД) – это устройство, обеспечивающее преобразование АМ-сигнала в напряжение, изменяющееся по закону амплитудной модуляции. Его место в супергетеродинном приемнике показано на [рис. 3.94](#).

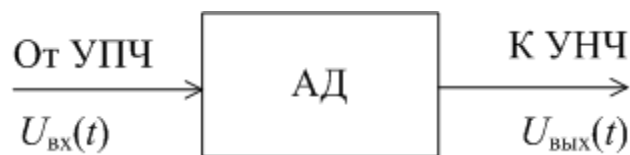


Рис. 3.94. Место АД в супергетеродинном приемнике

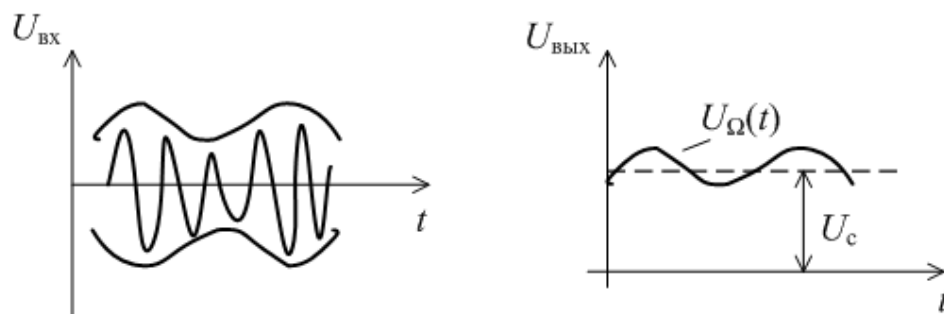


Рис. 3.95. Вид сигналов на входе и выходе АД

На [рис. 3.95](#) отражены сигналы на входе и выходе АД.

АД можно классифицировать по следующим признакам:

1. По назначению: а) – для детектирования сигнала; б) – для системы АРУ (АД используются для формирования управляющего напряжения); в) – для совмещения этих функций.

2. По принципу действия: а) – с использованием нелинейного эффекта (применяют в простых односторонних ограничителях – простота реализации, низкий коэффициент передачи по мощности K_p); б) – корреляционные (используют микросхемы аналоговых перемножителей); в) – синхронные или когерентные (используют микросхемы фазовой автоподстройки); г) – выделяющие огибающую комплексного сигнала (применяют при цифровой обработке, не требуют фильтров, можно детектировать сигнал при любом соотношении между частотами заполнения и огибающей).

3. По типу используемых нелинейных элементов и способу включения нагрузки: а) – диодные – последовательные, параллельные, с удвоением выходного напряжения; б) – транзисторные – коллекторные (стоковые) и эмиттерные (истоковые).

Основными характеристиками АД являются:

1. Детекторная характеристика (зависимость ΔI_0 от $U_{вх}$) – зависимость приращения постоянного (выпрямленного) тока в установившемся режиме от амплитуды вызвавшего это приращение немодулированного сигнала.

2. Коэффициент передачи детектора при работе с модулированным сигналом:

$$K_{\text{д}} = \frac{U_{m\Omega}}{mU_{m0}},$$

где $U_{m\Omega}$ – амплитуда переменного напряжения на выходе; U_{m0} – амплитуда огибающей на входе детектора; m – коэффициент (индекс) амплитудной модуляции; Ω – частота модулирующего колебания.

Сигнал на входе детектора записывается в виде

$$U_{\text{вх}}(t) = U_{m0}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t,$$

где ω – частота несущего колебания.

3. Коэффициент нелинейных искажений, или коэффициент гармоник,

$$k_{\text{н}} = \frac{\sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots}}{U_{\Omega}}.$$

4. Частотная характеристика – зависимость $K_{\text{д}}$ от частоты модуляции.

5. Коэффициент фильтрации

$$k_{\text{ф}} = \frac{U_{\text{вх}}(\omega)}{U_{\text{вх}}(\omega)}.$$

6. Входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{m0}}{I_{m1}}.$$

7. Динамический диапазон амплитуды входного сигнала.

8. Диапазон рабочих частот.

3.6.2. Принципы работы и схемы АД

Принцип работы простого диодного детектора основан на отсечении отрицательной полуволны модулированного сигнала и фильтрации частоты заполнения в ФНЧ.

Структурная схема и график работы АД с использованием нелинейного элемента (диода) приведены на [рис. 3.96](#).

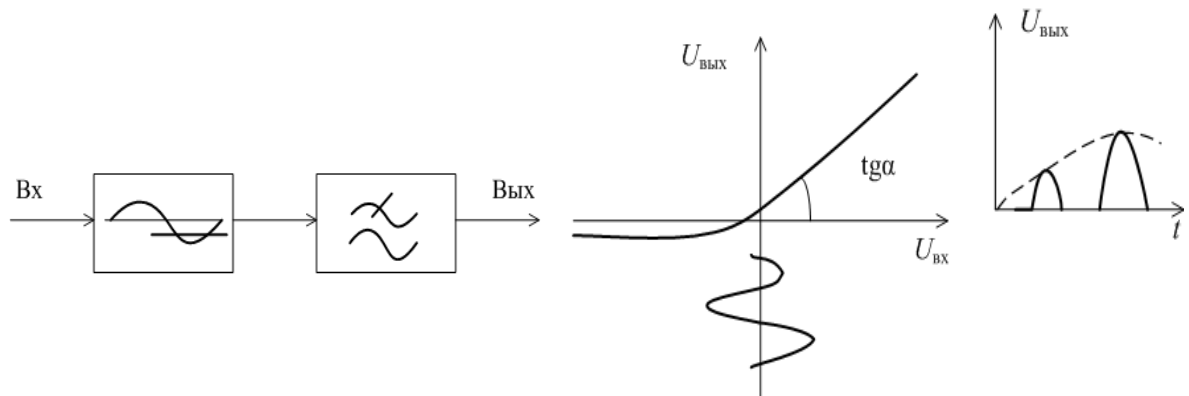


Рис. 3.96. Структурная схема и графики работы простого АД

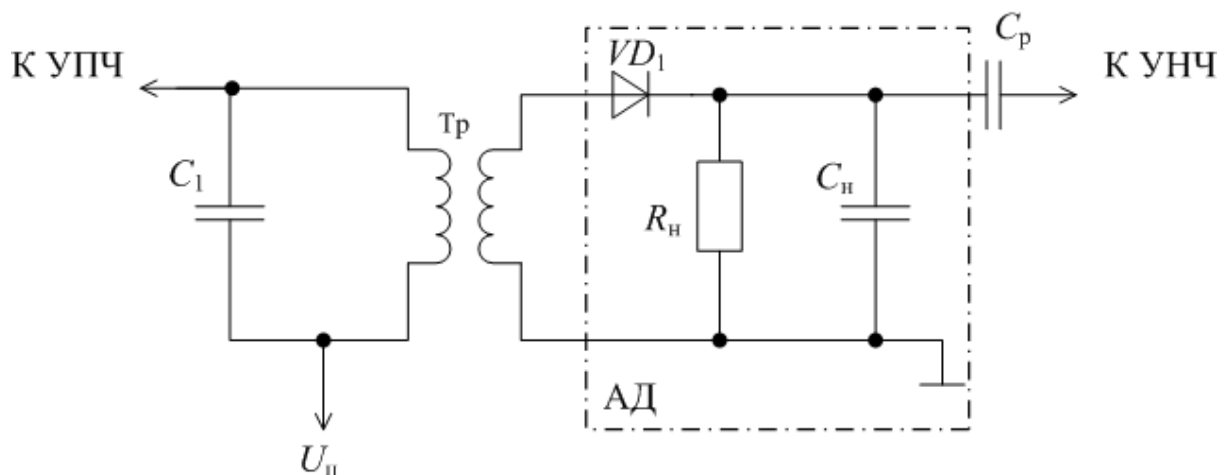


Рис. 3.97. Принципиальная схема последовательного АД

Принципиальная схема простого последовательного диодного детектора представлена на [рис. 3.97](#).

К достоинствам и недостаткам схемы ([рис. 3.97](#)) можно отнести простоту, малый K_p , малый k_T . Здесь питание диода и нагрузка включены последовательно, сопротивление R_n служит для замыкания постоянной составляющей тока, C_n играет роль фильтра ВЧ напряжения и емкости нагрузки, C_p служит для исключения попадания постоянного напряжения на выход детектора. Для нормальной безинерционной работы детектора необходимо выполнение условия

$$\frac{1}{\omega C_1} \ll R_i \ll \frac{1}{\Omega C_1}. \quad (3.104)$$

На [рис. 3.98](#) представлена диаграмма сигнала на выходе детектора,

собранный по схеме, показанной на [рис. 3.97](#).

Принципиальная схема параллельного диодного детектора показана на [рис. 3.99](#).

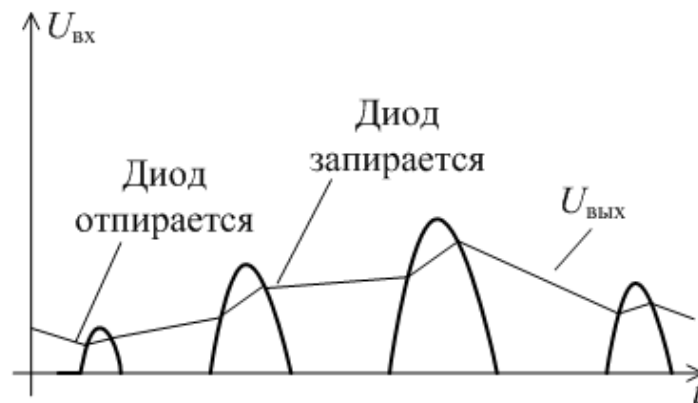


Рис. 3.98. График сигнала на выходе детектора

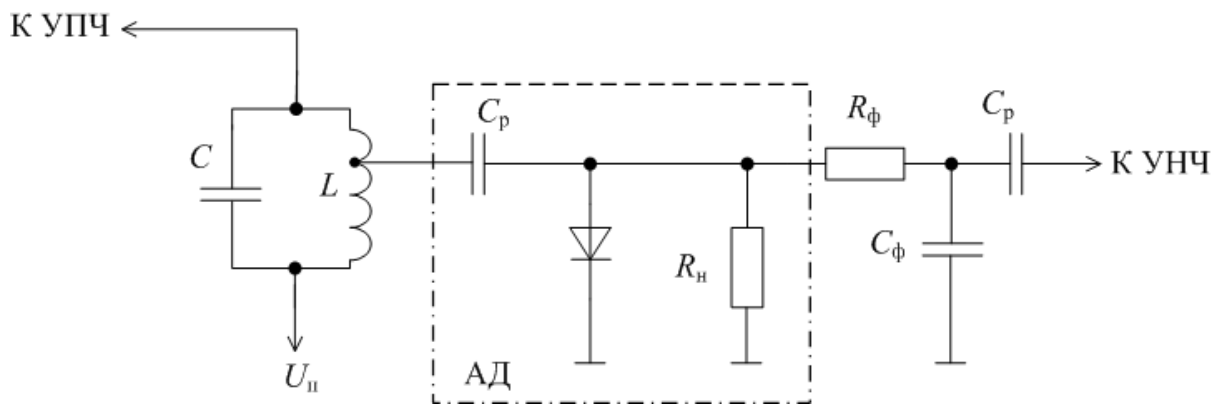


Рис. 3.99. Принципиальная схема параллельного АД

Достоинством данной схемы является то, что такой АД можно подключить к источнику сигнала, находящемуся под напряжением, а недостатком то, что сохраняется низкий K_p . Здесь разделительная емкость C_p служит для отсечки постоянного напряжения, C_ϕ , R_ϕ являются фильтром ВЧ напряжения, R_n предназначено для замыкания постоянной составляющей тока фильтра.

Схема диодного детектора с удвоением напряжения дана на [рис. 3.100](#).

Здесь емкость C_n после прохождения периода сигнала заряжается до напряжения $2U_{вх}$. Коэффициент передачи, следовательно, в два раза больше, чем у предыдущих АД.

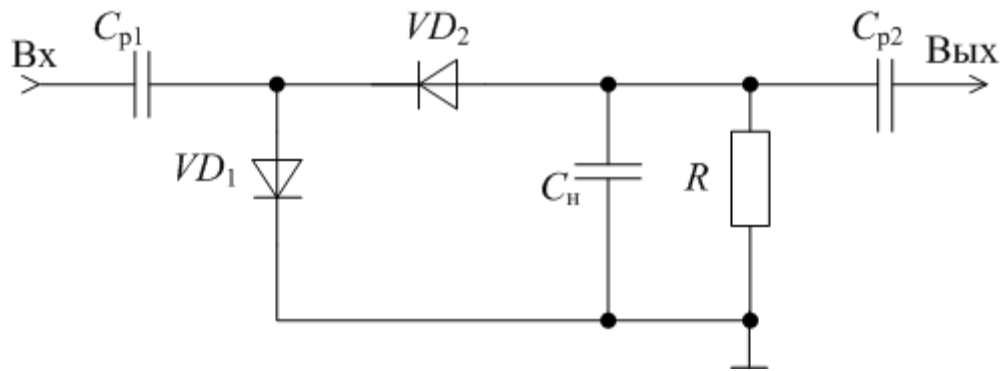


Рис. 3.100. Принципиальная схема детектора с удвоением напряжения

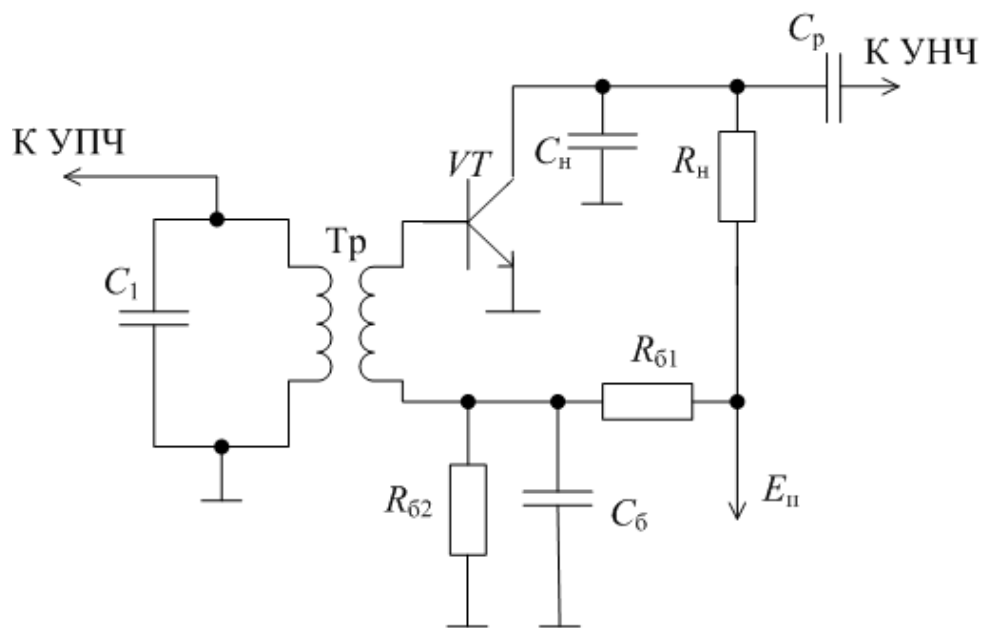


Рис. 3.101. Принципиальная схема транзисторного коллекторного АД

Как уже отмечалось, транзисторные АД могут быть коллекторные и эмиттерные. Достоинствами транзисторных АД являются одновременное детектирование и усиление сигнала, недостатками – большой уровень нелинейных искажений и меньшая перегрузочная способность.

Схема коллекторного транзисторного АД представлена на [рис. 3.101](#).

В данном случае делитель $R_{б1}, R_{б2}$ создает небольшое смещение на базе. Для шунтирования $R_{б2}$ по высокой частоте нужно соблюдать условие для величины $C_б$ в виде

$$\frac{1}{\omega C_б} \ll R_{а2}.$$

Детектирование в транзисторном детекторе происходит благодаря нелинейности проходной характеристики $i_k = F(U_{бэ})$. Эта детекторная характеристика имеет перегиб, показанный на [рис. 3.102](#), который объясняется переходом транзистора в режим ограничения.

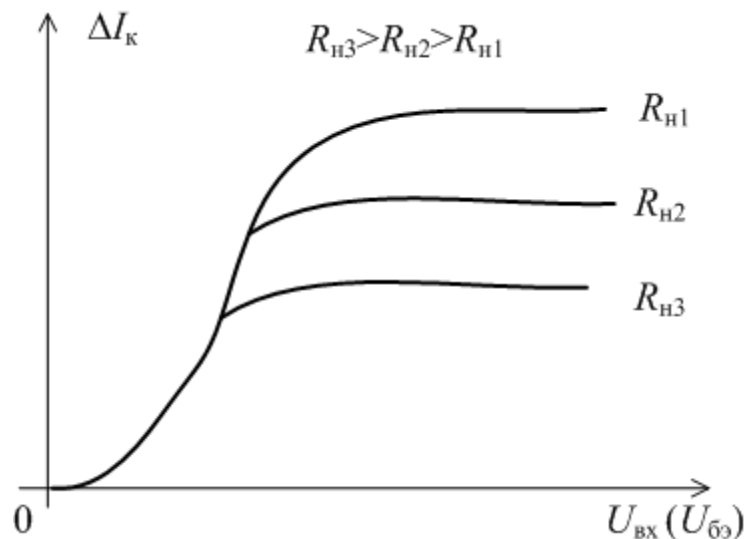


Рис. 3.102. Проходная характеристика биполярного транзистора

В этой схеме может проявляться эффект и базового детектирования. Так, если $\frac{1}{\Omega C_a} \ll R_{a2}$, то ток от напряжения модулирующей частоты не создает падения напряжения на R_{b2} , т.е. имеется эффект базового детектирования только по току.

Если же $\frac{1}{\Omega C_a} \approx R_{a2}$, то проявляется детекторный эффект по напряжению, т.е. появляется ООС, что ведет как к снижению нелинейных искажений, так и к снижению K_p . Такое детектирование называется коллекторно-базовым.

Принципиальная схема эмиттерного транзисторного детектора отражена на [рис. 3.103](#).

Здесь роль сопротивления нагрузки и фильтра выполняют R_3 и C_3 соответственно. Условие для их выбора то же, что и для схемы [рис. 3.101](#), так как детектирование осуществляется за счет нелинейности проходной характеристики: $i_3 = F(U_{бэ})$. Характеристика приведена на [рис. 3.104](#).

К достоинствам схемы, показанной на [рис. 3.103](#), можно отнести малый уровень искажений (так как имеется 100 % ООС по току за счет R_3), а также то, что исключена опасность перегрузки при больших входных сигналах, высокое входное и низкое выходное сопротивление, к недостаткам – низкий K_p ($K_p < 1$).

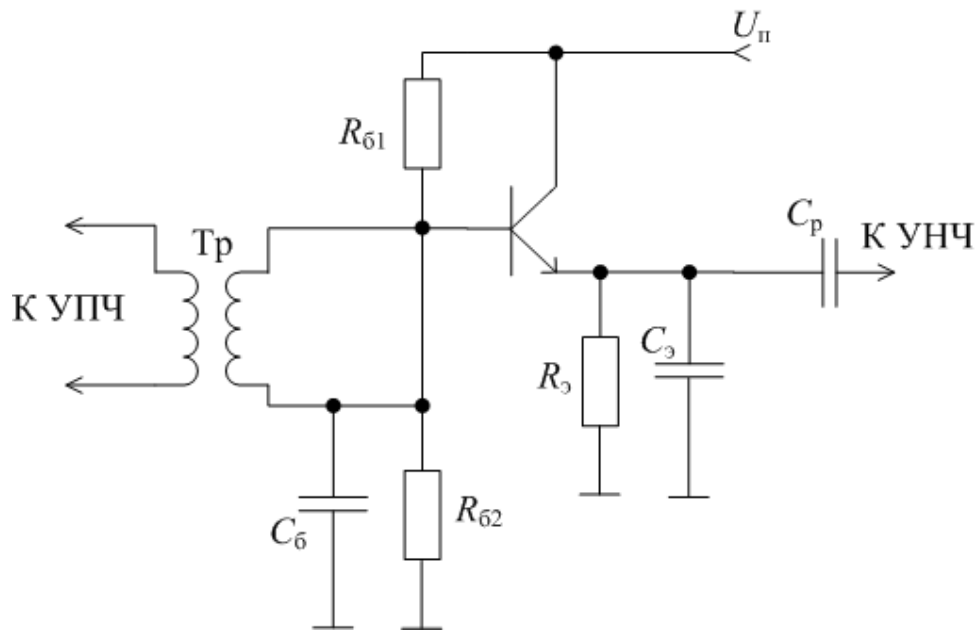


Рис. 3.103. Принципиальная схема транзисторного эмиттерного АД

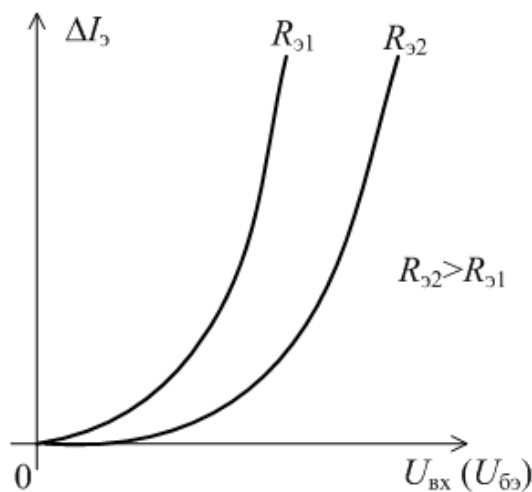


Рис. 3.104. Проходная характеристика биполярного транзистора

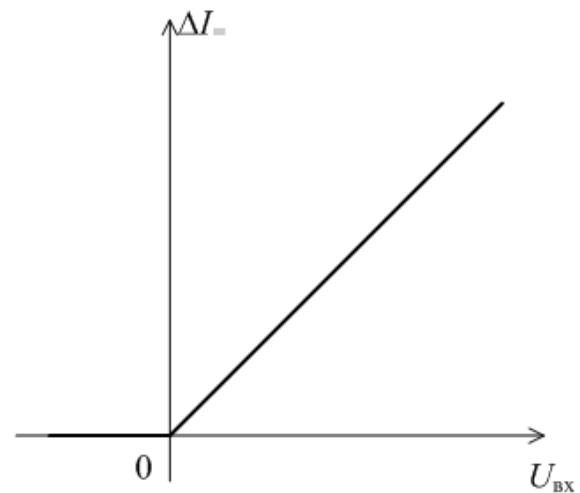


Рис. 3.105. Идеальная детекторная характеристика

Следовательно, идеальной для минимальных искажений проходной характеристикой будет линейно-ломаная (рис. 3.105). Она обеспечивает высококачественные характеристики с самых малых входных сигналов.

С целью создания детектора с детекторной характеристикой, близкой к идеальной, используют глубокую нелинейную ООС, осуществляющуюся при помощи диодов (рис. 3.106). У такого детектора характеристика близка к идеальной. Недостатком являются низкие рабочие частоты.

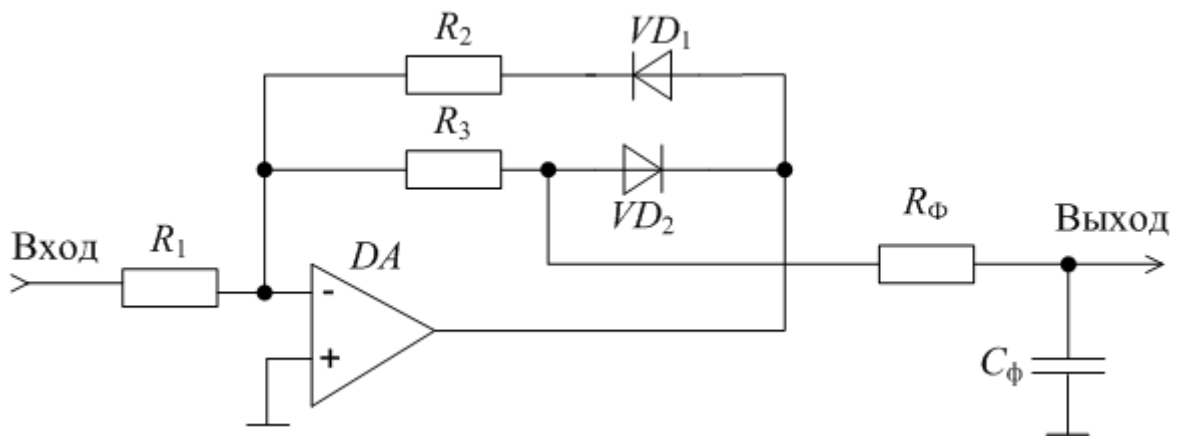


Рис. 3.106. Функциональная схема амплитудного детектора с детекторной характеристикой, близкой к идеальной

Характеристика детектора, изображенного на [рис. 3.106](#), тем ближе к идеальной, чем выше коэффициент передачи усилителя DA .

3.6.3. Эквивалентная схема амплитудного детектора и его коэффициент передачи

Для получения выражения коэффициента передачи АД необходимо составить его эквивалентную схему.

Представим АД в виде четырехполюсника, представленного на [рис. 3.107](#).

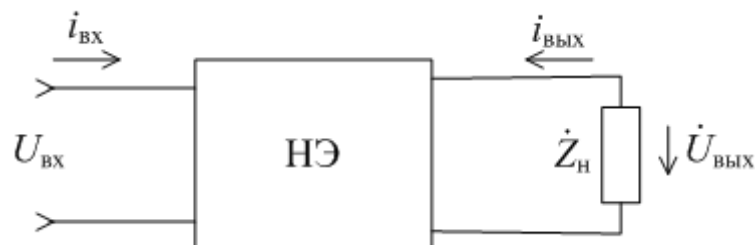


Рис. 3.107. Представление АД в виде четырехполюсника

Пусть на вход нелинейного элемента (НЭ) поступает немодулированное синусоидальное напряжение. Из-за НЭ входные и выходные токи будут в общем случае не синусоидальными. Нагрузка Z_H выбирается так, чтобы она имела малое сопротивление для токов ВЧ.

При воздействии на вход напряжения с неизменной амплитудой $U_{ВХ}$ на выходе появится напряжение $U_{ВЫХ} = U_{=}$, которое возникает за счет постоянной составляющей выходного тока. Это $U_{=}$ и представляет собой полезный результат детектирования.

Порядок действий при составлении эквивалентной схемы АД может быть следующий.

1. Определяем постоянную составляющую выходного тока АД в виде функции $I_{=} = F(U_{\hat{a}\delta}, U_{\hat{a}\delta})$, отражающей зависимость постоянного тока от

$U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$, приложенных к НЭ.

2. Определяем приращения $dI_{\text{=}}$.
3. Осуществляем переход к малым конечным приращениям $\Delta I_{\text{=}}$.
4. Находим приращения при модулированном входном сигнале ΔU_m .
5. Представляем в комплексном виде выражения для $\Delta I_{\text{=}}$, ΔU_m , $\Delta U_{\text{=}}$.
6. Определяем значение тока при наличии модуляции $I_{m\Omega}$.
7. Составляем эквивалентную схему.

Тогда согласно указанному выше порядку

$$dI_{\text{=}} = \frac{\partial I_{\text{=}}}{\partial U_m} dU_m + \frac{\partial I_{\text{=}}}{\partial U_{\text{=}}} dU_{\text{=}}.$$

Пусть входное напряжение получило бесконечно малое приращение.

Тогда

$$\Delta I_{\text{=}} = S_{\text{ä}} \Delta U_m + \frac{1}{R_{\text{iä}}} \Delta U_{\text{=}},$$

где $S_{\text{д}}$ – крутизна детекторной характеристики, и $\text{д} \text{ } U_{\text{=}} = \text{const } S_{\text{ä}} = \frac{\partial I_{\text{=}}}{\partial U_m}$; $\frac{1}{R_{\text{iä}}}$

– внутренняя проводимость детектора, и $\text{д} \text{ } U_m = \text{const } \frac{1}{R_{\text{iä}}} = G_{\text{iä}} = \frac{\partial I_{\text{=}}}{\partial U_{\text{=}}}$.

Отсюда внутренний коэффициент передачи АД $\mu_{\text{ä}} = S_{\text{ä}} R_{\text{iä}}$.

Пусть на вход поступает АМ-сигнал вида $U_m = U_{m0}(1 + m \sin \Omega t)$ или, с учетом приращения напряжения, $U_m = U_{m0} + \Delta U_m$, где $\Delta U_m = m U_{m0} \sin \Omega t$. Поскольку ΔU_m изменяется по синусоидальному закону, то приращения выходных параметров $\Delta U_{\text{=}}$ и $\Delta I_{\text{=}}$ также будут изменяться по синусоидальному закону. Тогда можем записать в комплексном виде, что

$$\dot{I}_{m\Omega} = S_{\text{ä}} m \dot{U}_{m0} + \frac{1}{R_{\text{iä}}} \dot{U}_{m\Omega}. \quad (3.105)$$

В соответствии с законом Ома $\dot{U}_{m\Omega} = -\dot{I}_{m\Omega} \cdot \dot{Z}$. Подставив $\dot{U}_{m\Omega}$ в формулу (3.105), получим закон Ома для детектора:

$$\dot{I}_{m\Omega} = \frac{R_{\text{iä}} S_{\text{ä}} \cdot m \dot{U}_{m0}}{R_{\text{iä}} + \dot{Z}} = \frac{\mu_{\text{ä}} \cdot m \dot{U}_{m0}}{R_{\text{iä}} + \dot{Z}}.$$

Полученное выражение позволяет составить эквивалентную схему АД в виде, показанном на [рис. 3.108](#).

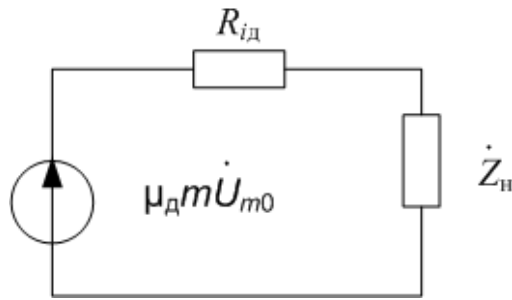


Рис. 3.108. Эквивалентная схема АД

Определим коэффициент передачи амплитудного детектора. Напряжение на выходе детектора можно записать как $\dot{U}_{m\Omega} = -\frac{\mu_{\dot{a}} m \dot{U}_{m0}}{R_{i\dot{a}} + Z} \dot{Z}$. Тогда

коэффициент передачи детектора определится по выражению

$$K_{\dot{a}} = -\frac{U_{m\Omega}}{mU_{m0}} = \left| \frac{\mu_{\dot{a}} Z}{R_{i\dot{a}} + Z} \right| = \frac{S_{\dot{a}} R_{i\dot{a}} Z}{R_{i\dot{a}} + Z} = \frac{S_{\dot{a}}}{\frac{1}{Z} + \frac{1}{R_{i\dot{a}}}} = \frac{S_{\dot{a}}}{Y_{\dot{y}\dot{a}}}$$

Как было показано ранее, детекторная характеристика отличается от идеальной. В связи с этим отличаются и параметры детектора в режимах большого и малого сигнала.

3.6.4. Параметры детектора в режиме детектирования больших и малых сигналов

Для диодного детектора большими являются сигналы от 0,5 до 1 В. В режиме малых сигналов детектор работает без отсечки. ВАХ диода в области малых напряжений может быть описана с помощью ряда Тейлора:

$$\Delta I_{\dot{a}} = \frac{1}{4} f''(0) U_m^2,$$

где $f''(0)$ – вторая производная от тока $i = \varphi(U)$ в точке 0, т.е. в исходной рабочей точке при $U_m = 0$.

При $Z = R_n$

$$K_{\dot{a}} = \frac{\Delta I_{\dot{a}} R_i}{U_m} = \frac{1}{4} f''(0) R_i U_m.$$

Из этих выражений следует, что детекторная характеристика имеет квадратичный характер, а K_d пропорционален входному напряжению, т.е. режим работы сугубо нелинейный.

Таким образом, в режиме малых сигналов детектор имеет квадратичную детекторную характеристику, а такой детектор называется квадратич-

ным детектором.

К недостаткам режима малых сигналов можно отнести большие искажения АМ-сигнала (поэтому этот режим на практике почти не используется), низкий коэффициент передачи K_d , малое входное сопротивление:

$$R_{\hat{a}\hat{o}. \hat{a}} = \frac{1}{S_{\hat{a}}} \approx R_{i \hat{a}},$$

а также то, что отношение с/ш на выходе меньше отношения с/ш на входе.

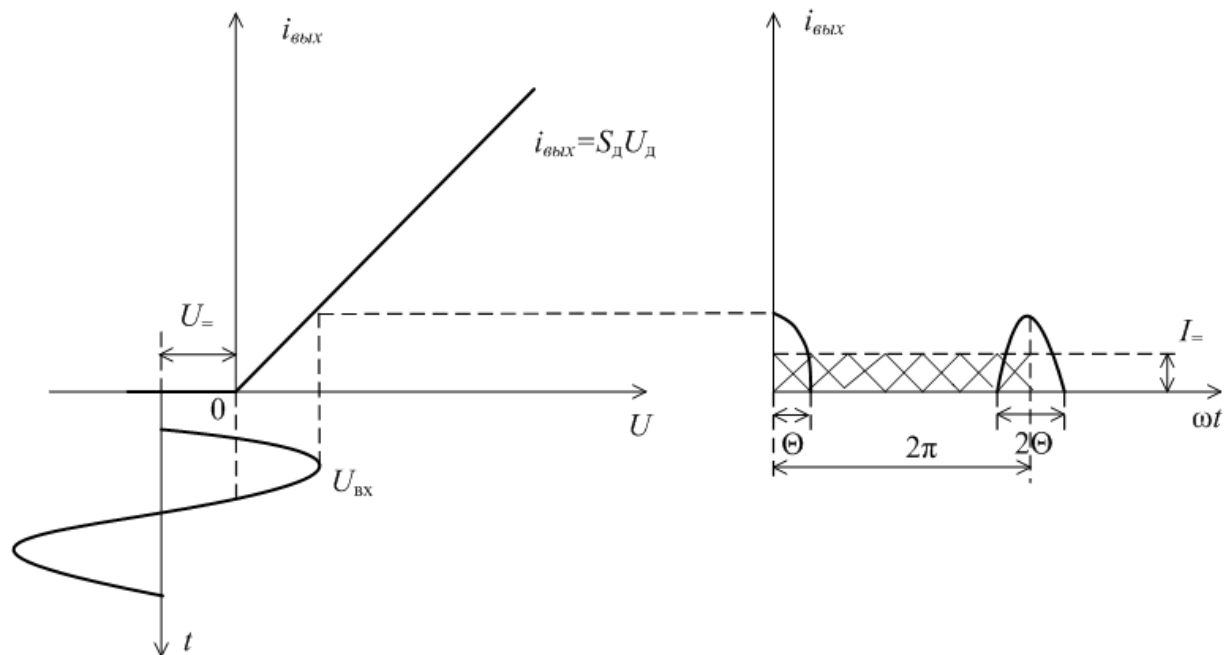


Рис. 3.109. ВАХ диода и график выходного тока детектора в режиме больших сигналов

На практике в основном реализуется режим больших сигналов. При этом увеличивают $U_{\text{вх}}$, что увеличивает и $U_{\text{вых}}$, а это приводит к смещению рабочей точки диода влево в сторону запирающего напряжения и появлению отсечки сигнала. При больших сигналах ВАХ диода можно аппроксимировать кусочно-линейной зависимостью (рис. 3.109). Здесь Θ – угол отсечки выходного тока в режиме больших сигналов.

Если $U_{\hat{a}\hat{o}}(t) = U_m \cos \omega t$, то к диоду приложено напряжение

$$U_{\hat{a}} = U_m \cos \omega t - U_{\equiv}.$$

В точке $\omega t = \Theta$ $i_{\hat{a}\hat{o}} = 0$. С другой стороны $i_{\hat{a}\hat{o}} = S_{\hat{a}} U_{\hat{a}}$, т.е.

$$S_{\hat{a}} (U_m \cos \Theta - U_{\equiv}) = 0.$$

Отсюда можно записать, что

$$\cos \Theta = \frac{U_{\equiv}}{U_m} = K_{\hat{a}}. \quad (3.106)$$

Данное выражение определяет коэффициент передачи K_d при немодулированном сигнале. Анализ показывает, что и при модулированном сигнале

K_d вычисляется аналогично по формуле (3.106).

Найдем уравнение детекторной характеристики для больших сигналов. Напряжение на диоде можно выразить как зависимость

$$U_{\bar{a}} = U_m \cos \omega t - U_{\ominus} = U_m \cos \omega t - U_m \cos \Theta = U_m (\cos \omega t - \cos \Theta),$$

Ток диода запишется следующим образом:

$$i(\omega t) = S_{\bar{a}} U_{\bar{a}} = S_{\bar{a}} U_m (\cos \omega t + \cos \Theta).$$

Постоянная составляющая выходного тока I_{\ominus} , равная площади заштрихованного прямоугольника, показана на [рис. 3.109](#)

$$I_{\ominus} \cdot \frac{1}{2\pi} = 2 \int_0^{\Theta} i(\omega t) d\omega t,$$

или

$$I_{\ominus} = \frac{S_{\bar{a}} U_m}{\pi} \int_0^{\Theta} (\cos \omega t - \cos \Theta) d\omega t.$$

Взяв интеграл, получим уравнение детекторной характеристики

$$I_{\ominus} = \frac{S_{\bar{a}} U_m}{\pi} (\sin \Theta - \Theta \cos \Theta).$$

Пользуясь этим выражением, можно найти внутренние параметры детектора в режиме больших сигналов:

- крутизна детекторной характеристики АД определяется по формуле

$$S_{\bar{a}\bar{a}} = \frac{dI_{\ominus}}{dU_m} = \frac{S_{\bar{a}} \sin \Theta}{\pi} \quad \text{и} \quad \delta U_{\ominus} = \text{const};$$

- внутренняя проводимость – по формуле

$$\frac{1}{R_{i\bar{a}\bar{a}}} = \frac{dI_{\ominus}}{dU_{\ominus}} = \frac{S_{\bar{a}} \Theta}{\pi} \quad \text{и} \quad \delta U_m = \text{const};$$

- внутреннее сопротивление – по формуле

$$R_{i\bar{a}\bar{a}} = \frac{\pi}{S_{\bar{a}} \Theta};$$

- внутренний коэффициент передачи – по формуле

$$\mu_{\bar{a}} = S_{\bar{a}} R_{i\bar{a}} = \frac{\sin \Theta}{\Theta}.$$

Таким образом, в режиме большого сигнала все параметры детектора определяются крутизной и углом отсечки.

Если уравнение детекторной характеристики умножить на R_n и провести преобразования, то получим другой вид уравнения:

$$\text{tg} \Theta - \Theta = \frac{\pi}{S_{\bar{a}} R_i}.$$

С одной стороны, из этой формулы следует, что Θ не зависит от уровня входного сигнала, а определяется крутизной и R_n . С другой стороны, согласно формуле (3.106), известно, что $\cos \Theta = K_{\text{а}}$, значит, и $K_{\text{а}}$ не зависит от $U_{\text{вх}}$, т.е. этот режим работы (большие сигналы) является линейным.

При малых Θ , когда $S_{\text{а}} R_i > 50$, $\text{tg} \Theta$ можно разложить в ряд, и взяв первые два члена, получить выражение для тангенса угла отсечки в виде $\text{tg} \Theta \approx \Theta + \frac{\Theta^3}{3} + \dots$. Тогда уравнение детекторной характеристики примет вид

$$\Theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_{\text{а}} R_i}}. \quad (3.107)$$

Найдем входное сопротивление для последовательного диодного детектора через угол отсечки. В первом приближении, разложив синус и косинус в ряд и взяв два первых члена, получим

$$R_{\text{ао}} = \frac{U_m}{I_m} \approx \frac{\pi}{S_{\text{а}} (\Theta - \sin \Theta \cos \Theta)} = \frac{3\pi}{2S_{\text{а}} \Theta^3}.$$

Поставив Θ^3 из формулы (3.107), получим

$$R_{\text{ао}} \approx \frac{R_i}{2} \quad (\text{т. е. } R_{\text{ао}} \gg R_i).$$

Выражение приближенное, так как не учитывается обратное сопротивление диода.

Аналогично, для параллельного диодного детектора вычисляем $R_{\text{вх II}}$:

$$R_{\text{ао II}} \approx \frac{R_i}{3}.$$

В реальных условиях обратное сопротивление диода может быть сравнимо с R_n и его нужно учитывать в качестве параллельного как R_n , так и $R_{\text{вх}}$. Тогда входное сопротивление АД в реальных условиях

$$R_{\text{ао. реал}} = \frac{R_i}{2 + \frac{3R_i}{R_{\text{ао}}}}$$

В реальных условиях трудно соблюсти режим большого сигнала и какое-то время детектор работает в режиме малого сигнала, а какое-то – большого. Поэтому при практических расчетах различают три режима (малый, большой и переходной, когда K_d принимает некоторые средние значения).

3.6.5. Искажения сигналов в диодных детекторах

Как известно, искажения сигналов подразделяются на линейные и нелинейные. Причинами нелинейных искажений в диодном детекторе являются:

- нелинейность детекторной характеристики;
- инерционность нагрузки;
- наличие переходной цепи $C_p R_n$.

В детекторной характеристике всегда есть нелинейный начальный участок. Во время пика модуляции огибающая частота находится в области малых сигналов, что и приводит к появлению нелинейных искажений. Для их уменьшения необходимо определенным образом выбирать амплитуду несущей частоты. Так, если граница области малых сигналов равна 0,1 В, то при $m = 0,9$ амплитуда несущей U_{m0} должна быть более 2 В (т.е. повышаются требования к коэффициенту усиления УПЧ).

Если бы нагрузка детектора была безинерционной, то условие работы без искажений можно было бы записать так:

$$\frac{1}{\Omega \tilde{N}_i} \gg R_i .$$

При невыполнении этого условия возникают нелинейные искажения. Это связано с тем, что C_n не будет успевать заряжаться и разряжаться, т.е. «следить» за амплитудой входного сигнала (рис. 3.110).

Постоянная времени разряда $\tau = R_n C_n$. Чтобы C_n успевал отслеживать изменение напряжения, необходимо выполнение условия

$$\frac{dU_{\text{вх}}}{dt} \geq \left| \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} \right| ,$$

т.е. скорость изменения напряжения на конденсаторе должна быть больше скорости изменения модулирующего напряжения.

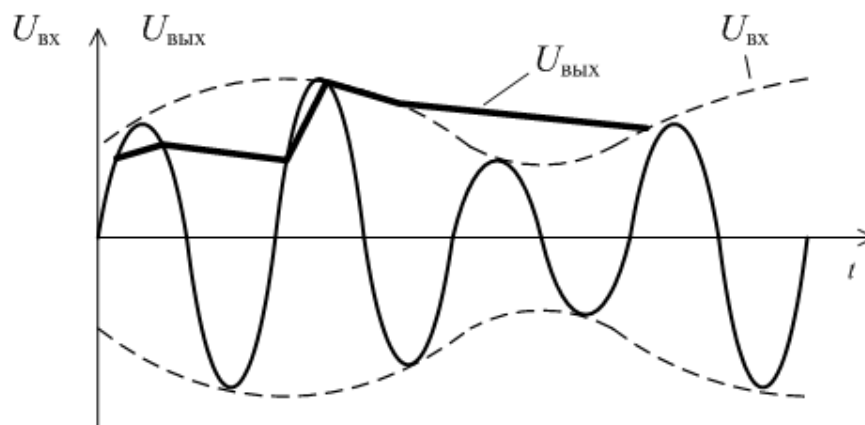


Рис. 3.110. Вид искажений сигнала при работе на инерционную нагрузку

Для худшего случая условие безинерционности (отсутствия этого вида искажений) с учетом коэффициента модуляции примет вид

$$\frac{1}{R_i C_i} \geq \frac{m\Omega}{\sqrt{1-m^2}} .$$

При модуляции сложным спектром для расчетов необходимо использовать верхнее значение частоты модуляции $\Omega_{\text{в}}$ и максимальное значение индекса модуляции m_{max} . Тогда условие безинерционности имеет вид

$$\Omega_{\text{в}} R_{\text{г}} C_{\text{г}} \leq \frac{\sqrt{1 - m_{\text{max}}^2}}{m_{\text{max}}}.$$

При 100 %-й модуляции условие безинерционности невыполнимо. Кроме того, $C_{\text{г}}$ должна удовлетворять условию допустимости частотных искажений на верхних частотах модуляции.

Наличие переходной цепи $C_{\text{г}} R_{\text{н}}$ в детекторе приводит к тому, что сопротивление нагрузки по постоянному току представляет собой сопротивление $R_{\text{н}}$, а сопротивление для токов модулированных частот R_{Ω} – параллельное соединение сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ и сопротивления входа следующего каскада (УНЧ), т.е.

$$R_{\Omega} = \frac{R_{\text{г}} R_{\text{вх}}}{R_{\text{г}} + R_{\text{вх}}} < R_{\text{г}}.$$

Когда $R_{\Omega} \ll R_{\text{н}}$, то возникают нелинейные искажения вида, показанного на [рис. 3.111](#).

Для исключения таких искажений необходимо выполнение условия

$$\frac{R_{\Omega}}{R_{\text{г}}} > m_{\text{max}}, \text{ т.е. } R_{\text{г}} < R_{\text{вх}} \times \frac{1 - m}{m}.$$

При 100 %-й модуляции условие отсутствия искажений не выполняется. Это условие трудно выполнить и при $m < 1$, поэтому применяют детекторы с разделением нагрузки ([рис. 3.112](#)).

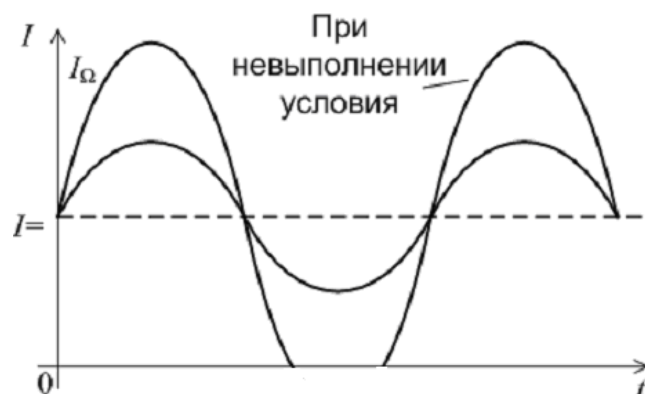


Рис. 3.111. Вид сигнала при различных значениях сопротивления нагрузки

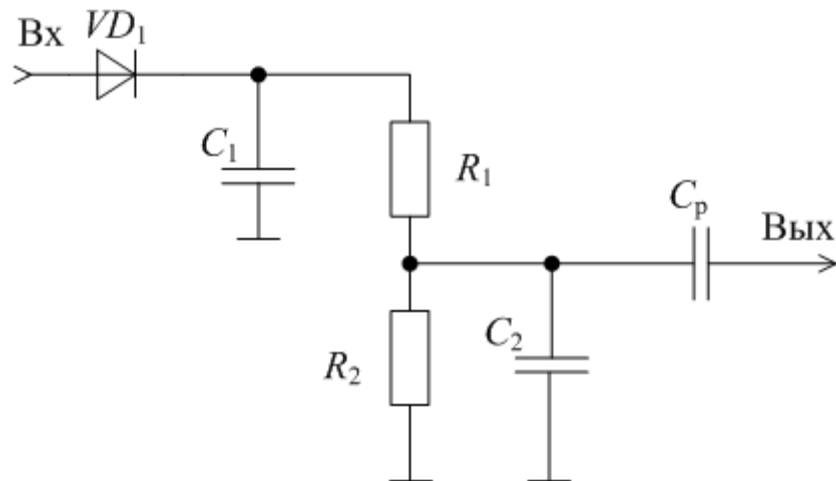


Рис. 3.112. Схема детектора с разделенной нагрузкой

При такой схеме для постоянного тока $R_n = R_1 + R_2$, а для переменного

$$R_{\Omega} = R_1 + \frac{R_1 R_{\text{а.д.}} \cdot \Omega \times}{R_2 + R_{\text{а.д.}} \cdot \Omega \times}.$$

Обычно на практике $R_2 \ll R_{\text{вх. унч}}$, тогда $R_{\Omega} \approx R_1 + R_2$, при этом величина $R_{\text{вх. унч}}$ не оказывает влияния на R_{Ω} .

3.6.6. Частотные искажения при детектировании

Частотные искажения при детектировании выражаются в неравномерности коэффициента передачи детектора K_d от частоты, причем от частоты низкой, модулирующей. Вид частотной характеристики показан на [рис. 3.113](#).

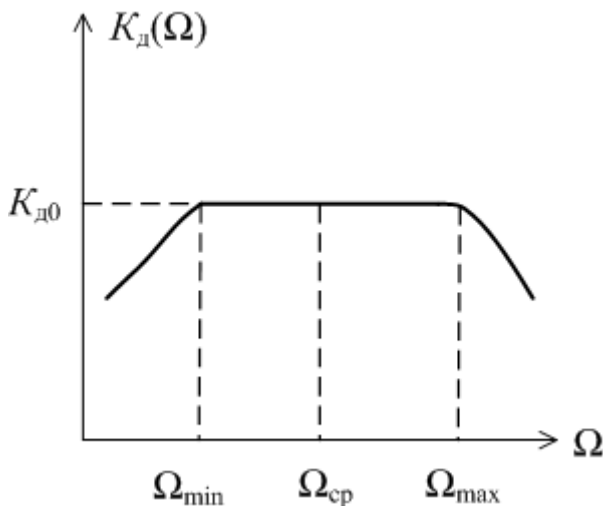


Рис. 3.113. Вид частотной характеристики коэффициента передачи детектора

Введем понятие допустимого коэффициента частотных искажений на верхней и нижней модулирующих частотах M_B и M_H :

$$M_{\hat{a}} = \frac{\hat{E}_{\hat{a}0}}{\hat{E}_{\hat{a}\Omega_a}}, \quad \dot{I}_i = \frac{\hat{E}_{\hat{a}0}}{\hat{E}_{\hat{a}\Omega_i}}.$$

Как известно, коэффициент передачи детектора выражается формулой $K_{\hat{a}0} = \frac{\mu_a Z_i}{Z_i + R_{i\hat{a}}}$. Учитывая зависимость Z_n от частоты (т.е. в общем случае сопротивление нагрузки является комплексным: $\frac{1}{Z_i} = \frac{1}{R_i} + j\Omega C_i$), получаем выражение для K_d в явной зависимости от частоты:

$$K_{\hat{a}}(\Omega) = \frac{\mu_a R_i}{\sqrt{(R_i + R_{i\hat{a}})^2 + (R_{i\hat{a}} \cdot R_i \cdot \Omega \cdot C_i)^2}}.$$

Тогда

$$M_{\hat{a}} = \sqrt{1 + \left(\Omega_a C_i \frac{R_i R_{i\hat{a}}}{R_i + R_{i\hat{a}}} \right)^2}.$$

Из этого выражения легко определить требования к емкости C_n для выполнения требований по частотным искажениям на максимальной модулирующей частоте:

$$C_i \leq \frac{R_i + R_{i\hat{a}}}{\Omega_{\max} R_i R_{i\hat{a}}} \sqrt{M_{\hat{a}}^2 - 1}.$$

При этом должно выполняться условие $C_n \geq 10C_d$, где C_d – собственная емкость диода. С учетом этих условий и выбирается C_n .

Аналогично для выполнения требований к допустимым искажениям на нижней частоте модуляции выбирается емкость C_p :

$$C_p \geq \frac{1}{\Omega_{\min} R_{\hat{a}0} \cdot \dot{I}_i} \sqrt{\dot{I}_i^2 - 1}.$$

Следует сказать, что чрезмерное увеличение емкости C_p приводит к нелинейным искажениям (п. 3.6.5). С учетом этих условий и выбирается C_p .

3.6.7. Воздействие на амплитудный детектор двух сигналов с различными несущими частотами

На практике, когда в тракте УПЧ происходит неполное подавление сосредоточенной помехи, возникает ситуация воздействия на АД двух сигналов (в первом случае немодулированных) с различными частотами.

Тогда, если аналитические выражения для сигналов имеют вид $U_1 = U_{m1} \cos \omega_1 t$, $U_2 = U_{m2} \cos \omega_2 t$, то результирующий сигнал (рис. 3.114) по

правилу сложения векторов будет равен

$$U_{\text{раç}} = U_{m\text{раç}}(t) \cos[\omega_{\text{раç}}t + \varphi_{\text{раç}}(t)].$$

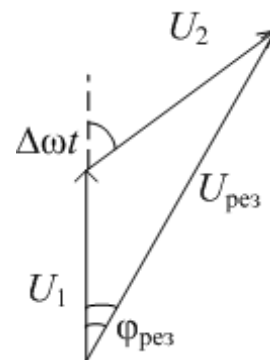


Рис. 3.114. Результат воздействия двух сигналов в векторном виде

Амплитуда и фаза результирующего сигнала определяются по формулам

$$U_{m\delta\text{аç}}(t) = U_{m1} \sqrt{1 + \frac{U_{m2}^2}{U_{m1}^2} + 2 \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \cos \Delta\omega t},$$

$$\text{tg}\varphi_{\text{раç}}(t) = \frac{U_{m2} \sin \Delta\omega t}{U_{m1} + U_{m2} \cos \Delta\omega t},$$

где $\Delta\omega = |\omega_1 - \omega_2|$.

Будем считать, что для разностной частоты детектор является безинерционным, т.е. выполняется условие $\frac{1}{\Delta\omega C_i} \gg R_i$.

Отсюда сигнал на выходе детектора можно записать в виде

$$U_{\delta\text{аç.âüô}}(t) = K_{\text{ä}} U_{\text{раç.âüô}} = K_{\text{ä}} U_{m1} \sqrt{1 + \frac{U_{m1}^2}{U_{m2}^2} + 2 \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \cos \Delta\omega t} = K_{\text{ä}} U_{m1} \sqrt{1 + \tilde{O}}.$$

Наложим ограничение $X < 1$, что соответствует $q > 2,4$, где $q = \frac{U_{m1}}{U_{m2}}$.

Это условие позволяет разложить в ряд $\sqrt{1 + \tilde{O}} \approx 1 + \frac{\tilde{O}}{2} - \frac{\tilde{O}^2}{8} \dots$

Ограничимся тремя членами ряда и получим выражение для результирующего напряжения на выходе детектора:

$$U_{\delta\text{аç.âüô}}(t) = K_{\text{ä}} \left[U_{m1} + \frac{1}{4} \frac{U_{m2}^2}{U_{m1}} + U_{m2} \cos \Delta\omega t \right].$$

Здесь последний член отражает биения между двумя частотами, а наибольший интерес представляют приращения от каждой из постоянных составляющих:

$$U_{=1} = K_{\ddot{a}} U_{m1}, \quad U_{=2} = K_{\ddot{a}} \frac{1}{4} \frac{U_{m2}^2}{U_{m1}}.$$

Их отношение

$$\frac{U_{=2}}{U_{=1}} = \frac{1}{4} \left(\frac{U_{m2}}{U_{m1}} \right)^2 = \frac{1}{4} \left(\frac{1}{q} \right)^2 < \frac{1}{q}, \quad \text{ï ðè } q > 1,$$

дает основание сделать вывод, что в безинерционных детекторах при взаимодействии двух сигналов сильный сигнал подавляет слабый. Если помеха – сильный сигнал, то полезный сигнал существенно ослабевает. Это объясняется тем, что по отношению к слабому сигналу детектор ведет себя как квадратичный, а по отношению к сильному – как линейный.

Аналогично, если имеется два сигнала – АМ-колебания и детектор безинерционный, то также будет присутствовать подавление слабого сигнала сильным. Так, если соотношение амплитуд несущих $U_{m02} \ll U_{m01}$, то

$$\frac{U_{\Omega 2}}{U_{\Omega 1}} = \frac{1}{2} \frac{m_2}{m_1} \frac{U_{m02}^2}{U_{m01}^2}.$$

Если условие безинерционности по отношению к $\Delta\omega$ не выполняется, то подавление слабого сигнала сильным будет отсутствовать, а результат детектирования двух колебаний будет такой же, как и при раздельном детектировании.

3.6.8. Совместное действие сигнала и шума на АД

Действие шума на АД в линейном режиме

В общем случае шумовую помеху, действующую на АД, можно представить в виде квазигармонического колебания

$$U_{\ddot{i}}(t) = U_{m\ddot{i}}(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$$

со случайной амплитудой и фазой. Огибающая шума распределена по закону Рэлея, фаза – по равномерному закону, а сама помеха – по нормальному.

Такая помеха имеет следующие характеристики:

1. В ней отсутствует постоянная составляющая, а средняя мощность равна квадрату эффективного напряжения шума, т.е. $\bar{U}_{\ddot{i}} = 0$ è $\bar{U}_{\ddot{i}}^2 = U_{\sigma}^2$;

2. Дисперсия помехи равна $\sigma_{\ddot{i}}^2 = \bar{U}_{\ddot{i}}^2 - (\bar{U}_{\ddot{i}})^2 = U_{\sigma}^2$;

3. Огибающая помехи имеет характеристики $\bar{U}_{\sigma\ddot{i}} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}$, $U_{\sigma} \approx 1,25U_{\sigma}$,

$\bar{U}_{\sigma i}^2 = 2U_{\sigma}^2$, $\sigma_{i\hat{a}\hat{a}}^2 = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right)U_{\sigma}^2$ – среднее напряжение, мощность напряжения огибающей, дисперсия огибающей помехи.

Пусть интенсивность шума достаточно велика, чтобы считать режим детектора линейным. Тогда на выходе АД будет происходить шумовой процесс со следующими характеристиками:

1. Постоянная составляющая выходного напряжения будет иметь вид

$U_{=} = \bar{U}_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}\hat{i}} = K_{\hat{a}}\bar{U}_{\sigma i}^2 = K_{\hat{a}}\sqrt{\frac{\pi}{2}}U_{\sigma} \approx 1,25K_{\hat{a}}U_{\sigma}$, где $U_{ш}$ – эффективное напряжение шума на выходе АД.

2. Среднее значение напряжения на выходе определится как $\bar{U}_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}\hat{i}}^2 = K_{\hat{a}}^2U_{\sigma i}^2 = 2K_{\hat{a}}^2U_{\sigma}^2$ – полная мощность процесса на выходе.

3. Дисперсия процесса на выходе запишется как $\sigma_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}\hat{i}}^2 = K_{\hat{a}}^2\sigma_{i\hat{a}\hat{a}}^2 = \frac{4\pi}{2}K_{\hat{a}}^2U_{\sigma}^2 \approx 0,43K_{\hat{a}}^2U_{\sigma}^2$ – средний квадрат флуктуаций выходного напряжения относительно среднего значения.

4. Энергетический спектр флуктуаций (спектральная плотность шума на выходе АД) при П-образной АЧХ УПЧ

$$G_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}(F) = G_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}(0)\frac{\dot{I}_{\sigma} - F}{\dot{I}_{\sigma}}$$

где $G_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}(0)$ – спектральная плотность шума на нулевой частоте (на постоянной составляющей), $G_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}(0) = (4 - \pi)K_{\hat{a}}^2K_0^2G_{\hat{a}\hat{o}}$; $G_{вх}$ – спектральная плотность шума на входе приемника; K_0 – коэффициент передачи приемника до детектора; $K_{д}$ – коэффициент передачи детектора; $\Pi_{ш}$ – шумовая полоса приемника.

Как видно, $G_{в\text{ых}}(0)$ не зависит от $\Pi_{ш}$. Характер спектра на входе и выходе показан на [рис. 3.115](#).

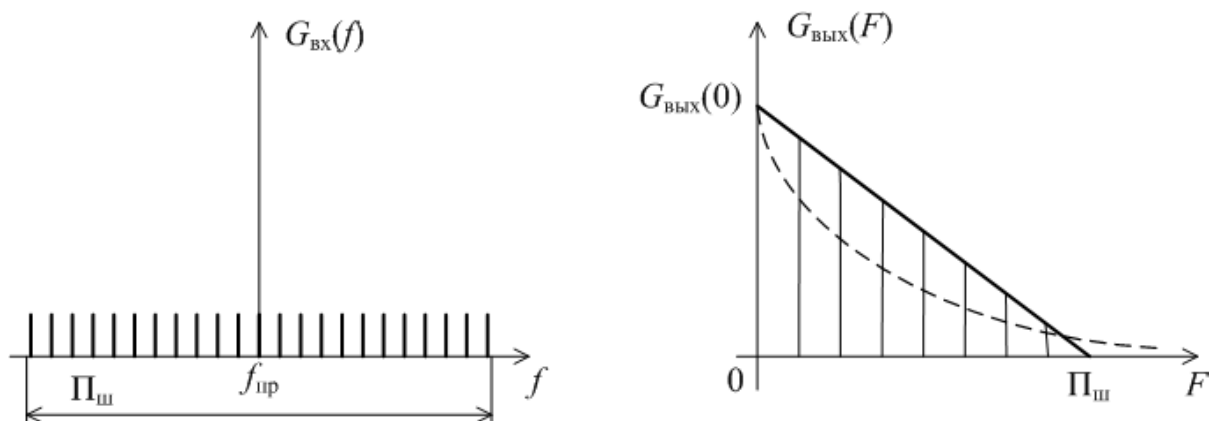


Рис. 3.115. Спектр шума на входе и выходе амплитудного детектора

Физическое объяснение такого вида спектра заключается в том, что каждая компонента шума на входе создает биения с каждой другой компонентой. В итоге максимальная плотность на выходе будет находиться на нулевой частоте, а далее спектр будет иметь линейно-падающий характер до $\Pi_{\text{ш}}$.

Если форма АЧХ УПЧ будет отличаться от П-образной, то и спектр на выходе АД будет отличаться от линейно-падающего (пунктир на [рис. 3.115](#)), т.е. появятся компоненты с частотой больше $\Pi_{\text{ш}}$.

Действие шума и немодулированного сигнала на АД в линейном режиме

Рассмотрим ситуацию, когда на входе присутствует немодулированный сигнал и шумовая помеха с характеристиками, описанными выше. Тогда выражения, описывающие сигнал и помеху, имеют вид

$$U_c(t) = U_{mc} \cos \omega_c t, \quad U_{\text{ш}}(t) = U_{\text{ш}}(t) \cos[\omega_{\text{ш}} t + \varphi(t)].$$

В этом случае отношение сигнал/шум на входе АД запишется в виде $q = \frac{U_{mc}}{\sqrt{2}U_{\text{ш}}}$. Результирующий сигнал также будет случайным и может быть записан как $U_{\text{рâç}}(t) = U_{m \text{ рâç}}(t) \cos[\omega_{\text{ш}} t + \theta(t)]$, а его вектор ([рис. 3.114](#)) отклонен вправо, если $U_{\text{шп}} < U_{mc}$. В этом случае $\theta(t) \in \pm \frac{\pi}{2}$ и имеет распределение не по нормальному закону.

Плотность вероятности амплитуды распределена по обобщенному закону Рэлея. Если $q \gg 1$, то распределение амплитуды по закону Рэлея переходит в распределение по нормальному закону.

Определим параметры АД в линейном режиме для случая воздействия немодулированного сигнала и шумовой помехи:

1. Постоянную составляющую вычислим по выражению

$$U_{\text{ср}} = \bar{U}_{\text{дâç}} = K_{\text{â}} \int_0^{\infty} U_{m \text{ рâç}} f(U_{m \text{ рâç}}) dU_{m \text{ рâç}} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} K_{\text{â}} U_{\text{ш}} A(q),$$

где $A(q)$ – функция, зависящая от отношения сигнал/шум, где $A(q) = e^{-q^2/2} \left[(1 + q^2) I_0\left(\frac{q^2}{2}\right) + q^2 I_1\left(\frac{q^2}{2}\right) \right]$; I_0, I_1 – функции Бесселя 0-го и 1-го порядков от мнимого аргумента.

Вид функции $A(q)$ представлен на [рис. 3.116](#).

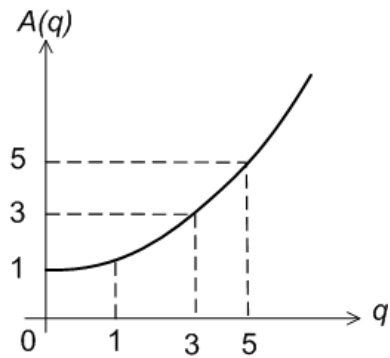


Рис. 3.116. График вспомогательной функции $A(q)$

2. Среднюю квадратичную мощность (средняя мощность на единичном сопротивлении) рассчитаем по формуле

$$\begin{aligned} \bar{U}_{\text{рâç}}^2 &= K_{\text{â}}^2 \bar{U}_{m\text{рâç}}^2 = K_{\text{â}}^2 \int_0^{\infty} U_{m\text{дâç}}^2 f(U_{m\text{рâç}}) dU_{m\text{рâç}} = (U_{m\text{ñ}}^2 + 2U_{\text{ø}}^2) K_{\text{â}}^2 = \\ &= 2K_{\text{â}}^2 U_{\text{ø}}^2 (1 + q^2). \end{aligned}$$

3. Дисперсию (средний квадрат флуктуаций выходного напряжения около его среднего значения) найдем по формуле

$$\sigma_{\text{дâç}}^2 = \bar{U}_{\text{дâç}}^2 - (\bar{U}_{\text{дâç}})^2 = K_{\text{â}}^2 U_{\text{ø}}^2 \left[2 + 2q^2 - \frac{\pi}{2} A^2(q) \right] = K_{\text{â}}^2 U_{\text{ø}}^2 B(q),$$

где $B(q)$ – функция, также зависящая от отношения сигнал/шум.

Вид функции показан на [рис. 3.117](#).

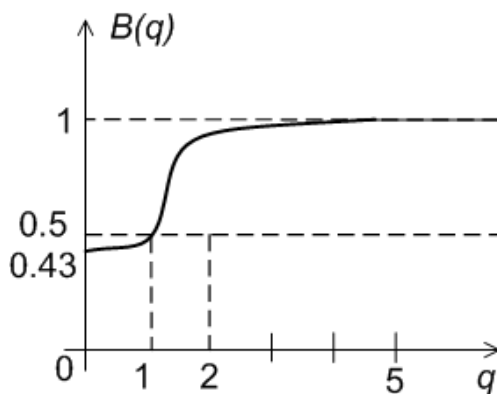


Рис. 3.117. График вспомогательной функции $B(q)$

Рассмотрим типичные частные случаи разных воздействий на АД.

1. Если $q = 0$, то на входе АД присутствует один шум. Такая ситуация рассмотрена в начале настоящего параграфа. В этом случае $A(q) = 1$, $B(q) = 0,43$. Тогда основные параметры (постоянная составляющая и дисперсия) выходного сигнала будут таковы:

$$\bar{U}_{\text{дâç}} \approx 1,25K_{\text{â}}U_{\text{ø}}, \quad \sigma_{\text{дâç}}^2 \approx 0,43K_{\text{â}}^2U_{\text{ø}}^2,$$

что соответствует результатам, полученным выше.

2. Если $q < 1$, то такой режим работы АД называется режимом слабого сигнала. Из этого следует, что значения вспомогательных функций будут

равны

$$A(q < 1) = 1 + \frac{q^2}{2}, \quad B(q < 1) \approx \left(2 - \frac{\pi}{2}\right)(1 + q^2).$$

Результирующие параметры выходного сигнала (напряжение и дисперсия) примут вид

$$\bar{U}_{\delta\alpha\zeta} \approx 1,25K_{\bar{a}}U_{\sigma} \left(1 + \frac{q^2}{2}\right), \quad \sigma_{\delta\alpha\zeta}^2 \approx 0,43K_{\bar{a}}^2U_{\sigma}^2(1 + q^2),$$

т.е. при слабом сигнале и постоянная составляющая на выходе, и шум на выходе содержат составляющие, которые зависят и от входного шума, и от входного сигнала.

3. Если $q \gg 1$, то такой режим работы АД называется режимом сильного сигнала. В этом случае значения вспомогательных функций определяются как

$$A(q \gg 1) \approx \frac{2}{\sqrt{\pi}}q \left(1 + \frac{1}{4q^2} + \frac{1}{32q^4} + \dots\right) \approx \frac{2}{\sqrt{\pi}}q \left(1 + \frac{1}{4q^2}\right),$$

$$B(q \gg 1) \approx 1 - \frac{1}{4q^2}.$$

Результирующие параметры выходного сигнала (напряжение и дисперсия) примут вид

$$\bar{U}_{\delta\alpha\zeta} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}K_{\bar{a}}U_{\sigma} \left[\frac{2}{\sqrt{\pi}}q \left(1 + \frac{1}{4q^2}\right)\right] = K_{\bar{a}}U_{mc} \left(1 + \frac{1}{4q^2}\right) \approx K_{\bar{a}}U_{mc},$$

$$\sigma_{\delta\alpha\zeta}^2 = K_{\bar{a}}^2U_{\sigma}^2B(q) \approx K_{\bar{a}}^2U_{\sigma}^2 \left(1 - \frac{1}{4q^2}\right) \approx K_{\bar{a}}^2U_{\sigma}^2.$$

Как видим, здесь постоянная составляющая на выходе зависит только от амплитуды сигнала на входе и не зависит от напряжения шума, а флуктуации шума на выходе зависят только от эффективного напряжения шума и не зависят от амплитуды сигнала.

Такие результаты объясняются тем, что если шум соизмерим с сигналом, то детектор превращается из линейного в квадратичный. Также если на входе действует большой сигнал, но мало отношение q , то детектор тоже становится квадратичным.

Поэтому можно записать критерий сильного сигнала при наличии шума с использованием правила «трех сигм» из теории статистической радиотехники:

$$q = \frac{U_{mc}}{\sqrt{2}U_{\sigma}} \geq \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 3 \approx 2,1.$$

Если условие выполняется, то постоянная составляющая результирующего напряжения на выходе АД пропорциональна амплитуде сигнала и не зависит от уровня шума, а величина флуктуаций также не зависит от ам-

плитуды сигнала на входе.

Энергетический спектр на входе и выходе АД при воздействии немодулированного сигнала и шума представлен на [рис. 3.118](#). Анализ показывает, что, чем больше q , тем больше ступенька в результирующем спектре на выходе АД ([рис. 3.118](#)).

Рассмотрим отношение сигнал/шум на выходе исходя из следующих выражений для линейного детектора:

$$q_{\text{âüð}} = \frac{\Delta U_{\text{ââç}}}{\sigma_{\text{ââç}}^2}, \text{ èëè } q_{\text{âüð}} = \frac{q^2}{\sqrt{1+q^2}}.$$

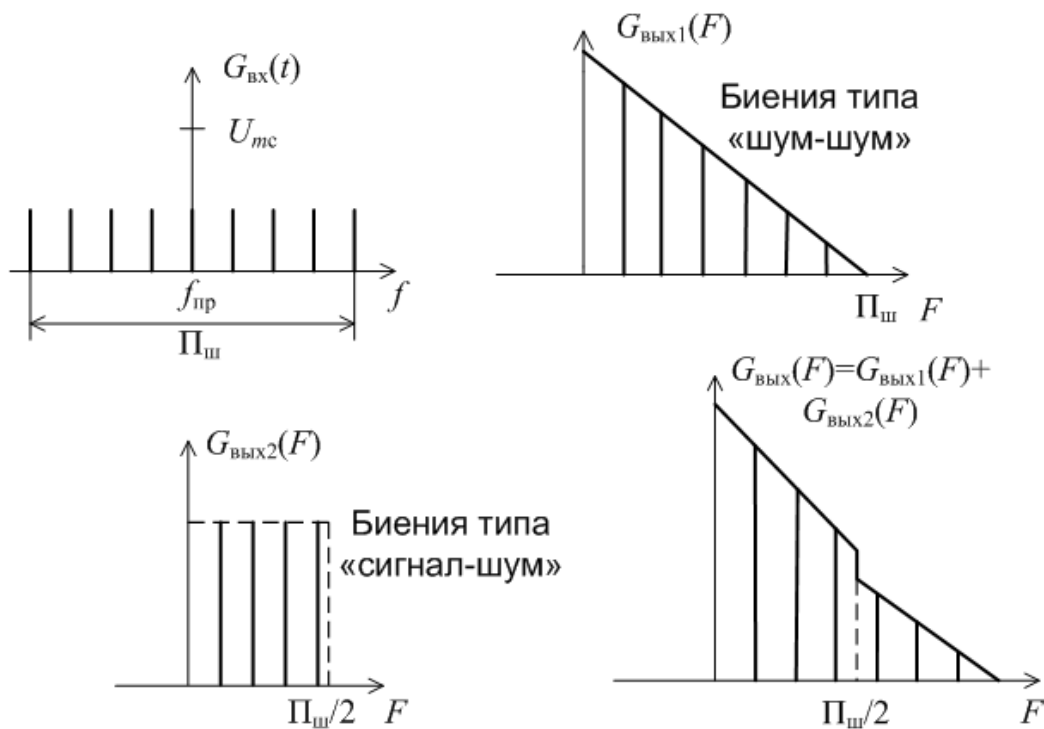


Рис. 3.118. Энергетический спектр смеси немодулированного сигнала и шума на входе и выходе АД

Проанализируем возможные значения $q_{\text{вых}}$ при работе со слабым и сильным сигналом.

Если $q < 1$ (слабый сигнал), то $q_{\text{âüð}} \approx q^2 < q$, т.е. сигнал подавляется шумом.

Если $q \gg 1$ (сильный сигнал), то $q_{\text{âüð}} \approx q$, т.е. соотношение сигналов не изменяется.

Аналогично для квадратичного детектора имеем

$$q_{\text{âüð}} = \frac{q^2}{\sqrt{1+2q^2}}.$$

Если $q < 1$ (слабый сигнал), то $q_{\text{âüð}} \approx q^2$, т.е. при малом отношении сигнал/шум и линейный и квадратичный АД ведут себя одинаково.

Если $q \gg 1$ (сильный сигнал), то $q_{\text{а\ddot{u}\delta}} \approx \frac{1}{\sqrt{2}}q$, т.е. при сильном сигнале квадратичный детектор проигрывает линейному в $1/\sqrt{2}$ раз.

Совместное действие шума и модулированного сигнала на АД в линейном режиме

Как уже отмечалось, детектор является инерционным устройством из-за содержащегося в его составе фильтра, поэтому наличие модуляции не должно существенно влиять на полученные ранее оценки для параметров выходного сигнала при отсутствии модуляции.

Если входной модулированный сигнал имеет вид

$$U_c(t) = U_{mc}[1 + m \cos \Omega t] \cos \omega_0 t,$$

где m – коэффициент модуляции, то полезный эффект детектирования будет $U_{\Omega}(t) = U_{\Omega} \cos \Omega t$.

Коэффициент передачи детектора при модулированном сигнале имеет вид

$$K_{\text{а}\Omega} = \frac{U_{\Omega}}{mU_{mc}} = K_{\text{а}}[1 - \hat{O}_1(q, m)],$$

где $K_{\text{д}}$ – коэффициент передачи детектора в отсутствие шума; $\Phi_1(q, m)$ – функция, зависящая от отношения сигнал/шум на несущей частоте и глубины модуляции.

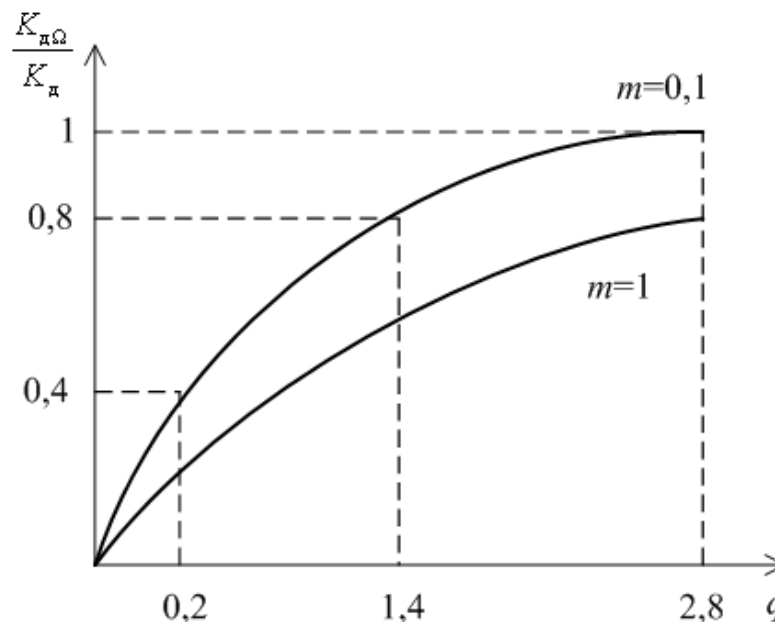


Рис. 3.119. Зависимость отношения $K_{\text{а}\Omega} / K_{\text{а}}$ от отношения сигнал/шум q и индекса модуляции m

Тогда можно записать отношение $\frac{K_{\text{а}\Omega}}{K_{\text{а}}} = 1 - \hat{O}_1(q, m)$, зависимость которого от q и m показана на [рис. 3.119](#).

На рисунке видно, что при увеличении m , увеличивается и подавление сигнала, т.к. при этом сигнал в большей степени захватывает квадратичный участок детекторной характеристики.

3.6.9. Синхронный (когерентный) амплитудный детектор

Синхронный детектор представляет собой частный случай преобразователя частоты на аналоговом перемножителе, если частота гетеродина равна частоте сигнала. И здесь, как и в преобразователях частоты, обычно соблюдается условие $U_r \gg U_c$. Схема синхронного детектора приведена на [рис. 3.120](#).

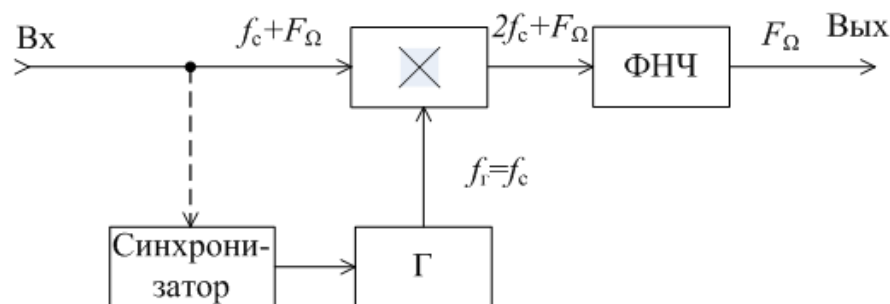


Рис. 3.120. Структурная схема синхронного детектора

Выражения для сигналов на входе перемножителя имеют вид $U_c = U_{m0}(1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega t + \varphi)$, $U_{\hat{a}} = U_{m\hat{a}} \cos \omega t$. В общем виде на выходе сигнал может быть определен как $U_{\hat{a}\hat{o}} = A U_c U_{\hat{a}}$. После преобразований можно записать выражение для выходного напряжения:

$$U_{\hat{a}\hat{o}} = \frac{A}{2} U_{m0} U_{m\hat{a}} m \cos \Omega t \cos \varphi.$$

Из этого следует, что для получения максимальной амплитуды сигнала на выходе нужно, чтобы $\varphi = 0$, т.е. колебания сигнала и гетеродина были синхронизированы по фазе. Для синхронизации используется сам принимаемый сигнал.

Достоинства синхронного детектора заключаются в следующем: существует линейная зависимость между $U_{\text{ВЫХ}}$ и $U_{\text{ВХ}}$; существует выигрыш $\sqrt{2}$ раз по отношению сигнал/шум относительно обычных амплитудных детекторов (при условии, что отношение сигнал/шум $\gg 1$):

$$q_{\hat{a}\hat{o}}^2 = \frac{U_{mc}}{\sigma_{\emptyset}^2} = 2q_{\hat{a}\hat{o}}^2, \quad q_{\hat{a}\hat{o}} = \sqrt{2}q_{\hat{a}\hat{o}}.$$

Главный недостаток синхронного детектора заключается в необходимости синхронизации с точностью до фазы частот сигнала и гетеродина.

3.6.10. Детекторы импульсных сигналов

В импульсных системах полезное сообщение может содержаться в

параметрах каждого импульса сигнала или в импульсной последовательности. В первом случае задача детектирования сводится к превращению каждого импульса в видеоимпульс, форма которого должна повторять форму огибающей радиоимпульса.

Во втором случае нужно выделить огибающую последовательности импульсов. Роль несущего колебания могут выполнять как радио, так и видеоимпульсы.

Различают три вида импульсных детекторов (ИД):

импульсные детекторы – детекторы радиоимпульсов, выделяющие огибающую каждого импульса;

пиковые детекторы – детекторы последовательности радиоимпульсов с целью детектирования её огибающей;

детекторы видеоимпульсов – для детектирования последовательности видеоимпульсов с целью выделения её огибающей.

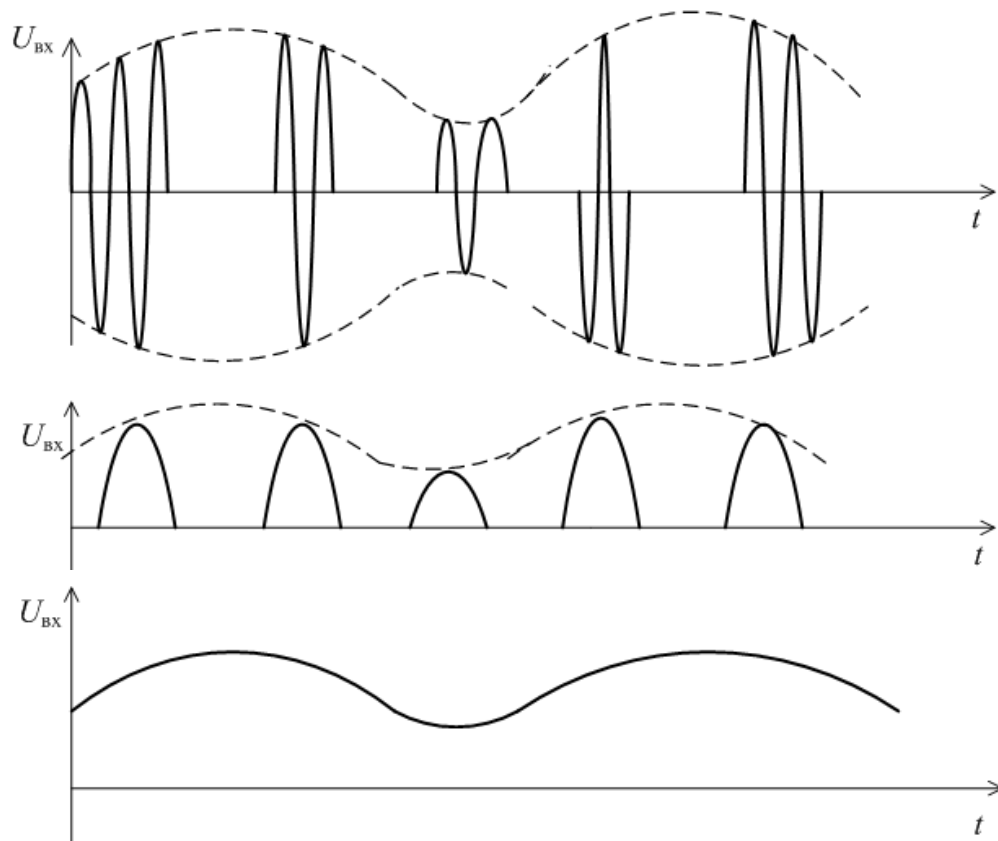


Рис. 3.121. Эпюры сигналов в импульсных детекторах

На [рис. 3.121](#) показаны эпюры сигналов в этих детекторах.

Импульсные детекторы

Импульсные детекторы (ИД) могут выполняться по различным схемам. Но наиболее широко используются диодные ИД (например, [рис. 3.122](#)), т.к. они обладают простой схемой, высокой перегрузочной способностью и малыми искажениями. Однако при работе с импульсными сигналами предъявляются более жесткие требования к инерционности нагрузки

ИД.

Постоянная времени нагрузки выбирается из соотношения

$$T_{i\delta} \ll R_i C_i \ll \tau_{\epsilon},$$

где $T_{пр}$ – период промежуточной частоты; $\tau_{и}$ – длительность импульса.

В устоявшемся режиме процесс детектирования аналогичен детектированию непрерывных сигналов, те же и параметры ИД, но для ИД необходимо учитывать переходные процессы. Так, в начале импульса $R_n = 0$, угол отсечки $\Theta = \pi/2$, а $R_{вх} \approx 2R_i$ (R_i – динамическое сопротивление диода).

По мере заряда C_n угол отсечки Θ уменьшается, а $R_{вх}$ растет. После окончания импульса диод запирается и C_n разряжается через R_n и R_i обр, поэтому форма заднего фронта импульса имеет экспоненциальный характер.

При этом заряд C_n происходит через малое сопротивление R_d , а разряд – через большое. Поэтому при расчете R_n учитывают допустимое время спада фронта по формуле $\tau_{н\grave{а}\grave{а}} = 2,3R_i C_i$, т.к. обычно выполняется условие $R_i \ll R_{i\grave{а}\grave{а}}$.

При выборе емкости нагрузки и разделительной емкости учитывают следующие требования:

1. Емкость C_n должна быть большой, чтобы не уменьшить коэффициент передачи, т.е. должно выполняться условие

$$R_i C_i \gg \frac{1}{\omega_{ip}}, \text{ ёёё } R_i C_i \approx (2-3)\dot{Q}_{ip}.$$

2. Емкость C_n должна быть больше следующей суммы емкостей:

$$C_i \gg C_{\grave{а}} + C_i + C_{\grave{а}\grave{а}\grave{а}} \approx 10(C_{\grave{а}} + C_i + C_{\grave{а}\grave{а}\grave{а}}),$$

где C_d – емкость диода; C_m – емкость монтажа; $C_{вх\text{ вУ}}$ – емкость входа видеоусилителя.

3. Емкость C_p для разделительной цепи рассчитывается по соотношению $\tilde{N}_{\delta} R_{\grave{а}\grave{а}\grave{а}} \approx (5-10)\tau_{\epsilon}$.

Пиковый детектор

Главной особенностью пиковых детекторов (ПД) является большая постоянная времени разряда τ_p емкости C_n , т.е. в промежутке между импульсами напряжение на ней мало изменяется и остается пропорциональным амплитуде последовательности импульсов. Таким образом, выполняется условие $\tau_{\delta} \gg \dot{Q}_i$, где T_p – период повторения импульсов.

Однако для точного преобразования сигнала должно также выполняться условие инерционности $\tau_{\delta} \ll \dot{Q}_{\Omega}$, где T_{Ω} – период модуляции. Если это условие не выполняется, то напряжение на нагрузке не будет успевать следовать за огибающей. Поэтому постоянная времени нагрузки должна быть в пределах, определяемых неравенством $T_i \ll R_i C_i \ll T_{\Omega}$.

Другая особенность ПД – это наличие скважности при подаче импульс-

ной последовательности. Скважностью называется отношение $q = \frac{T_i}{\tau_u}$. Поэтому

в пиковых детекторах при подаче импульсной последовательности постоянная составляющая тока на выходе уменьшится в q раз по сравнению с непрерывным сигналом. Как показывает анализ, все расчетные формулы для детектора непрерывных сигналов остаются в силе при замене сопротивления R_H на эквивалентное сопротивление R_3 , где $R_3 = \frac{R_1}{q}$.

Таким образом, при проектировании пиковых детекторов для сохранения качественных показателей достаточно увеличить в q раз сопротивление нагрузки. Поэтому обычно для ПД нагрузка имеет большую величину (порядка нескольких МОм).

Обычно в качестве пиковых применяют детекторы с разделенной нагрузкой (рис. 3.112) или детекторы с двойным детектированием, как показано на рис. 3.122.

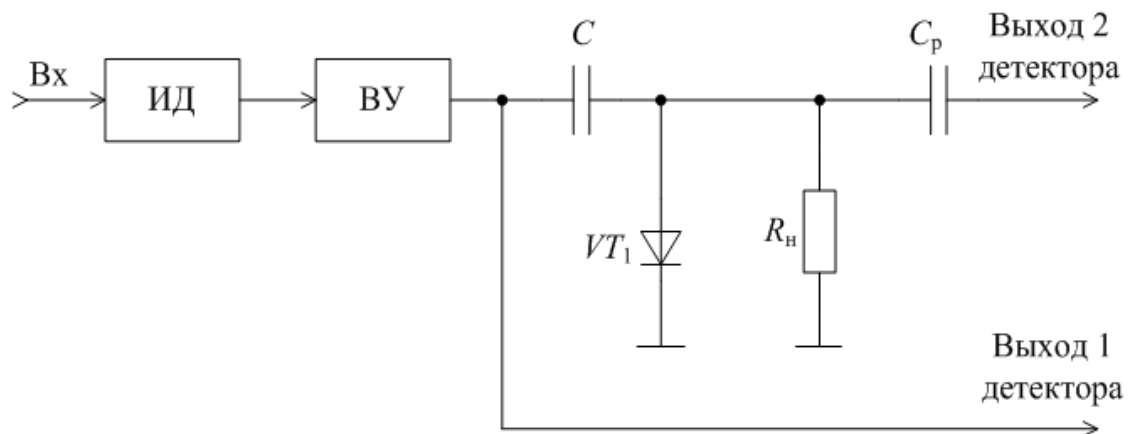


Рис. 3.122. Схема пикового детектора с двойным детектированием

В этой схеме после малого сигнала первого импульсного детектора для увеличения выходного напряжения применяется дополнительный видеоусилитель (ВУ), что позволяет подать сигнал на второй детектор, собранный по схеме параллельного диодного детектора.

3.7. Амплитудные ограничители

3.7.1. Определение, назначение, классификация и основные параметры амплитудных ограничителей

Амплитудный ограничитель (АО) – это устройство, на выходе которого амплитуда U_c не превышает определенного значения при изменении амплитуды входного сигнала в широком динамическом диапазоне.

АО используют для решения задач, представленных в виде структурных схем на рис. 3.123.

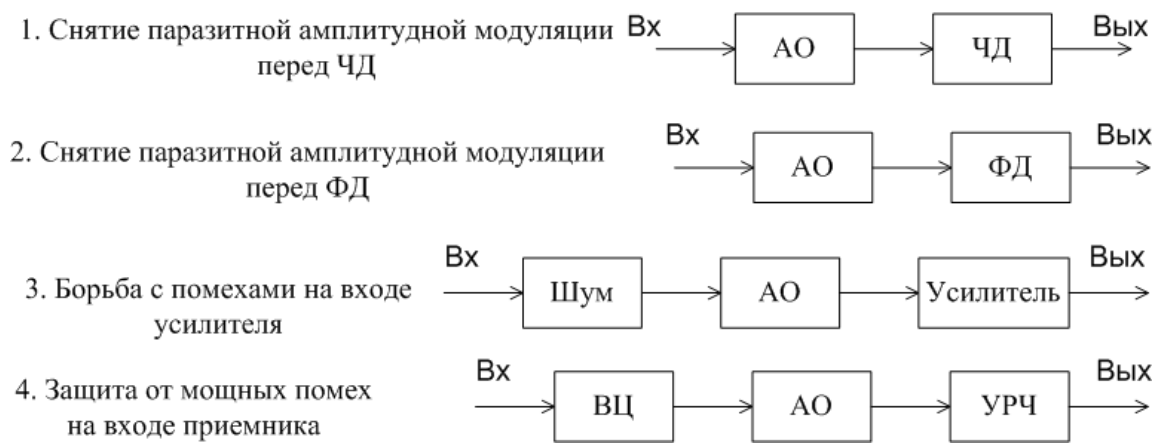


Рис. 3.123. Структурные схемы включения АО, отражающие цели его применения

Классификация АО может быть проведена по следующим признакам:

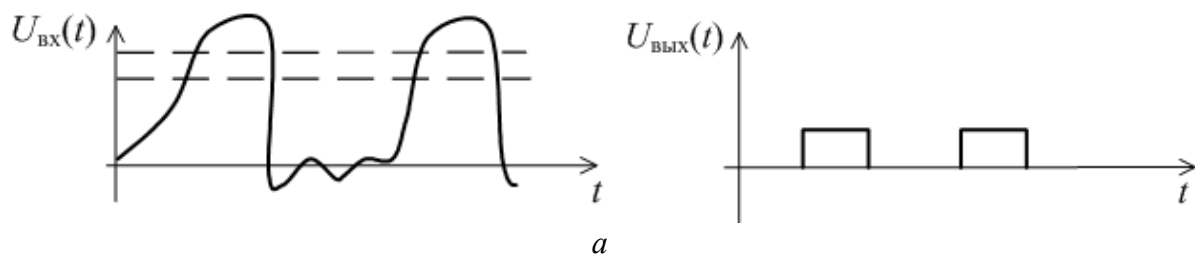
1. В зависимости от воздействия на форму сигнала различают два вида АО – ограничители мгновенного значения напряжения и ограничители амплитуды синусоидального напряжения ([рис. 3.124](#)).

2. В зависимости от принципа работы АО разделяются на ограничители, работающие по принципу ограничения тока питающего напряжения, по принципу ограничения коэффициента передачи от источника сигнала к следующему каскаду и по принципу автоматического уменьшения эквивалентного сопротивления нагрузки при увеличении $U_{вх}$.

3. По типу используемых нелинейных элементов АО подразделяются на диодные (последовательные и параллельные) и транзисторные (которые могут работать в режиме насыщения и отсечки с использованием транзистора в диодном включении или с использованием только режима отсечки).

К достоинствам диодных и транзисторных АО можно отнести следующее: для диодных АО – это малая инерционность, сравнительная простота и экономичность; для транзисторных АО – это наличие усиления, малые искажения в режиме отсечки. К недостаткам диодных АО можно отнести отсутствие усиления.

4. По соотношению между $U_{вх}$ и $U_{вых}$ АО подразделяются на ограничители сверху, снизу и двухсторонние.



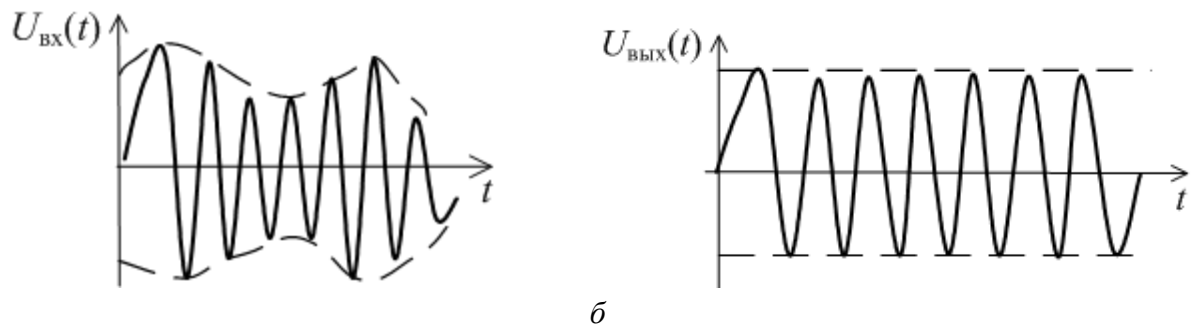


Рис. 3.124. Сигналы на входе и выходе двух типов АО: *a* – ограничители мгновенного сигнала; *б* – ограничители амплитуды синусоидального сигнала

Основными параметрами АО являются следующие:

- напряжение ограничения входного сигнала $U_{огр}$;
- напряжение ограничения выходного сигнала $U_{огр}$;
- крутизна амплитудной характеристики в линейной области;
- крутизна амплитудной характеристики в области ограничения;
- коэффициент ограничения $U_{вх}$;
- эффективность амплитудного ограничения;
- коэффициент усиления в линейном режиме;
- фазоамплитудная характеристика;
- динамический диапазон;
- частотный диапазон.

Поясним подробнее ряд параметров, встречающихся впервые.

Коэффициент ограничения – это величина, равная отношению дифференциального коэффициента передачи до уровня порога ограничения к дифференциальному коэффициенту передачи за порогом ограничения (рис. 3.125):

$$K_{i\ddot{a}o} = \frac{\operatorname{tg}\alpha_1}{\operatorname{tg}\alpha_2}. \quad (3.108)$$

Эффективность амплитудного ограничения – это величина, равная отношению коэффициента амплитудной модуляции на входе к коэффициенту амплитудной модуляции на выходе. Для повышения эффективности используют несколько последовательно включенных АО.

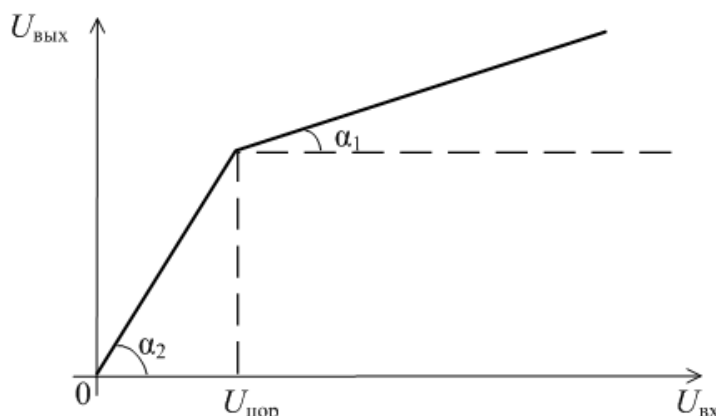


Рис. 3.125. Амплитудная характеристика АО

Рассмотрим конкретные схемы АО и принцип их работы.

3.7.2. Принцип работы и схемы АО

В качестве нелинейных элементов в АО часто применяют полупроводниковые диоды. Ограничение можно обеспечить, например, включив параллельно резонансному контуру элементы с переменными проводимостями (диоды), как показано на [рис. 3.126](#).

Для того чтобы получить некоторые параметры АО, изображенного на [рис. 3.126](#), составим эквивалентную схему этого АО в виде, показанном на [рис. 3.127](#).

Если привести $R_{\text{вх}}$ к выходу, то можно записать выражение для коэффициента передачи в виде

$$K_{\text{max}} = \frac{R_{\hat{a}\hat{o}}}{R_1 + R_{\hat{a}\hat{o}}}. \quad (3.109)$$

Дифференциальный коэффициент передачи определится по формуле

$$\hat{E}_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}} = \frac{dU_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}}{dU_{\hat{a}\hat{o}}} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_{i\hat{a}}}. \quad (3.110)$$

Тогда коэффициент ограничения можно вычислить по формуле

$$\hat{E}_{i\hat{a}\hat{o}} = \frac{K_{\text{max}}}{K_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}} = \frac{R_{\hat{a}\hat{o}}(R_1 + R_{i\hat{a}})}{R_{i\hat{a}}(R_1 + R_{\hat{a}\hat{o}})}. \quad (3.111)$$

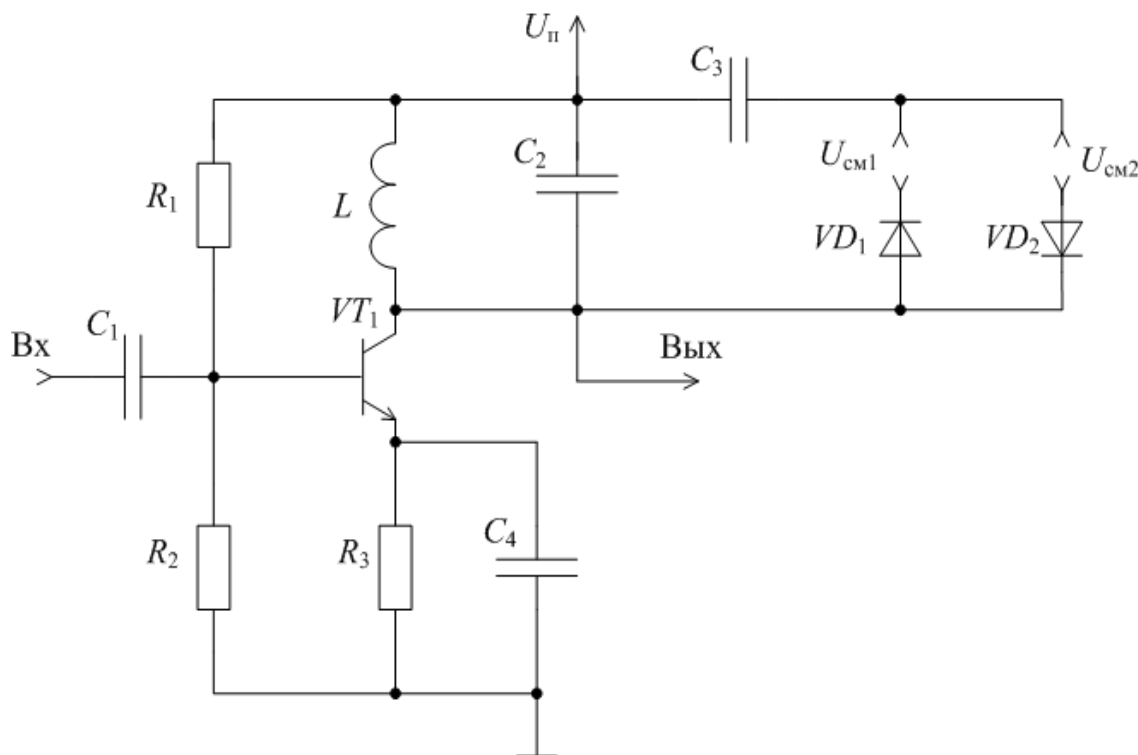


Рис. 3.126. Принципиальная схема диодного АО

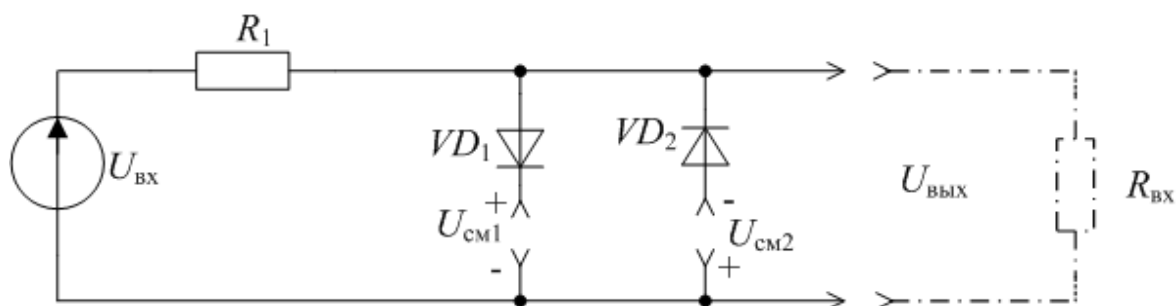


Рис. 3.127. Эквивалентная схема АО с изменяемым коэффициентом передачи

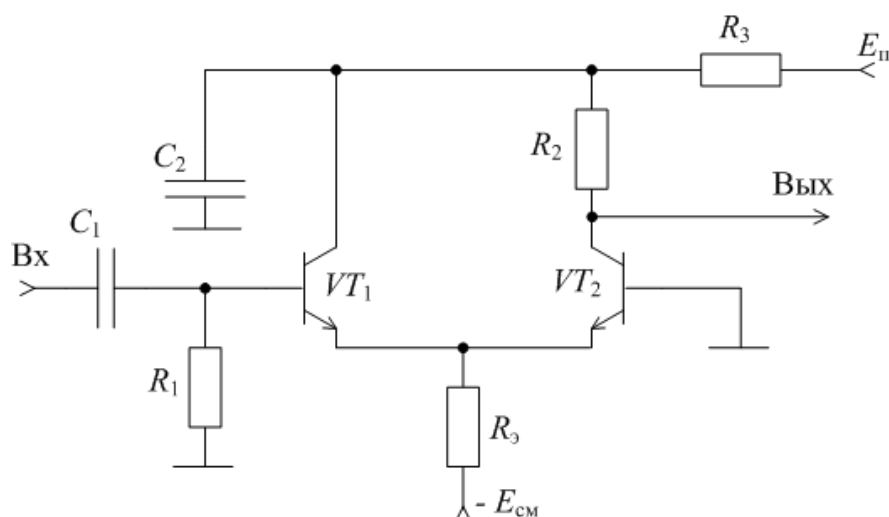


Рис. 3.128. Принципиальная схема АО мгновенного значения на дифференциальном каскаде

Широкое распространение получили АО на основе дифференциального каскада, работающего в режиме отсечки. Схема АО мгновенного значения на дифференциальном каскаде показана на [рис. 3.128](#).

Коэффициент ограничения схемы, изображенной на рисунке, можно найти по формуле

$$\hat{E}_{\text{ог}} = \frac{1}{\text{ch}^2\left(\frac{U_c}{2\varphi_0}\right)}, \quad (3.112)$$

где $\varphi_0 = \frac{kT}{e} \approx 30 \text{ мВ}$; k – постоянная Больцмана; T – температура; e – заряд электрона.

Характеристика такого ограничителя в относительных единицах показана на [рис. 3.129](#).

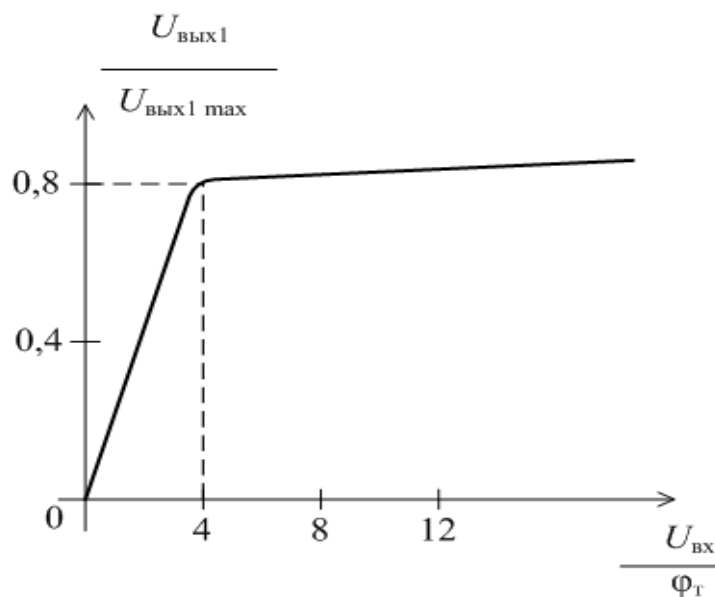


Рис. 3.129. Амплитудная характеристика АО на дифференциальном каскаде в относительных единицах

Как следует из формулы (3.112) и графика (рис. 3.129), при $U_c \approx 4\varphi_0$ $\hat{E}_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}} = 14$, а при $U_c \approx 8\varphi_0$ $\hat{E}_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}} = 750$.

3.7.3. Прохождение сигналов и помех через АО

Воздействие на АО двух синусоидальных сигналов

Пусть на входе АО действуют два синусоидальных сигнала вместе. Один из них будем считать помехой, а другой – сигналом, и пусть их амплитуды соотносятся как $U_{мп} < U_{мс}$.

Тогда входной сигнал будет равен

$$U_{\hat{a}\hat{o}}(t) = U_{мс} \cos \omega_c t + U_{м\hat{i}} \cos \omega_i t. \quad (3.113)$$

Отсюда векторная диаграмма результирующего колебания будет иметь вид, показанный на рис. 3.114, где разница частот определяется выражением

$$\Delta\omega = (\omega_i - \omega_c). \quad (3.114)$$

В соответствии с теоремой косинусов можно записать выражения для огибающей и фазы результирующего сигнала на выходе АО в виде

$$\begin{aligned} U_{mр\hat{a}\hat{c}}(t) &= \sqrt{U_{мс}^2 + U_{м\hat{i}}^2 + 2U_{мс}U_{м\hat{i}} \cos(\Delta\omega t)} = \\ &= U_{мс} \sqrt{1 + 2\frac{U_{м\hat{i}}}{U_{мс}} \cos(\Delta\omega t) + \left(\frac{U_{м\hat{i}}}{U_{мс}}\right)^2}, \end{aligned} \quad (3.115)$$

$$\theta(t) = \arctg \left[\frac{\left(\frac{U_{m\dot{i}}}{U_{mc}} \sin \Delta\omega t \right)}{\left(1 - \frac{U_{m\dot{i}}}{U_{mc}} \cos \Delta\omega t \right)} \right]. \quad (3.116)$$

В этом случае результирующий сигнал на выходе представляет собой биения с разностной частотой $\Delta\omega$:

$$U_{p\dot{a}\dot{c}}(t) = U_{m p\dot{a}\dot{c}}(t) \cos[\omega_c t + \theta(t)]. \quad (3.117)$$

Пусть $U_{mc} - U_{m\dot{i}} > U_{\dot{i}\dot{\delta}\dot{a}}$, а АО – идеальный. Тогда амплитуда на выходе не будет изменяться во времени, и на выходе получится фазомодулированный сигнал вида

$$U_{\hat{a}\hat{u}\hat{\delta}}(t) = U_0 \cos(\omega_c t + \theta(t)). \quad (3.118)$$

Пусть также выполняется условие $U_{m\dot{p}} < U_{mc}$. Тогда отношение сигнал/помеха на входе $q_{вх}$ имеет вид

$$q_{\hat{a}\hat{\delta}} = \frac{U_{mc}}{U_{m\dot{i}}} \gg 1. \quad (3.119)$$

Отсюда фаза сигнала на выходе через отношение сигнал/помеха примет вид

$$\theta(t) \approx \arctg \left(\frac{1}{q_{\hat{a}\hat{\delta}}} \sin \Delta\omega t \right) \approx \frac{1}{q_{\hat{a}\hat{\delta}}} \sin \Delta\omega t, \quad (3.120)$$

а выходной сигнал – вид

$$U_{\hat{a}\hat{u}\hat{\delta}}(t) = U_0 \cos \left(\omega_0 t + \frac{1}{q_{\hat{a}\hat{\delta}}} \sin \Delta\omega t \right). \quad (3.121)$$

Проведя преобразования путем разложения в ряд по функциям Бесселя относительно аргумента $1/q$, можно получить спектральные составляющие сигнала на выходе:

$$U_{\hat{a}\hat{u}\hat{\delta}}(t) = U_0 \cos \omega_c t + \frac{U_0}{2q_{\hat{a}\hat{\delta}}} \cos(\omega_c + \Delta\omega)t - \frac{U_0}{2q_{\hat{a}\hat{\delta}}} \cos(\omega_c - \Delta\omega)t. \quad (3.122)$$

Спектр сигналов на входе и выходе АО, в соответствии с выражением (3.122), изображен на [рис. 3.130](#).

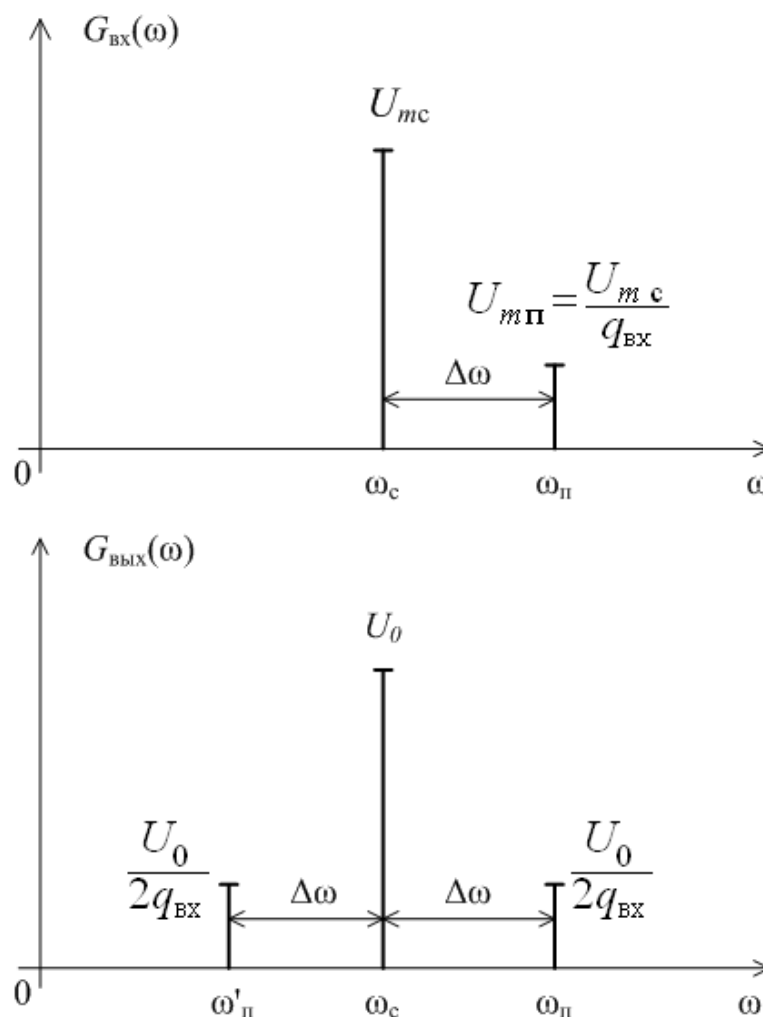


Рис. 3.130. Спектр сигналов на входе и выходе АО при воздействии двух синусоидальных сигналов

Из рисунка следует, что суммарное (с учетом обеих составляющих) отношение сигнал/помеха по выходу будет равно

$$q_{\text{а\ddot{u}}\delta\Sigma} = q_{\text{а\ddot{u}}\delta} \sqrt{2}, \quad (3.123)$$

т.е. при большом отношении сигнал/помеха на входе на выходе оно еще улучшается на 3 дБ. Это приводит к эффекту подавления слабого сигнала сильным. Если слабый сигнал является полезным, то он и подавляется.

Взаимодействие синусоидального сигнала с флуктуационной помехой в АО с резонансной нагрузкой

Резонансную нагрузку после АО используют в основном в приемниках ЧМ-сигнала, однако при этом необходимо, чтобы отношение сигнал/помеха было > 1 .

Пусть на входе АО действуют сигнал вида

$$U_c = U_{mc} \cos \omega_0 t \quad (3.124)$$

и помеха в виде узкополосного нормального шума. Частота сигнала ω_0 совпадает с серединой АЧХ резонансной нагрузки, АО имеет идеальную харак-

теристику ограничения, а $U_{\text{пор}}$ находится ниже минимального уровня сигнала или шума.

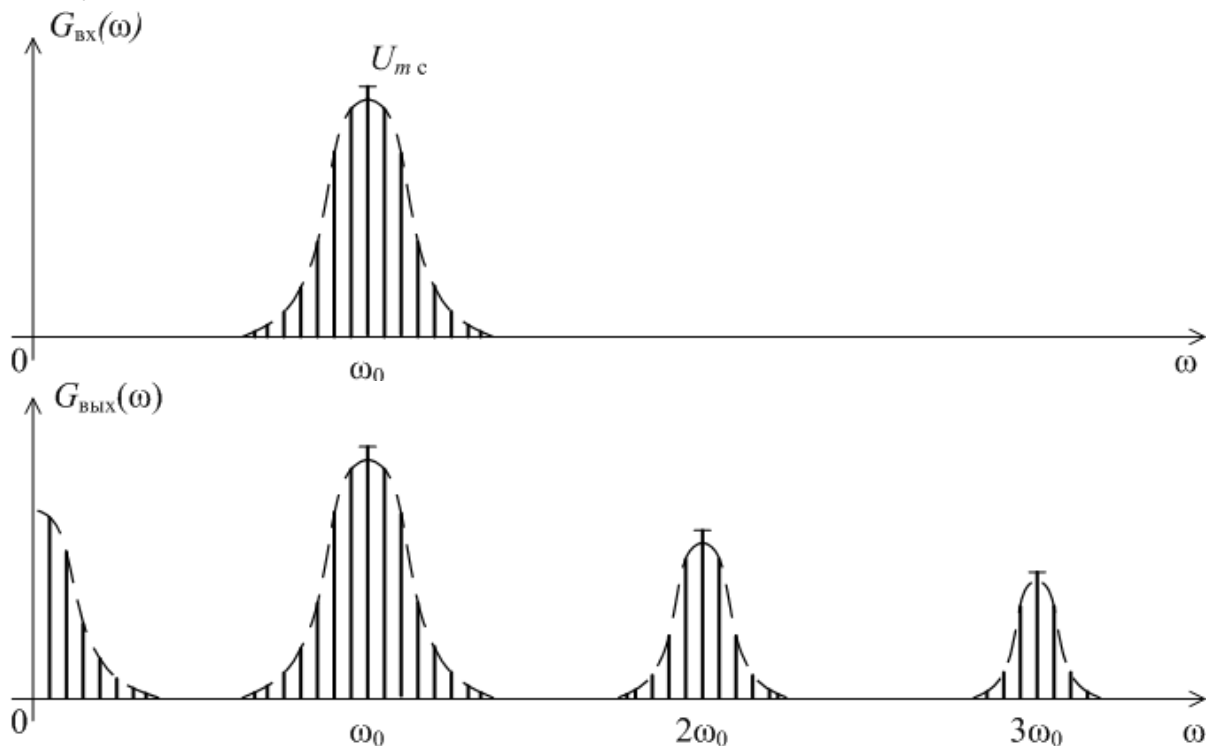


Рис. 3.131. Спектр сигналов на входе и выходе АО при воздействии синусоидального сигнала и узкополосной шумовой помехи

Тогда спектр на входе и выходе будет таким, как показано на [рис. 3.131](#). Отношение сигнал/шум на входе имеет вид

$$q_{\text{âð}} = \frac{U_{mc}}{\sqrt{2}U_{\sigma}}. \quad (3.125)$$

Как следует из [рис. 3.131](#), результирующий спектр на выходе изменяется. При пиках шума больших, чем U_{mc} , фаза меняется скачком на 180° , что приводит к броску частоты, а значит, в спектре появляются дополнительные высокочастотные составляющие, а также составляющие вблизи нулевой частоты.

При резонансной нагрузке все дополнительные составляющие будут отфильтрованы, при этом оставшаяся мощность шума вблизи ω_0 будет составлять около 80 % от общей мощности шума на выходе АО.

Перераспределение спектра зависит от величины напряжения порога ограничения $U_{\text{пор}}$. Если его увеличить до уровня $U_{\text{ш. действ}}$, то перераспределение мощности будет более значительно в область НЧ.

В любом случае полная мощность шума на выходе является постоянной и не зависит от отношения сигнал/шум.

Для двух возможных случаев соотношения сигнал/шум на входе и на выходе можно привести следующие соотношения: если $q_{\text{âð}} \ll 1$, то

$$q_{\text{âð}} = \frac{\sqrt{\pi}}{2} q_{\text{âð}} \approx 0,89 q_{\text{âð}}, \text{ если же } q_{\text{âð}} \gg 1, \text{ ò } q_{\text{âð}} = \sqrt{2} q_{\text{âð}}.$$

Таким образом, при большом отношении сигнал/шум на входе $q_{\text{вх}}$ на

выходе отношение $q_{\text{вых}}$ будет ещё больше на 3 дБ.

3.8. Частотные детекторы

3.8.1. Определение, назначение, классификация и основные параметры частотных детекторов

Частотным детектором (ЧД) называется устройство, выполняющее одну из двух функций: преобразования ВЧ напряжения, модулированного по частоте, в НЧ напряжение, изменяющееся по закону модуляции, и преобразования отклонения несущей частоты сигнала от её номинального значения в постоянное напряжение, величина и знак которого характеризуют величину и знак этого отклонения.

Устройства, выполняющие первую функцию, называют частотными демодуляторами. Они входят в состав радиоприемных устройств ЧМ-сигналов.

Устройства, выполняющие вторую функцию, называют частотными дискриминаторами. Они входят в системы АПЧ УПиОС, где вырабатывают управляющее напряжение для этих систем.

Классифицировать ЧД можно по виду преобразования сигнала:

– частотно-амплитудные ЧД, в которых происходит преобразование изменения частоты в изменения амплитуды с последующим детектированием в АД;

– частотно-фазовые ЧД, в которых происходит преобразование отклонения частоты в отклонения между векторами основного и вспомогательного напряжения с последующим детектированием в ФД;

– частотно-импульсные ЧД, в которые преобразуют ЧМ-сигнал в последовательность импульсов, частота следования которых пропорциональна отклонению входной частоты от среднего значения. НЧ напряжение, пропорциональное числу импульсов в единицу времени, можно получить с помощью счетчиков импульсов;

– автокорреляционные ЧД;

– ЧД на основе ФАП (синхронные фазовые детекторы);

– цифровые ЧД.

К основным параметрам ЧД относятся следующие:

1. Частотная, или детекторная, характеристика. Это зависимость выходного напряжения от частоты (рис. 3.132). На данном рисунке ω_0 – это переходная частота ЧД. Основными параметрами, описывающими характеристику, являются крутизна $S_{\times\ddot{A}} = \left. \frac{dU}{df} \right|_{f=f_0}$ и раствор $\Pi_{\text{ЧД}}$, т.е. интервал частот, лежащий между «горбами» частотной характеристики (приблизительно можно

считать $P_{\times \dot{A}} \approx \omega_2 - \omega_1$). Рабочий участок детекторной характеристики находится между «горбами».

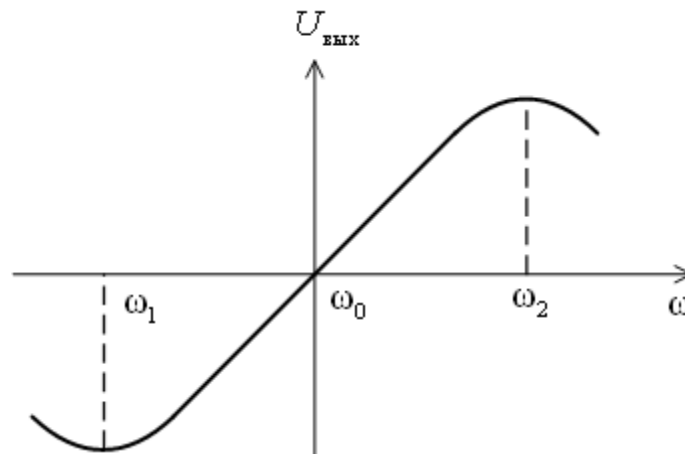


Рис. 3.132. Частотная (детекторная) характеристика ЧД

2. Коэффициент передачи по напряжению:

$$K_{\times \dot{A}} = \frac{U_{\Omega}}{U_{\hat{\Delta}f}} \quad \text{и} \quad \Delta f = \Delta f_{\max}.$$

3. Различные искажения сигнала – нелинейные, линейные (частотные и фазовые).

4. Входное сопротивление.

5. Коэффициент фильтрации ВЧ напряжения.

Так как качество детектирования ЧМ-сигнала в значительной степени определяется параметрами детекторной характеристики, приведем основные требования к ней.

Во-первых, размах $P_{\text{ЧД}}$ должен соответствовать диапазону частот отклонений, которые возможны для данного сигнала в данном приемнике; во-вторых, в пределах $P_{\text{ЧД}}$ детекторная характеристика должна быть возможно более линейной; в третьих, при заданных $P_{\text{ЧД}}$ и f_0 крутизна $S_{\text{ЧД}}$ должна быть возможно большей и, наконец, переходная частота f_0 должна быть достаточно стабильной.

В случае использования ЧД в качестве демодулятора наиболее важным требованием из перечисленных выше является линейность характеристики внутри $P_{\text{ЧД}}$ (это обеспечивает минимум искажений) при возможно большем размахе $P_{\text{ЧД}}$ и большей максимальной девиации частоты. Требования к крутизне и стабильности частоты могут быть ослаблены.

В случае использования ЧД в качестве дискриминатора наиболее важным является требование стабильности частоты, т.к. в системах АПЧ любая нестабильность частоты будет перенесена на подстраиваемые частоты, также важна симметрия характеристики относительно f_0 при большей крутизне, потому что вблизи нуля нестабильность усилителей постоянного тока входящих в состав систем АПЧ наиболее велика.

3.8.2. Принципы работы и схемы ЧД

Как следует из определения, частотные детекторы выделяют информацию, содержащуюся в частоте сигнала. Поэтому всякая амплитудная модуляция для ЧМ-сигнала является паразитной. Как правило, на входе ЧД ставят АО, чтобы убрать паразитную АМ. Таким образом, АО и ЧД являются обязательными элементами тракта приемника ЧМ-сигналов.

**Частотноамплитудные детекторы,
или детекторы на расстроенных контурах**

Принцип работы частотно-амплитудного детектора (ЧАД) основан на подаче входного сигнала на наклонный участок резонансной характеристики (отсюда понятие расстроенного контура). В качестве резонансной системы может быть использована любая частотнозависимая цепь: LC -контур, RC -фильтры, активных RC -фильтры, микрополосковые фильтры, пьезомеханические, керамические фильтры и т.д. Принцип работы пояснен на [рис. 3.133](#).

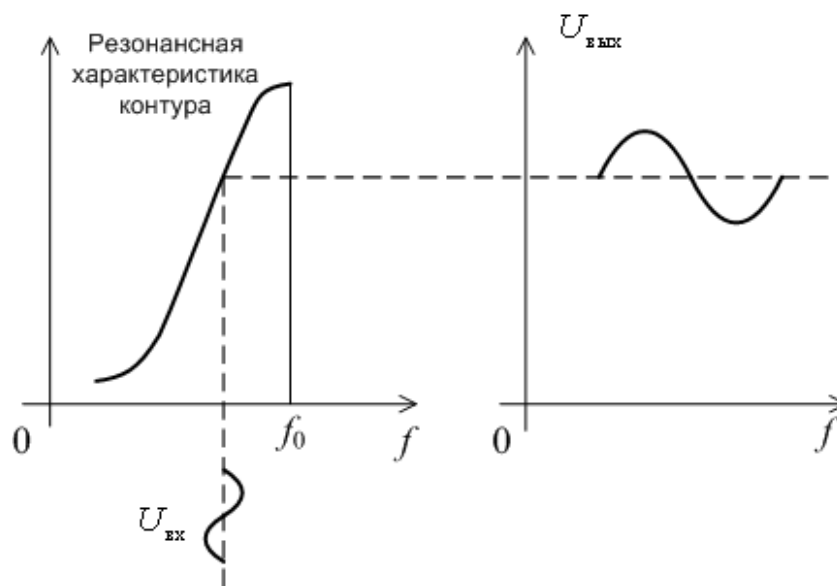


Рис. 3.133. Принцип работы ЧАД

Однако ЧАД с одним контуром не обладают хорошими характеристиками. Поэтому, как правило, используют балансные схемы. Пример схемы балансного ЧД типа ЧАД с двумя расстроенными контурами показан на [рис. 3.134](#).

В данной схеме токи через VD_1 и VD_2 протекают во встречном направлении, а выходное напряжение $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}$.

Детекторная характеристика такого ЧД получается из взаимодействия характеристик двух детекторов на расстроенных контурах, как показано на [рис. 3.135](#).

Если параметры контуров и диодов одинаковы, то уравнение детекторной характеристики будет иметь вид

$$U_{\hat{a}\hat{o}} = K_{\times\ddot{A}} U_{\hat{a}\hat{o}} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (\xi - \xi_0)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi + \xi_0)^2}} \right).$$

Здесь ξ – текущая расстройка частоты, а ξ_0 – расстройка при нулевом отклонении частоты от резонансной частоты контура.

Крутизна детекторной характеристики при $\xi = 0$ будет равна

$$S_{\times\ddot{A}} = \frac{dU_{\hat{a}\hat{o}}}{d\xi_0} = K_{\times\ddot{A}} U_{\hat{a}\hat{o}} \frac{2\xi_0}{\sqrt{(1 + \xi_0^2)^3}}.$$

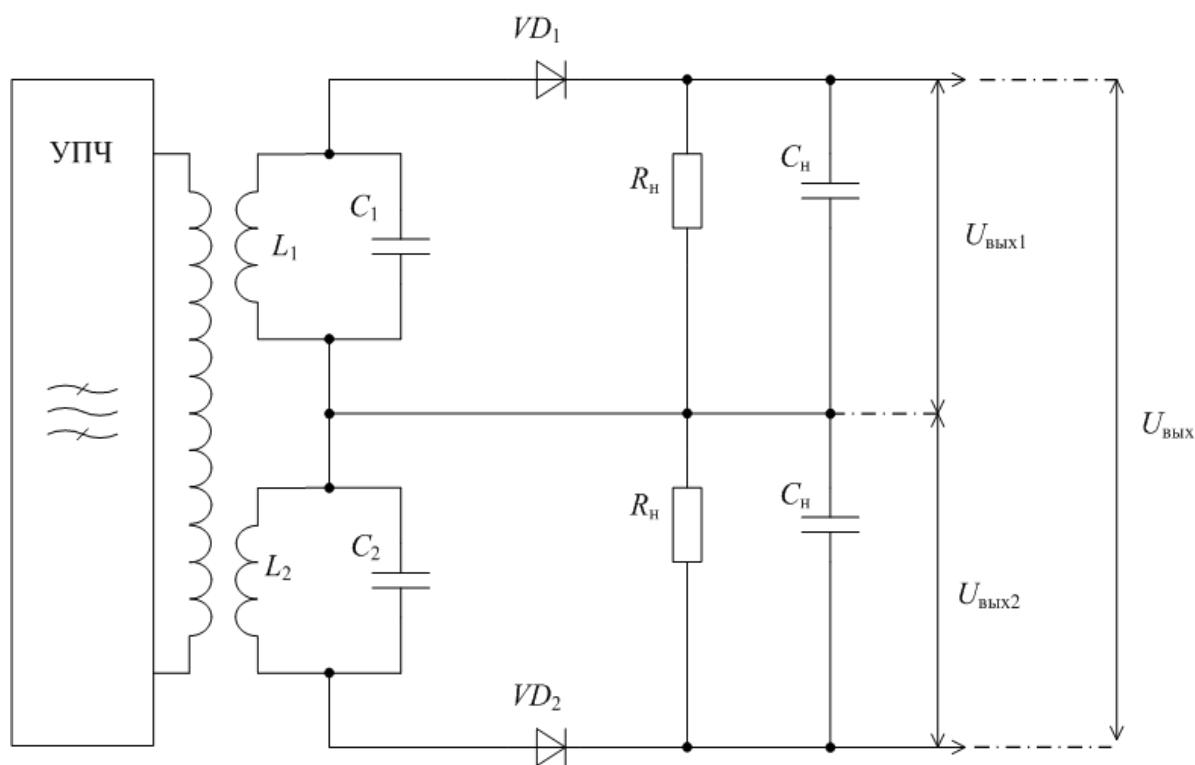


Рис. 3.134. Фрагмент схемы балансного ЧД на двух расстроенных контурах

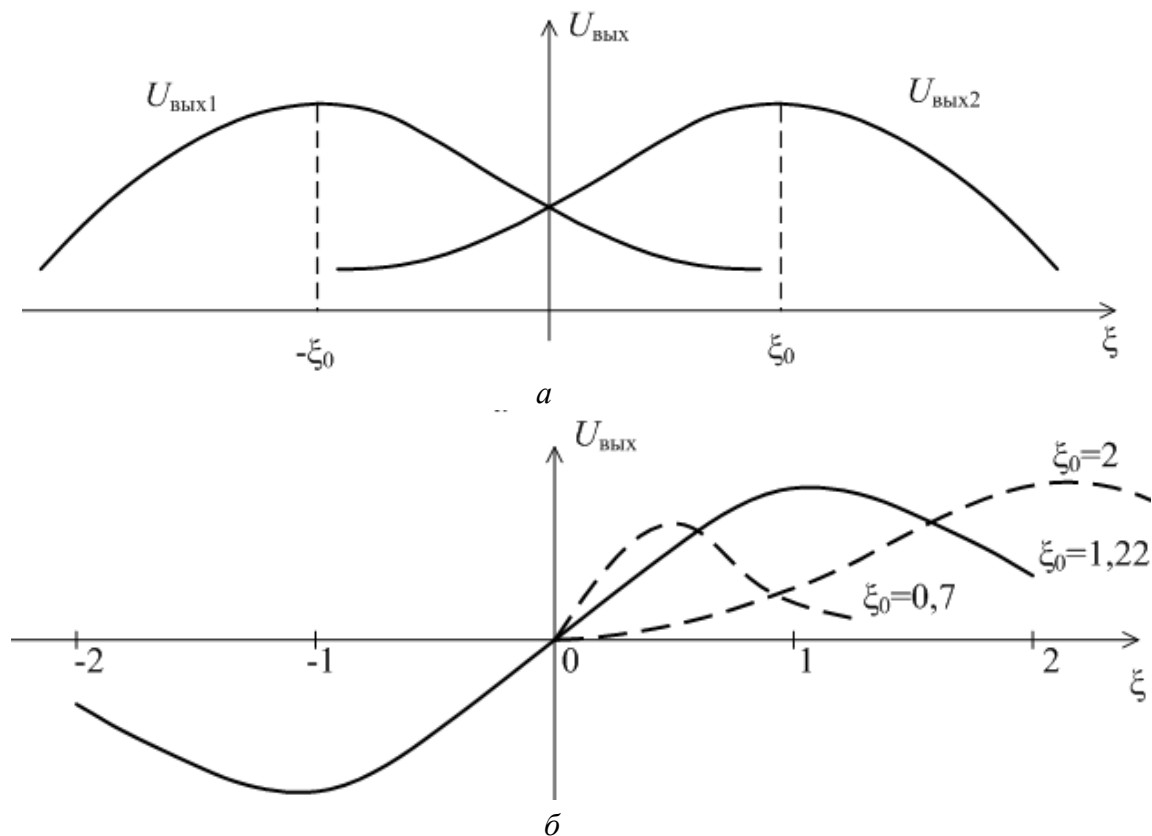


Рис. 3.135. Детекторная характеристика ЧД на двух расстроенных контурах: *а* – вид выходного напряжения каждого детектора; *б* – суммарная детекторная характеристика

Анализ показывает, что максимальное значение крутизны достигается при $\xi_0 = 1/\sqrt{2}$. Однако наименьшая степень нелинейных искажений достигается при $\xi_0 = \sqrt{1,5}$.

Частотно-фазовые детекторы

На практике широко используются ЧД с преобразованием ЧМ в ФМ с последующим детектированием в ФД (ЧФД, [рис. 3.136](#)). По сравнению с ЧД на расстроенных контурах они легче настраиваются. Перед таким ЧД также обязателен АО.



Рис. 3.136. Структурная схема ЧФД

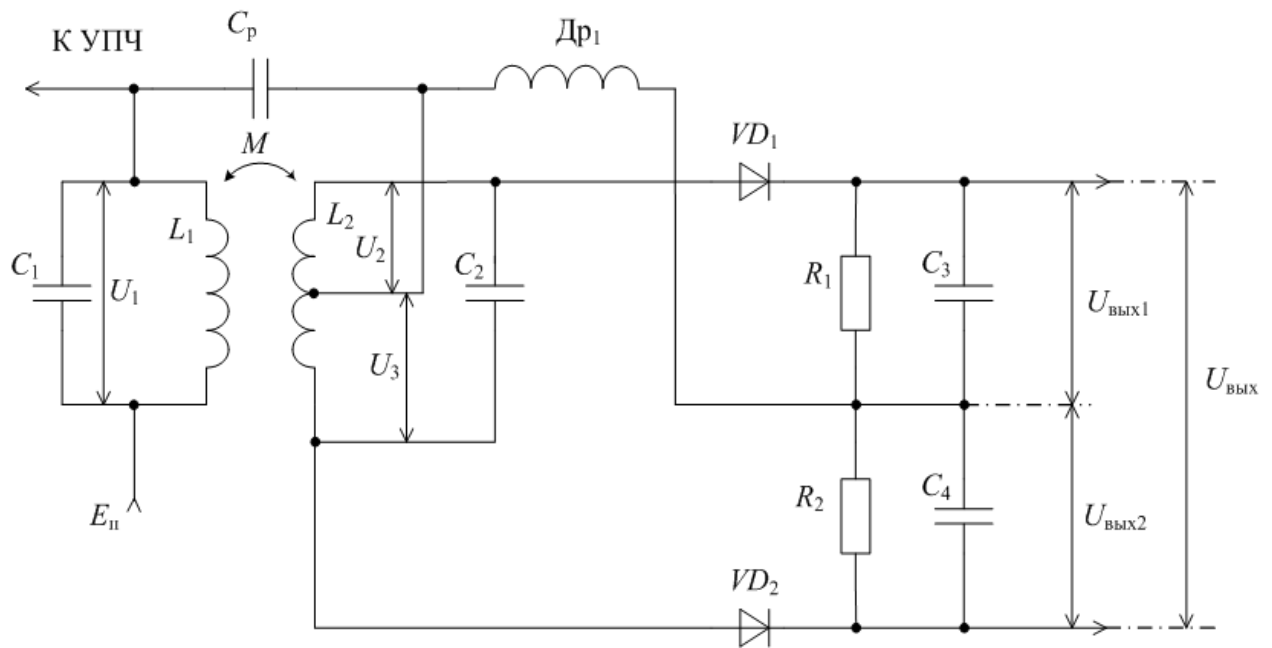


Рис. 3.137. Пример принципиальной схемы ЧФД

Принципиальная схема диодного ЧФД показана на [рис. 3.137](#).

Здесь дроссель нужен для замыкания постоянного тока диодов. Тогда к каждому диоду приложено напряжение, определяемое формулами $U_{VD1} = U_1 + \frac{(U_2 + U_3)}{2}$ и $U_{VD2} = U_1 - \frac{(U_2 + U_3)}{2}$. С изменением частоты сигнала относительно резонансных частот контуров (f_0) меняется фазовый сдвиг между ЭДС, наводимой во 2-м контуре и током 2-го контура, что приводит к изменению напряжения на диодах и на выходе, которое определяется формулой $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}$.

При $f_c = f_0$ контуры имеют чисто активное сопротивление и $|U_{VD1}| = |U_{VD2}|$. Тогда имеет место равенство $|U_{\text{вых1}}| = |U_{\text{вых2}}|$, а значит, $U_{\text{вых}} = 0$.

При $f_c < f_0$ характер сопротивления контуров становится индуктивным, при $f_c > f_0$ – емкостным.

В результате, при изменении частоты на входе напряжение на выходе образует требуемую детекторную характеристику, аналогичную представленной на [рис. 3.132](#).

Отсутствие АО на входе детектора приведет к переносу паразитной АМ в напряжение на выходе ЧФД. Поэтому при применении схемы ([рис. 3.137](#)) наличие АО на входе обязательно, что является ее недостатком.

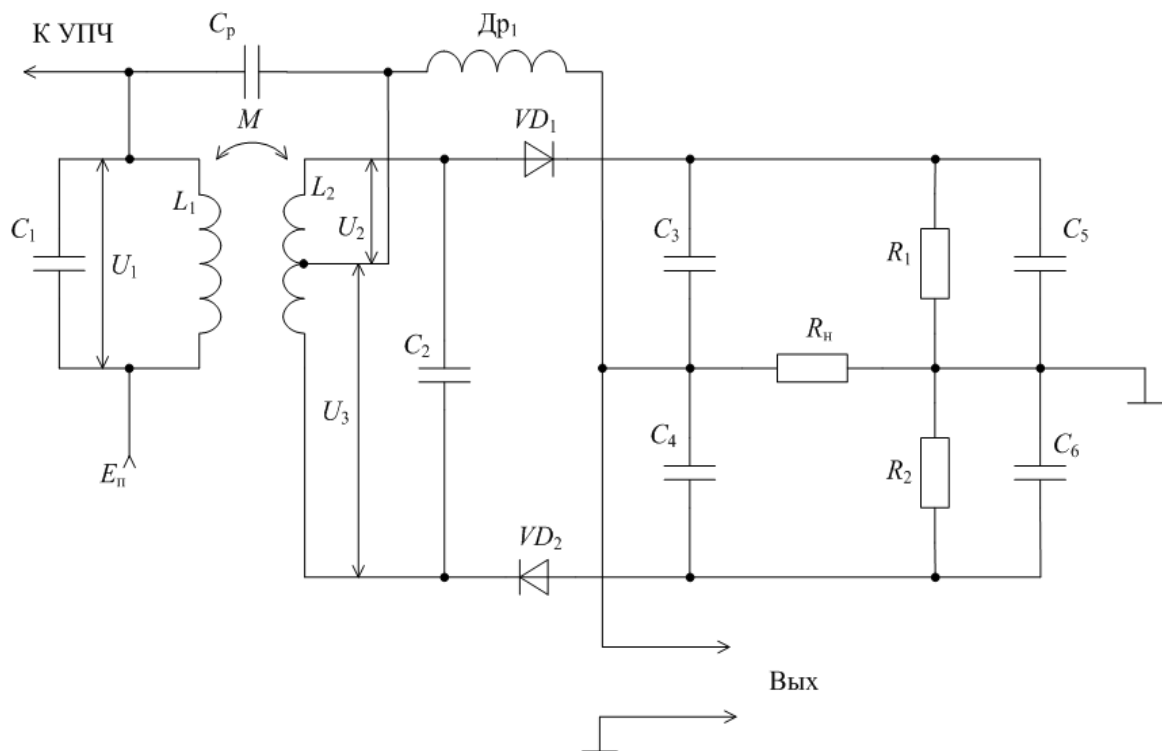


Рис. 3.138. Схема дробного ЧФД (детектора отношений)

Разновидностью ЧФД, не требующих АО на входе, является дробный детектор, или детектор отношений.

Схема такого детектора приведена на [рис. 3.138](#).

Характерной особенностью его является наличие инерционных цепей, включенных параллельно детектору. Это делает его малочувствительным к паразитной АМ входного сигнала (с определенной частотой).

Так как постоянная времени выбирается из условий $R_1 C_3 \gg \tau_{\Omega \min}$ и $R_2 C_4 \gg \tau_{\Omega \min}$, то за период модуляции напряжение на цепочке существенно не меняется и на каждом диоде формируется автосмещение постоянной величины, что изменяет угол отсечки и изменяет $R_{\text{вх}}$. Увеличение угла отсечки приводит к уменьшению $R_{\text{вх}}$, а значит, сильнее становится шунтирование контура. Это приводит к уменьшению входного напряжения и падению коэффициента усиления. В свою очередь, это приводит к росту $R_{\text{вх}}$, уменьшению шунтирования контура, росту напряжения, уменьшению угла отсечки и увеличению усиления и т.д.

Следовательно, дробный детектор исполняет роль диодного ограничителя с фиксированным порогом, что не требует применения отдельного АО на входе.

У рассмотренных схем ЧД есть один общий существенный недостаток – это наличие индуктивностей и дросселей, т.е. намоточных изделий, существенно ограничивающих частотный диапазон применения таких ЧД. Поэтому более перспективными представляются схемы ЧД, не содержащие индуктивностей.

Детекторы без индуктивных элементов

Рассмотрим пример ЧД без индуктивных элементов, построенного по автокорреляционной схеме с применением линии задержки на поверхностно-акустических волнах (ПАВ).

Схема автокорреляционного детектора на ПАВ приведена на [рис. 3.139](#).

В данной схеме формирователь преобразует входной сигнал в импульсы с изменяющейся частотой и длительностью. Фазовый сдвиг импульсов равен $\varphi = k\omega\tau$, где k – количество периодов; τ – время задержки в линии задержки.

Данная схема имеет определенные достоинства:

1. Из-за отсутствия индуктивностей она очень технологична, т.е. пригодна для микроэлектронного исполнения;
2. Нормированная детекторная характеристика имеет линейный вид, как показано на [рис. 3.140](#);
3. Полоса пропускания вдвое шире, чем у детекторов со связанными и расстроенными контурами.

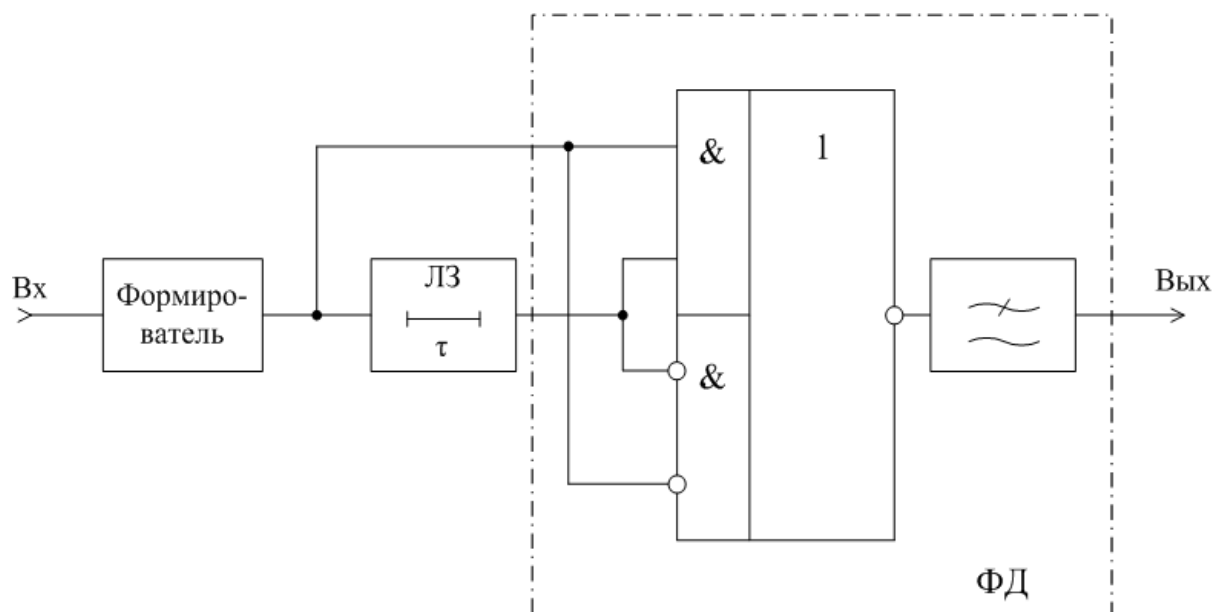


Рис. 3.139. Функциональная схема автокорреляционного ЧД с применением линии задержки на ПАВ и логических элементов

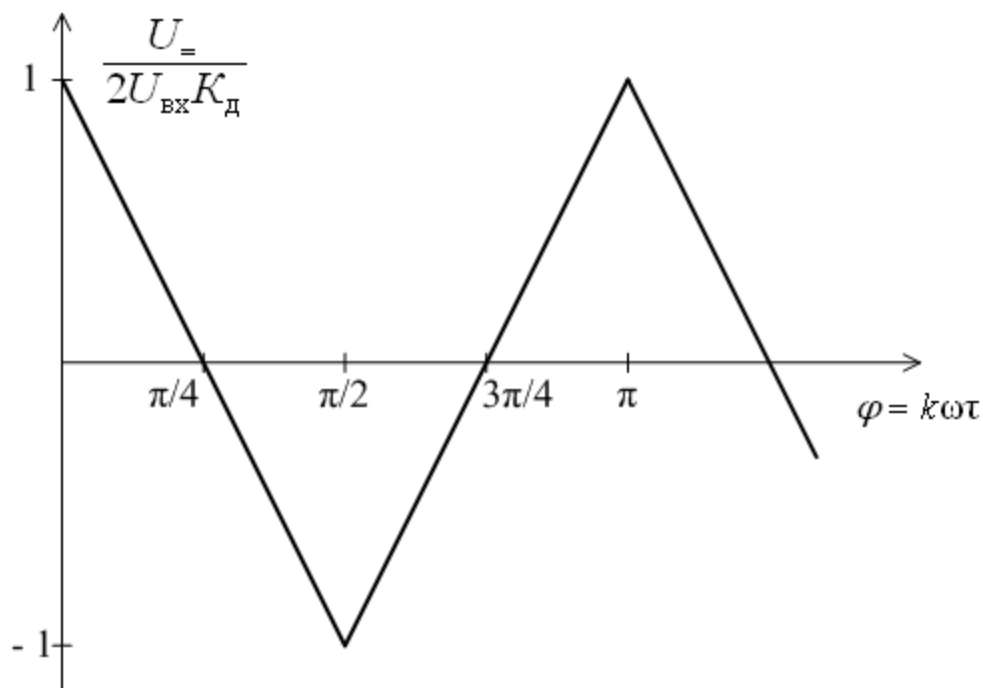


Рис. 3.140. Нормированная детекторная характеристика автокорреляционного ЧД

Частотно-импульсные детекторы

В детекторах этого типа ЧМ-сигнал сначала преобразуют в последовательность импульсов, изменяющих свое временное положение по закону частотной модуляции, т.е. получается сигнал с время-импульсной модуляцией. Далее детектирование происходит в детекторе видеоимпульсов.

Схема импульсного ЧД приведена на [рис. 3.141](#).

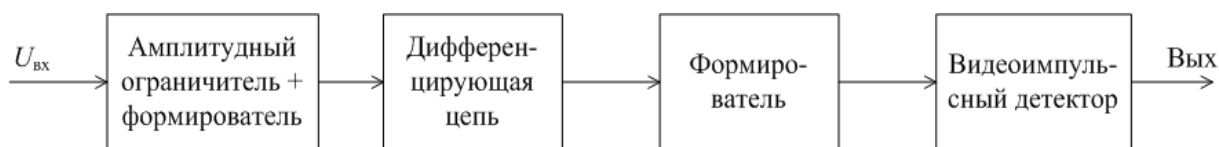


Рис. 3.141. Структурная схема частотно-импульсного детектора

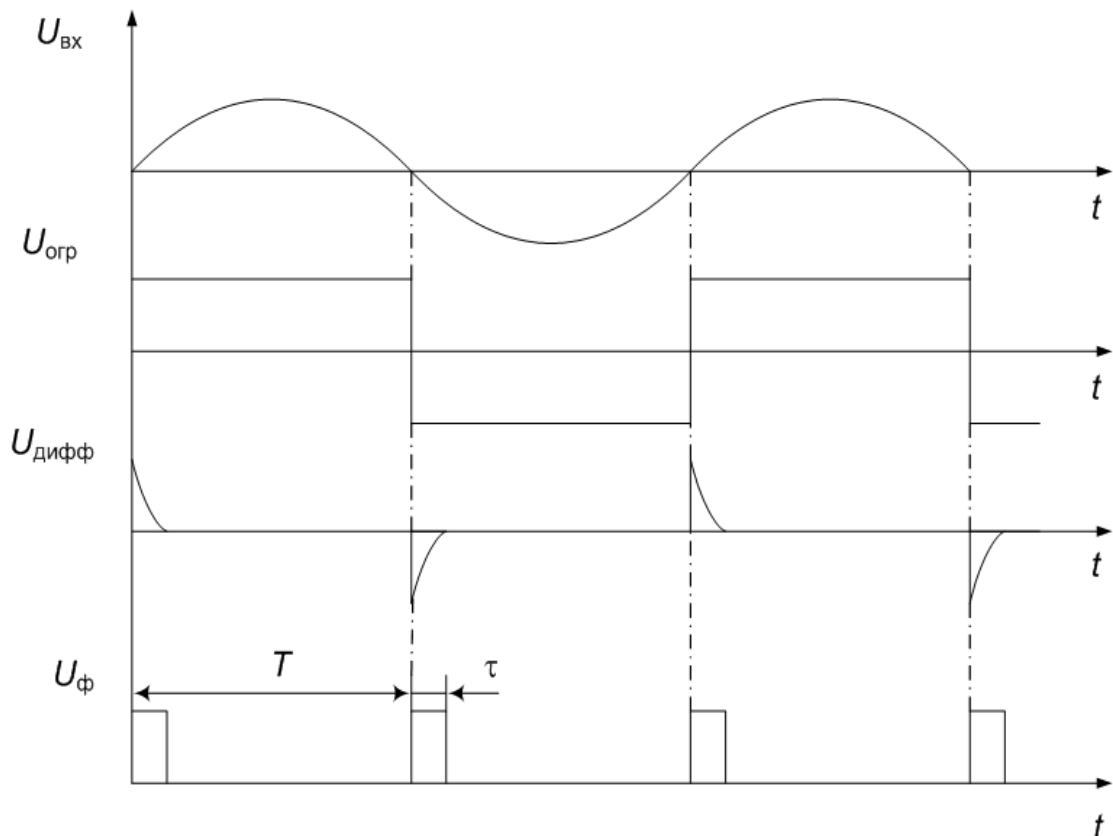


Рис. 3.142. Временная диаграмма работы частотно-импульсного детектора

Напряжение на выходе видеоимпульсного детектора, реализованного по схеме пикового детектора видеоимпульсов, будет определяться скважностью $U_{\text{дифф}} = \frac{1}{q} = \frac{\tau}{T} = \tau f_c$, которая пропорциональна частоте и не зависит от амплитуды сигнала (рис. 3.142).

Частотные детекторы на основе систем фазовой автоподстройки (синхронные фазовые детекторы)

Совмещение функций автоподстройки частоты гетеродина и частотного детектирования позволяет существенно повысить технические характеристики приемников ЧМ-сигналов.

Структурная схема такого детектора приведена на [рис. 3.143](#).

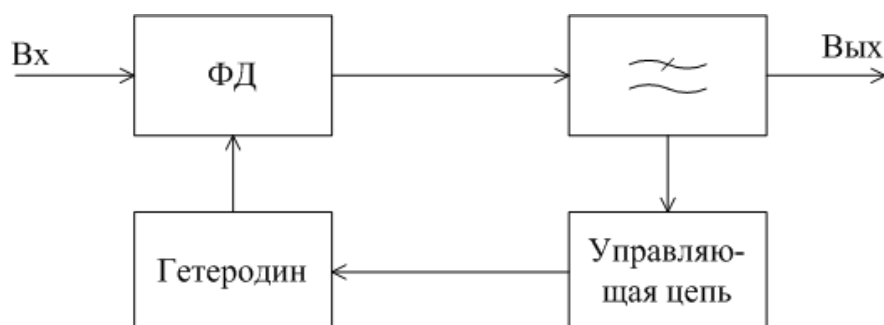


Рис. 3.143. Структурная схема ЧД с системой фазовой автоподстройки частоты гетеродина

Достоинством данной схемы является высокая помехоустойчивость при снижении порогового эффекта.

Цифровые частотные детекторы

При не очень высоких рабочих частотах перспективными являются схемы ЧД с полностью цифровой обработкой. В таких схемах на входе ставится АЦП, а далее применяются цифровые устройства. Пример схемы ЧД в цифровом исполнении приведен на [рис. 3.144](#).

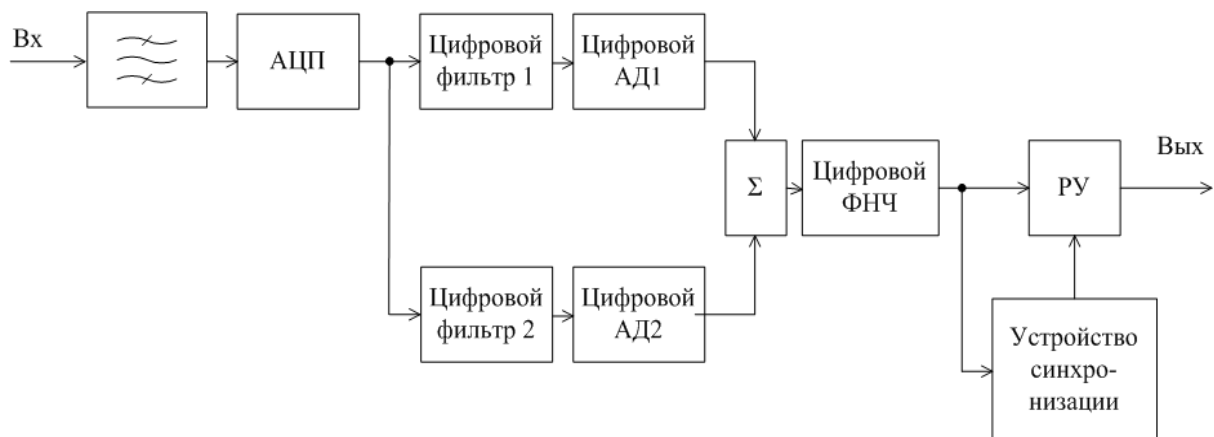


Рис. 3.144. Структурная схема ЧД с цифровой обработкой

В данной схеме РУ является решающим устройством, осуществляющим накопление информации, поступающей с выхода цифрового ФНЧ в течение тактового импульса, сравнивающее полученное значение с порогом и выдающее принятое решение.

3.8.3. Определение выходного напряжения и полосы пропускания частотных детекторов

Частотный детектор на расстроенных контурах (не связанных по электромагнитному полю)

Выходное напряжение в таком детекторе ([рис. 3.134](#)) будет определяться как разница напряжений $U_{\text{ВЫХ } 1}$ и $U_{\text{ВЫХ } 2}$:

$$U_{-} = U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}1} - U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}2} = U_{\hat{a}\hat{o}} \hat{E}_0 K_{\hat{a}} \Psi(\xi_1 \xi_0),$$

где K_0 – коэффициент передачи усилителя на расстроенных контурах; K_d – коэффициент передачи собственно детектора; Ψ – функция, зависящая от начальной и конечной расстройки,

$$\Psi(\xi, \xi_0) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi - \xi_0)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi + \xi_0)^2}}.$$

Если выполняются условия равенства частотных полос и эквивалентных затуханий обоих контуров: $\Delta f_{01} = \Delta f_{02} = \Delta f$, $\delta_{y1} = \delta_{y2} = \delta_y$, то можно считать, что равны и начальные расстройки контуров: $\xi_{01} = \xi_{02} = \xi_0$.

Тогда общая начальная расстройка $\xi_0 \approx \frac{2\Delta f_0}{f_0 \delta_y}$. Текущая расстройка, как известно, определяется $\xi = \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \frac{1}{\delta_y}$. Следовательно, зависимость функции $\Psi(\xi, \xi_0)$ от ξ для различных значений ξ_0 будет иметь вид, представленный на [рис. 3.145](#).

Анализ рисунка показывает, что при $\xi_0 = \sqrt{1,5}$ детекторная характеристика является наиболее линейной, а при $\xi_0 = 1/\sqrt{2}$ она достигает максимальной крутизны. При $\xi > 1$ «горбы» практически совпадают с ξ_0 , т.е. $\xi_{\max} = \pm \xi_0$.

Если считать раствором детекторной характеристики в первом приближении расстояние между «горбами», то полоса пропускания $\Pi_{\text{ЧД}}$ определится как

$$\dot{\xi}_{\times \bar{A}} = f_2 - f_1 = 2\Delta f_0 = \xi_0 \dot{\xi},$$

где Π – эквивалентная полоса контура по уровню 0,7.

Оптимальное значение начальной расстройки, равное интервалу между экстремумами функции, можно записать в виде

$$\xi_{\text{итд}} = \frac{2\Delta f_0}{\delta_y f_0} = \frac{2\Delta f_0}{\dot{\xi}}.$$

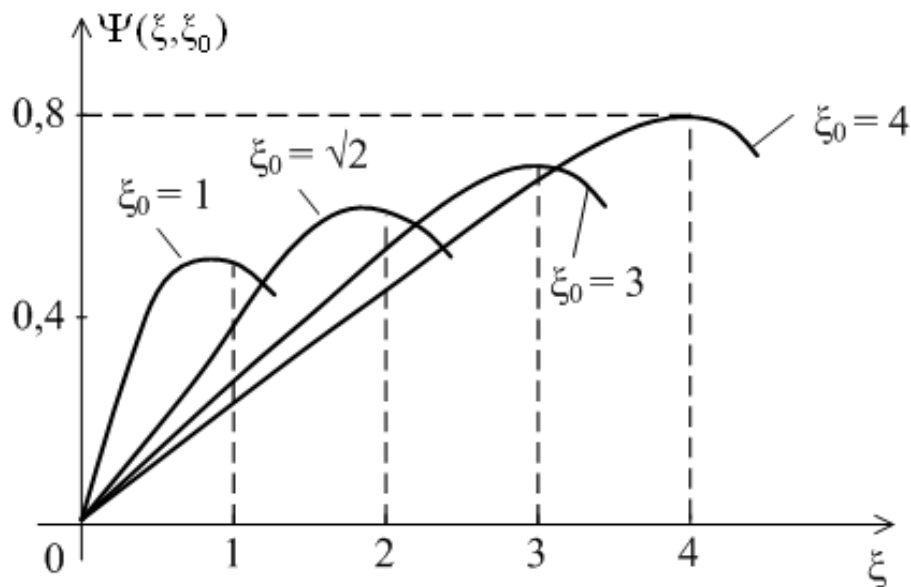


Рис. 3.145. Вид вспомогательной функции $\Psi(\xi, \xi_0)$ для различных расстроек

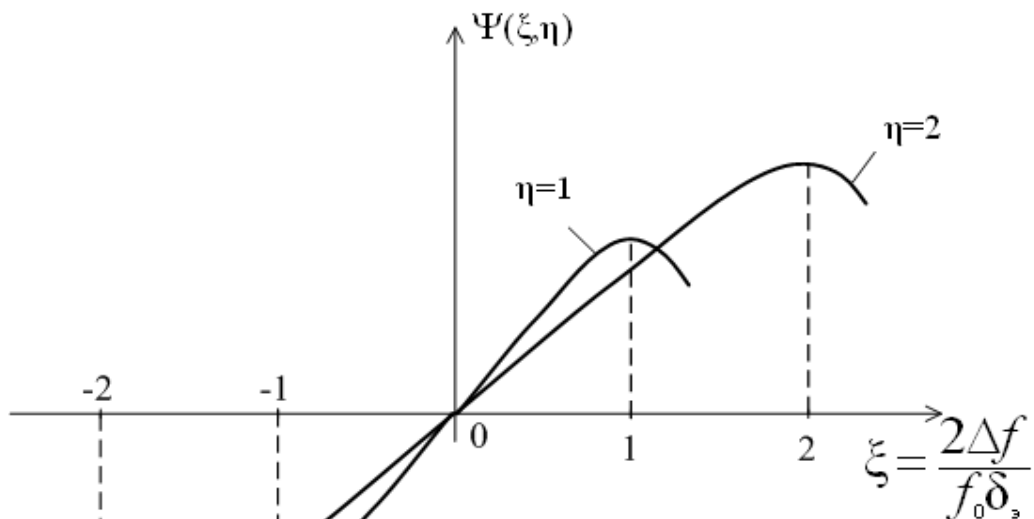


Рис. 3.146. Вид нормированной детекторной характеристики

Частотный детектор на связанных (настроенных) контурах

Выражение для выходного напряжения для данного типа детектора аналогично выражению для детектора на расстроенных контурах, только функция Ψ учитывает еще и параметр связи η между контурами. Следовательно, выходное напряжение можно определить по выражению

$$U_{\text{в}} = U_{\text{ао}} \hat{E}_0 K_{\text{а}} \Psi(\xi, \eta).$$

Отсюда функцию можно записать в виде

$$\Psi(\xi, \eta) = \frac{\sqrt{1 + (\xi + 0,5\eta)^2} - \sqrt{1 - (\xi - 0,5\eta)^2}}{\sqrt{(1 + \eta^2 - \xi)^2 + 4\xi^2}},$$

где η – параметр связи, $\eta = \frac{k_{\text{нâ}}}{\delta_{\dot{y}}} = \frac{\dot{I}}{\delta_{\dot{y}} \sqrt{L_1 L_2}}$; L_1, L_2 – индуктивности связанных контуров.

Вид зависимости функции $\Psi(\xi, \eta)$ от ξ и η аналогичен виду для расстроенных контуров ([рис. 3.146](#)).

Анализ показывает, что при $\eta = 0,5-2$ детекторная характеристика практически линейна, при $\eta > 1$ «горбы» совпадают с ξ и можно считать $\xi_{\text{max}} = \pm\eta$.

Полоса пропускания такого ЧД с учетом параметра связи может быть определена как $\dot{I}_{\times \text{А}} = f_2 - f_1 = \eta 2\Delta f_0 = \eta \dot{I}$, где Π – полоса пропускания каж-

дого из контуров.

3.8.4. Искажения сигналов в частотных детекторах

Главный вид искажений сигналов в ЧД – это нелинейные искажения. На форму искажений влияет степень симметрии детекторной характеристики. Если характеристика симметрична, то возникают только четные гармоники, а при несимметричной возникают ещё и нечетные гармоники.

Причинами появления искажений в ЧД могут быть следующие:

- неравномерность АЧХ ВЧ тракта (возникает паразитная модуляция с удвоением частоты);
- нелинейность ФЧХ (возникает паразитная фазовая модуляция);
- зависимость ФЧХ тракта от амплитуды сигнала (возникает амплитудно-фазовая конверсия – АФК, причем может быть АФК собственная и перекрестная, когда амплитуда одного сигнала влияет на фазу другого).

Для борьбы с данными искажениями необходимо повышать равномерность АЧХ и линейность ФЧХ. Для устранения АФК, кроме указанного, необходимо повышать избирательность всего приемного тракта к помехам.

3.8.5. Прохождение сигнала и шума через частотный детектор. Пороговые свойства частотных детекторов

Для того чтобы получить аналитические выражения, описывающие процесс прохождения сигнала и шума через ЧД, зададимся начальными условиями: пусть ЧД обладает свойствами идеального ограничителя; частота входного сигнала совпадает с центральной частотой тракта; ВЧ тракт имеет прямоугольную АЧХ, а входной шум имеет равномерную спектральную плотность в пределах полосы пропускания тракта.

Действие на ЧД немодулированного сигнала и гармонической помехи

Пусть на входе действуют сигнал $U_c(t) = U_{mc} \cos \omega_c t$ и помеха $U_i(t) = U_{mi} \cos(\omega_i t + \varphi)$.

Разница частот и отношение сигнал/помеха может быть записано в виде $(\omega_i - \omega_c) = \Delta\omega$, $q_{\Delta\omega} = \frac{U_{mc}}{U_{mi}}$. Тогда результирующее напряжение на входе

ЧД по правилу сложения векторов двух гармонических колебаний можно определить как

$$U_{p\Delta\omega}(t) = U_{m p\Delta\omega}(t) \cos[\omega_c t + \theta(t)],$$

где $U_{m\Delta\omega}(t)$ – амплитуда результирующего колебания,

$$U_{m\grave{\text{d}}\grave{\text{a}}\grave{\text{c}}}(t) = U_{mc} \sqrt{1 + \frac{2}{q_{\grave{\text{a}}\grave{\text{o}}}} \cos \Delta\omega t + \frac{1}{q_{\grave{\text{a}}\grave{\text{o}}}^2}};$$

$$\theta(t) - \text{фазовый сдвиг, } \theta(t) = \text{arctg} \frac{\sin \Delta\omega t}{q_{\grave{\text{a}}\grave{\text{o}}} \cos \Delta\omega t}.$$

При большом $q_{\text{вх}}$, т.е. $q_{\text{вх}} \gg 1$, можно полагать, что

$$U_{m\text{p}\grave{\text{a}}\grave{\text{c}}}(t) \approx U_{m\grave{\text{i}}}\left(1 + \frac{\cos \Delta\omega t}{q_{\grave{\text{a}}\grave{\text{o}}}}\right) \text{ и } \theta(t) \approx \frac{\sin \Delta\omega t}{q_{\grave{\text{a}}\grave{\text{o}}}}.$$

Тогда паразитная девиация частоты под действием помехи

$$\Delta\omega_{\grave{\text{i}}\grave{\text{d}}\grave{\text{a}}\grave{\text{c}}} = \frac{\Delta\omega}{q_{\grave{\text{a}}\grave{\text{o}}}} \cos \Delta\omega t,$$

а её максимальное значение –

$$\Delta\omega_{\grave{\text{i}}\grave{\text{d}}\grave{\text{a}}\grave{\text{c}} \text{ max}} = \frac{\Delta\omega}{q_{\grave{\text{a}}\grave{\text{o}}}}.$$

Напряжение и мощность сигнала на выходе ЧД от действия этой паразитной девиации будут определяться как

$$U_{\grave{\text{i}}\grave{\text{.}}\grave{\text{a}}\grave{\text{u}}\grave{\text{o}}} = S_{\grave{\text{a}}}\frac{\Delta\omega}{q_{\grave{\text{a}}\grave{\text{o}}}}, P_{\grave{\text{i}}\grave{\text{.}}\grave{\text{a}}\grave{\text{u}}\grave{\text{o}}} = U_{\grave{\text{i}}\grave{\text{.}}\grave{\text{a}}\grave{\text{u}}\grave{\text{o}}}^2.$$

Таким образом, чем больше разница частот между сигналом и помехой, тем сильнее воздействие этой помехи на ЧД ([рис. 3.147](#)).

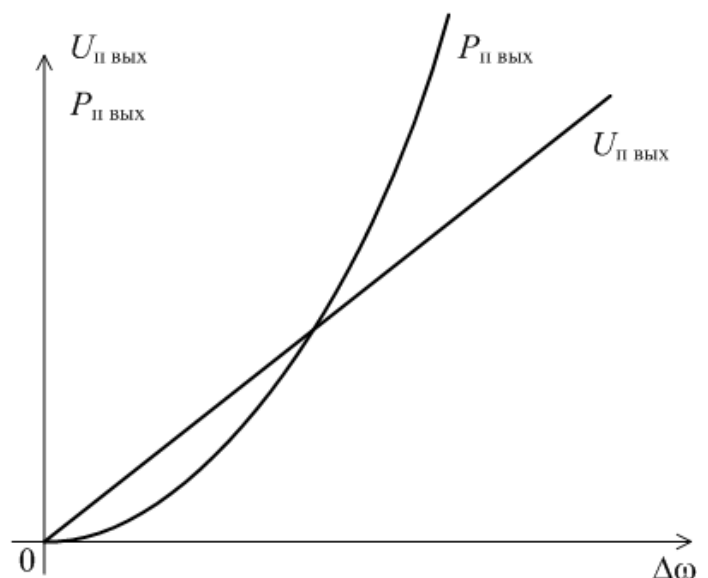


Рис. 3.147. График зависимости напряжения и мощности помехи на выходе ЧД при воздействии двух немодулированных сигналов с разницей частот $\Delta\omega$

Если частоты равны, то действие не оказывается, так как нет влияния на амплитуду из-за наличия АО на входе ЧД.

Действие на частотный детектор немодулированного сигнала и флуктуационной помехи

При взаимодействии сигнала и шума в ЧД, как и в АД, возникают биения типа «сигнал–шум» и «шум–шум». При большом отношении сигнал/шум вторым видом биений можно пренебречь.

Тогда суммарный сигнал на входе можно представить в виде суммы:

$$U_{\Sigma}(t) = \cos[\omega_c t + \varphi(t)] + U_m(t) \cos[\omega_c + \varphi_{\sigma}(t)]$$

или в виде квазигармонического колебания:

$$U_{\text{рâç}}(t) = U_{m\text{рâç}}(t) \cos[\omega_c t + \psi(t) + \theta_{\sigma}(t)],$$

где $U_{m\text{рâç}}(t)$ – случайная амплитуда результирующего сигнала; $\psi(t)$ – полезная фаза сигнала; $\theta_{\sigma}(t)$ – шумовая фаза сигнала.

Отношение сигнал/шум на входе определится как $q_{\text{âð}} = \frac{U_{mc}}{\sqrt{2}U_{\sigma}}$ и, если $q \gg 1$, то шумовая фаза мало зависит от модуляции сигнала. Значит, сигнал на выходе можно записать в виде $U_{\text{ñ.âùð}}(t) = \Delta\omega_{\text{max}} \cos \Omega t$, т.е. амплитуда этого сигнала будет $U_{m\text{ñ.âùð}}(t) = \Delta\omega_{\text{max}}$.

Мощность сигнала на выходе будет равна

$$P_{c.\text{âùð}} = \frac{U_{mc.\text{âùð}}^2}{2} = \frac{\Delta\omega_{\text{max}}^2}{2}.$$

Спектральная плотность шума на выходе может быть определена в виде

$$G_0(F) = \frac{2G_0\Omega^2}{U_{mc}^2} = (2\pi F)^2 \frac{2G_0}{U_{mc}^2},$$

где G_0 – спектральная плотность шума на входе; $U_{m\text{ñ}}$ – амплитуда сигнала на выходе АО; $\Omega = 2\pi F$ – частота модуляции.

На [рис. 3.148](#) показана спектральная плотность шума на входе и выходе ЧД. Здесь F_m – максимальная модулирующая частота, а Π – полоса пропускания шума (определяется АЧХ ВЧ тракта).

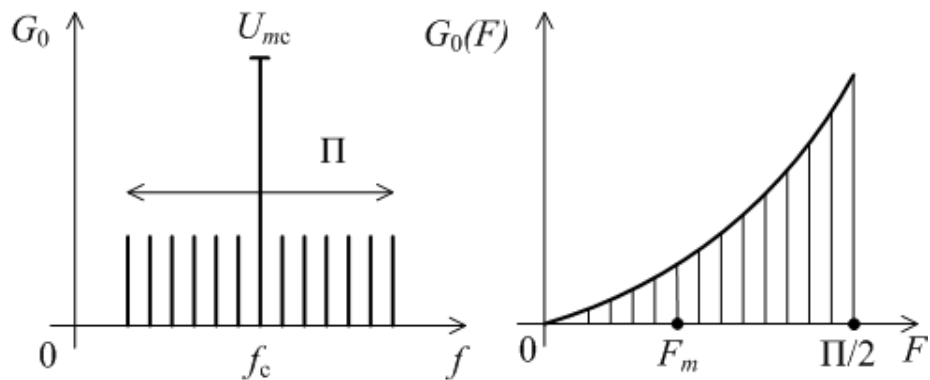


Рис. 3.148. Спектральная плотность сигнала и шума на входе и выходе ЧД

Спектр сигнала на выходе имеет квадратичный характер (рис. 3.148), а полоса определяется по выражению

$$\Pi = 2F_m[1 + \psi + \sqrt{\psi}],$$

где ψ – индекс частотной модуляции (на практике не бывает меньше 10), $\psi = \frac{\Delta f_{\max}}{F_m}$.

Таким образом, ЧД перераспределяет общую полосу шума в сторону больших частот за пределы максимальной частоты модуляции, которую

можно выразить как $F_m = \frac{\Pi}{2} \left(\frac{1}{1 + \psi + \sqrt{\psi}} \right)$.

Мощность шума на выходе можно установить, зная спектральную

плотность шума на входе: $P_{\sigma} = \frac{(2\pi)^2}{3} \frac{2G_0}{U_{mc}^2} F_m^3$.

Найдем отношение сигнал/шум по мощности на выходе ЧД:

$$Q_{\sigma} = \frac{D_{\sigma}}{D_{\sigma}} = \frac{3\Delta f_{\max}^2}{F_m^2} \frac{U_{mc}^2}{4F_m G_0} = 3\psi^2 q_{(2F_m)}^2,$$

где $q_{(2F_m)}^2 = \frac{U_{mc}^2}{4F_m G_0}$ – отношение сигнал/шум в полосе $2F_m$.

Из теории радиоприема можно привести значения выигрышей по отношению сигнал/шум по мощности различных видов модуляции сигнала.

Так, выигрыш ЧМ по сравнению с АМ будет равен $3\psi^2$, выигрыш ЧМ по сравнению с фазовой модуляцией (ФМ) равен $\frac{3\psi^2}{2}$.

Таким образом, помехоустойчивость приема ЧМ-сигналов при воздействии флуктуационной помехи тем лучше, чем больше значение индекса ψ .

Пороговые свойства частотных детекторов

При уменьшении отношения сигнал/шум на входе ниже некоторого критического уровня картина на выходе меняется, наступает явление порога.

Если пики шума начнут превышать амплитуду сигнала, то произойдет мгновенный скачок фазы, а, следовательно, бросок частоты. Она изменяется от среднего значения, что приводит к появлению на выходе ЧД кратковременных импульсов, которые имеют широкий спектр. Тогда на выходе спектральная плотность представляет собой сумму двух процессов, как показано на [рис. 3.149](#).

Здесь $G_{\sigma}(F)$ – амплитудный шум, который имеет максимум в области низких частот. Чем меньше сигнал/шум, тем больше импульсов, тем больше мощность D_{σ} , что приводит к резкому снижению отношения сигнал/шум. Это и есть явление порога.

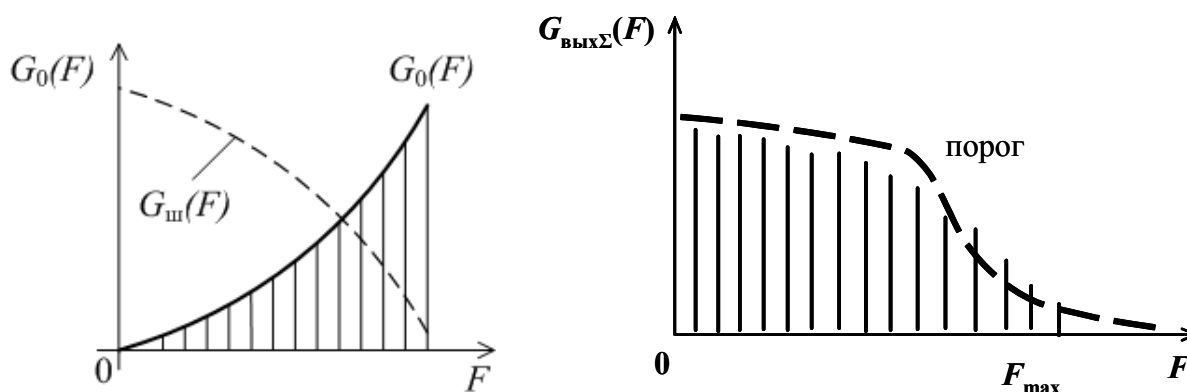


Рис. 3.149. Спектральная плотность сигнала и шума на выходе ЧД при малом отношении сигнал/шум

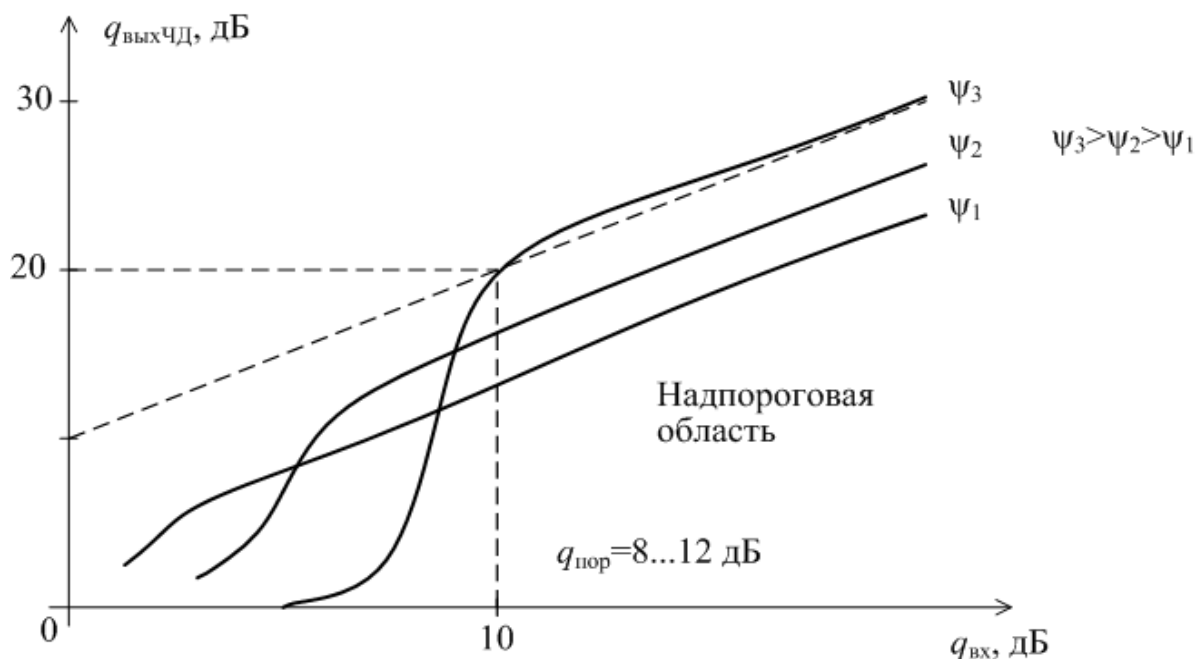


Рис. 3.150. График зависимости отношения сигнал/шум на входе и выходе ЧД

Явление порога продемонстрируем на графике (рис. 3.150) в виде зависимости отношения сигнал/шум на входе от отношения сигнал/шум на выходе ЧД.

Наступление порога сопровождается резким снижением помехоустойчивости. Поэтому нормальная работа ЧД возможна только в надпороговой области, т.е. при достаточно большом отношении сигнал/шум. Наличие порога является недостатком приемников с ЧД. Порог понижается с уменьшением мощности шумов D_{σ} на входе ЧД.

Основными методами снижения порога, которые применяются на практике, являются уменьшение полосы пропускания ВЧ тракта, использование следящих фильтров, демодуляторов с обратной связью по частоте, следящего гетеродина (ЧАПЧ гетеродина) и синхронно-фазового детектора (ФАПЧ гетеродина).

3.9. Фазовые детекторы

3.9.1. Определение, назначение, классификация и основные параметры фазовых детекторов

Фазовый детектор (ФД) – это устройство, которое осуществляет преобразование двух сравниваемых колебаний в напряжение, определяемое разностью фаз между этими колебаниями.

ФД применяют для демодуляции, в качестве элементов системы ФАПЧ и в качестве следящих фильтров.

В общем случае ФД – это шестиполюсник, имеющий 2 входа и 1 выход. При этом на вход подаются два напряжения, называемые напряжением сигнала и опоры. Относительно опорного напряжения и происходит отсчет фазового сдвига измеряемого колебания.

ФД являются когерентными устройствами, которые строятся с использованием различных перемножителей и требуют наличия опорного сигнала в обязательном порядке.

По принципу действия ФД подразделяются на векторомерные, коммутаторные, перемножительные и цифровые.

Векторомерные ФД основаны на преобразовании векторных сумм входного и опорного сигналов АД (т.е. амплитуда напряжения результирующего вектора зависит от разности фаз входного и опорного сигналов). Эти ФД могут быть построены по простым, балансным или кольцевым схемам.

Перемножительные ФД основаны на реализации перемножительной функции $U_{\text{вх}} U_{\text{оп}} = \frac{1}{2} U_{mc} U_{m\hat{i}} [\cos(2\omega_c t + \varphi_c) + \cos \varphi_c]$. Слагаемое с удвоенной частотой отфильтровывается в ФНЧ и на выходе выделяется постоянное на-

пряжение $U_{\text{с}} = \frac{1}{2} U_{\text{мс}} U_{\text{мг}} \cos \varphi_{\text{с}}$. По типу используемых перемножителей ФД могут быть диодные, транзисторные, на дифференциальном каскаде или на аналоговом перемножителе.

Коммутаторные (ключевые) ФД основаны на использовании усилительных приборов в ключевом режиме. В этом случае опорное напряжение обычно имеет вид меандра, который скачком меняет проводимость усилительного прибора.

Цифровые ФД реализуются на основе цифровых устройств (счетчиков) или программным путем.

Основными параметрами ФД являются коэффициент передачи $K_{\text{ФД}} = \frac{U_{\text{в}}}{U_{\text{м}}}$ при заданном фазовом сдвиге, крутизна характеристики ФД $S_{\text{ФД}} = \left(\frac{dU_{\text{в}}}{d\varphi} \right)_{\text{max}}$, входное и выходное сопротивление, коэффициент нелинейных искажений (коэффициент гармоник), степень фильтрации комбинационных составляющих.

3.9.2. Принципы работы и схемы фазовых детекторов

Фазовые детекторы векторомерного типа

Как известно, фазовое детектирование основано на сравнении фаз двух колебаний, поэтому в составе ФД обязательно необходимо наличие источника опорного колебания. В качестве устройства, реагирующего на фазу колебания, можно использовать любой электронный прибор, у которого параметр меняется с изменением частоты входного колебания. Схема простейшего небалансного ФД векторомерного типа на основе диода показана на [рис. 3.151](#).

Поскольку результирующее напряжение в этой схеме зависит от напряжения сигнала, то перед таким ФД обязательно стоит АО. Напряжение на выходе является результатом сложения векторов сигнала и опоры по теореме косинусов:

$$U_{\text{в}} = \hat{E}_{\text{ФД}} \sqrt{U_{\text{с}}^2 + U_{\text{ао}}^2 + 2U_{\text{с}} U_{\text{ао}} \cos \varphi_{\text{с}}}.$$

На [рис. 3.152](#) показан вид выходного напряжения.

Если выполняется условие $U_{\text{ао}} \ll U_{\text{с}}$, то

$$U_{\text{в}} \approx \hat{E}_{\text{ФД}} (U_{\text{с}} + U_{\text{ао}} \cos \varphi_{\text{с}}).$$

График такого выходного напряжения показан на [рис. 3.152, а](#), из которого можно сделать вывод, что сигнал практически совпадает с косинусоидой.

Если $U_{\text{ао}} \approx U_{\text{с}}$, то

$$U_{\text{вых}} = \hat{E}_{\text{ОА}} U_{\text{вх}} \sqrt{2(1 + \cos \varphi_{\text{н}})}.$$

График такого выходного напряжения показан на [рис. 3.152, б](#) и имеет вид циклоиды.

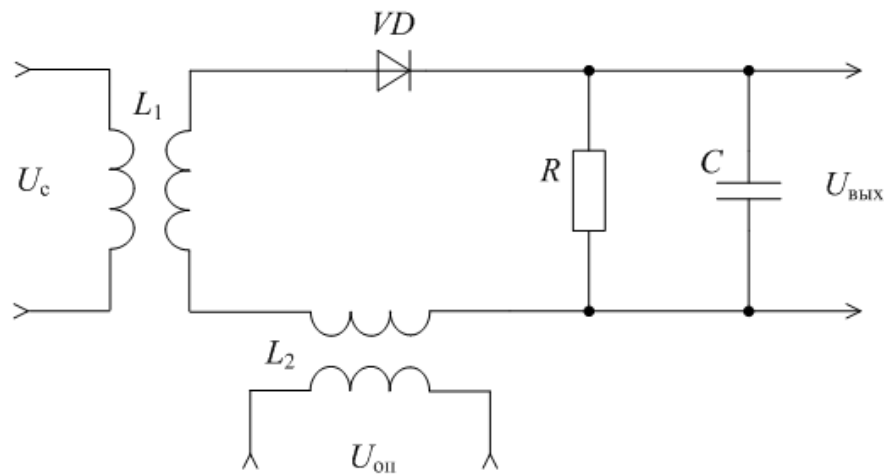


Рис. 3.151. Пример схемы небалансного ФД векторомерного типа

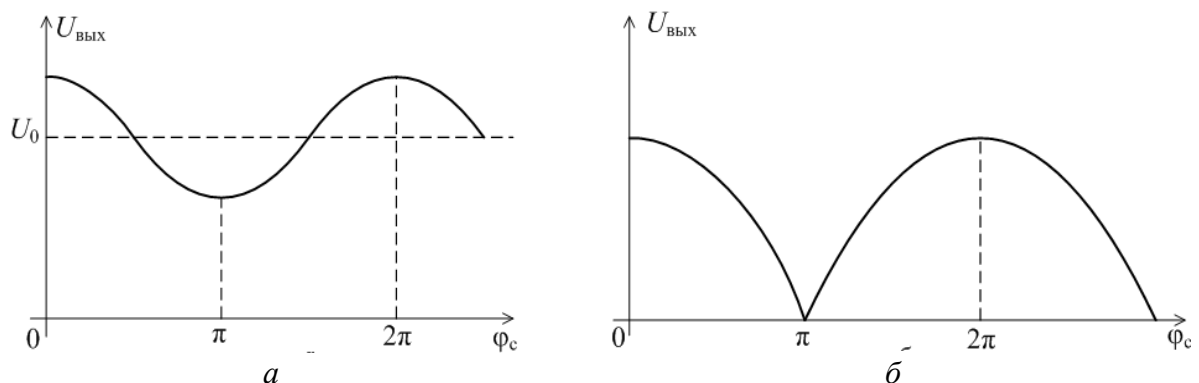


Рис. 3.152. Графики выходного напряжения ФД при различных уровнях сигнала

Таким образом, форма детекторной характеристики зависит от отношения входного и опорного напряжений и не меняет знака при изменении фазы сигнала (это не позволяет использовать такой ФД для демодуляции ФМ сигнала и в системах ФАПЧ).

Существенными недостатками небалансных ФД являются наличие постоянной составляющей на выходе и невысокие показатели линейности и крутизны.

Балансные векторомерные фазовые детекторы

В настоящее время большое распространение получили балансные ФД, не имеющие указанных выше недостатков. Структурная схема такого ФД дана на [рис. 3.153](#).

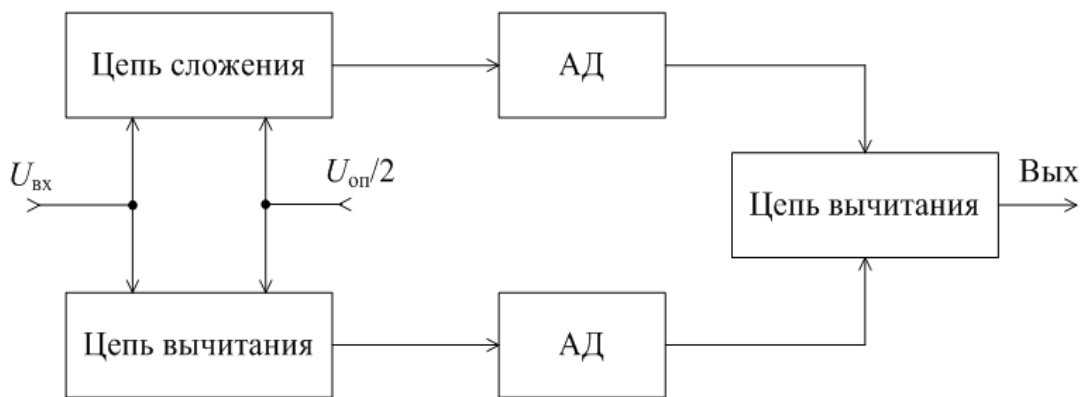


Рис. 3.153. Структурная схема балансного векторомерного ФД

Принципиальная схема балансного ФД, примерно соответствующая структурной схеме, представленной на [рис. 3.153](#), дана на [рис. 3.154](#).

В этой схеме через нагрузку R_1 и R_2 протекают встречные токи и напряжение на выходе равняется разнице напряжений на резисторах U_1 и U_2 . В результате, получается детекторная характеристика, показанная на [рис. 3.155](#).

Если $U_{\hat{a}\hat{o}} \ll U_{\hat{i}\hat{i}}$, то вид детекторной характеристики близок к косинусоиду, так как выходное напряжение определяется как

$$U_{\hat{a}\hat{o}} = \hat{E}_{\hat{O}\hat{A}} U_{\hat{a}\hat{o}} \cos \varphi_c.$$

Максимальная крутизна детекторной характеристики (при фазовом сдвиге, кратном $\pi/2$) вычисляется по выражению

$$S_{\hat{O}\hat{A}\max} = -\frac{2\hat{E}_{\hat{O}\hat{A}} U_{\hat{a}\hat{o}} U_{\hat{i}\hat{i}}}{\sqrt{U_{\hat{a}\hat{o}}^2 + U_{\hat{i}\hat{i}}^2}}.$$

Если $U_{\hat{a}\hat{o}} \approx U_{\hat{i}\hat{i}}$, то детекторная характеристика становится наиболее линейной ([рис. 3.154](#), треугольный график).

Если $U_{\hat{a}\hat{o}} \gg U_{\hat{i}\hat{i}}$, то выходное напряжение определится как

$$U_{\hat{a}\hat{o}} = \hat{E}_{\hat{O}\hat{A}} U_{\hat{i}\hat{i}} \cos \varphi_{\hat{i}\hat{i}},$$

т.е. выходное напряжение в этом случае не зависит от напряжения сигнала на входе.

Входные сопротивления такого ФД со стороны сигнала и опоры равны, соответственно, $R_{\hat{a}\hat{o}.\hat{n}} = R$, $R_{\hat{a}\hat{o}.\hat{i}\hat{i}} = \frac{R}{4}$ при условии равенства $R_1 = R_2 = R$.

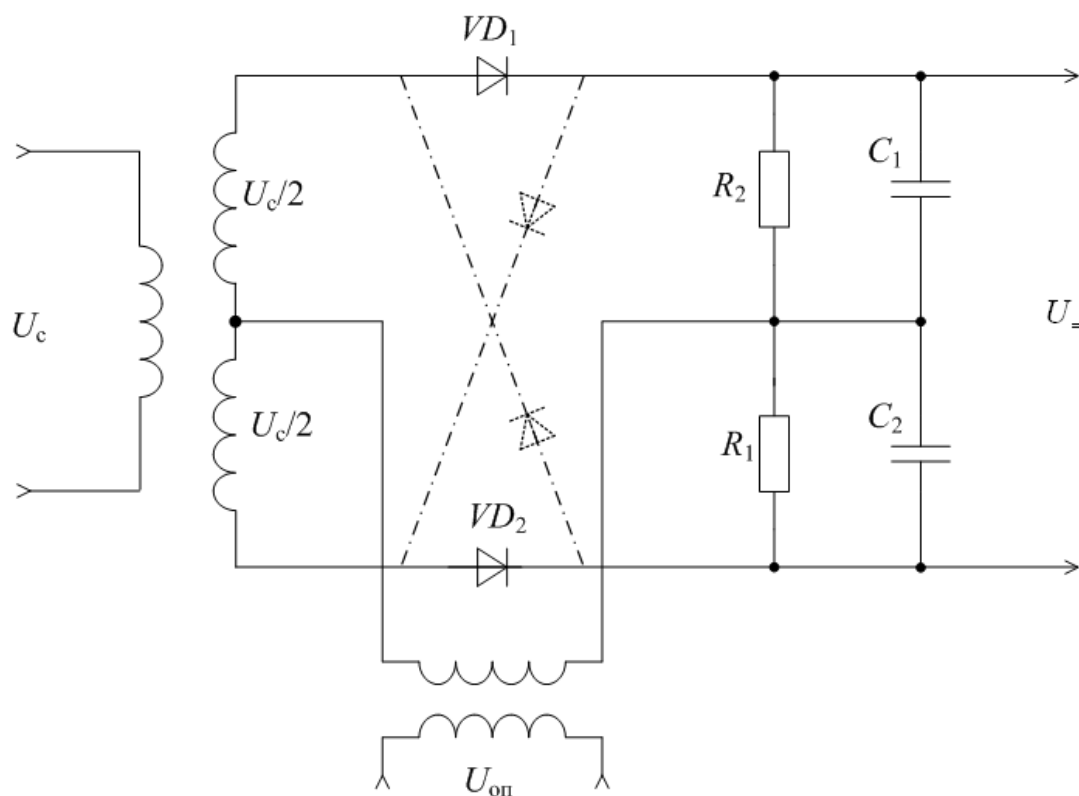


Рис. 3.154. Принципиальная схема балансного ФД

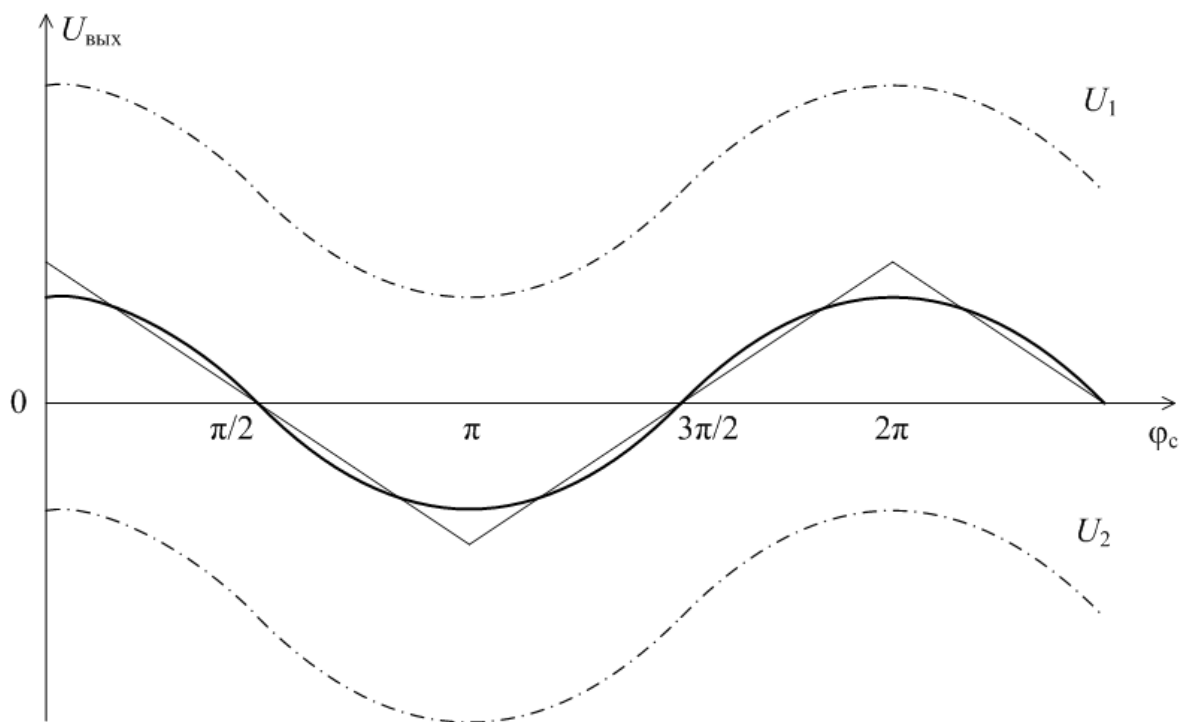


Рис. 3.155. Детекторная характеристика балансного ФД

При работе балансного ФД с малыми сигналами входящие в него АД переходят в квадратичный режим, а сам ФД становится перемножительным. Если требуются более высокие характеристики по фильтрации комбинационных составляющих, появляющихся в перемножительном режиме, то ис-

пользуют двойной балансный или кольцевой ФД. При этом в схеме (рис. 3.154) добавляются еще два диода, отмеченные пунктиром.

Наличие диагональных диодов позволяет компенсировать четные гармоники входного сигнала. В связи с этим увеличивается подавление нежелательных продуктов нелинейного преобразования. Однако напряжение $U_{\text{ао}}$ у двойного балансного ФД бывает в два раза меньше, чем у балансного ФД.

Перемножительные фазовые детекторы и фазовые детекторы коммутаторного типа

Принцип действия коммутаторных ФД основан на использовании усилительного прибора в ключевом режиме. Структурная схема коммутаторного ФД, поясняющая его принцип работы, представлена на рис. 3.156.

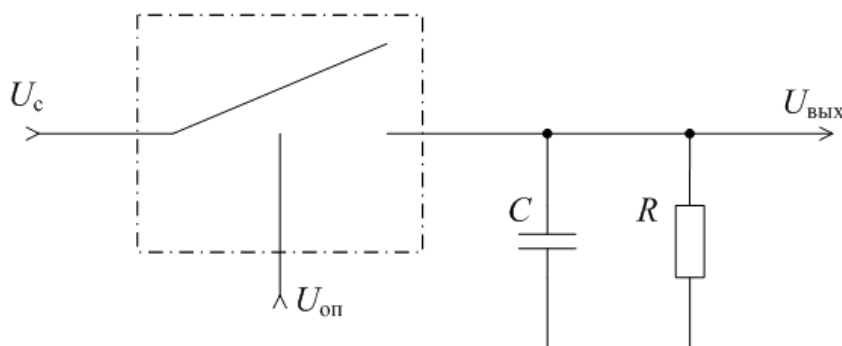


Рис. 3.156. Схема, поясняющая принцип работы коммутаторного ФД

Различают коммутаторные ФД с симметричными и несимметричными входами. При малых сигналах, $U_{\text{ао}} \ll U_{\text{гг}}$, векторомерные перемножительные ФД работают фактически как коммутаторные.

В общем случае ФД подобен ПЧ, где в качестве гетеродина (опоры) используется меандр. А это значит, что такой детектор может быть реализован, как и ПЧ, на дифференциальном каскаде (рис. 3.157).

Работа такого ФД основана на распределении тока коллектора VT_1 , изменяющегося под действием $U_{\text{оп}}$, между VT_2 и VT_3 , на базу одного из которых подается сигнал. Тогда на выходе напряжение будет пропорционально разности постоянных составляющих коллекторных токов VT_2 и VT_3 . C_1 , R_1 и C_3 , R_2 образуют ФНЧ с постоянной времени, которая бывает намного больше периода входного сигнала. Цепь VD_1 и R_5 служит для термостабилизации.

Детекторная характеристика ФД на дифференциальном каскаде (рис. 3.157) близка к синусоиде.

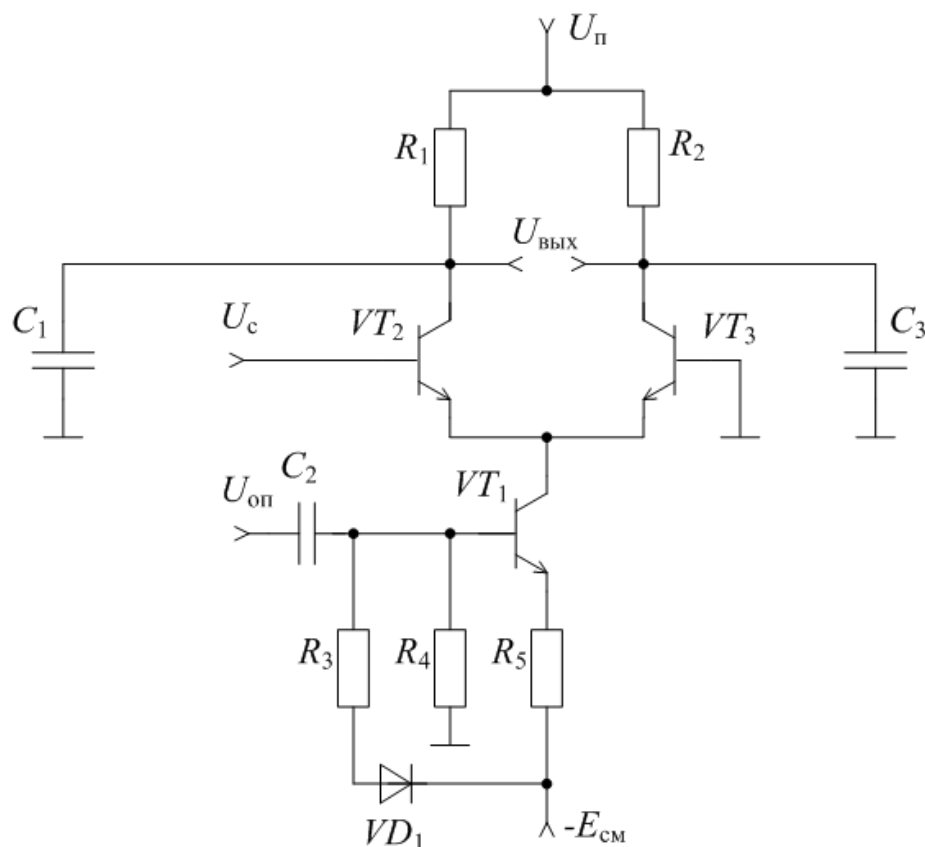


Рис. 3.157. Принципиальная схема ФД на основе дифференциального каскада

Если оба входных напряжения будут управлять коммутацией, т.е. и сигнал будет близок по форме к меандру, то детекторная характеристика будет практически линейна, а выходное напряжение не будет зависеть от каждого из них.

Фазовый детектор на цифровых логических элементах

Принцип действия ФД на цифровых логических элементах основан на преобразовании входного и опорного напряжений в импульсы, временное положение которых определяет фазовый сдвиг между ними.

Схема ФД на элементе «И» приведена на [рис. 3.158](#).

Временная диаграмма работы ФД с [рис. 3.158](#) приведена на [рис. 3.159](#). На [рис. 3.160](#) показана детекторная характеристика данного цифрового ФД.

Как следует из [рис. 3.160](#), основное преимущество ФД на цифровых логических элементах – это идеально линейная детекторная характеристика. Преимуществом ее также является технологичность из-за отсутствия индуктивностей и возможность изготовления в микроэлектронном исполнении.

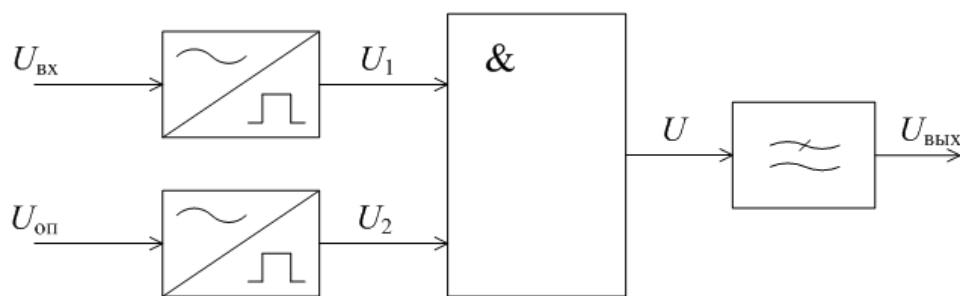


Рис. 3.158. Пример схемы ФД на цифровом логическом элементе «И»

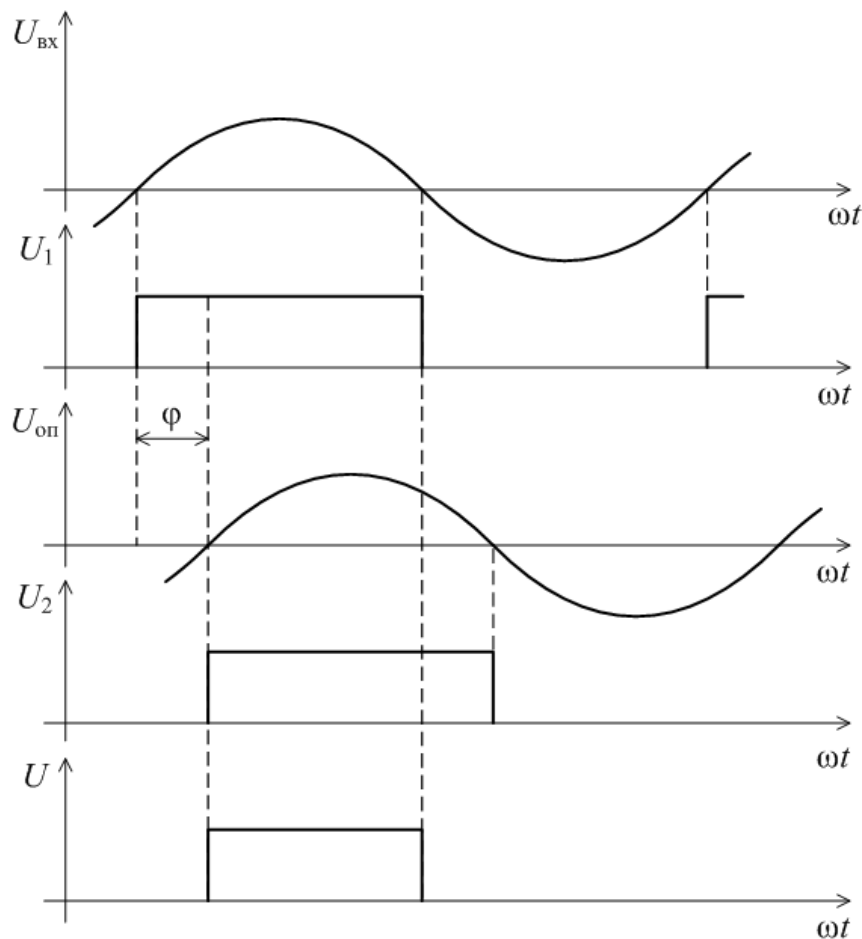


Рис. 3.159. Временная диаграмма работы ФД на цифровом логическом элементе

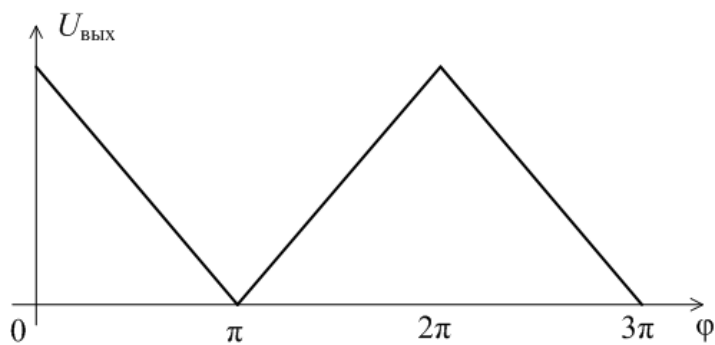


Рис. 3.160. Детекторная характеристика ФД на цифровом логическом элементе

Выводы

1. ВЦ совместно с УРС обеспечивает избирательность УПиОС по дополнительным каналам приема. ВЦ и УРС образуют преселектор УПиОС.
2. Для реализации частотной адаптации УПиОС в преселекторе используются перестраиваемые фильтры.
3. В диапазоне метровых и более длинных волн, а также отчасти в диапазоне ДМ волн ВЦ выполняют на сосредоточенных LC -элементах. В диапазоне ДМ и более коротких волн в качестве резонансных контуров ВЦ используют цепи с распределенными параметрами.
4. Выбор коэффициентов включения колебательного контура ВЦ производится исходя из требований получения необходимого резонансного коэффициента передачи, селективности и допустимого коэффициента шума.
5. Для уменьшения нелинейных эффектов в контурах ВЦ, перестраиваемых с помощью варикапов, на практике широко используется встречно-последовательное включение варикапов в контур.
6. УРС усиливает сигнал на радиочастоте и совместно с ВЦ обеспечивает избирательность по дополнительным каналам приема.
7. Полоса пропускания преселектора снизу определяется условием $d_{i \text{ д\u0430\u043d}} \leq 0,2 - 0,3 \text{ дБ}$ или суммой $\Delta f_{\text{п\u0430\u0440\u0430\u0434\u0430}} + 2\Delta f_{\text{\u0430\u0430\u0430\u0430\u0430\u0430\u0430}} + \Delta f_{\text{\u0430\u043d\u0430\u0430\u0430\u0430\u0430\u0430\u0430\u0430\u0430\u0430}}$, а сверху – требуемым ослаблением побочных каналов приема.
8. Коэффициент усиления УРС должен быть большим, чтобы исключить влияние последующего тракта на общий коэффициент шума N приемника, а коэффициент шума УРС должен быть меньше, чтобы исключить перегрузку последующего тракта шумами.
9. Коэффициенты включения выбираются из требований обеспечения избирательности, коэффициента усиления и коэффициента шума.
10. Для уменьшения искажений в УРС выгодно использовать полевые транзисторы или мощные биполярные транзисторы.
11. В диапазоне частот до 500 МГц расчет УРС проводят с использованием Y параметров.
12. Коэффициент усиления УРС должен учитывать допустимый уровень сигнала на входе преобразователя частоты.
13. УПЧ отличаются большим разнообразием способов реализации устройств частотной селекции. Перспективными являются те из них, которые не требуют применения индуктивных элементов и изготавливаются методами технологии микроэлектроники.
14. В УПЧ помимо искажений сигналов, связанных с нелинейностью усилительных приборов, необходимо, как правило, учитывать линейные искажения, обусловленные неидеальностью форм АЧХ и ФЧХ.
15. При точной настройке УПЧ линейные искажения в нем проявляются в изменении глубины модуляции и в сдвиге фазы огибающей выходного сигнала.

16. При резких изменениях параметров сигнала на характер напряжения на выходе УПЧ существенно влияют переходные процессы. Для оценки переходных процессов в большинстве практических случаев достаточно знать переходную характеристику амплитуды.

17. В современных УПиОС наибольшее распространение нашли транзисторные МШУ. На частотах до 7 ГГц в таких усилителях широко используются биполярные транзисторы, на более высоких частотах – полевые транзисторы с барьером Шоттки (ПТШ), обладающие лучшими шумовыми и усилительными показателями.

18. Важнейшим условием нормальной работы транзисторного МШУ является его устойчивость в смысле отсутствия самовозбуждения. Самовозбуждение возможно в случае, когда S -параметры транзистора таковы, что активная составляющая входного и/или выходного сопротивления транзистора становится отрицательной.

19. Соответствующим выбором параметров согласующих цепей на входе и выходе транзистора можно обеспечить различные режимы работы усилителя. Наиболее часто используют режимы экстремального усиления и минимального шума. Коэффициент усиления имеет экстремальное значение в условиях одновременного комплексно-сопряженного согласования транзистора по входу и выходу, при котором коэффициенты отражения на его входе и выходе равны нулю.

20. Коэффициент шума транзисторного МШУ зависит от сопротивления источника сигнала, приведенного к зажимам транзистора, и может быть минимизирован выбором этого сопротивления.

21. В многокаскадных транзисторных МШУ первым включают усилитель, рассчитанный на минимум коэффициента шума, а последующие – на максимальный коэффициент усиления по мощности. Противоречие между согласованием по мощности и рассогласованием по шумам в одном каскаде в значительной степени преодолевается в балансной схеме.

22. Для улучшения качественных показателей ПЧ оптимизируют параметры устройств, осуществляющих функцию смешивания двух сигналов, приближая их к параметрам идеального аналогового перемножителя. Наряду с традиционными смесителями на диодах и транзисторах для переноса спектра сигналов широкое применение в диапазоне умеренно высоких частот получили аналоговые перемножители на основе ИМС, которые работают в усилительно-ключевом режиме.

23. Нелинейные эффекты в преобразовательных каскадах, как и в усилительных каскадах, обусловлены в основном нелинейностью вольтамперных характеристик электронных приборов при больших уровнях сигнала и помех. Имеют место такие эффекты, как сжатие амплитуды, блокирование полезного сигнала, перекрестных искажений радиосигналов, взаимной модуляции между помеховыми внеполосными сигналами, а также внеполосными сигналами и шумом.

24. Благодаря подавлению в балансной схеме четных гармоник гетеродина уровень побочных продуктов преобразования оказывается меньше, благодаря чему повышается помехоустойчивость и динамический диапазон.

25. В балансной схеме увеличивается электрическая прочность ПЧ, так как просачивающаяся через устройство защиты УПиОС мощность помех поступает на два диода.

26. По шумовым параметрам смесители СВЧ на ПТШ несколько хуже, чем на диодах, однако транзисторные ПЧ преобразуют сигнал с некоторым (3–10 дБ) усилением, что позволяет снизить требования к коэффициенту шума УПЧ.

27. В балансных ПЧ уменьшается число побочных каналов приема, снижается уровень нелинейных эффектов при преобразовании.

28. Амплитудные детекторы могут реализовываться и программным путем.

29. Процесс детектирования сопровождается неизбежными частотными, фазовыми искажениями. Для уменьшения искажений, вызванных нелинейностью детекторной характеристики, используют режим детектирования с сильным сигналом.

30. В АД наблюдается подавление слабого сигнала сильной помехой. При работе с малым отношением сигнал/помеха используют синхронные АД.

31. Форма спектра сигнала и шума на выходе АД существенно отличается от формы спектра на его входе. При воздействии только шума спектр на выходе получается треугольный.

32. При детектировании радиоимпульсов в диодных АД происходит искажение переднего и заднего фронтов протектированного импульса. Так как время установления фронта бывает намного меньше времени спада, то расчет емкости и сопротивления нагрузки проводят по допустимому времени спада.

33. Амплитудные ограничители широко применяются для подавления паразитной амплитудной модуляции перед частотными и фазовыми детекторами, в устройствах подавления импульсных помех, а также в преселекторах.

34. АО реализуют на диодах и транзисторах. Наилучшие параметры имеют АО по схеме ОК-ОБ, в которых используется только режим отсечки.

35. Нормальная работа ЧД возможна только в надпороговой области, т.е. при достаточно большом отношении сигнал/шум. Наличие порога является недостатком ЧД. Порог понижается с уменьшением мощности шума.

36. К методам снижения порога относятся: уменьшение полосы пропускания; использование следящих фильтров; использование демодуляторов с обратной связью по частоте; использование следящего гетеродина; использование синхронно-фазовых детекторов.

37. Общими недостатками балансных и кольцевых ФД являются невысокий коэффициент передачи и малое входное сопротивление, сильно зависящее от величины и симметричности нагрузки.

38. Перспективными являются ФД на основе логических элементов.

4. УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ УПИОС

4.1. Системы автоматической регулировки усиления

4.1.1. Определение, назначение, классификация и основные параметры систем автоматической регулировки усиления

Системой автоматической регулировки усиления (АРУ) называется совокупность функциональных узлов, обеспечивающих устранение перегрузки в каскадах УПиОС и поддерживающих заданное постоянство выходного напряжения в условиях изменения интенсивности принимаемого сигнала. Уровень входного сигнала может меняться из-за изменения расстояния до объекта локации, изменения расстояния между передатчиком и приемником и из-за эффекта «замирания» сигнала.

При этом скорость изменения уровня сигнала такова, что вручную невозможно обеспечить слежение за ним.

Назначение системы АРУ заключается в изменении коэффициента передачи в тракте без нарушения параметров модуляции (особенно важно для сигналов с АМ).

Классифицировать системы АРУ можно по следующим признакам.

1. По принципу действия системы АРУ могут быть без обратной связи (ОС), с ОС, комбинированные, с программным управлением или временные (ВАРУ).

Схема системы АРУ без ОС, называемая «прямой» АРУ, представлена на [рис. 4.1](#).

К недостаткам систем АРУ без ОС можно отнести то, что такие системы не отслеживают изменений коэффициента передачи каскада, вызванных изменением температуры, старением элементов и т.д., не обеспечивают изменения режима работы при росте динамики входного сигнала, а также то, что для формирования регулирующего напряжения в цепи регулирования требуется большое усиление.

К достоинствам относится возможность получения идеальной амплитудной характеристики, вид которой представлен на [рис. 4.2](#), что в принципе невозможно в системах АРУ с ОС.



Рис. 4.1. Схема «прямой» АРУ

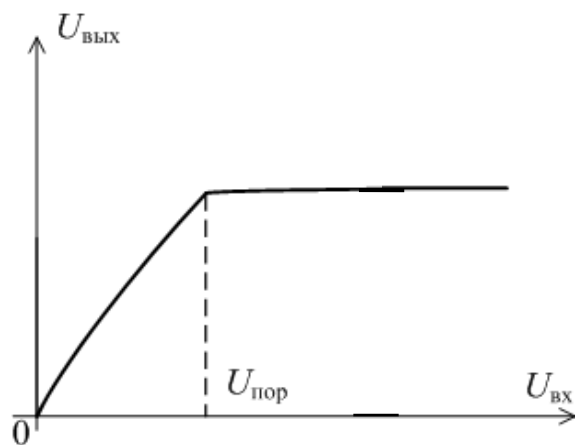


Рис. 4.2. Идеальная амплитудная характеристика АРУ



Рис. 4.3. Схема «обратной» АРУ

Схема АРУ с ОС («обратная» АРУ) дана на [рис. 4.3](#).

К достоинствам построения систем АРУ по данной схеме можно отнести то, что все изменения коэффициента передачи регулируемого каскада автоматически учитываются за счет ОС и не требуется большого усиления в цепи формирования регулирующего напряжения. В связи с названными достоинствами такие системы АРУ получили широкое распространение.

К недостаткам относятся невозможность получения постоянного выходного напряжения и невозможность одновременного обеспечения большой глубины регулирования и значительного быстродействия.

Схема комбинированной системы АРУ изображена на [рис. 4.4](#). Данная схема применяется в условиях большого динамического диапазона входного сигнала, а также когда требуется большее постоянство выходного напряжения.

Достоинством комбинированной схемы является сумма достоинств прямой и обратной АРУ, а недостатком – сложность построения.



Рис. 4.4. Схема комбинированной системы АРУ



Рис. 4.5. Схема ВАРУ

Схема временной АРУ, ВАРУ, показана на [рис. 4.5](#). Здесь регулировка напряжения происходит по определенному заранее известному или программируемому закону.

2. По принципу формирования регулирующего напряжения системы АРУ подразделяются на аналоговые (непрерывные) и цифровые (дискретные).

В свою очередь, аналоговые системы бывают следующих видов: с аналоговым электронным управлением аттенюатора (ЭУА) и дискретным сигналом управления; с дискретным ЭУА и дискретным сигналом управления; с комбинированием принципов аналогового и дискретного регулирования в составе одного устройства.

К достоинствам цифрового формирования регулирующего напряжения в системах АРУ относятся большая точность регулирования, большая надежность и большая стабильность работы.

3. По способу изменения коэффициента передачи системы АРУ можно разделить на системы, изменяющие коэффициент путем изменения режима УП по постоянному току (для них характерна простота реализации, но и значительное изменение параметров АЧХ и ФЧХ); путем изменения глубины ОС (при этом меньше уровень искажений, но не в полной мере используются усилительные возможности УП); путем изменения сопротивления, шунтирующего нагрузку; путем изменения затухания ЭУА; путем изменения напряжения гетеродина (используются в исключительных случаях).

4. По наличию задержки системы АРУ подразделяются на простые АРУ без задержки и системы АРУ с задержкой.

График, отражающий амплитудную характеристику АРУ этих типов, представлен на [рис. 4.6](#).

Для реализации задержки начала срабатывания АРУ требуется специальная цепь.

5. По наличию усилителя непосредственно в тракте системы АРУ подразделяются на усиленные и неусиленные.

6. По степени быстродействия системы АРУ можно разделить на инерционные и быстродействующие.

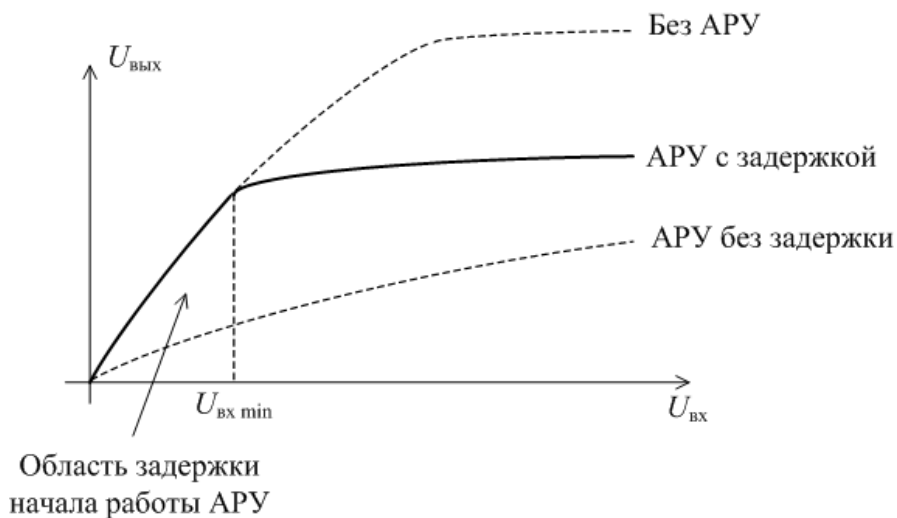


Рис. 4.6. Амплитудные характеристики усилителя без АРУ, с простой АРУ и с АРУ с задержкой

К основным параметрам систем АРУ относятся следующие:

1. Регулировочная характеристика $K(U_\delta)$, вид которой представлен на [рис. 4.7](#) (сплошная линия – это идеализированная характеристика, пунктир – реальная характеристика дифференциального каскада).

2. Динамический диапазон АРУ, определяемый по формуле $\alpha = \frac{U_{c \max}}{U_{c \min}}$

и отражающий пределы изменения входного сигнала, при которых АРУ обеспечивает заданное постоянство выходного напряжения.

3. Коэффициент $\beta = \frac{U_{\hat{\delta} \max}}{U_{\hat{\delta} \min}}$, отражающий изменение выходного на-

пряжения, при заданном динамическом диапазоне АРУ.

4. Время установления переходного процесса в системе АРУ t_y при скачкообразном изменении амплитуды входного сигнала.

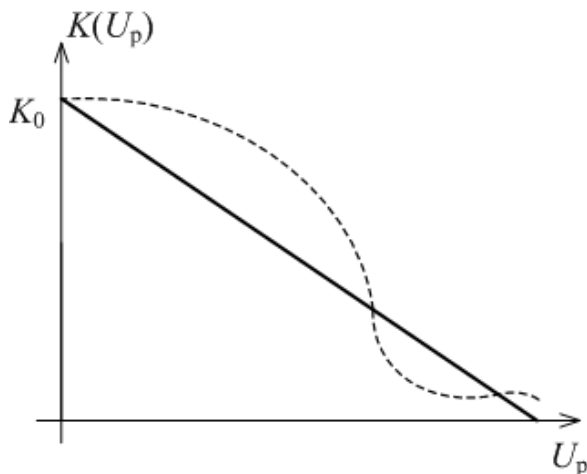


Рис. 4.7. Регулировочная характеристика системы АРУ

5. Уровень нелинейных, частотных и фазовых искажений.

6. Изменение глубины модуляции на выходе АРУ.
7. Изменение фазового сдвига на выходе АРУ.

4.1.2. Принципы работы и схемы АРУ

Рассмотрим пример структурной схемы АРУ, схему подачи управляющего напряжения и схему формирования задержки включения для системы АРУ с обратной связью.

Структурная схема «обратной» АРУ приведена на [рис. 4.8](#).

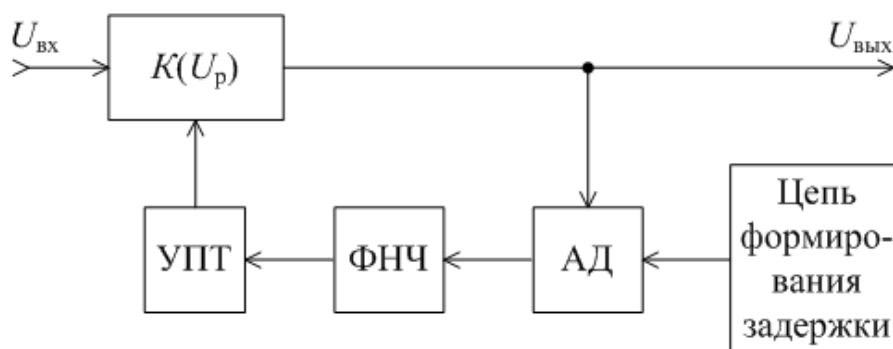


Рис. 4.8. Структурная схема «обратной» АРУ

В данной схеме АД выделяет уровень несущего сигнала и не должен реагировать на амплитудную модуляцию низкой частотой. Граничная частота ФНЧ должна быть меньше минимальной модулирующей частоты. Наличие ФНЧ также исключает опасность самовозбуждения.

Одна из возможных схем подачи управляющего напряжения на регулируемый каскад на транзисторе показана на [рис. 4.9](#).

Вариант реализации цепи задержки включения на основе диода изображен на [рис. 4.10](#).

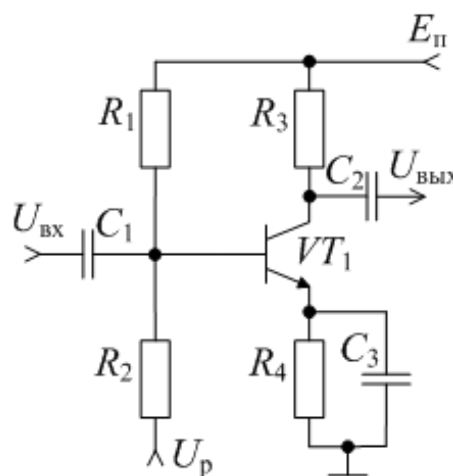


Рис. 4.9. Схема подачи регулирующего напряжения на транзисторный усилительный каскад

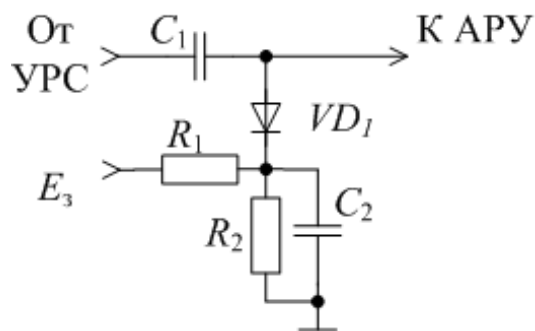


Рис. 4.10. Вариант реализации цепи задержки включения АРУ

Для работы цепи задержки (рис. 4.10) на вход E_3 необходимо подать некоторое положительное напряжение, которое и будет являться пороговым, по достижении которого АРУ начнет действовать.

Более высокие характеристики дает схема АРУ, реализованная на базе дифференциального каскада (рис. 4.11). В данной схеме (рис. 4.11, а) по сигналу реализована каскодная схема.

Данная схема – это схема с так называемым «отсасывающим» транзистором, так как суммарный ток коллекторов VT_1 и VT_2 всегда постоянен, ибо при росте одного уменьшается другой (рис. 4.11, б). Режим VT_3 не меняется в процессе регулировки.

По данной схеме можно реализовать большую глубину регулирования.

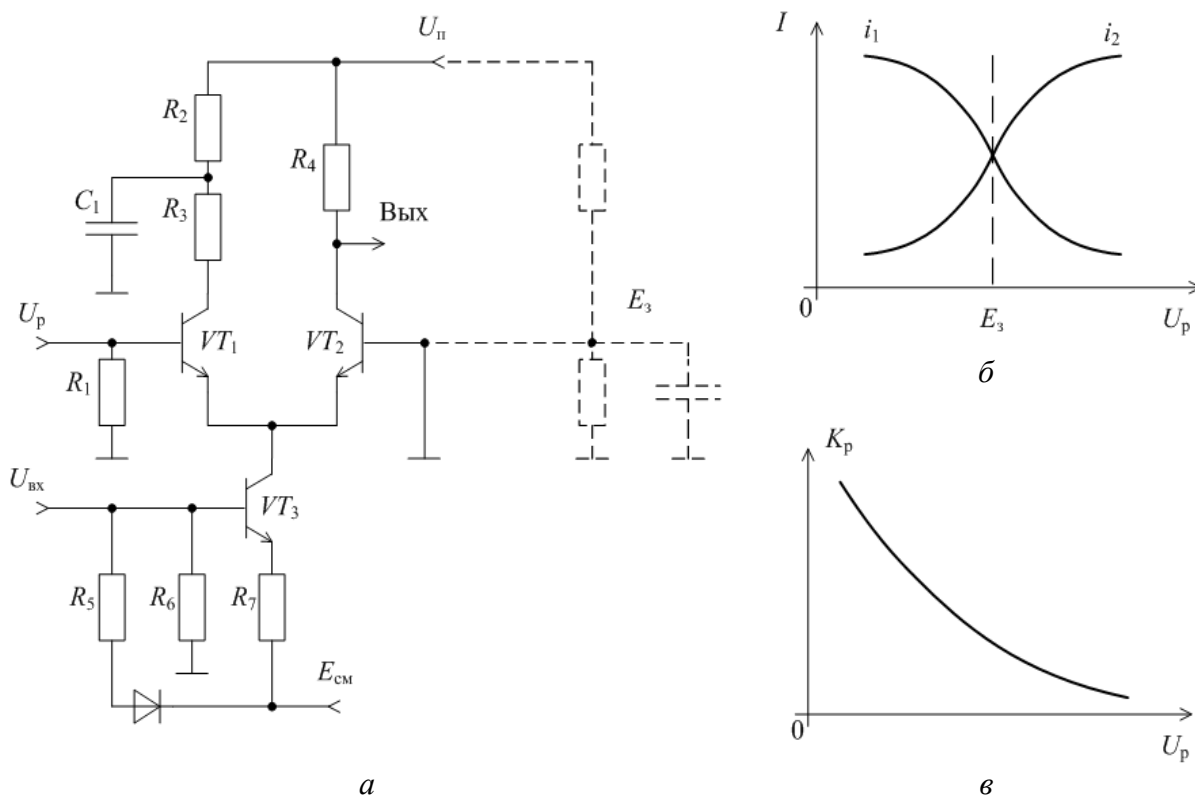


Рис. 4.11. Усилительный каскад с АРУ: а – схема усилительного каскада с АРУ на базе дифференциального каскада; б – график зависимости токов транзисторов VT_1 и VT_2 от регулирующего напряжения; в – график регулировочной характеристики

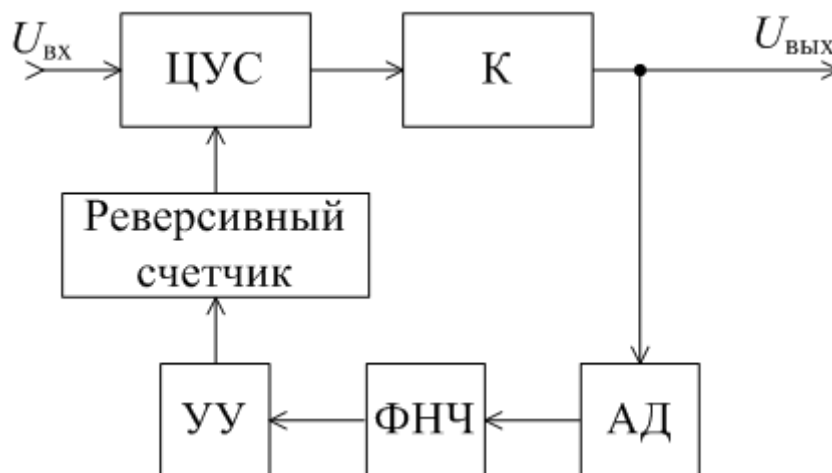


Рис. 4.12. Структурная схема цифровой системы АРУ с применением цифрового управляемого сопротивления

Регулировочная характеристика (рис. 4.11, в) описывается выражением $\frac{K(U_p)}{K_{\max}} = \left[1 + \exp\left(\frac{U_p}{\phi_0}\right) \right]^{-1}$, где ϕ_t – температурный потенциал. Как видно на графике, регулировочная характеристика данной схемы близка к идеальной (прямой линии).

Цифровая АРУ на основе изменения сопротивления может быть построена по схеме, изображенной на рис. 4.12.

В данной схеме ЦУС – это цифровое управляемое сопротивление (цифровой аттенюатор), К – регулируемый каскад, УУ – устройство управления. Шаг регулировки определяется младшим разрядом реверсивного счетчика.

Для рассмотренных выше схем АРУ возможна реализация следующей глубины регулировки:

- для транзисторного усилителя – 10–25 дБ;
- усилителя с изменением глубины ОС – 25–30 дБ;
- усилителя с электронным управляемым аттенюатором (ЭУА) – 25–35 дБ;
- усилителя на дифференциальном каскаде – 30–35 дБ;
- усилителя с цифровой АРУ (при 8 разрядах) – 63 дБ.

4.1.3. Описание работы АРУ в статическом и динамическом режимах. Определение времени установления переходных процессов и выбор постоянной времени фильтра

Работа в статическом режиме описывается коэффициентами α и β (п. 4.1.1). Если G – требуемый коэффициент регулирования усиления, то

можно записать, что $G = \frac{K_0}{K_{\min}} = \frac{\alpha}{\beta}$. Регулировочная характеристика аппроксимируется прямой (рис. 4.13) и описывается выражением

$$K(U_{\delta}) = K_0 - S_p U_p,$$

где S_p – крутизна регулировочной характеристики, $S_p = \operatorname{tg}\varphi = \frac{K_0}{U_{p_0}}$.

Коэффициент передачи системы АРУ в общем виде определяется выражением $K_{\text{АДО}} = K_{\text{а}} K_{\delta} K_y$. Физический смысл коэффициента передачи системы АРУ заключается в том, что это тангенс угла зависимости U_p от $U_{\text{вых}}$, как показано на рис. 4.14.

Тогда можно записать, что если $|E_{\varphi}| = U_{\hat{a}\hat{o}\hat{\delta}\min}$, то

$$U_p = (U_{\hat{a}\hat{o}\hat{\delta}} - |E_{\varphi}|) \operatorname{tg}\psi = (U_{\hat{a}\hat{o}\hat{\delta}} - |E_{\varphi}|) K_{\text{АДО}} \quad (4.1)$$

и

$$\operatorname{tg}\psi = \hat{E}_{\text{АДО}} = \frac{U_{p\max}}{U_{\hat{a}\hat{o}\hat{\delta}\max} - U_{\hat{a}\hat{o}\hat{\delta}\min}} = \frac{U_{p\max}}{U_{\hat{a}\hat{o}\hat{\delta}\min}} = \frac{1}{\beta - 1}. \quad (4.2)$$



Рис. 4.13. Аппроксимированная регулировочная характеристика

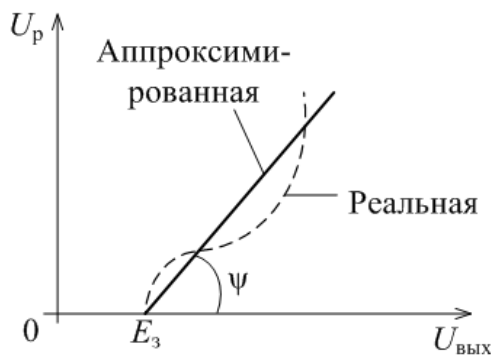


Рис. 4.14. Зависимость U_p от $U_{\text{вых}}$ для АРУ с задержкой

Амплитудная характеристика замкнутой АРУ описывается выражением

$$U_{\hat{a}\hat{o}\hat{\delta}} = U_{\hat{a}\hat{o}} \frac{\hat{E}_0 + S_p K_{\text{АДО}} |E_{\varphi}|}{1 + S_p K_{\text{АДО}} U_{\hat{a}\hat{o}}} = \frac{\hat{E}_0 U_{\hat{a}\hat{o}} + \mu |E_{\varphi}|}{1 + \mu}, \quad (4.3)$$

где μ – эквивалентный коэффициент передачи системы АРУ, $\mu = S_p K_{\text{АРУ}} U_{\text{вх}}$.

Проанализируем график амплитудной характеристики АРУ с задержкой, показанный на [рис. 4.15](#).

На графике показаны два участка:

- при $U_{\hat{\alpha}\delta} = U_{\hat{\alpha}\delta \text{ min}}$, $U_{\hat{\alpha}\hat{\delta}} = |E_{\zeta}|$, так как $U_{\hat{\alpha}\delta \text{ min}} K_0 = |E_{\zeta}|$;
- при $U_{\hat{\alpha}\delta} \gg U_{\hat{\alpha}\delta \text{ min}}$, $U_{\hat{\alpha}\hat{\delta}} = \frac{\hat{E}_0 + S_p K_{\text{АДО}} |E_{\zeta}|}{1 + S_p K_{\text{АДО}} U_{\hat{\alpha}\delta \text{ max}}} U_{\hat{\alpha}\delta \text{ min}} = |E_{\zeta}| + \frac{K_0}{S_p K_{\text{АДО}}}$.

Для оценки динамических свойств системы АРУ в качестве возмущающего воздействия рассмотрим скачок напряжения, большой E_3 , а в качестве фильтра – простую RC-цепочку.

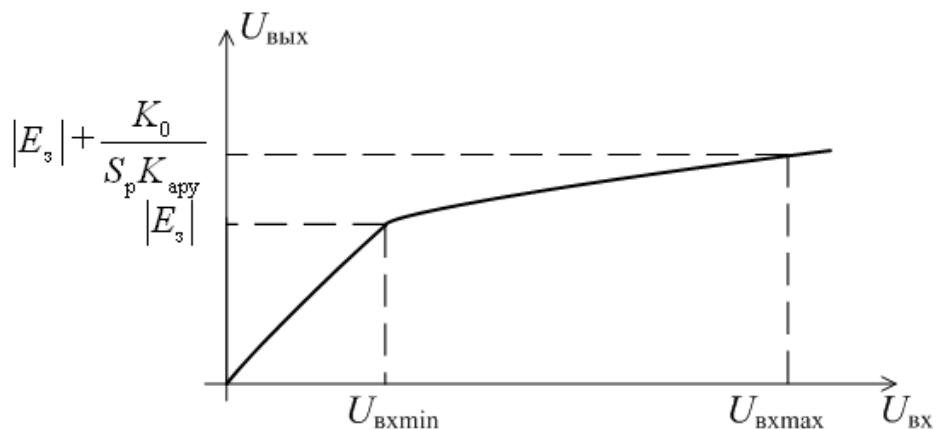


Рис. 4.15. Амплитудная характеристика АРУ с задержкой

Тогда выходное напряжение можно записать в виде

$$U_{\hat{\alpha}\hat{\delta}}(t) = \frac{K_0 U_{\hat{\alpha}\delta} + \mu |E_{\zeta}|}{1 + \mu} + \frac{\mu (K_0 U_{\hat{\alpha}\delta} - |E_{\zeta}|)}{1 + \mu} e^{-t/\tau_{\text{АДО}}}, \quad (4.4)$$

где $\tau_{\text{АРУ}}$ – эквивалентная постоянная времени АРУ, $\tau_{\text{АДО}} = \frac{RC}{1 + \mu}$.

Отсюда можно сделать вывод, что процесс установления носит экспоненциальный характер и t_y зависит от величины скачка входного напряжения. Таким образом,

$$U_{\hat{\alpha}\hat{\delta}}(t=0) = K_0 U_{\hat{\alpha}\delta},$$

а

$$U_{\hat{\alpha}\hat{\delta}}(t \gg \tau_{\text{АДО}}) = \frac{K_0 U_{\hat{\alpha}\delta} + \mu |E_{\zeta}|}{1 + \mu}.$$

Графики зависимости изменения выходного напряжения при скачке сигнала на входе от времени для разных значений E_3 показаны на [рис. 4.16](#).

За время установления t_y принимается время, в течение которого напряжение на выходе становится равным 1,1 от установившегося значения.

Для определения времени установления проведем математические преобразования и получим

$$t_y \approx \frac{RC}{1 + \mu} (2,3 + \ln \mu) \text{ и } \delta \dot{A}_\zeta = 0 \quad (4.5)$$

или

$$t_y \approx \frac{RC}{1 + \mu} (2,3 + \ln \mu') \text{ и } \delta \dot{A}_\zeta \neq 0, \quad (4.6)$$

где μ' – порог срабатывания АРУ по входу, $\mu' = \frac{\mu - \mu_{\min}}{1 + \mu_{\min}}$; $\mu_{\min} = K_{\text{АРУ}} S_p U_{\text{вх min}}$.

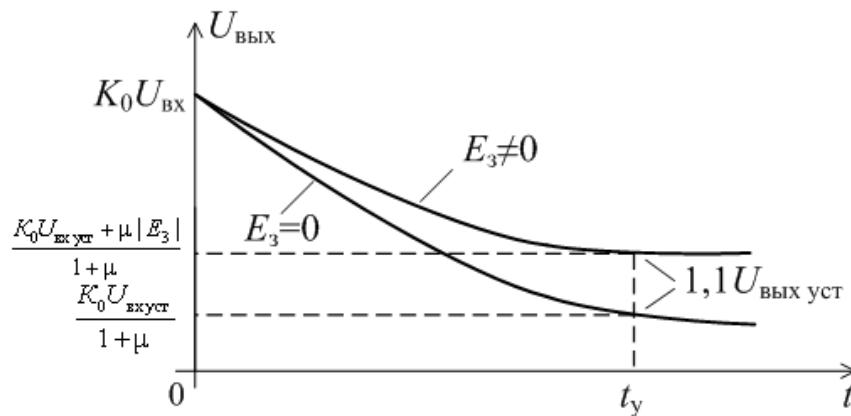


Рис. 4.16. Зависимость выходного напряжения от времени после скачка сигнала на входе (переходной процесс)

Для расчета используют упрощенную формулу $t_y \approx \frac{2,3RC}{1 + \mu}$.

Полученные соотношения позволяют рассчитать требуемую постоянную времени фильтра для обеспечения заданного времени установления системы АРУ. Для приемников с АМ $T_\phi = RC$ выбирают из условия

$$\frac{\mu_{\max}}{2\pi\Omega_{\min}\rho} < T_\phi < \frac{t_y(1 + \mu_1)}{2,3}, \quad (4.7)$$

где μ_n – эквивалентный коэффициент передачи в петле АРУ при перепаде амплитуды на входе в два раза; Ω_{\min} – минимальная частота модуляции; ρ – расчетный коэффициент

Эти условия связаны с тем, что система АРУ вносит дополнительные искажения в сигнал за счет неполного подавления пульсаций регулирующего напряжения. Поэтому индекс модуляции на входе и выходе различен: на выходе он меньше, причем тем больше, чем больше μ_n . Зависимость отношения $\frac{m_{\hat{a}\hat{o}}}{m_{\hat{a}\hat{o}}}$ от параметров фильтра показана на [рис. 4.17](#).

Такой вид зависимости объясняется тем, что отношение

$$\frac{\dot{m}_{\hat{a}\hat{u}\hat{\delta}}}{\dot{m}_{\hat{a}\hat{\delta}}} = \frac{1}{1 + \mu H(j\Omega)}$$

определяется передаточной функцией фильтра.

Эквивалентный коэффициент передачи можно определить по формуле

$$K_{y\hat{a}}(j\Omega) = \frac{K_{\hat{\delta}}}{1 + (\mu/(1 + j\Omega T_{\hat{\delta}}))},$$

а сдвиг фаз на частоте модуляции из-за действия АРУ по формуле $\varphi_{\Omega} = \text{arctg}\left(\frac{\Omega T_{\hat{\delta}} \mu}{1 + \mu + \Omega^2 T_{\hat{\delta}}^2}\right)$.

$$\varphi_{\Omega} = \text{arctg}\left(\frac{\Omega T_{\hat{\delta}} \mu}{1 + \mu + \Omega^2 T_{\hat{\delta}}^2}\right).$$

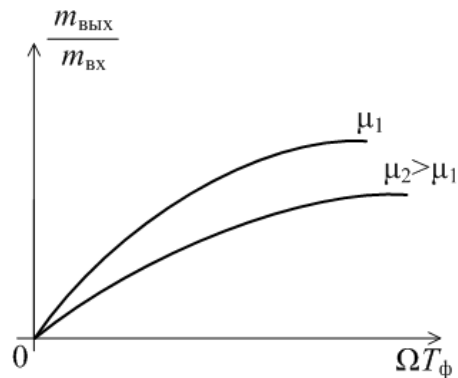


Рис. 4.17. Зависимость отношения $\frac{\dot{m}_{\hat{a}\hat{u}\hat{\delta}}}{\dot{m}_{\hat{a}\hat{\delta}}}$ от параметров фильтра

Из приведенных соотношений можно сделать вывод, что для уменьшения искажений нужно по возможности увеличивать T_{ϕ} .

4.1.4. Влияние флуктуационных помех на искажения АМ-сигнала в усилителе с АРУ

При воздействии на приемник полезного АМ-сигнала и стационарной помехи с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma_{ш}^2$ на выходе детектора АРУ среднее значение напряжения будет отличаться от того значения, которое было при отсутствии помехи:

$$\bar{U}_{\text{нш}} \approx U_c \left(1 + \frac{\sigma_{ш}^2}{2U_c^2}\right).$$

Такое изменение среднего значения амплитуды вызовет изменение эквивалентного коэффициент передачи по контуру АРУ, а, следовательно, динамической характеристики слежения. На основании анализа можно показать, что система АРУ осуществляет перенос НЧ составляющих спектра помехи на частоту огибающей полезного сигнала.

Интенсивность низкочастотных (НЧ) составляющих обратно пропорциональна эквивалентной постоянной времени фильтра T_{ϕ} , где $\dot{O}_{\hat{y}} = \frac{\dot{O}_{\hat{\delta}}}{1 + \mu}$, поэтому желательно увеличивать T_{ϕ} вплоть до ограничения, накладываемого

требованием к длительности переходного процесса. Иногда применяют фильтры с переключением постоянной времени.

4.2. Системы автоматической подстройки частоты УПиОС непрерывных и импульсных сигналов

4.2.1. Определение, назначение, классификация и основные параметры системы автоматической подстройки частоты

Системой автоматической подстройки частоты (АПЧ) называется совокупность функциональных узлов, обеспечивающих автоматическое регулирование частоты управляемого генератора в соответствии с частотой колебаний, принимаемых за эталон.

Системы АПЧ предназначены для стабилизации частоты гетеродина, стабилизации частоты промежуточной и реализации следящих фильтров (для слежения за сигналом с медленно изменяющейся частотой и фазой).

Классифицировать системы АПЧ можно по следующим признакам:

1. По параметру регулирования, по которому сравниваются регулируемое и опорное колебания, системы АПЧ бывают частотные (ЧАПЧ) и фазовые (ФАПЧ).

2. По виду регулируемой частоты системы могут быть, например, системами АПЧ гетеродина, АПЧ промежуточной и др.

3. По скорости протекания переходных процессов системы могут быть инерционные и безинерционные.

4. По режиму подстройки они могут быть поисковые и беспоисковые.

К основным параметрам системы АПЧ относятся:

- коэффициент автоподстройки, равный $K_{\text{АПЧ}} = \frac{\Delta f_{i \text{ а+}}}{\Delta f_{i \text{ н0}}}$;
- полоса захвата АПЧ, т. е. полоса, определяемая областью начальных частотных расстроек, в пределах которой обеспечивается эффективная работа АПЧ, если предварительно система не находилась в режиме захвата;
- полоса удержания, т.е. полоса частотных расстроек, за пределами которой АПЧ выходит из режима подстройки, если предварительно она находилась в режиме подстройки;
- время установления переходного процесса;
- уровень искажений сигнала.

4.2.2. Принципы работы и схемы АПЧ

Рассмотрим ряд типовых схем построения систем АПЧ различного назначения. Структурная схема АПЧ гетеродина показана на [рис. 4.18](#).

Если в качестве измерительного элемента (ИЭ) используется ЧД, то на его выходе появится напряжение рассогласования, которое будет воздействовать на управляющий элемент УЭ (как правило, это варикап).

В результате работы такой АПЧ в гетеродине устанавливается частота, всегда отличающаяся от номинала на величину некоторой остаточной расстройки. Иначе такая АПЧ неработоспособна.

Если в качестве ИЭ используется ФД, то необходимо на второй вход подать сигнал от эталонного генератора. Тогда, если разница между их частотами меньше полосы пропускания ФНЧ, то произойдет захват частоты и f_r будет полностью равна $f_{\text{ЭГ}}$, а фазовый сдвиг будет таким, чтобы обеспечивать начальную расстройку для работы системы.

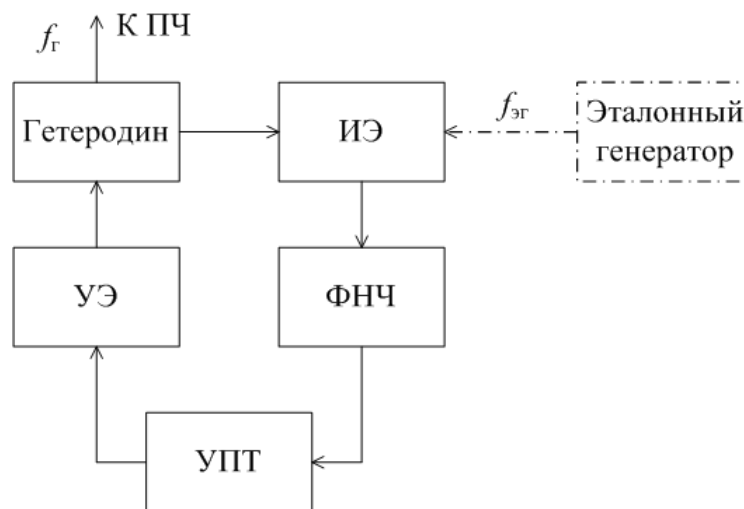


Рис. 4.18. Структурная схема АПЧ гетеродина

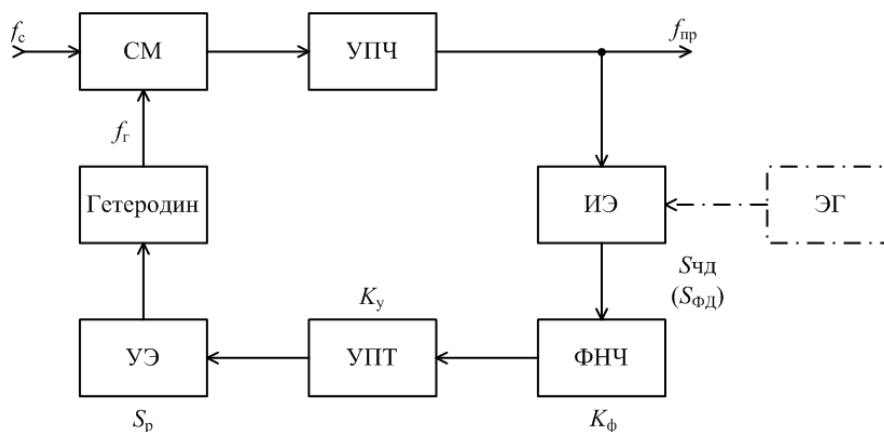


Рис. 4.19. Структурная схема АПЧ промежуточной

Схема АПЧ промежуточной показана на [рис. 4.19](#).

Здесь также в качестве ИЭ может быть как ЧД, так и ФД, и тогда нужен эталонный генератор.

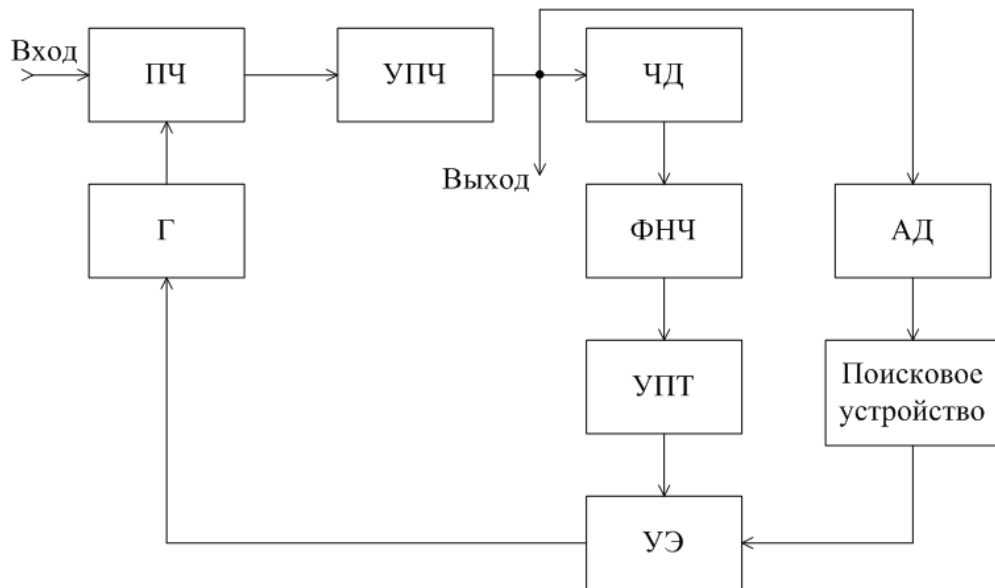


Рис. 4.20. Структурная схема АПЧ с поисковым устройством

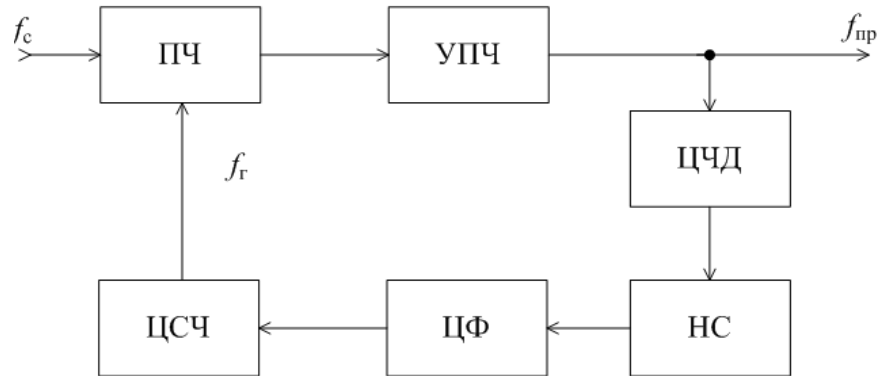


Рис. 4.21. Структурная схема цифровой системы ЧАПЧ

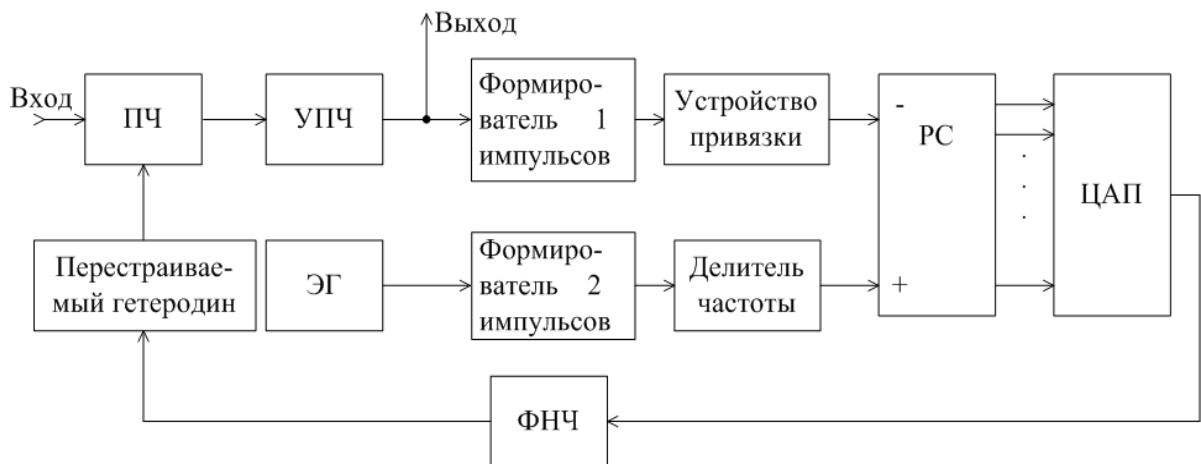


Рис. 4.22. Структурная схема аналого-цифровой системы АПЧ

Такая АПЧ будет устранять нестабильность промежуточной частоты и поддерживать её независимо от характеристики входного сигнала.

Если вместо эталонного генератора на ИЭ подать входной сигнал, то система превратится в следящий узкополосный фильтр.

Наряду с этими схемами применяют АПЧ с поисковыми устройствами (рис. 4.20).

В данной схеме поисковое устройство изменяет напряжение управления, в итоге меняется частота гетеродина. Когда сигнал войдет в полосу захвата, то на АД выделяется напряжение, которое останавливает поиск.

Используются также совместные схемы, где система ЧАПЧ используется для грубой подстройки, а система ФАПЧ – для точной.

В последнее время широко распространены цифровые (рис. 4.21) и аналого-цифровые системы АПЧ (рис. 4.22).

В схеме, показанной на рис. 4.22, РС – это реверсивный счетчик, который накапливает число, пропорциональное знаку и величине частотной расстройки. Устройство привязки необходимо для счета импульсов только при совпадении фронтов импульсов.

К достоинствам аналого-цифровых систем АПЧ можно отнести то, что они не требуют ЧД, точность работы которого влияет на точность работы системы, сохраняют работоспособность при глубоких замираниях сигнала, обеспечивают возможность компенсации остаточной расстройки, легко сопрягаются с синтезаторами частот на цифровой основе, легко реализуются в интегральном исполнении.

4.2.3. Величина остаточной расстройки и время установления переходных процессов в системе АПЧ

Для анализа работы используем схему ЧАПЧ, изображенную на рис. 4.19. Пусть частота сигнала изменилась на некоторую величину $\Delta f_{\text{нач}}$. Тогда после отработки этой расстройки в петле ЧАПЧ на выходе останется

некоторая остаточная расстройка $\Delta f_{\text{нò}} = \frac{\Delta f_{\text{нач}}}{\hat{E}_{\text{АИ} \times}}$, где

$\hat{E}_{\text{АИ} \times} = 1 + S_{\text{хА}} S_{\text{р}} = 1 + K_{\text{у}} \approx K_{\text{у}}$, где $K_{\text{у}}$ – коэффициент усиления цепи регулирования. Это выражение описывает состояние системы ЧАПЧ для установившегося режима.

При использовании простого RC-фильтра выражение для оценки остаточной расстройки от времени имеет вид

$$\Delta f_{\text{нò}}(t) = \frac{\Delta f_{\text{нач}}}{\hat{E}_{\text{АИ} \times}} (1 + \hat{E}_{\text{ò}} \hat{a}^{-t/\tau_{\text{АИ} \times}}),$$

где $\tau_{\text{АПЧ}}$ – постоянная времени цепи АПЧ, $\tau_{\text{АИ} \times} = \frac{R\tilde{N}}{\hat{E}_{\text{АИ} \times}}$.

График зависимости остаточной расстройки от времени после скачка частоты на входе системы ЧАПЧ приведен на рис. 4.23.

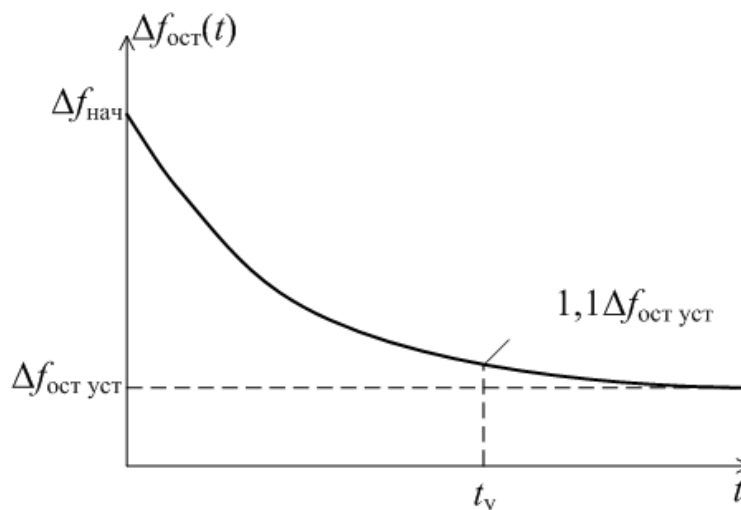


Рис. 4.23. Зависимость величины остаточной расстройки от времени (переходной процесс в системе ЧАПЧ)

Время переходного процесса определяется как время, за которое расстройка достигает 1,1 от установившегося значения.

Тогда время установления можно оценить по формуле

$$t_y = \frac{R\tilde{N}}{K_{\text{АИ} \times}} (2,3 + \ln |K_y|),$$

а из нее можно определить параметры фильтра:

$$RC = \frac{t_y \hat{E}_{\text{АИ} \times}}{2,3 + \ln |K_y|}.$$

В целом постоянная времени АПЧ должна удовлетворять условию $T_{\Omega \text{ min}} \ll \tau_{\text{АИ} \times} \ll \tau_{\text{и} \text{ñòäá}}$.

4.2.4. Определение полосы захвата и удержания систем АПЧ

Рассмотрим работу АПЧ при больших расстройках. Для этого используем графический метод. Удобно показать полосы захвата и удержания на совмещенном графике дискриминационной и регулировочной характеристик (рис. 4.24).

Дискриминационная характеристика – это результат перемножения АЧХ УПЧ и детекторной характеристики ЧД.

Тогда на основании графика можно определить, что полоса удержания

$\Delta f_{\text{óä}} = \tilde{I}_{\times \tilde{A}} \hat{E}_{\text{АИ} \times}$, полоса захвата $\Delta f_{\text{çäòä}} = \tilde{I}_{\times \tilde{A}} \left(1 + \frac{\hat{E}_{\text{АИ} \times}}{2} \right)$, а значения углов равны $\text{tg}\alpha = S_{\times \tilde{A}}$ и $\text{tg}\beta = S_{\delta}$.

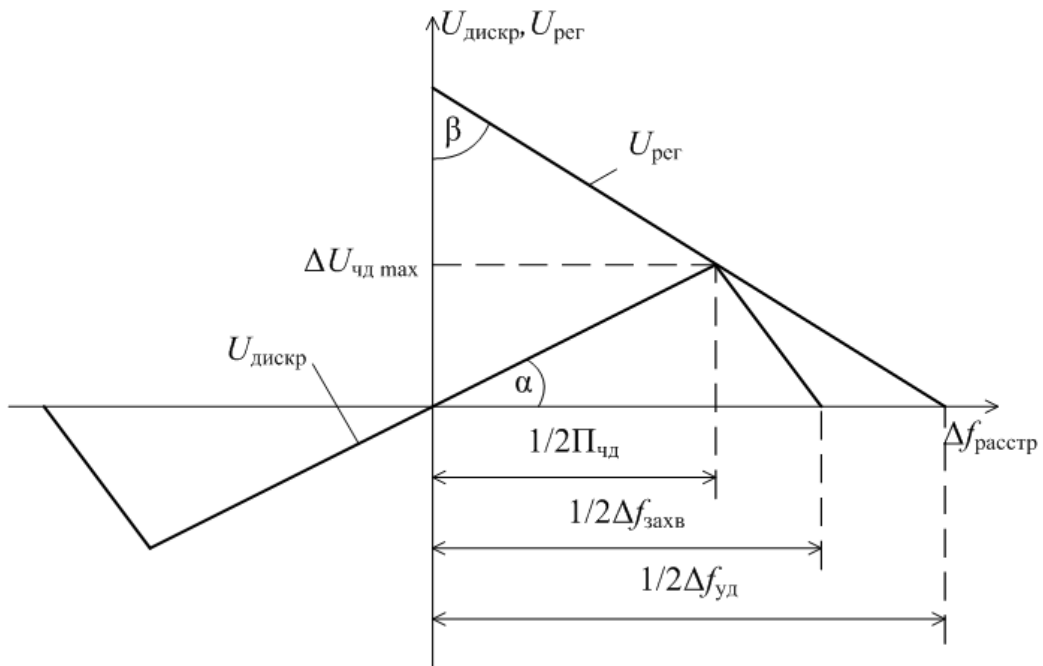


Рис. 4.24. Совмещенный график регулировочной и дискриминационной характеристик системы ЧАПЧ

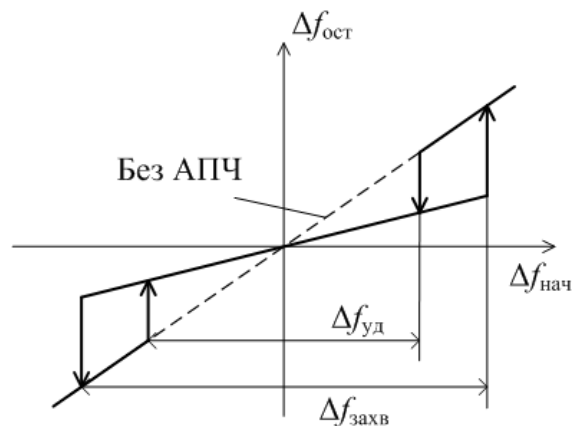


Рис. 4.25. График зависимости остаточной расстройки от начальной в системе с АПЧ и без АПЧ

График зависимости остаточной расстройки от начальной показан на [рис. 4.25](#).

Таким образом, полоса удержания всегда уже, чем полоса захвата. Полосы совпадают только в случае идеального ФНЧ в петле ЧАПЧ.

4.2.5. Особенности систем ФАПЧ

Система ФАПЧ обеспечивает равенство частоты регулируемого генератора и частоты эталонного генератора с точностью до фазы. В зависимости от назначения ФАПЧ в качестве эталонного генератора могут служить либо принятые приёмником колебания, либо колебания местного высокостабильного ОГ.

Использование ФД для сравнения между собой двух частот приводит к тому, что сам ФД оказывается идеальным интегратором. Структурные схемы системы ФАПЧ были приведены на [рис. 4.18](#), [рис. 4.19](#) при наличии

внешнего эталонного генератора. Структурная схема современной цифровой ФАПЧ дана на [рис. 4.26](#).

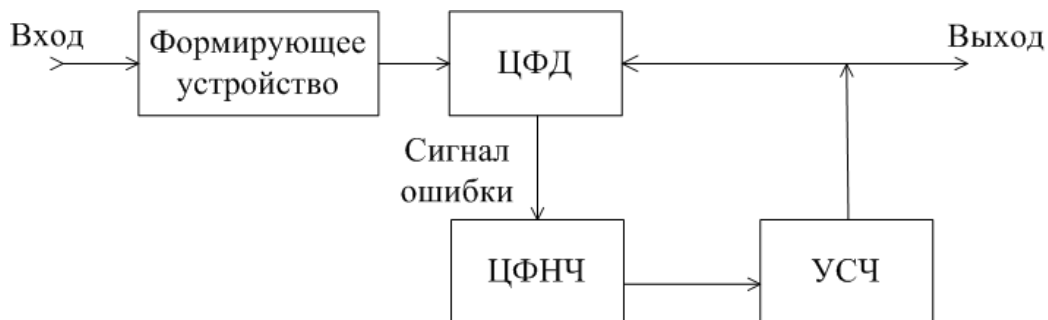


Рис. 4.26. Структурная схема цифровой ФАПЧ с управляемым синтезатором частоты

В общем случае система ФАПЧ является нелинейной системой автоматического регулирования и подробный анализ ее оказывается сложным. Допуская линеаризацию статических характеристик ФД управителя, можно существенно упростить анализ и достаточно полно оценить основные свойства системы.

Главной особенностью и достоинством ФАПЧ является (при некоторых условиях) отсутствие остаточной расстройки по частоте. Однако платой за это является возможная неустойчивость работы. Условие устойчивости системы ФАПЧ имеет вид $4|\hat{E}_\delta|\dot{O}_\delta \leq 1$ при $\hat{E}_\delta < 0$.

Для реальной характеристики ФД, близкой по форме к косинусоиду, можно считать, что полоса удержания ФАПЧ равна $\Delta f_{\text{уд}} \approx 2K_\delta$. При малой постоянной времени фильтра T_ϕ имеет место равенство $\Delta f_{\text{зах}} \approx \Delta f_{\text{уд}}$.

При большой T_ϕ и выполнении условия $\frac{1}{RC} \geq \hat{E}_\delta$ полоса захвата может быть определена по выражению

$$\Delta f_{\text{зах}} \approx (1,3 - 1,7) \sqrt{\frac{\Delta f_{\text{уд}}}{\dot{O}_\delta}}$$

Таким образом, и для системы ФАПЧ разница полос захвата и удержания зависит от параметров ФНЧ.

4.2.6. Особенности систем ЧАПЧ приемников импульсных сигналов

Главные требования к системе ЧАПЧ импульсных сигналов заключаются в безинерционности и быстродействии.

Структурная схема импульсной системы ЧАПЧ приведена на [рис. 4.27](#). На данной схеме ИЧД обозначают импульсный частотный детектор, ВУ –

видеоусилитель, ПДВИ – пиковый детектор видеоимпульсов (выполняет роль пикового детектора амплитуды и фильтра).

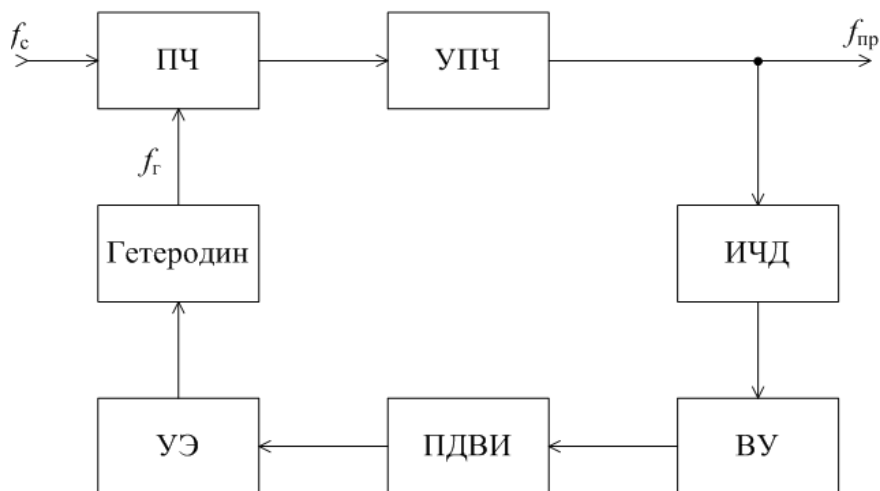


Рис. 4.27. Структурная схема импульсной ЧАПЧ

В отличие от систем ЧАПЧ непрерывных сигналов при работе с импульсными входными сигналами сигнал рассогласования на выходе ЧД вырабатывается в течение действия каждого импульса, однако частота гетеродина подстраивается постепенно в течение нескольких периодов импульсного сигнала.

При достаточном быстродействии отклонение подстраиваемой частоты в петле импульсной ЧАПЧ уменьшается уже в течение действия импульса сигнала так, что к моменту его окончания переходные процессы затухают и производится запоминание установившегося значения частоты гетеродина на весь период действия импульсного сигнала.

Выводы

1. Система АРУ предотвращает перегрузки усилительных каскадов при приеме сильных сигналов во избежание их искажений.

2. Система АРУ поддерживает в определенных границах выходное напряжение, что требуется для нормальной работы конечных приборов.

3. Наибольшее распространение имеет схема АРУ с обратной регулировкой.

4. В качестве регулируемых каскадов наибольшее распространение получили усилители на основе дифференциальных каскадов, включенных по каскодной схеме ОЭ–ОБ и электрически управляемых аттенюаторов.

5. Регулировке подвергаются каскады УРЧ и УПЧ, у которых уровень входных сигналов невелик.

6. Время установления переходных процессов в системе АРУ зависит от уровня входных сигналов.

7. Из-за неполного подавления пульсаций регулирующего напряжения в фильтре АРУ в усилителе с АРУ появляются дополнительные искажения АМ сигнала, которые проявляются в изменении фазы огибающей, коэффициента модуляции и коэффициента нелинейных искажений.

8. Система АРУ осуществляет перенос низкочастотных составляющих спектра флуктуационной помехи на частоту огибающей полезного сигнала.

9. Системы АПЧ находят широкое применение в приемных устройствах для стабилизации частоты гетеродина, промежуточной частоты и реализации следящих фильтров.

10. На основе систем ФАП могут быть реализованы демодуляторы ФМ, ЧМ и АМ сигналов, устройства частотной синхронизации и демодуляции двоичных символов информации и др.

11. Следящий фильтр с кольцами ФАПЧ и ЧАПЧ позволяет обеспечить работу при сравнительно больших начальных расстройках сигнала.

12. Время установления переходных процессов в ЧАПЧ с однозвенным RC-фильтром определяется T_{ϕ} и $K_{ц.р.}$. Характер переходного процесса – апериодический.

13. В системах ЧАПЧ увеличение интенсивности воздействующего шума сопровождается увеличением дополнительной остаточной расстройки. При больших шумах это обусловлено не только эффектом детектирования шума в ЧД, но и поочередной работой ЧАПЧ как в пределах полосы схватывания, так и за пределами полосы удержания.

14. Применение АПЧ целесообразно, когда полоса пропускания линейного тракта превышает ширину спектра сигнала в 1,4 раза.

5. ПОМЕХИ РАДИОПРИЕМУ И МЕТОДЫ БОРЬБЫ С НИМИ

5.1. Способы борьбы с флуктуационными помехами с помощью оптимальных методов приема

5.1.1. Характеристика внешней флуктуационной помехи и совместное воздействие сигнала и помехи на УПиОС

В общем случае помехи радиоприему создают импульсные, сосредоточенные и флуктуационные помехи. Рассмотрим методы борьбы на примере последних.

Флуктуационная помеха представляет собой хаотическую последовательность кратковременных импульсов, следующих друг за другом так быстро, что отдельные возмущения от каждого из них в приемнике перекрываются, образуя непрерывный случайный процесс (пример – космические или индустриальные шумы).

После прохождения ряда узкополосных устройств в приемнике флуктуационная помеха представляет собой квазигармонический процесс вида

$$U_{\text{г}}(t) = U_{m\text{г}}(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)],$$

где $U_{m\text{г}}(t)$ – амплитуда случайного процесса (огибающая); $\varphi(t)$ – фазовый сдвиг случайного процесса.

Процесс $U_{\text{г}}(t)$ определяется нормальным законом распределения с одномерной плотностью вероятности распределения амплитуды:

$$P(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}U_{\text{ш}}} e^{(-U^2/2U_{\text{ш}}^2)},$$

где $U_{\text{ш}}$ – эффективное напряжение шума; $U_{\text{ш}}^2$ – среднее квадратичное мгновенное значение $U_{\text{ш}}^2 = \bar{U}_{\text{ш}}^2$.

Среднее мгновенное значение $U_{\text{г}} = 0$, т.е. шум не имеет постоянной составляющей. Дисперсия помехи $\sigma_{\text{г}}^2 = \bar{U}_{\text{г}}^2 = U_{\text{ш}}^2$.

Плотность вероятности распределения фазового сдвига $P(\varphi) = \frac{1}{2\pi}$, где $0 \ll \varphi < 2\pi$.

Огибающая такого процесса распределена по закону Релея и выражается формулой

$$\bar{U}_{m\text{г}} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} U_{\text{ш}}, \quad \bar{U}_{m\text{г}}^2 = 2U_{\text{ш}}^2,$$

дисперсия огибающей – формулой

$$\sigma_{\bar{U}_{\text{мi}}}^2 = \bar{U}_{\text{мi}}^2 - (\bar{U}_{\text{мi}})^2 = \frac{4 - \pi}{2} U_{\sigma}^2.$$

При одновременном воздействии на приемник сигнала и шума с указанными характеристиками результирующий процесс тоже будет иметь квазигармонический характер.

Если сигнал имеет вид $U_{\text{н}}(t) = U_{\text{мс}} \cos \omega_0 t$, а помеха –

$$U_{\text{п}}(t) = U_{\text{ми}}(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)],$$

то результирующий процесс можно записать в виде

$$U_{\text{рпс}}(t) = U_{\text{мрпс}}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)),$$

где $U_{\text{мрпс}}(t)$ – амплитуда результирующего сигнала; $\varphi(t)$ – фазовый сдвиг.

Максимальное значение результирующего фазового сдвига будет совпадать с фазовым сдвигом исходного сигнала, а амплитуда $U_{\text{мрпс}}$ – подчиняться обобщенному закону Релея-Райса.

Известно, что при больших отношениях сигнал/шум, $q = \frac{U_{\text{мс}}}{2U_{\sigma}}$, обобщенный закон Релея-Райса приближается к нормальному.

При $q \gg 1$ $U_{\text{мрпс}} = U_{\text{мс}}$, $\sigma_{\text{о.рпс}}^2 = U_{\sigma}^2$. Сигнал можно считать «сильным», если его амплитудное значение превосходит действующее значение шума минимум в три раза. Таким образом, критерий «сильного» сигнала – $q > 3$.

При «слабом» сигнале, т.е. при $q < 1$, средняя амплитуда результирующего колебания и дисперсия огибающей результирующего колебания определяются, соответственно, как

$$\bar{U}_{\text{мдпс}} \approx \sqrt{\frac{\pi}{2}} U_{\sigma} \left(1 + \frac{q^2}{2} \right)$$

и

$$\bar{\sigma}_{\text{п.дпс}}^2 = \frac{4 - \pi}{2} U_{\sigma}^2 (1 + q^2).$$

Методы ослабления флуктуационных помех основываются на выводах общей теории оптимальных методов приема.

5.1.2. Общие понятия теории оптимальных методов приема

Критерием оценки (критерием оптимальности) называются количественные показатели для оценки качества воспроизведения сообщения.

Оптимальный приемник – это приемник, который в соответствии с выбранным критерием оптимальности наилучшим образом воспроизводит сообщения. Его помехоустойчивость является потенциально возможной.

Оптимальный прием сообщений сводится к некоторым математическим операциям, которые необходимо выполнить над функциями, описывающими входные колебания.

Совокупность операций, производимых в оптимальном приемнике, над смесью сигнала и помехи, а также их последовательность называется алгоритмом оптимальной обработки.

Сравнивая помехоустойчивость различных методов приема, можно определить, какой метод лучше. Если мы определим алгоритм, то, значит, определим и структуру приемника.

Таким образом, основная задача теории оптимальных методов приема (ТОМП) состоит в формировании правила решения и в синтезе структуры решающего устройства.

В зависимости от того, что является полезным сообщением, в ТОМП рассматриваются следующие задачи:

- обнаружение сигнала (требуется дать ответ, имеется ли полезный сигнал в принимаемом колебании или оно является шумом). Пример – системы радиолокации;
- оценка параметров сигнала (требуется с наибольшей точностью определить значения одного или нескольких параметров сигнала). Пример – телеметрические или навигационные системы;
- различение сигналов (на входе приемника возможно наличие одного из нескольких сигналов и нужно указать, какой именно сигнал присутствует);
- воспроизведение формы сигнала, искаженной действием шума, в её первоначальном виде, т. е. оценка (фильтрация) непрерывного сообщения. Пример – системы связи.

5.1.3. Вероятность ошибочного приема и критерии оптимальности

Рассмотрим оценку вероятности ошибочного приема на примере задачи различения двух сигналов. Пусть S_1 и S_2 – сигналы, с помощью которых передаются условно положительная и отрицательная посылки.

Тогда $P(S_1)$, $P(S_2)$ – вероятности появления каждого сигнала на входе приемника, т.е. вероятность их передачи, которая называется априорной вероятностью. Их сумма равна единице.

Для канала с аддитивной помехой результирующее колебание на входе можно записать в виде $X(t)S_i(t) + n(t)$, где $n(t)$ – помеха, а $S_i(t)$ может принимать значения S_1 или S_2 с соответствующими вероятностями.

Задача приемного устройства заключается в том, чтобы получить как можно больше информации о том, какой именно сигнал содержится в принятом колебании. Для этого нужно найти условные вероятности $P(S_1/X)$ и $P(S_2/X)$, сравнить их и принять решение в пользу того сигнала, вероятность которого больше.

Эти вероятности называются апостериорными. Они определяются по формуле Байеса

$$P(S_i/X) = \frac{P(S_i)f(\tilde{O}/S_i)}{\sum_{k=1}^2 P(S_k)f(\tilde{O}/S_k)}. \quad (5.1)$$

Исходя из условия минимума ошибки, правило принятия решения имеет вид

$$P(S_1)f(\tilde{O}/S_1) \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} S=S_1 \\ S=S_2 \end{matrix} P(S_2)f(\tilde{O}/S_2), \quad (5.2)$$

где f – функция распределения вероятности на выходе приемника.

Этот критерий называется критерием идеального наблюдателя, или критерием Котельникова.

Если перенести функции в одну сторону, то левая часть отражает отношение правдоподобия для сигнала S_1 относительно S_2 :

$$\frac{f(X/S_1)}{f(X/S_2)} \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} S=S_1 \\ S=S_2 \end{matrix} \frac{P(S_2)}{P(S_1)}. \quad (5.3)$$

В некоторых случаях, когда априорные вероятности неизвестны, их считают одинаковыми и получают выражение для критерия максимума правдоподобия в виде $\frac{f(\tilde{O}/S_1)}{f(\tilde{O}/S_2)} > 1$. Его достоинство состоит в том, что он не требует знания априорных вероятностей.

Если априорные вероятности не равны, то критерий максимума правдоподобия не будет обеспечивать минимума вероятности ошибки, если равны, то критерии максимума правдоподобия и идеального наблюдателя совпадают.

При решении других задач, например при обнаружении сигнала, часто пользуются критерием Неймана-Пирса, который обеспечивает минимум вероятности пропуска сигнала при условии, что вероятность ложного обнаружения не превысит заданного порога.

Все эти критерии относятся к классу Байесовых.

5.2. Методы и устройства оптимального приема и обработки сигналов

В настоящее время в качестве оптимальных используют корреляционные методы, в т.ч. абсолютно корреляционные, автокорреляционные (относительно корреляционные) и квадратурные корреляционные, методы с ис-

пользованием согласованных фильтров, в т. ч. оптимальные и квазиоптимальные и интегральные методы приема с до детекторным и после детекторным интегрированием.

5.2.1. Корреляционные методы приема

Для равновероятных сигналов, когда априорные вероятности равны, применяется следующее правило принятия решения:

$$\int_0^T X(t)S_1(t)dt - \int_0^T X(t)S_2(t)dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \frac{E_1 - E_2}{2}, \quad (5.4)$$

$S=S_1$
 $S=S_2$

где $X(t)$ – принимаемый сигнал; $S_1(t)$, $S_2(t)$ – копии передаваемых сигналов; T – длительность посылки сигнала; E_1 , E_2 – удельные энергии сигналов, определяемые как $E_i = \int_0^T S_i^2(t)dt$.

Тогда структурная схема приемника, реализующего данный алгоритм, может иметь вид, представленный на [рис. 5.1](#).

В данной схеме копии сигнала должны совпадать с передаваемым сигналом с точность до фазы. В этом случае перемножитель выполняет роль детектора, а интегратор – роль ФНЧ.

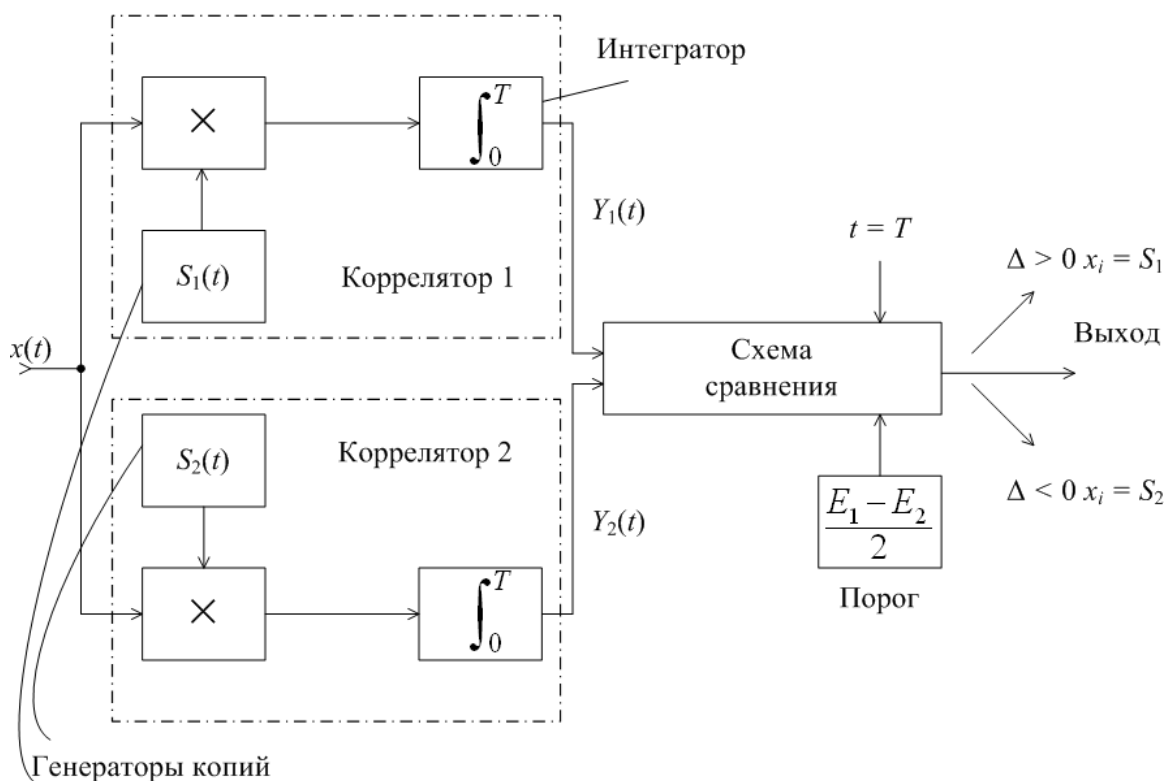


Рис. 5.1. Структурная схема корреляционного приемника

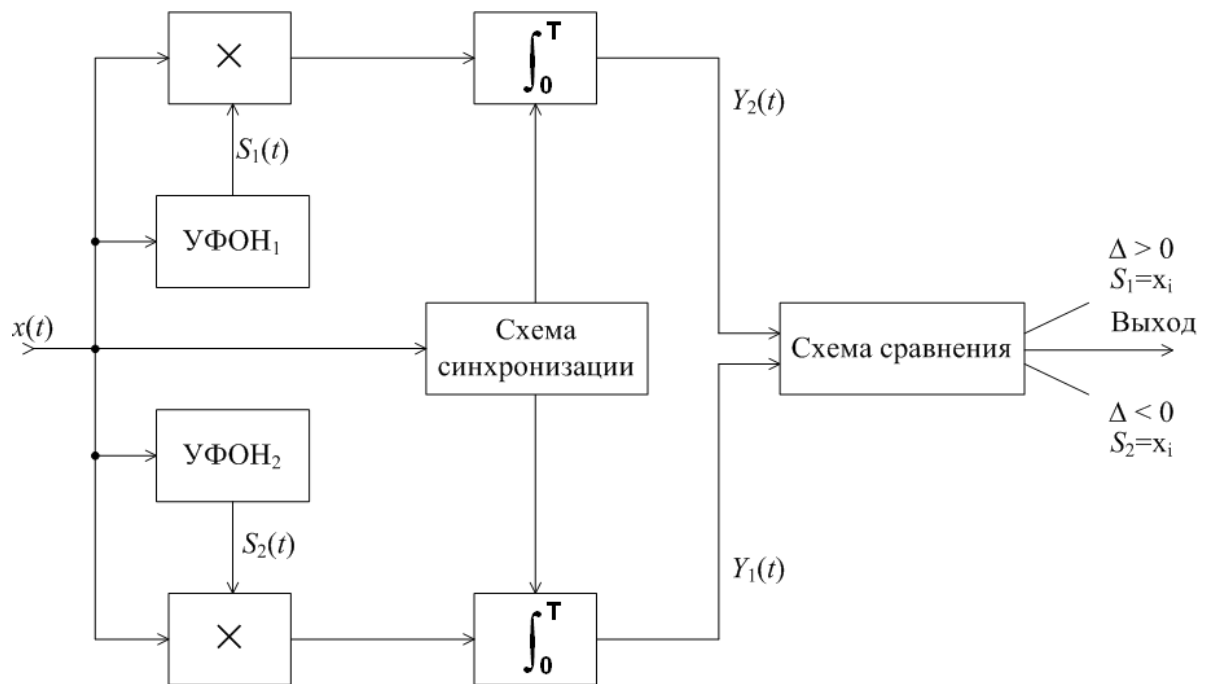


Рис. 5.2. Структурная схема квазикогерентного корреляционного приемника

Пусть реально пришел сигнал S_1 . Тогда на выходах корреляторов сигналы будут определяться выражениями

$$Y_1(t) = \int_0^T S_1 S_1 dt + \int_0^T S_1 n(t) dt = E_1 + \int_0^T S_1 n(t) dt \text{ и } Y_2(t) = \int_0^T S_1 S_2 dt + \int_0^T S_2 n(t) dt. \quad (5.5)$$

Схема сравнения осуществит вычитание и принимается решение в момент максимального сигнала, т.е. в момент окончания посылки. Сравнение с порогом даст решение S_1 , так как второе слагаемое в $Y_1(t)$ и оба слагаемых в $Y_2(t)$ в этом случае малы. Если энергии копий сигнала одинаковы, $E_1 = E_2$, то порог равен нулю.

Как видно, величина порога не зависит от уровня принимаемых сигналов. Каждый из интеграторов представляет собой корреляционный интеграл, а приемник, выполняющий функцию взаимной корреляции, называется корреляционным.

Прием, когда в качестве детектора используется перемножитель с опорным напряжением, синхронным по частоте и фазе с принимаемым сигналом, называется когерентным. Можно также назвать когерентным приемник с накоплением, где роль накопителя играет интегратор. Для АМ-сигнала такой приемник называется синхронным.

Важным свойством корреляционного приемника является то, что в нем нет необходимости в предварительной фильтрации. Вся фильтрация осуществляется на низкой частоте, хотя на практике фильтрация все равно используется для минимизации искажений.

Если используются сигналы с пассивной паузой или противоположные (с фазовой модуляцией на 180°), то схема будет содержать только один коррелятор, а порог будет в первом случае равен $E_1/2$, а во втором – нулю.

Вероятность ошибки определится через функцию Лапласа $\Phi(x)$:

$$D_{00} = 0,5 - \hat{O}(\gamma h),$$

где h^2 – квадрат отношения мощности сигнала к спектральной плотности шума, отражающий отношение сигнал/шум, $h^2 = \frac{P_c T}{G_0}$; γ^2 – квадрат коэффициента различимости сигналов S_1 и S_2 , $\gamma^2 = 1 - \rho$, где ρ – коэффициент взаимной корреляции сигналов S_1 и S_2 .

Если в качестве копии используется сигнал, выделенный из входного сигнала с помощью следящих схем на основе ФАПЧ, не являющейся его точной копией, то такой приемник называется квазикогерентным (рис. 5.2).

В данном приемнике вероятность ошибки, определяемая как $D_{00} = 0,5 - \hat{O}(\gamma h \cos \varphi)$, зависит от остаточной ошибки в устройстве формирования опорного напряжения (УФОН), в котором остаточная ошибка по частоте равна нулю, а по фазе зависит от отношения сигнал/шум.

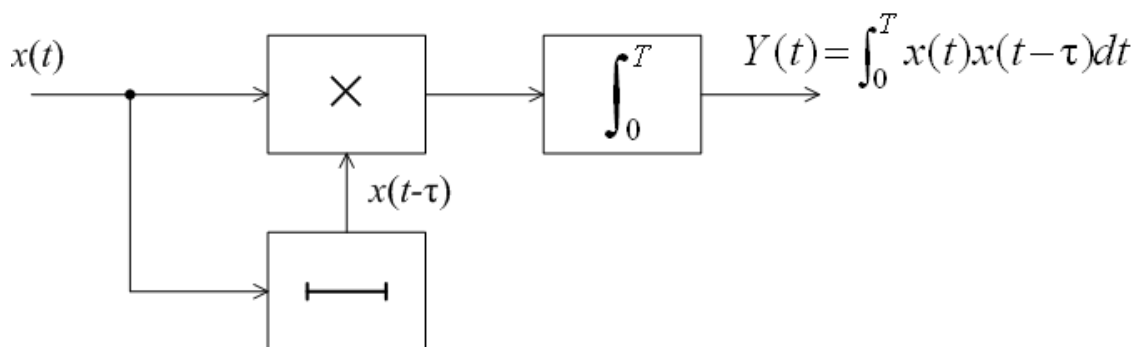


Рис. 5.3. Структура коррелятора автокорреляционного приемника

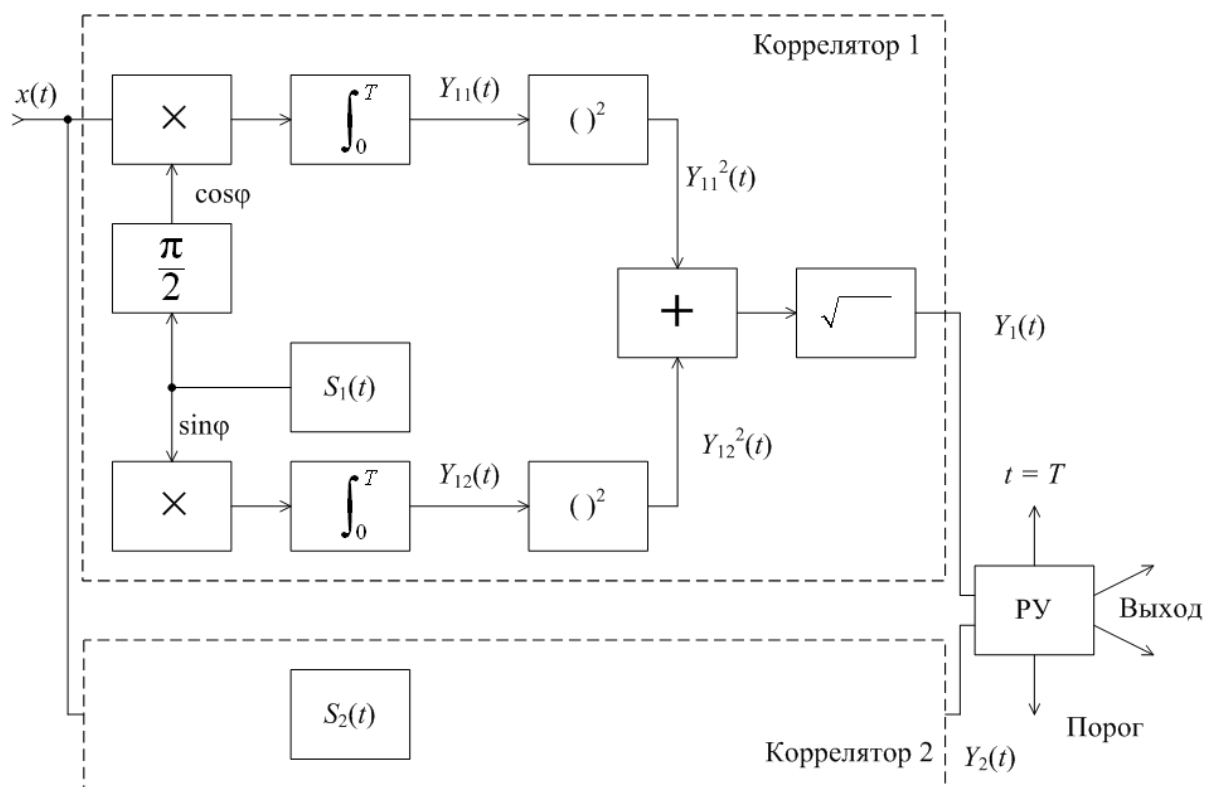


Рис. 5.4. Структура квадратурного корреляционного приемника

Автокорреляционный прием

Если отказаться от использования фильтрации шумов и применить в качестве опорного напряжения всю входную смесь, то получится автокорреляционный приемник.

Коррелятор такого приемника показан на [рис. 5.3](#). Время задержки здесь должно быть равно времени длительности посылки.

К достоинствам автокорреляционного приемника относятся простота реализации, отсутствие устройства синхронизации принимаемого и опорного сигналов, возможность менять вид модуляции.

К недостаткам можно отнести меньшую помехоустойчивость, чем при использовании синхронизации опорного напряжения.

Автокорреляционный прием является некогерентным.

Квадратурный корреляционный прием

При квадратурном корреляционном приеме каждый коррелятор строится по двухканальной схеме, где канал образуется в результате перемножения сигнала на квадратурные составляющие его копии – синусную и косинусную ([рис. 5.4](#)).

Пусть сигналы после интегратора в данной схеме имеют вид $Y_{11}(t) = A \cos \varphi$ и $Y_{12}(t) = A \sin \varphi$. Тогда после возведения в квадрат и суммиро-

вания сигнал $Y_1^2(t) = Y_{11}^2(t) + Y_{12}^2(t) = A^2(\cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi)$. На выходе значение сигнала будет $Y_1(t) = A$.

Квадратурный прием также является некогерентным.

5.2.2. Оптимальная и квазиоптимальная фильтрация

Существует два критерия оптимальной фильтрации: обеспечение минимума среднеквадратичной ошибки воспроизведения сигнала и обеспечение максимального отношения сигнал/шум на выходе фильтра.

Фильтры, отвечающие второму критерию, называются оптимальными (ОФ). Для оптимальных фильтров не ставится задача сохранения формы сигнала.

Анализ показывает, что передаточная функция ОФ, максимизирующего отношение сигнал/шум на выходе, должна быть для белого шума комплексно сопряжена со спектром полезного сигнала, т.е. иметь вид $K_{\text{ОФ}}(j\omega) = A_0 G^*(\omega) e^{-j\omega T}$, где $G^*(\omega) = G(-\omega)$, т.е. модуль передаточной функции $|K_{\text{ОФ}}(j\omega)|$ должен совпадать по своей форме с модулем спектральной плотности сигнала $|G(\omega)|$.

ФЧХ фильтра должна соответствовать условию сведения к нулю всех фаз спектральных составляющих сигнала. Тогда в момент окончания посылки фазы всех спектральных составляющих будут одинаковы, а амплитуда равна их сумме, т.е. будет иметь максимальное значение.

Такая характеристика называется согласованной.

Фильтры, оптимальные по первому критерию, называются согласованными (СФ). Они согласованы с сигналом и по форме и по ширине спектра.

Импульсная характеристика СФ должна быть $h_i(t) = S_i(T - t)$. Если на входе приемника действует смесь сигнала и гауссовского шума вида $x(t) = S_i(t) + n(t)$, то отклик на это воздействие в СФ будет иметь вид

$$Y(\tau) / \tau = t = \int_0^T \delta(T - t) S_i(T - t) dt. \quad (5.6)$$

Это выражение, по сути, совпадает с корреляционным интегралом, т.е. согласованный фильтр обеспечивает такой же эффект, как и коррелятор.

Однако по физическому эффекту они различаются, так как у СФ явно выражена огибающая, а у коррелятора огибающая линейна (рис. 5.5). Но СФ и коррелятор можно сделать адекватными, если добавить ключ в момент времени T на выходе СФ.

Во всех схемах оптимальных приемников вместо когерентных корреляторов $S_i(t)$ можно применить согласованные фильтры с ИХ, указанной выше, но с добавлением ключа, подключающего выход сигнала СФ в момент времени T к решающему устройству. При этом квадрат ИХ будет иметь вид

$h^2(T) = \frac{E_c}{G_0} = \frac{P_c T}{G_0}$, где G_0 – спектральная плотность шума; E_c – энергия сигнала за время T .

Структурная схема оптимального приемника с СФ приведена на [рис. 5.6](#).

К недостаткам данной схемы можно отнести чувствительность даже к небольшим отклонениям момента взятия отсчета от максимума выходного напряжения (это приведет к уменьшению выходного напряжения).

К достоинствам относится малая критичность к рассогласованию между частотой и фазой в отличие от корреляторов. Вся необходимая фильтрация сигнала в таком приемнике с СФ осуществляется по высокой частоте и дополнительного демодулятора не требуется.

Главная трудность при создании оптимальных приемников – это практическая реализация АЧХ согласованного фильтра, так как её вид $(K | j\omega |) = \frac{\sin X}{X}$, а спектр показан на [рис. 5.7](#).

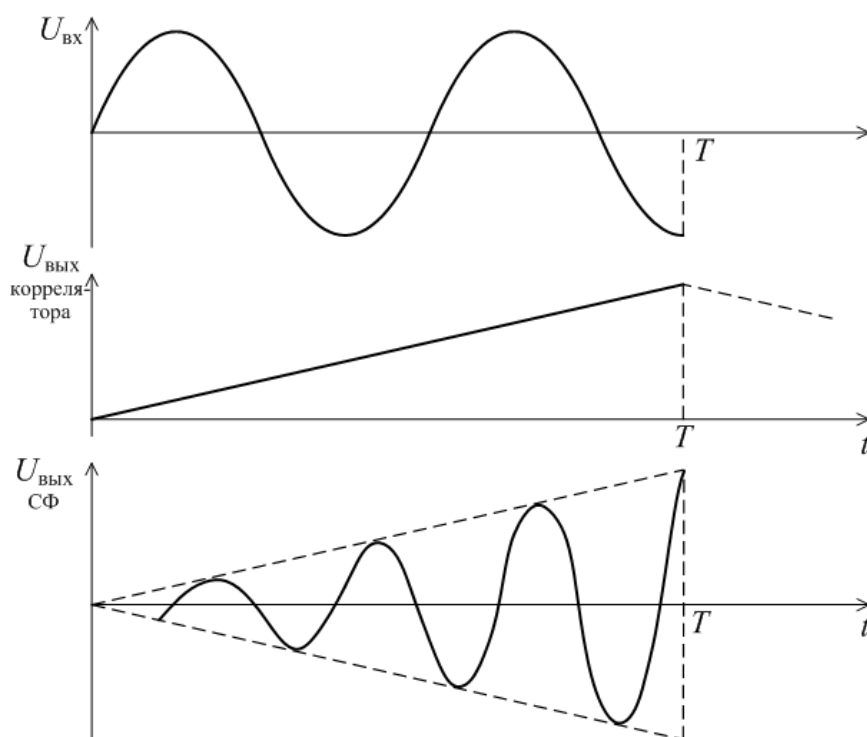


Рис. 5.5. Сравнение сигналов на выходе коррелятора и СФ

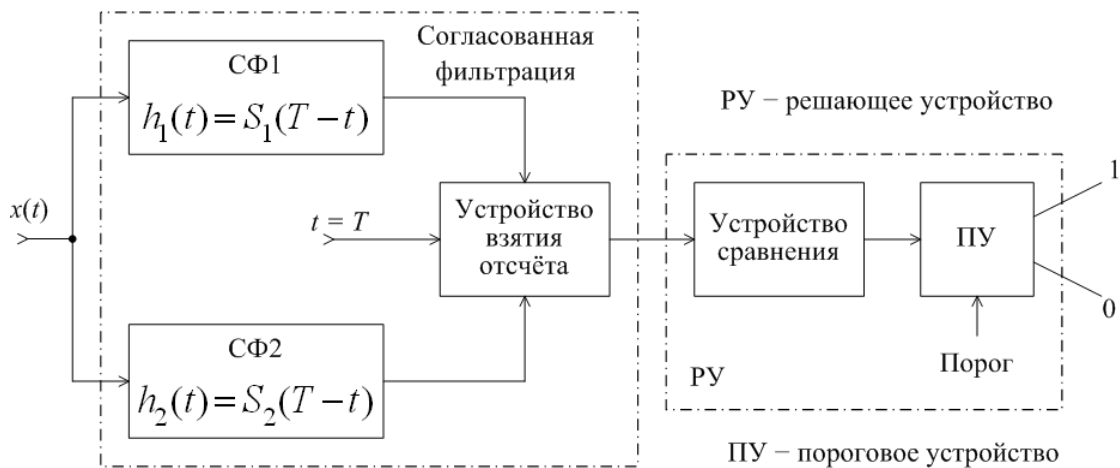


Рис. 5.6. Структурная схема оптимального приемника с СФ

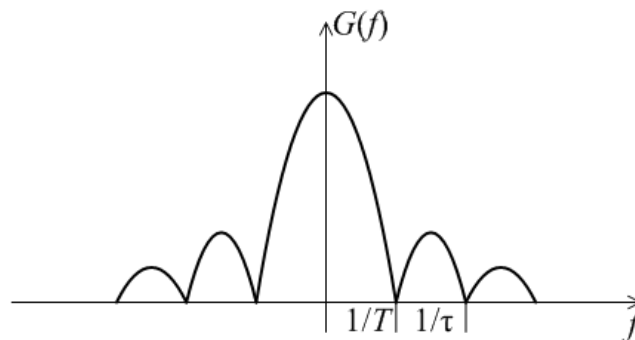


Рис. 5.7. Спектр модуля передаточной функции СФ

В случае приема периодической последовательности прямоугольных импульсов, спектр которых имеет линейчатый характер, АЧХ СФ должна быть гребенчатой (рис. 5.8). Естественно, что такую АЧХ реализовать еще сложнее.

На практике часто используют обычные фильтры, форма АЧХ которых не соответствует форме спектра, но полоса пропускания подбирается так, чтобы обеспечить максимум отношения сигнал/шум на выходе. Такая полоса пропускания называется оптимальной.

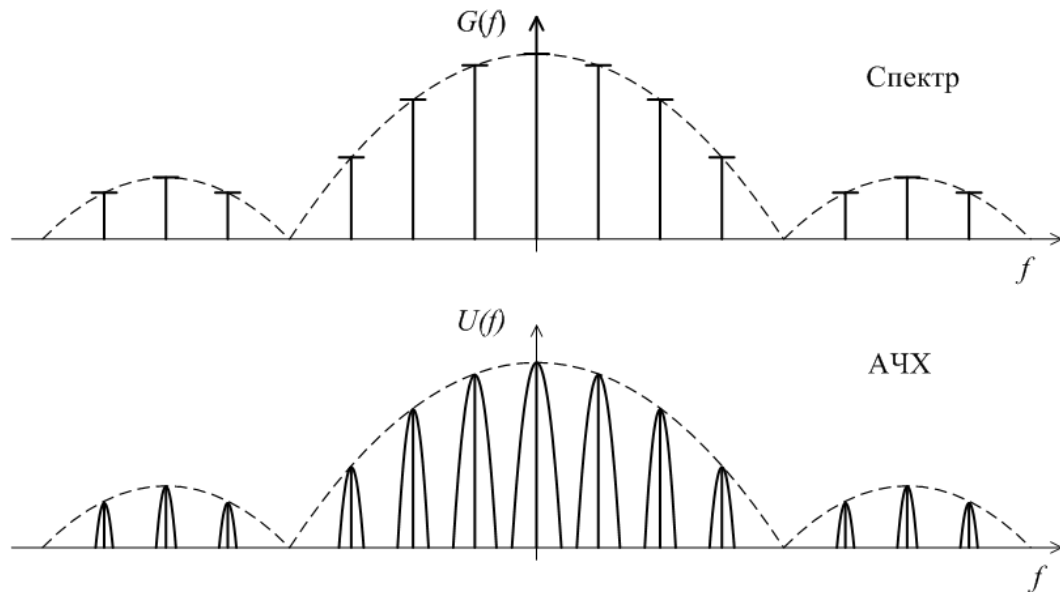


Рис. 5.8. Вид спектра и согласованной с ним АЧХ согласованного фильтра при приеме периодической импульсной последовательности

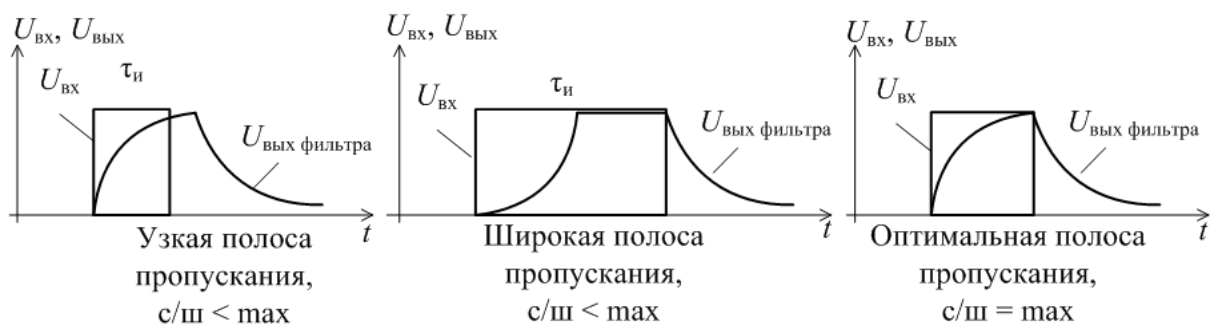


Рис. 5.9. Влияние полосы пропускания обычного фильтра на отношение сигнал/шум на выходе в зависимости от длины импульса

Продemonстрируем возможные соотношения между длиной импульса на входе и выходе фильтра в зависимости от полосы пропускания фильтра (рис. 5.9).

Для одиночного прямоугольного радиоимпульса и фильтра с линейной АЧХ оптимальная полоса определится как $\tilde{\nu}_{\text{opt}} \approx \frac{1,37}{\tau_{\text{e}}}$. Для Гауссовых

формы импульса и АЧХ оптимальная полоса примерно равна $\tilde{\nu}_{\text{opt}} \approx \frac{0,63}{\tau_{\text{e}}}$.

При этом энергия импульса наиболее сжата.

Анализ показывает, что при отклонении полосы от оптимальной на 30 % затухание увеличивается не более чем на 5 дБ, поэтому на практике полосу выбирают из соотношения по уровню минус 6 дБ:

$\tilde{\nu}_{\text{opt}} \approx \frac{1}{\tau_{\text{e}}}$. При этом отношение сигнал/шум на выходе будет, естественно,

меньше, чем у СФ. Такие фильтры называются квазисогласованными. Они согласованы с сигналом по ширине спектра и не согласованы по форме.

Проигрыш квазисогласованных фильтров по сравнению с СФ не превышает 1 дБ.

Если сигнал представляет собой пачку радиоимпульсов, то СФ должен состоять из двух последовательно соединенных фильтров (из СФ для одиночного импульса и гребенчатого фильтра для отдельных составляющих спектра).

На практике вместо СФ используют квазисогласованный фильтр с $P_{\phi} = 1/\tau_{и}$. У гребенчатого фильтра высота АЧХ каждого «зубца» делается одинаковой. Полоса «зубца» определяется как $\Delta f_{\phi} = \frac{1}{NT_{п}}$, где N – число импульсов в пачке; $T_{п}$ – период повторения импульсов в пачке. Общее число «зубцов» фильтра равно $\dot{I} = \frac{T_{п}}{\tau_{\phi}} = Q$, где Q – скважность.

Как известно, скважность $Q = \dot{I} \tau_{\phi}$. Таким образом, гребенчатый фильтр улучшает отношение сигнал/шум за счет сужения полосы. Выигрыш в отношении сигнал/шум по мощности пропорционален числу импульсов в пачке: $\gamma = \eta^2 N$, где η^2 – коэффициент потерь, равный примерно 1–3 дБ. Данный вариант фильтрации называется когерентным накоплением. Возможно и некогерентное накопление, когда фильтрация используется на частоте видеоимпульсов.

Наибольшее распространение получили СФ для широкополосных сигналов типа фазоманипулированной последовательности.

5.3. Помехоустойчивость оптимального приема

При оптимальном приеме равновероятных сигналов правило решения указано выше (см. п. 5.4).

Ошибка происходит, если реально передается один сигнал, а решение принимается в пользу другого.

Если решить полученные неравенства и найти вероятность ошибки, то получим

$$D_{оо} = P(S_2/S_1) = P(S_1/S_2) = 0,5 - \hat{O}(x),$$

где $\Phi(x)$ – функция Лапласа.

Аргумент функции

$$\delta = \sqrt{\frac{E_{\dot{y}}}{2G_0}} = \sqrt{\frac{P_{\dot{y}}T}{2G_0}},$$

где E_3 – эквивалентная энергия пары сигналов, $E_{\dot{y}} = \int_0^T [S_1(t) - S_2(t)]^2 dt$.

Как видим, чем больше значение x , тем меньше вероятность ошибки.

Следовательно, можно сделать важный вывод, что минимум вероятности ошибки однозначно определяется отношением E_3 к спектральной плотности помехи и не зависит от других параметров.

После ряда преобразований можно получить другую форму выражения для E_3 :

$$E_{\dot{y}} = \dot{A}_1 + \dot{A}_2 = 2 \int_0^T S_1(t) S_2(t) dt. \quad (5.7)$$

При $E_1 = E_2 = E_c$ получим

$$E_{\dot{y}} = 2 \dot{A}_{\dot{n}} \left[1 - \frac{1}{\dot{A}_{\dot{n}}} \int_0^T S_1(t) S_2(t) dt \right] = 2 E_c (1 - \rho) = 2 E_c \gamma^2. \quad (5.8)$$

Выразим аргумент x через коэффициенты ρ и γ :

$$\delta = \sqrt{\frac{E_{\dot{y}}}{2G_0}} = \sqrt{\frac{2E_c \gamma^2}{2G_0}} = \gamma \sqrt{\frac{E_c}{G_0}} = \gamma \sqrt{\frac{P_c T}{G_0}} = \gamma h. \quad (5.9)$$

где h – отношение мощности сигнала к спектральной плотности шума.

Вероятность ошибки запишется как $P_{ош} = 0,5 - \hat{O}(\gamma h)$.

Чтобы получить максимум значения γ , нужно проанализировать величину коэффициента ρ . Как видим, своего максимума значение γ достигает, если ρ отрицателен по величине и максимален по модулю. Это соответствует ситуации $S_2(t) = -S_1(t)$, т.е. работе с двумя противоположными сигналами.

В этом случае $\rho = -1$, $\gamma^2 = 2$, $\gamma = \sqrt{2}$, а, значит, вероятность ошибки при работе с противоположными сигналами будет равна

$$P_{ош. \text{ при } \delta \hat{a} \hat{i} \text{ . } \hat{n} \hat{a} \hat{i} \text{ . } \hat{n} \hat{a} \hat{i}} = 0,5 - \hat{O}(\sqrt{2}h).$$

Примером таких противоположных сигналов может служить сигнал с фазовой манипуляцией на 180° . Если один сигнал имеет вид

$$S_1(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi),$$

то второй сигнал будет иметь вид

$$S_2(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi + \pi) = -U_m \cos(\omega t + \varphi) = -S_1(t).$$

Другим примером может служить система с ортогональными сигналами (частотная манипуляция или фазовая манипуляция на 90°). Тогда $\rho = 0$, $\gamma = 1$, а $P_{ош. \text{ орт. сигн}} = 0,5 - \Phi(t)$.

Частным случаем системы с ортогональными сигналами является система сигналов с пассивной паузой (например, амплитудная манипуляция). В этом случае $S_1(t)$ – сигнал любой формы, а $S_2(t) = 0$. Отсюда $\rho = 0$, $E_{\dot{\gamma}} = E_c$.

Итак, получим

$$\delta = \sqrt{\frac{E_{\dot{\gamma}}}{2G_0}} = \sqrt{\frac{E_c}{2G_0}} = \frac{1}{\sqrt{2}}h, \quad \gamma = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

вероятность ошибки

$$P_{\text{ош. в фазе в аоц}} = 0,5 - \hat{O}\left(\frac{h}{\sqrt{2}}\right).$$

При $S_1 = S_2$, $\rho = 1$, $\gamma = 0$ сигналы становятся неразличимы. Таким образом, пределы изменения γ составляют от 0 до $\sqrt{2}$.

На [рис. 5.10](#) приведены итоговые кривые помехоустойчивости для оптимального когерентного приема сигналов фазовой телеграфии (ФТ), частотной телеграфии (ЧТ) и амплитудной телеграфии (АТ).

При квазикогерентном приеме, как уже отмечалось,

$$E_{\text{ош}} = 0,5 - \hat{O}(\gamma h \cos \varphi),$$

где φ – остаточная ошибка слежения по фазе опорного напряжения.

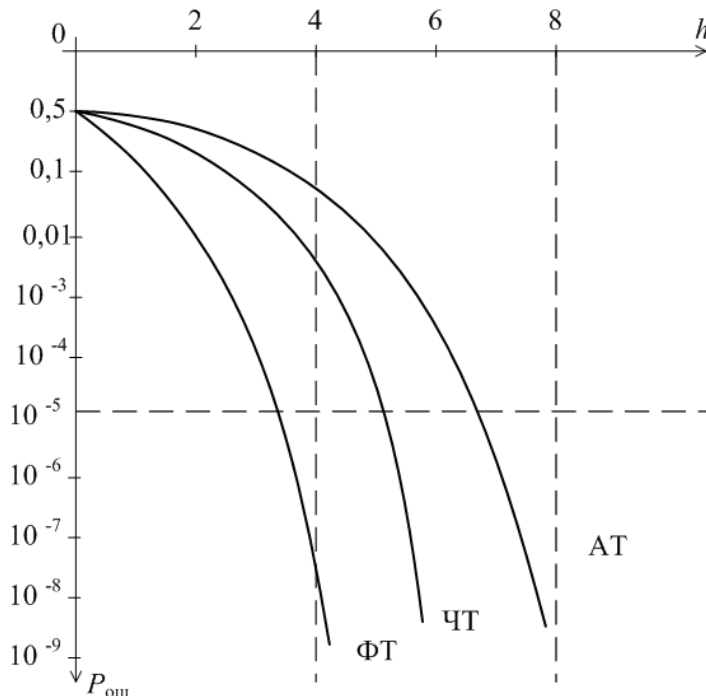


Рис. 5.10. Характеристика вероятностей ошибок для различных видов сигналов

Таким образом, из представленных на [рис. 5.10](#) сигналов самый помехоустойчивый – сигнал ФТ. Поиск других видов помехоустойчивых сигналов представляет актуальную современную задачу.

Выводы

1. Помехи радиоприему наряду с флуктуационными создают импульсные, сосредоточенные по спектру, и мультипликативные помехи.
2. Наиболее эффективны те способы подавления импульсных помех, где используется различие сигнала и помехи не по одному, а по нескольким признакам (частотному, амплитудному).
3. Для ослабления действия сосредоточенных по спектру помех наряду с установкой защитных устройств во входных цепях широко используются различные виды фильтрации, а также применяются порогопонижающие способы приема сигналов с угловой модуляцией.
4. Для ослабления флуктуационных помех широко используются оптимальная обработка и корреляционные методы приема.
5. Для ослабления мультипликативных помех применяют разнесенный прием, а также используют широкополосные сигналы в качестве переносчика сообщений.

6. УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ СИГНАЛОВ

6.1. Устройства приема амплитудно-модулированных сигналов

Рассмотрим основные принципы построения УПиОС различных видов модуляции в той последовательности, в которой они появлялись в истории.

К достоинствам приемников АМ-сигнала можно отнести простоту реализации и небольшую ширину передаваемого спектра. При малом уровне помех практически потенциальную помехоустойчивость обеспечивает информационный тракт приемника АМ-сигнала, построенный по схеме, показанной на [рис. 6.1](#). Графики, характеризующие помехоустойчивость приемника АМ-сигналов в зависимости от индекса модуляции m , представлены на [рис. 6.2](#). При построении приемника АМ-сигналов по схеме, изображенной на [рис. 6.1](#), ширина полосы пропускания полосового фильтра и фильтра нижней частоты выбирается равной, соответственно, ширине спектра модулированного сигнала и верхней частоте сообщений.

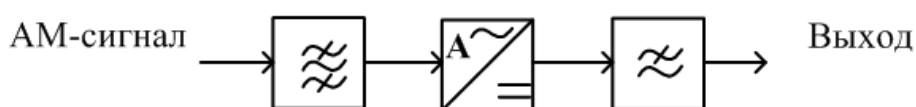


Рис. 6.1. Структурная схема информационного тракта оптимального приемника полностью известного АМ-сигнала при большом отношении сигнал/шум

В большинстве случаев радиоприемные устройства АМ-сигналов выполняются по супергетеродинной схеме. Основная особенность такой схемы состоит в том, что в радиотракте, помимо усиления сигнала, происходит и преобразование частоты принятого радиокосебания (см. [гл. 1](#)).

Если частоту гетеродина в супергетеродинном приемнике выбрать равной частоте принимаемого сигнала, то промежуточная частота будет равна нулю. При этом в приемнике обеспечивается прямое преобразование частоты радиосигнала в низкую звуковую без предварительного переноса её на промежуточную частоту. Подобные приемники получили название приемников прямого преобразования. В таких приемниках подавление помех и основное усиление сигнала осуществляется в основном на низкой частоте, что реализуется значительно проще и дешевле. Побочные каналы в приемнике прямого преобразования остаются лишь на частотах $2f_g$, $3f_g$ и т.д., т.е. лишь на частотах гармоник гетеродина. Эти каналы легко подавляются простейшей одноконтурной цепью.

Однако при приеме АМ-сигнала в приемнике прямого преобразования после преобразователя частоты появляются звуковые сигналы от двух боковых полос, которые могут различаться по частоте, что приводит к искажению принимаемого сигнала. Такие приемники в большей степени подвержены

действию различных помех и наводок.

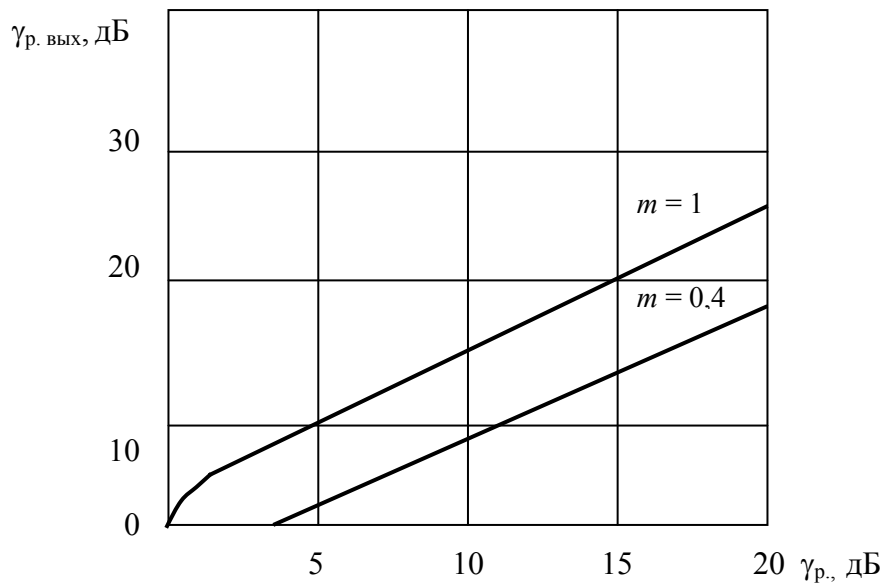


Рис. 6.2. График, характеризующий помехоустойчивость при приеме АМ-сигнала

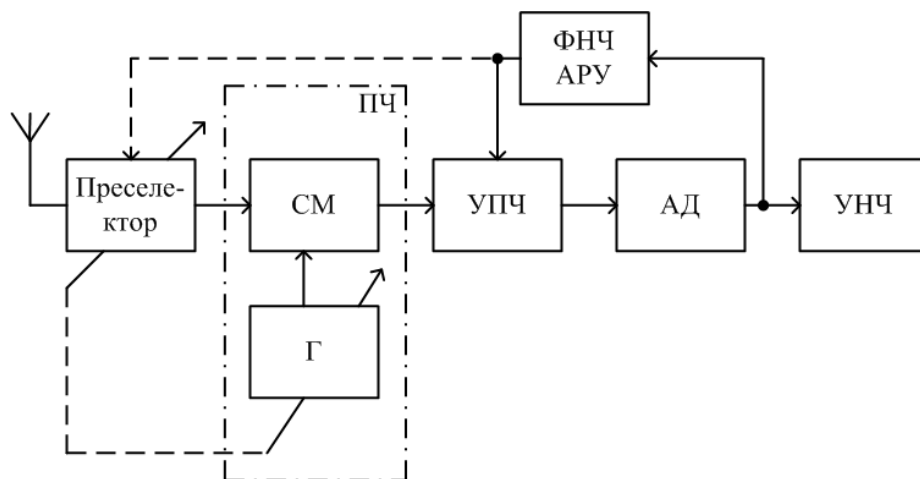


Рис. 6.3. Структурная схема супергетеродинного приёмника АМ-сигналов

В супергетеродинных приёмниках (рис. 6.3), когда частота сигнала и гетеродина не равны, появляется дополнительная функция преобразования частоты, что позволяет улучшить основные характеристики приёмника. Переход к промежуточной частоте позволяет производить на ней более эффективное усиление и применять высокоэффективные фильтры (так как эта частота всегда постоянна). Недостатки данных приемников заключаются в наличии дополнительных и интермодуляционных каналов приёма.

К достоинствам супергетеродина, позволяющим остановить выбор именно на нем при построении структурной схемы приемника АМ-сигналов, относятся:

- высокая избирательность;
- возможность получения высокого коэффициента усиления до детектора благодаря низкой промежуточной частоте;
- более высокая стабильность этих параметров при перестройке при-

ёмника на другую частоту.

Существуют различные реализации демодуляторов для сигналов с амплитудной модуляцией.

Детекторы АМ-сигналов можно реализовать на полупроводниковых диодах или транзисторах. Диодные детекторы обладают малыми нелинейными искажениями. В линейном режиме, который обеспечивается при сигнале, большем 0,5–1,0 В, их коэффициент гармоник $k_a < 1-2\%$. Однако и коэффициент передачи детектора $k_d < 1$, причём он особенно мал в транзисторных приёмниках, где низкое входное сопротивление УНЧ обуславливает малое сопротивление нагрузки детектора или деление её на две части.

Транзисторные детекторы имеют значительно большие нелинейные искажения (k_r от 3 до 10 %), но имеют коэффициент передачи от 3 до 10 и обладают малыми входным и выходным сопротивлениями, что удобно для согласования их с УНЧ.

Нелинейные искажения в транзисторных детекторах растут при слабых и сильных сигналах, поэтому напряжение на их входе поддерживают в пределах от 0,05 до 0,5 В. В бортовых приёмниках, где уменьшение массы, габаритных размеров и потребляемой мощности весьма важно, можно применять транзисторные детекторы. Если же важны малые нелинейные искажения, то рационально использовать диодные детекторы. В таких приёмниках для уменьшения нелинейных искажений и увеличения коэффициента передачи детектора можно между детектором и УНЧ включить эмиттерный повторитель.

Тип диода или транзистора следует выбирать таким образом, чтобы детектируемые сигналы находились в рабочем диапазоне частот диодов или транзисторов. В детекторах и УПЧ разумно применять однотипные транзисторы.

Схемы некоторых диодных детекторов АМ-сигналов приведены в [гл. 3](#).

Нелинейные искажения сигналов возникают в приемнике АМ-сигналов из-за неточной настройки приемника, а также из-за нелинейности вольт-амперных характеристик активных приборов. В трактах усиления сигнала возможны следующие виды искажений: линейные искажения (амплитудно-частотные, фазо-частотные) и искажения, связанные с нелинейностью усилительных приборов (нелинейные искажения, вторичная модуляция, блокирование, перекрестная модуляция, взаимная модуляция).

Для реальных криволинейных характеристик электронных приборов в первом приближении с учетом только второй гармоники при гармонической амплитудной модуляции коэффициент нелинейных искажений можно оценить по формуле

$$k_r \cong \frac{3G_{21}''}{16G_{21}} m U_{mc}^2,$$

где G_{21} , G_{21}'' – крутизна характеристик усилительного прибора и её вторая производная; m – коэффициент амплитудной модуляции; U_{mc} – амплитуда

несущей на входе.

Коэффициент блокирования можно оценить как

$$k_{\text{бл}} \cong \frac{1G_{21}''d}{4G_{21}d} U_{\text{мс}}^2.$$

Полевые транзисторы имеют проходную характеристику, близкую к квадратичной, поэтому для них G_{21}'' стремится к нулю, и в УПЧ целесообразно применять полевые транзисторы.

При сравнительно малых отношениях сигнал/помеха используют синхронный детектор.

В синхронных детекторах (рис. 6.4) под действием гетеродина периодически во времени меняется параметр цепи (наиболее часто – это крутизна преобразовательного элемента). Поскольку к таким устройствам относятся преобразователи частоты, то структурная схема параметрического детектора совпадает со структурной схемой преобразователя частоты. Основное отличие параметрического детектора от преобразователя состоит в том, что частоту гетеродина выбирают равной частоте несущего колебания на входе детектора, т.е. гетеродин должен быть синхронным с сигналом: $f_{\text{г}} = f_{\text{с}}$ (в преобразователях частоты всегда выполняется неравенство $f_{\text{г}} \neq f_{\text{с}}$). Так как $f_{\text{г}} = f_{\text{с}}$, то такой детектор и называют синхронным. Принцип работы синхронного детектора аналогичен принципу работы преобразователя частоты.

Ток на выходе преобразовательного элемента при $f_{\text{г}} = f_{\text{с}}$ с учетом начальной фазы гетеродина $\varphi_{\text{г}}$ будет равен

$$i_2 \approx S_0 U_{\text{с}} \cos(\omega_{\text{с}} t + \varphi_{\text{с}}) + 0,5 S_1 U_{\text{с}} [\cos(2\omega_{\text{с}} t + \varphi_{\text{с}} + \varphi_{\text{г}}) + \cos(\varphi_{\text{г}} - \varphi_{\text{с}}) + \dots]. \quad (6.1)$$

Ток i_2 содержит составляющие различных частот: $f_{\text{с}}$, $2f_{\text{с}}$ и т.д. и составляющие нулевой частоты. Таким образом, в выходном токе i_2 возникают новые частотные составляющие, в том числе и составляющая с нулевой частотой, являющаяся полезной, создающей напряжение $U_{\text{д}}$ на выходе детектора. Полезная составляющая тока определится как

$$i_{20} \approx 0,5 S_1 U_{\text{с}} \cos(\varphi_{\text{г}} - \varphi_{\text{с}}). \quad (6.2)$$

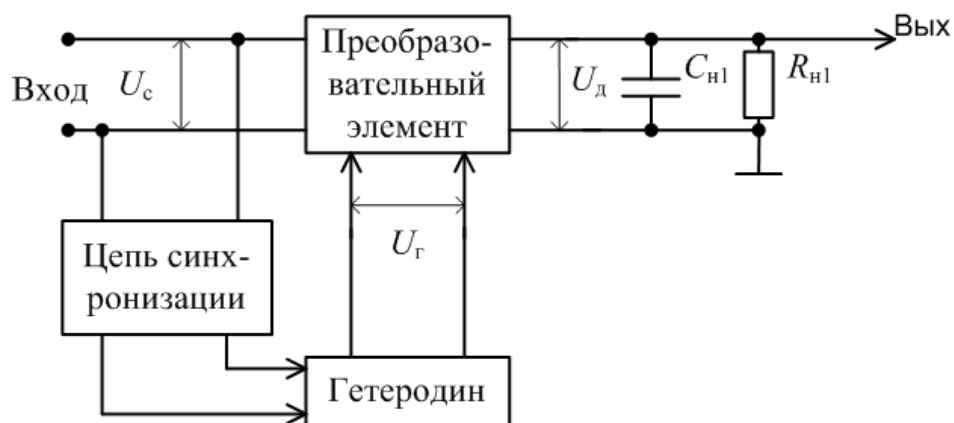


Рис. 6.4. Структурная схема синхронного детектора

Для выделения результата детектирования используется фильтр, состоящий из параллельной $R_{i1}C_{i1}$ -цепи. Составляющая тока i_{20} создает на R_{n1} напряжение

$$U_d \approx 0,5S_1U_cR_{n1} \cos(\varphi_r - \varphi_c). \quad (6.3)$$

Из формулы (6.3) следует, что детектор создает напряжение в соответствии с законом изменения амплитуды входного сигнала. Кроме того, напряжение U_d зависит от разности фаз $\Delta\varphi = \varphi_r - \varphi_c$, т.е. синхронный детектор реагирует одновременно на два параметра входного сигнала: U_c и φ_c . Для работы такого детектора необходимо, чтобы фаза сигнала равнялась фазе гетеродина: $\varphi_c = \varphi_r$, при этом, если $\cos(\varphi_r - \varphi_c) = 1$, то и напряжение U_d максимально. Если $\varphi_c - \varphi_r = \pm 90^\circ$, то $U_d = 0$. Следовательно, необходима не только синхронность, но и синфазность напряжения гетеродина с напряжением сигнала. Для реализации синхронности и синфазности гетеродина создается специальная цепь синхронизации (рис. 6.4), включающая в себя фильтр для выделения несущего колебания U_c , которое подводится к фазовому детектору системы автоматической подстройки частоты гетеродина.

Если в качестве синхронного детектора использовать перемножитель и ФНЧ (рис. 6.5), то на выходе перемножителя колебание будет $y(t) = x(t)s(t)$, где $s(t) = U_{m0} \sin \omega_0 t$, $x(t) = U_m \sin((\omega_0 + \Omega)t + \varphi)$.

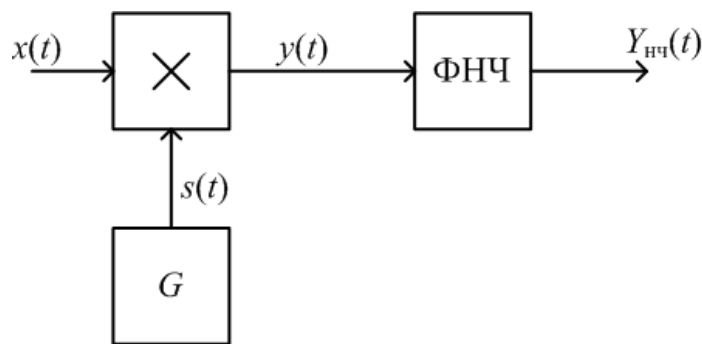


Рис. 6.5. Структурная схема синхронного детектора АМ-сигналов

Умножая $x(t)$ на $s(t)$ и фильтруя в ФНЧ составляющую с удвоенной частотой сигнала, получаем

$$Y_{нч}(t) = \frac{1}{2}U_{m0}U_m \cos(\Omega t + \varphi). \quad (6.4)$$

Как следует из формулы (6.4), на выходе синхронного детектора получается неискаженный закон модуляции. Такой вид детектирования допускает полное отсутствие несущего колебания в спектре, излучаемом передатчиком, что важно при работе с АМ-сигналами с одной боковой полосой

(ОБП), однако на приемной стороне необходимо создавать опорное колебание с частотой ω_0 с точностью до фазы.

Радиоприемные устройства АМ-сигналов с однополосной модуляцией

Сигнал с однополосной модуляцией представляет собой АМ-сигнал, в котором подавляют одну из двух частей спектра модулирующего сигнала относительно несущей частоты и частично или полностью подавляют саму несущую частоту сигнала.

Переход от двухполосной АМ к однополосной АМ (ОМ), т.е. к сигналу с одной боковой полосой (ОБП) частот и подавленной (частично или полностью) несущей, имеет ряд преимуществ. Они заключаются в экономии ширины спектра излучения радиопередатчика, его мощности, уменьшении влияния селективных замираний. При приеме сигнала с ОБП улучшается отношение сигнал/помеха из-за сужения примерно в два раза эффективной полосы пропускания радиоприемного устройства. Прием таких сигналов должен осуществляться приемным устройством с суженной соответствующим образом полосой пропускания. Однако особенности сигналов с ОБП требуют изменения и всей структуры приемного устройства с АМ-сигналом из-за невозможности детектирования в обычном некогерентном детекторе и трудностей осуществления АРУ по сигналу.

Для детектирования ОМ-сигналов существуют такие схемы детекторов, как диодные (балансные) и параметрические (синхронное детектирование).

В настоящее время детектирование ОМ-сигналов осуществляется, главным образом, диодными балансными детекторами в режиме линейного детектирования. Режим диодного линейного детектирования позволяет получить наименьшие нелинейные искажения принимаемого сигнала при детектировании по сравнению с другими режимами и схемами детектирования.

В режиме линейного детектирования вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода амплитудного детектора аппроксимируется линейно-ломаной зависимостью (см. [гл. 3](#)). Режим линейного детектирования, по существу, тождествен режиму выпрямления: диод работает в прерывистом или, иначе говоря, в ключевом режиме, т.е. уподобляется переключателю, периодически замыкающему и размыкающему цепь тока.

Квадратичные диодные амплитудные детекторы, в которых для получения эффекта детектирования используется небольшой квадратичный участок ВАХ диодов в окрестностях точки наибольшего изгиба, применяются в миниатюрных транзисторных приемниках, в детекторных приемниках и в специальной аппаратуре. Из-за присущих квадратичному детектированию значительных нелинейных искажений принимаемого сигнала этот режим не применяется в профессиональных и вещательных приемниках.

Схема балансного детектора сигнала с ОБП приведена на [рис. 6.6](#). Если входной сигнал $x(t)$ представляет собой колебание только одной боковой

частоты $\omega_0 + \Omega$, то амплитуда напряжения на каждом из диодов определяется следующим образом:

$$U_1 = \sqrt{U_0^2 + U_c^2 + 2U_0U_c \cos\Omega t}, \quad U_2 = \sqrt{U_0^2 + U_c^2 + 2U_0U_c \cos\Omega t}, \quad (6.5)$$

где U_0 – опорное колебание вспомогательного генератора.

Если $U_0^2 \gg U_c^2$, то напряжение на выходе детектора будет равно

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_0 k_d \left(\sqrt{1 + 2 \frac{U_c}{U_0} \cos\Omega t} - \sqrt{1 - 2 \frac{U_c}{U_0} \cos\Omega t} \right), \quad (6.6)$$

где k_d – коэффициент передачи линейного детектора.

Разложив (6.6) в ряд по степеням малых переменных и, взяв первый член ряда, получим

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) \approx U_0 k_d \cos\Omega t. \quad (6.7)$$

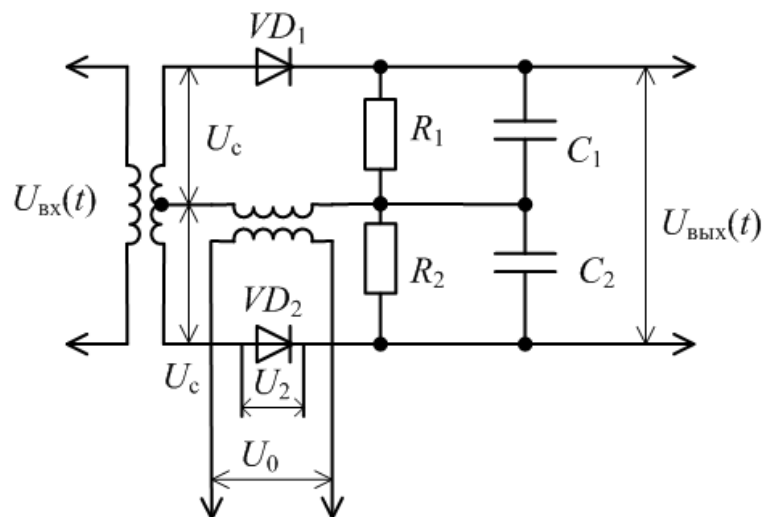


Рис. 6.6. Схема балансного детектора сигналов ОБП

Таким образом, на выходе детектора выделяется сигнал модуляции. Выражение (6.7) является приближенным, так как предполагается, что $U_0 \gg U_c$. Если последнее неравенство не выполняется, то появляются гармоники частоты Ω , т.е. сигнал на выходе детектора приобретает нелинейные искажения.

Восстановление несущего колебания при детектировании сигнала с ОБП

Как следует из вышеизложенного, в радиоприемных устройствах сигналов с ОБП следует включить вспомогательный генератор, который должен обеспечить достаточно большую амплитуду, что не представляет трудностей, но главное должен обеспечить нужное соответствие с частотой ω_0 несущего колебания. Для синхронного метода детектирования требуется восстановление несущего колебания с точностью до фазы.

Таким образом, структурная схема управления генератором вспомогательного несущего колебания (ГНК) должна содержать блок синхронизации. Для осуществления синхронизации в спектр сигнала с ОБП «замешивается» подавленный «остаток» несущего колебания или специальный «пилот-сигнал», положение которого на приемной стороне должно быть точно известно.

Рассмотрим требования к ГНК более подробно. Спектральная картина показана на [рис. 6.7](#). Спектр модулированного колебания на приемной стороне для данного сигнала показан на [рис. 6.7, а](#), где $U_{\text{ОН}}$ – амплитуда «остатка» реальной несущей частоты; U_i – амплитуды боковых колебаний, соответствующих определенной модулирующей функции; $\omega_{\text{ВН}}$ – частота восстановленного несущего колебания. В случае точного восстановления несущего колебания частота генератора несущей $\omega_{\text{ВН}} = \omega_{\text{Н}}$. На выходе детектора будут колебания напряжения $U_{\text{Д}i}$, частоты которых точно равны разности $\omega_i - \omega_{\text{Н}}$.

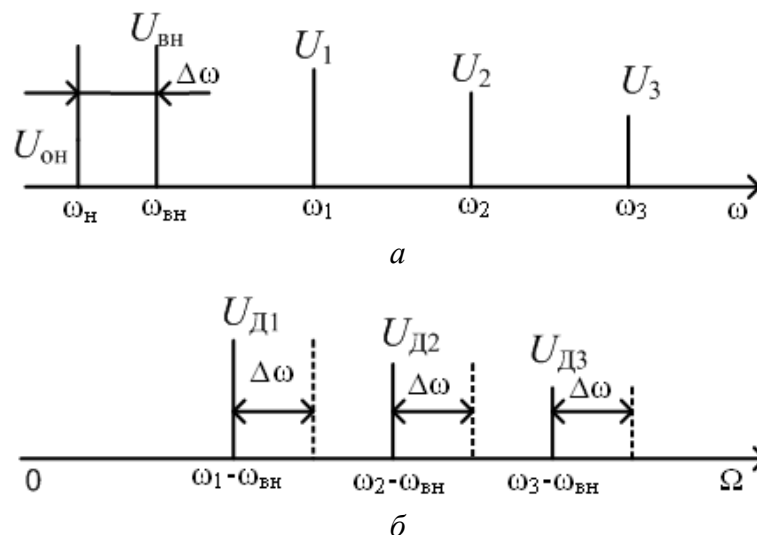


Рис. 6.7. Спектр модулированного колебания на приемной стороне (а) и на выходе детектора (б)

В случае неточного восстановления несущего колебания его частота $\omega_{\text{ВН}} \neq \omega_{\text{Н}}$, причем $\omega_{\text{ВН}} - \omega_{\text{Н}} = \Delta\omega$. Тогда на выходе детектора частоты модулирующих колебаний будут отличаться на величину $\Delta\omega$ ([рис. 6.7, б](#)). Это приводит к нарушению гармонического состава принимаемого сигнала. Поэтому величину $\Delta\omega$ нормируют: для высококачественного радиовещания она не должна превышать 1–2 Гц, для передачи дискретной информации – 10–20 Гц.

Таким образом, в приемных устройствах сигналов с ОБП необходимо предусмотреть высокую точность частоты вспомогательного ГНК. Такая точность достигается путем различного вида подстройки частоты ([рис. 6.8](#)). Подстройкой преобразованной частоты несущего колебания ([рис. 6.8, а](#)), или подстройкой частоты генератора несущей ([рис. 6.8, б](#)). В обоих случаях величина $\Delta\omega$ должна стремиться к нулю. Первый способ оказывается предпочтительным на практике, так как стабилизация частоты перестраивае-

мого генератора представляет известные технические трудности. Поэтому в радиоприемном устройстве сигналов с ОБП обычно используют высокостабильный генератор несущей (например, кварцевый), а условие $\Delta\omega \rightarrow 0$ достигается путем автоподстройки частоты гетеродина, что приводит к смещению всего спектра принятого сигнала с ОБП относительно $\omega_{\text{ВН}}$.

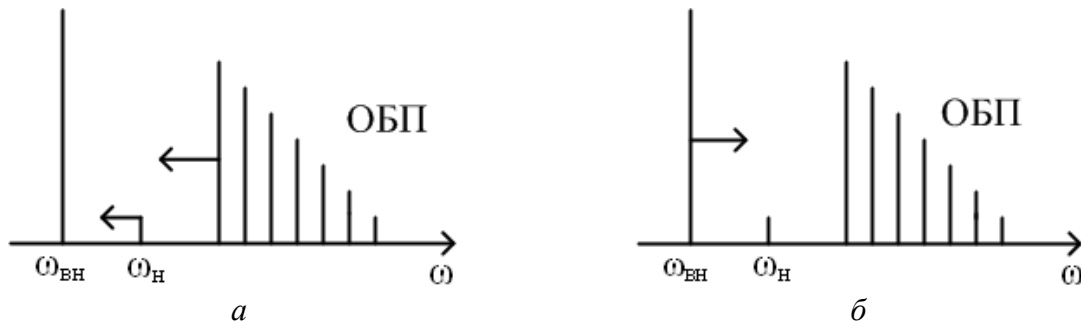


Рис. 6.8. Подстройка преобразованной частоты несущего колебания (а), подстройка частоты генератора несущей (б)

Структурные схемы этой части приемных устройств могут быть выполнены по-разному: с помощью прямого метода АПЧ гетеродина с вынесением разности $\Delta\omega$ в тракт промежуточной частоты (рис. 6.9); с использованием преобразования разности на низкую частоту, что повышает точность подстройки частоты (рис. 6.10) и т.д.

В структурной схеме, приведенной на рис. 6.9, сигнал после фильтра остатка несущей (ФОН) на частоте $\omega_{\text{Н}}$ усиливается и сравнивается в устройстве частотного сравнения (УС) с сигналом ГНК на частоте $\omega_{\text{ВН}}$. Если частоты отличаются, то регулятор системы АПЧ осуществляет подстройку частоты гетеродина по критерию минимума различия частот $\omega_{\text{Н}}$ и $\omega_{\text{ВН}}$.

На вход детектора поступают два колебания – сигнал с ОБП (от УПЧ) и сигнал ГНК, что обеспечивает высококачественное детектирование.

В структурной схеме, показанной на рис. 6.10, сигнал высокостабильного генератора низкочастотного колебания с частотой Ω смешивается в смесителе ПЧ1 с сигналом ГНК, в результате чего на его выходе получается колебание $\omega_{\text{ВН}} - \Omega$; на выходе второго смесителя ПЧ2 выделяется разность частот $\omega_{\text{Н}} - (\omega_{\text{ВН}} - \Omega) = \Omega - \Delta\omega$. Таким образом, на вход УС подается стабильное колебание низкой частоты Ω и также колебание низкой частоты $\Omega - \Delta\omega$.

Это облегчает точное сравнение частот колебаний в области низких частот в УС.

Для получения опорного колебания ГНК в рассмотренных структурных схемах могут быть использованы методы, аналогичные применяемым при синхронном детектировании.

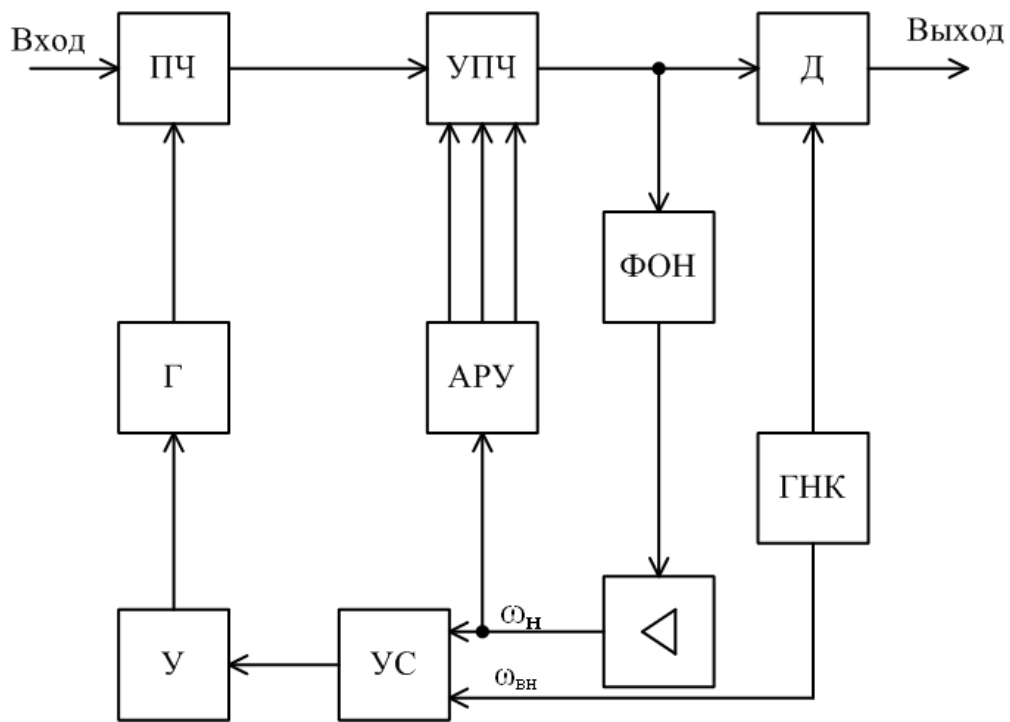


Рис. 6.9. Структурная схема прямого метода АПЧГ с вынесением разности $\Delta\omega$ в тракт промежуточной частоты

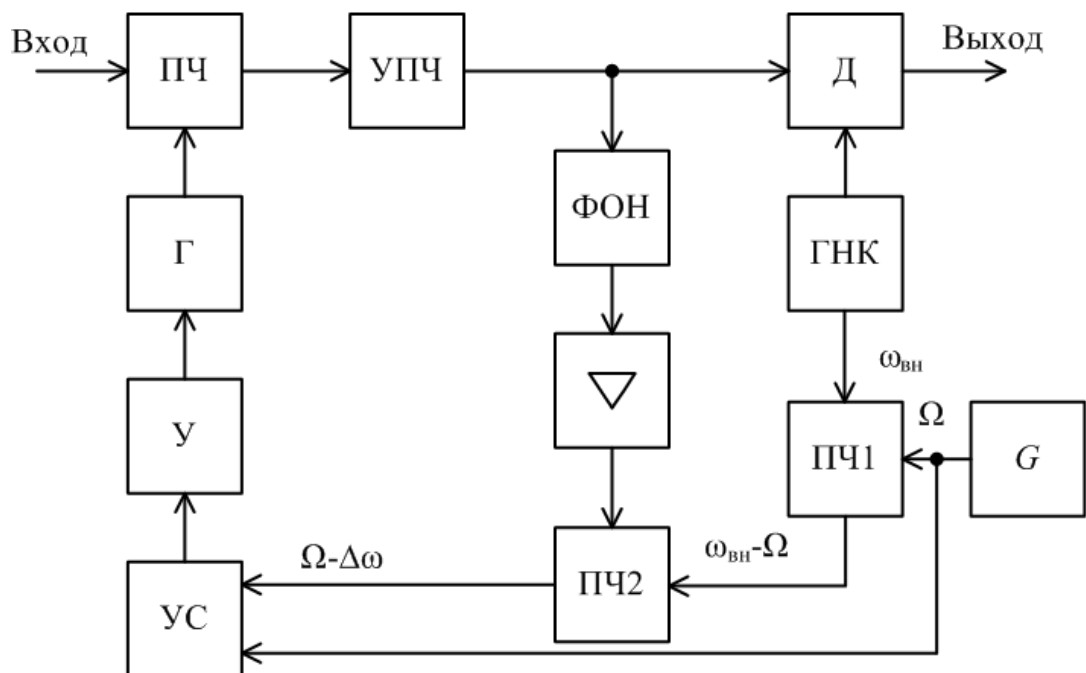


Рис. 6.10. Структурная схема подстройки частоты при детектировании сигналов с ОБП с использованием преобразования разности на низкую частоту

Для управления усилением в системах АРУ рассмотренных приемников недостаточно выделения сигнала с ОБП, так как он несет информацию как об уровне сигнала в месте приема, так и о модулирующей функции, при-

чем эти два вида информации невозможно отделить друг от друга. Поэтому следует выделить остаток несущего колебания или пилот-сигнал, не содержащие закона модуляции. Выделение осуществляется с помощью ФОН (рис. 6.9), после которого усиленное напряжение используется для управления усилением приемного устройства через систему АРУ. Так как остаток несущей довольно мал, то необходимо принимать меры по повышению помехоустойчивости АРУ в условиях действия помех.

6.2. Радиоприемные устройства сигналов с частотной модуляцией

Рассмотрим информационный тракт приемника сигналов с ЧМ. При малом уровне помех в состав информационного тракта приемника ЧМ-сигналов входят полосовой фильтр, ограничитель, компаратор и ФНЧ (рис. 6.11).

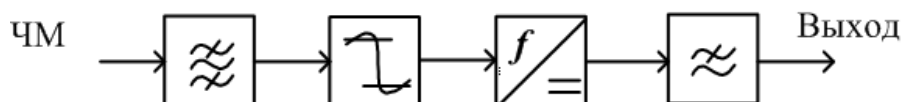


Рис. 6.11. Структурная схема информационного тракта оптимального приемника полностью известного ЧМ-сигнала при большом отношении сигнал/шум

Как и в случае приема АМ-сигналов, рассмотрим структурное построение приемников ЧМ-сигналов по супергетеродинной схеме.

Существенное улучшение основных характеристик ЧМ-радиоприемника, повышение стабильности при воздействии различных дестабилизирующих факторов достигается при построении их по супергетеродинной схеме (рис. 6.12). В супергетеродинном приемнике принимаемый сигнал преобразуется в сигнал промежуточной частоты, на которой осуществляется основное усиление сигнала и подавление помех от посторонних радиостанций, частоты которых близки к частоте принимаемого сигнала.

Для преобразования принимаемого сигнала на промежуточную частоту в супергетеродинном приемнике имеется преобразователь частоты, состоящий из смесителя и гетеродина. Поскольку усиление осуществляется еще и на промежуточной частоте (в усилителе промежуточной частоты (УПЧ)), то супергетеродин обладает высокой чувствительностью и селективностью. В состав приёмника ЧМ-сигналов также входят: преселектор (рис. 6.12), включающий входную цепь и УРЧ; амплитудный ограничитель; частотный детектор, используемый в приёмнике в качестве демодулятора ЧМ-сигналов, который создаёт напряжение или ток, повторяющие закон изменения частоты входного сигнала; фильтр нижних частот; усилитель низкой частоты. Преселектор, смеситель, гетеродин и УПЧ образуют линейный тракт приёмника.

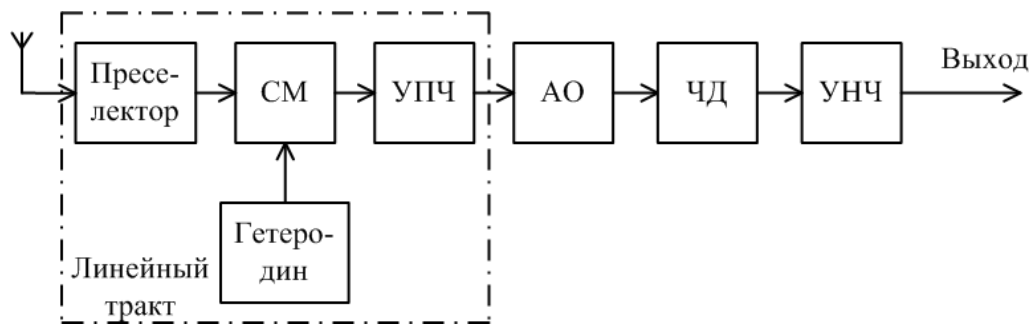


Рис. 6.12. Структурная схема супергетеродинного приемника ЧМ-сигнала

В приемниках непрерывных ЧМ-сигналов можно использовать ЧД с парой связанных или с парой расстроенных контуров, а также детектор отношений. Детектор отношений дает наименьший коэффициент передачи и наибольшие нелинейные искажения. Однако он не требует специального каскада – ограничителя амплитуд и поэтому может применяться в переносных приемниках, допускающих сравнительно большой уровень искажений. Детектор с парой расстроенных контуров дает наибольший коэффициент передачи, но конструктивно он сложнее остальных.

Амплитудный ограничитель (АО) нужен для устранения паразитной амплитудной модуляции перед ЧД. Частота гетеродина в ПЧ должна отличаться от частоты принимаемого сигнала f_c точно на промежуточную частоту $f_{пч}$ во всем диапазоне принимаемых частот. Получение $f_{пч}$ возможно при двух значениях частоты гетеродина – $f_r > f_c$ и $f_r < f_c$. Так как настройки входного контура и контура гетеродина должны быть сопряжены и осуществляться одним органом настройки, а коэффициент перекрытия по частоте в контуре гетеродина при $f_r > f_c$ должен быть как можно меньше, то следует по возможности выбирать частоту гетеродина выше частоты настройки входного контура. Промежуточная частота может быть выбрана ниже наименьшей частоты принимаемого сигнала или выше максимальной частоты принимаемого сигнала.

Если стабильность настройки на радиостанцию приемника прямого усиления определяется стабильностью параметров примененных в нём фильтров (перестраиваемых контуров), то стабильность настройки супергетеродинного приемника кроме стабильности частоты гетеродина зависит от точности настройки. Абсолютная нестабильность частоты гетеродина растет с ростом частоты и в диапазоне УКВ без принятия специальных мер может оказаться значительной с точки зрения обеспечения стабильности настройки на радиостанции. Поэтому применяют различные меры повышения стабильности частоты гетеродина: повышают стабильность элементов, входящих в колебательный контур гетеродина; используют их параметрическую температурную компенсацию; стабилизируют напряжение питания; применяют автоматическую подстройку частоты и диапазонно-кварцевую стабилизацию частоты гетеродина.

При диапазонно-кварцевой стабилизации частоты гетеродин вместе с

устройствами его стабилизации (опорным кварцевым генератором и цепями формирования колебания с требуемыми частотами) образуют синтезатор частот. Синтезаторы частот позволяют осуществлять фиксированную настройку на частоту радиостанции независимо от наличия ее сигналов в любом радиовещательном диапазоне. Совместно с электронной настройкой контуров применение синтезаторов позволяет упростить управление приемниками и обеспечить гарантированную настройку на нужную частоту.

Повышение помехоустойчивости приема можно получить, применяя демодуляторы с обратной связью по частоте или следящие фильтры.

Рассмотрим приемник со следящей настройкой. Его специфика заключается в использовании узкополосного УПЧ (УУПЧ). ФНЧ делает цепь нечувствительной к случайным скачкам напряжения, которые могут вызвать помехи. Структурная схема ЧМ-приемника со следящей настройкой приведена на [рис. 6.13](#). Основной недостаток подобной схемы – относительная сложность устройства и возможность потери входного сигнала, если оценка частоты на выходе ФНЧ неверна.

Эффекта следящего УПЧ можно достичь другим способом, используя обратную связь по частоте ([рис. 6.14](#)). Напряжение с выхода ЧД подается через ФНЧ и управляющий элемент на управляемый генератор и осуществляется его частотная модуляция. «Частота покоя» управляемого генератора, соответствующая нулевому значению напряжения на его выходе, сдвинута относительно средней частоты ω_0 ЧМ-сигнала на величину $\omega_{\text{п}}$.

Напряжение управляемого генератора ([рис. 6.14](#)) можно записать в виде

$$U_{\text{гр}}(t) = U_0 \cos[(\omega_0 + \omega_{\text{п}})t + \int_0^t \hat{\omega}_{\text{г}}(\tau) d\tau], \quad (6.8)$$

где $\hat{\omega}_{\text{г}}(\tau)$ – оценка частоты гетеродина.

В результате воздействия на смеситель двух синфазно модулированных сигналов на выходе напряжение будет равно

$$U_{\Sigma}(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \int_0^t \hat{\omega}_{\text{а}}(\tau) d\tau) + U_m(t). \quad (6.9)$$

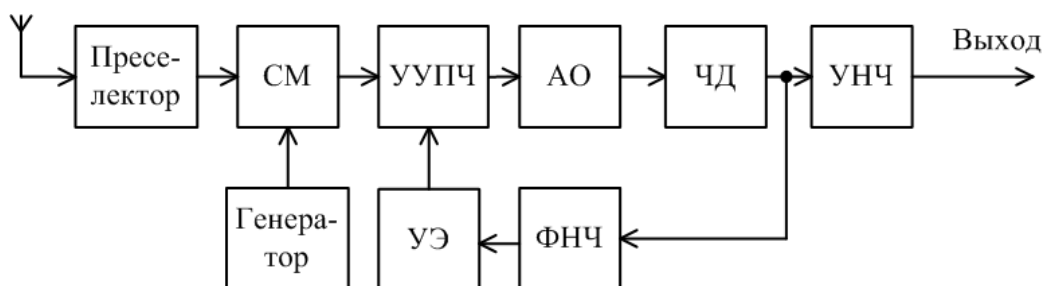


Рис. 6.13. ЧМ-приемник со следящей настройкой

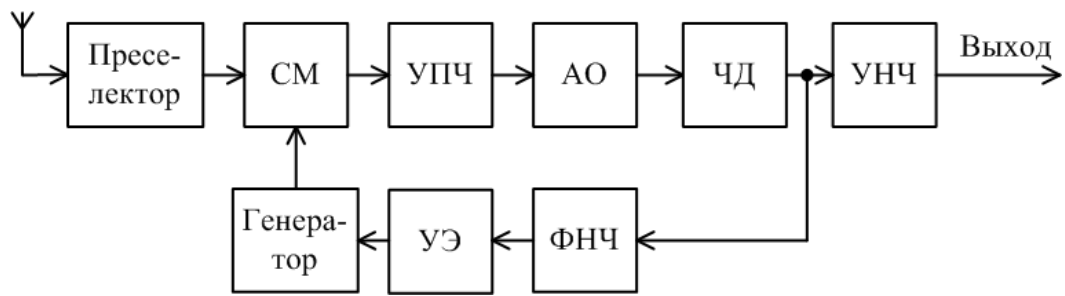


Рис. 6.14. ЧМ-приемник с отрицательной обратной связью по частоте

От УРЧ преселектора и от управляемого генератора образуется сигнал со средней частотой ω_n , модулируемый по частоте сигналом ошибки, допускаемой при оценке мгновенной частоты входного сигнала:

$$U_{\Pi}(t) = \sin(\omega_n t + \int_0^t [\omega(\tau) - \hat{\omega}_r(\tau)] d\tau) + U_m(t), \quad (6.10)$$

где $|\omega(\tau) - \hat{\omega}_r(\tau)| = \omega(\tau) / (1 + K_{\text{чд}} K_{\text{уг}} H(p))$; $K_{\text{чд}}$, $K_{\text{уг}}$ – коэффициенты передачи детектора и управляемого генератора; $H(p)$ – передаточная функция ФНЧ.

Из последнего выражения (6.10) следует, что частотное отклонение входного ЧМ-сигнала уменьшается системой с обратной связью по частоте в $1 + K_{\text{чд}} K_{\text{уг}} H(p)$ раз, так что можно поставить узкополосный УПЧ с фиксированной настройкой, который должен без искажений пропускать полезные сигналы в полосе $\Delta F_{\text{max}} \geq 2F_{\text{max}}$ и отфильтровывать все остальные сигналы.

Таким образом, обратная связь по частоте приводит к сжатию спектра входного сигнала, что способствует уменьшению шума на входе ЧД и снижению пороговой области ЧМ-приема.

Еще лучшие характеристики при демодуляции ЧМ-сигнала дает применение синхронно-фазовых демодуляторов на основе ФАПЧ. Если рассматривать ЧМ-приемник с ФАПЧ (рис. 6.15), то его особенностью является то, что узкополосность его приемного тракта создается только на низкой частоте с помощью ФНЧ. На фазовый детектор (ФД) подаются два напряжения: с управляемого гетеродина с мгновенной фазой, являющейся оценкой мгновенной фазы принимаемого ЧМ-сигнала:

$$U_r(t) = U_{r0} \cos[\omega_0 t + \hat{\theta}(t)], \quad (6.11)$$

где U_{r0} – амплитуда колебания гетеродина; $\hat{\theta}(t)$ – оценка мгновенной фазы принимаемого ЧМ-сигнала, и с амплитудного ограничителя:

$$U_{\text{ao}}(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \hat{\theta}(t)) + U_{\text{ш}}(t). \quad (6.12)$$

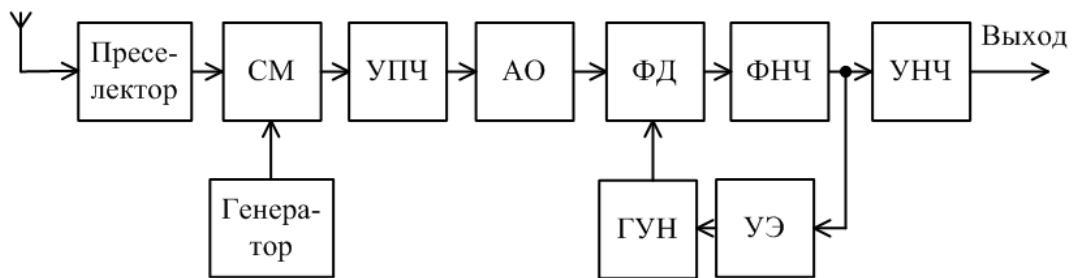


Рис. 6.15. ЧМ-приемник с ФАПЧ

На выходе ФД образуется напряжение разностной и суммарной частот:

$$U_{\text{фд}}(t) = \sin[\theta(t) - \hat{\theta}(t)] + \sin[2\omega_0 t + \theta(t) + \hat{\theta}(t)] + U_{\text{ш}}(t). \quad (6.13)$$

После прохождения через ФНЧ второе слагаемое отфильтровывается, а первое будет создавать входное управляющее напряжение в правильном направлении при условии, что $|\theta(t) - \hat{\theta}(t)| < \pi$.

Следовательно, данная система будет отслеживать мгновенную фазу принимаемого сигнала, так как входное колебание ГУН синхронизировано по фазе с принимаемым сигналом. Подобная система похожа на оптимальный демодулятор приемника ЧМ-сигналов, полученный в результате синтеза на основе теории нелинейной фильтрации.

6.3. Радиоприемные устройства сигналов с амплитудной манипуляцией

В настоящее время сигналы с амплитудной манипуляцией, или амплитудная телеграфия (АТ), применяются, главным образом, в системах оперативной связи со слуховым приемом. Сигнал промежуточной частоты в этом случае подвергается дополнительному преобразованию в сигнал тональной частоты в гетеродинном преобразователе, после чего непосредственно или через усилитель звуковой частоты подводится к телефону. Системы связи, использующие сигналы АТ, называются системами радиотелеграфной связи с пассивной паузой.

Спектр сигнала АТ содержит несущую и две равноправные боковые полосы, ширина каждой из которых зависит от скорости манипуляции, частично от характера передаваемых сообщений и от требований к прямоугольности огибающей сигнала АТ. Наиболее широкий спектр получается при непрерывной передаче точек.

Принято считать, что для достаточно высокого качества телеграфирования необходимо воспроизводить в спектре АТ сигнала в каждой боковой полосе частот составляющие, соответствующие гармоникам частоты манипуляции F_m с номером 3–5.

Расчет ширины спектра проводится по формуле

$$\Delta f_{\text{сп.ат}} = 2n_{\text{max}} F_{\text{м}}, \quad (6.14)$$

где n_{max} – максимальная учитываемая гармоника сигнала (обычно 3); $F_{\text{м}}$ – частота манипуляции.

Частота манипуляции определяется через скорость работы:

$$F_{\text{м}} = \frac{V}{2}, \quad (6.15)$$

где V – скорость работы.

В свою очередь,

$$V = \frac{1}{\tau}, \quad (6.16)$$

где τ – длительность элементарного импульса.

При приеме АТ когерентное детектирование обычно не применяется. Некогерентный приемник сигналов АТ (рис. 6.16) содержит оптимальный (согласованный) фильтр, нечувствительный к фазе сигнала (СФ), схему принятия решений (СПР) и устройство синхронизации (УС), которое следит за задержкой сигнала (тактовой частоты передаваемых посылок) и в конце сигнала включает СПР. В качестве согласованного фильтра можно использовать квазиоптимальный фильтр в виде частотно избирательного фильтра с полосой пропускания, согласованный с длительностью сигнала.

При малом уровне помех информационный тракт, построенный по схеме, изображенной на рис. 6.16, обеспечивает практически потенциальную помехоустойчивость при приеме сигналов АТ. Графики, характеризующие помехоустойчивость АТ в сравнении с другими типами дискретных сигналов, представлены на рис. 6.17.

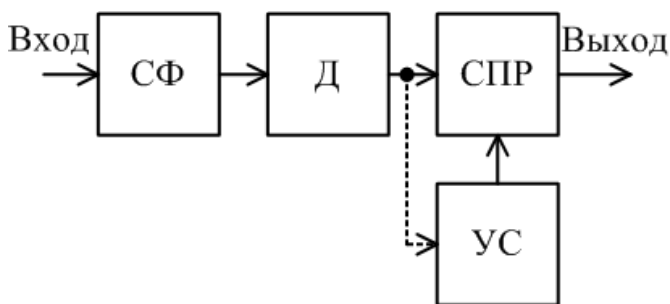


Рис. 6.16. Структурная схема информационного тракта некогерентного приемника с АТ

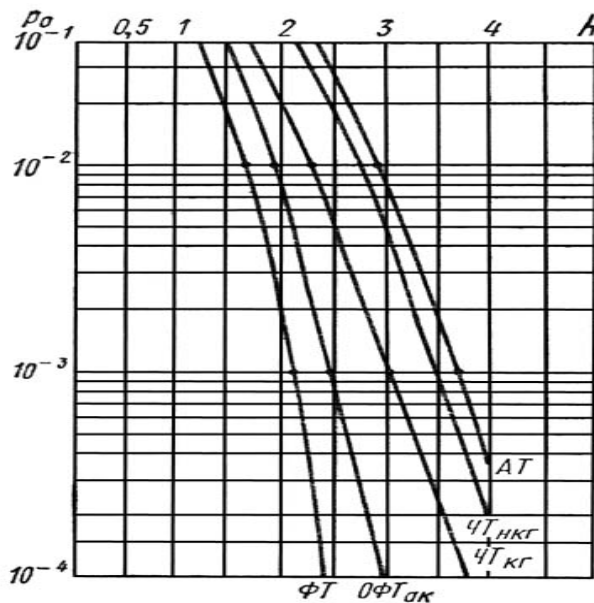


Рис. 6.17. Зависимость вероятности ошибки при передаче сообщений от отношения сигнал/помеха на входе приёмника для сигналов с различными видами модуляции

Как следует из приведенного графика (рис. 6.17), при амплитудной манипуляции сигнал больше подвержен помехам, чем сигналы фазовой телеграфии (ФТ) и частотной телеграфии (ЧТ), что приводит к большей вероятности ошибки при передаче сообщений.

При АТ дискретные сообщения (буквы, цифры) передаются комбинациями двух видов сигналов (посылок и пауз), отличающихся амплитудой колебаний (U или 0). Различают два вида управления передатчиком: с помощью ручного телеграфного ключа (слуховой прием сигналов), а также автоматическую передачу (регистрирующий прием сигналов).

В первом случае, который может применяться на любых волнах, используются излучения типа А2 и А1.

При излучении А2 во время передачи посылок колебания модулируются по амплитуде тональной частотой 800–1000 Гц, а во время передачи пауз модуляция отсутствует. В этом случае можно использовать приемник (рис. 6.18) с полосой пропускания УПЧ порядка 2 кГц и последетекторным фильтром (Ф) с полосой 200–300 Гц и средней частотой 800–1000 Гц. Недостаток такого приемника – это широкая полоса УПЧ и связанная с этим низкая помехоустойчивость. Достоинство – независимость тона слышимых сигналов от изменения несущей частоты, что упрощает управление приемником.

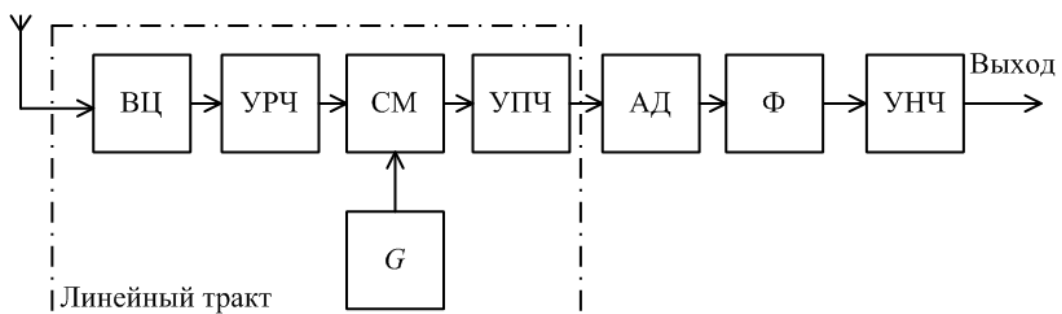


Рис. 6.18. Схема приемника телеграфных сигналов, передаваемых тональными посылками (излучение А2)

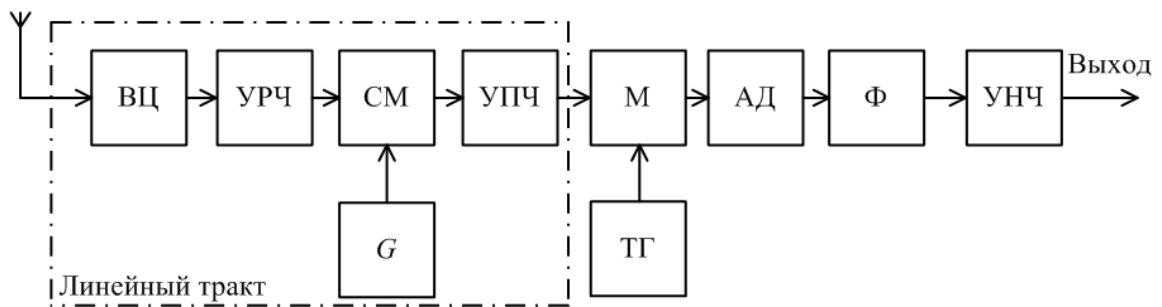


Рис. 6.19. Схема приемника телеграфных сигналов излучения А1 с тональным модулятором

При излучении А1 во время передачи посылок излучаются колебания несущей частоты, а во время пауз излучение отсутствует. Прием сигналов можно реализовать по схеме, изображенной на [рис. 6.19](#), в которой УПЧ содержит тональный модулятор (М) принимаемых сигналов.

Достоинство такого приемника – это независимость тона слышимых сигналов от изменения несущей частоты, недостаток – низкая помехоустойчивость, которую можно повысить, включив на выходе детектора тональный фильтр (Ф), настроенный на частоту модуляции (тонального генератора ТГ).

Однако наилучшую помехоустойчивость может обеспечить приемник сигналов А1 ([рис. 6.20](#)), в котором для повышения помехоустойчивости можно сузить полосу пропускания УПЧ до 200–300 Гц. К выходу УПЧ подключаются смеситель СМ2 и гетеродин $G2$, которые преобразуют сигналы промежуточной частоты в сигналы частотой 800–1000 Гц, хорошо различаемые оператором на фоне помех. Для дальнейшего повышения помехоустойчивости можно включить после детектора узкополосный фильтр, выделяющий частоту сигналов. Недостаток приемника заключается в необходимости подстройки частот гетеродинов приемника при изменении несущей частоты принимаемых сигналов.

Приемники, реализованные по схеме на [рис. 6.20](#), должны быть снабжены устройством подстройки гетеродина $G2$ для получения нужной тональной частоты сигналов. Недостатками слухового приема являются малая скорость обмена (15–30 слов в минуту) и отсутствие возможности проверить ошибки оператора.

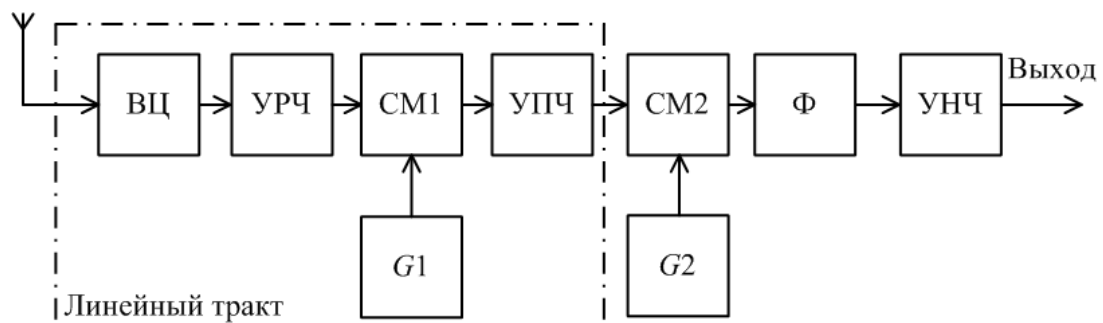


Рис. 6.20. Схема приемника телеграфных сигналов излучения А1 по методу биений

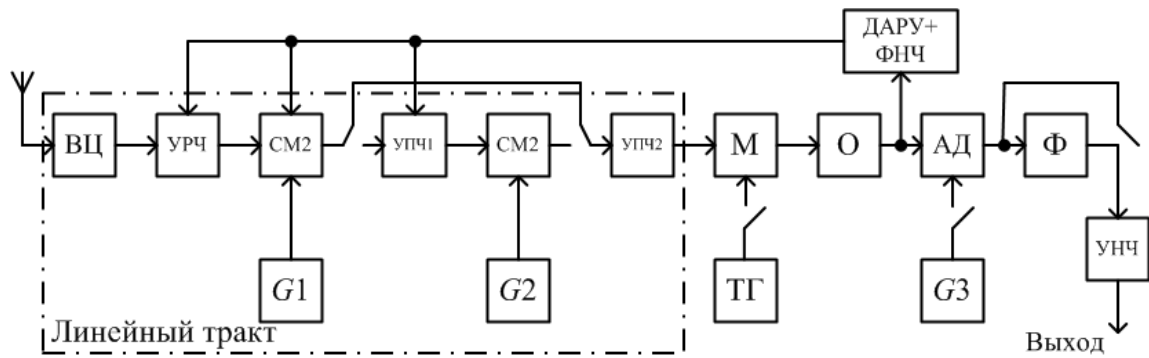


Рис. 6.21. Типовая схема телефонно-телеграфного приемника
служебной связи

В типовом телефонно-телеграфном приемнике служебной связи (рис. 6.21) для приема телефонных сигналов отсоединяют УПЧ1, тональный генератор (ТГ), гетеродин $G3$, фильтр (Ф), модулятор (М) переводят в режим усиления и расширяют полосу УПЧ2. При приеме немодулированных телеграфных сигналов отключают тональный генератор и переводят модулятор в режим усиления. При приеме модулированных телеграфных сигналов отключают гетеродин $G3$.

При автоматической передаче информации и регистрирующем приеме можно использовать неравномерный код Морзе с волнообразной записью посылок на ленте и равномерный код Бодо, при котором знаки состоят из комбинаций пяти посылок и пауз, с буквопечатающим обменом информации.

Достоинство буквопечатающего обмена заключается в отсутствии необходимости расшифровки принятого текста, а пишущего приема – в возможности исправления ошибок при чтении записи сигналов на ленте. Автоматическая передача и регистрирующий прием позволяют вести обмен информации с высокими скоростями (до сотен слов в минуту). Приемники регистрирующего приема должны вырабатывать посылки постоянного тока, необходимые для нормальной работы телеграфного приемного аппарата, или тональные посылки неизменной амплитуды и частоты для посылки их в отдаленную от приемника телеграфную аппаратную. Автоматическая передача с регистрирующим приемом обычно ведется на линиях магистральной радиосвязи на коротких волнах.

В широко применяемой схеме магистрального приемника для регистрирующего приема телеграфных сигналов с АТ со скоростью до 375 бод (500 слов в минуту) (рис. 6.22) линейный тракт содержит преселектор, три преобразователя частоты и три УПЧ. Третья промежуточная частота выбирается низкой (звуковой) и используется для регистрирующего и слухового приема. Тройное преобразование частоты обеспечивает высокую избирательность приемника относительно соседних, зеркальных и побочных помех. АРУ поддерживает напряжение сигнала на входе смесителя СМЗ (а значит, на выходе УПЧ3) почти постоянным.

При определении максимально допустимого коэффициента шума отношение сигнал/помеха на входе приемника АТ должно равняться

$$\gamma_{\text{ВХ}} \approx 0,7\gamma_{\text{ВЫХ}} \sqrt{\frac{2\Pi_{\text{ВЫХ}}}{\Pi_{\text{Ш}}}}, \quad (6.17)$$

где $\dot{I}_{\text{ауо}} = \frac{0,5}{\tau}$ или $\dot{I}_{\text{ауо}} = \frac{(1,5 - 2,5)}{\tau}$ при использовании метода укороченного контакта.

Если величина $\gamma_{\text{ВЫХ}}$ не задана, то можно принять ее равной 0,7–2 для слухового приема, 2–5 для пишущего приема и 3–10 для буквопечатающего приема.

Из-за относительно низкой помехоустойчивости и сильной ее зависимости от порога ограничения, который не всегда удается выдержать оптимальным, амплитудная манипуляция сейчас мало используется при регистрирующем, а особенно буквопечатающем обмене.

В настоящее время в приёмниках АТ используют цифровые АД, позволяющие улучшить качественные характеристики приемников данных сигналов.

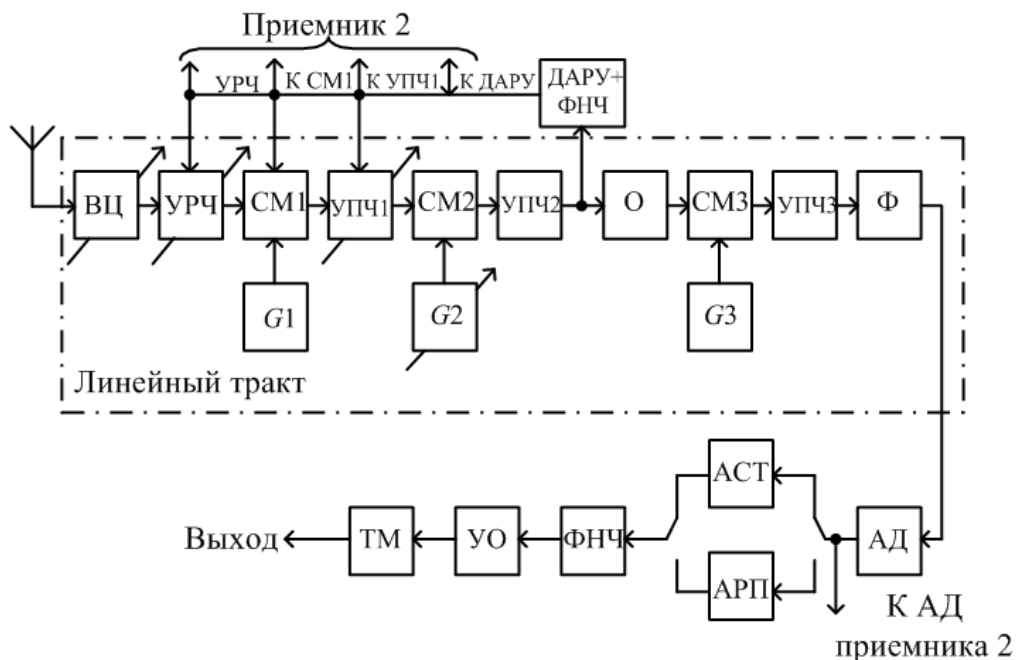


Рис. 6.22. Схема магистрального коротковолнового приемника для регистрирующего приема телеграфных сигналов АТ

Цифровые АД могут быть построены как прототипы известных аналоговых АД и также подразделены на синхронные (линейные) и несинхронные (квадратичные).

При сравнительно малых отношениях сигнал/помеха используют синхронный детектор.

Опорное напряжение формируется с применением системы ФАПЧ, которая здесь используется как следящий фильтр. Так как оценка фазы, выработанная в системе ФАПЧ, никогда не совпадает с фазой входного сигнала $\varphi(t)$, то и опорный сигнал на перемножителе от подстраиваемого генератора

не является точной копией полезного сигнала. Поэтому такой приемник называется квазикогерентным.

Нелинейные искажения сигналов возникают в приемнике АТ из-за неточной настройки приемника, а также из-за нелинейности вольт-амперных характеристик активных приборов. В трактах усиления сигнала возможны следующие виды искажений: линейные (амплитудно-частотные, фазочастотные) и искажения, связанные с нелинейностью усилительных приборов (нелинейные искажения, вторичная модуляция, блокирование, перекрестная модуляция, взаимная модуляция). Для приёмников АТ нелинейные искажения сигналов не оценивают, так как они не оказывают особого влияния на качество работы приёмника.

Зависимости вероятностей ошибки для ЧТ в сравнении с другими видами сигналов и методов приема от отношения сигнал/шум приведены далее (см. [рис. 6.33](#)).

6.4. Радиоприемные устройства сигналов с частотной манипуляцией

Сигналы с частотной манипуляцией или частотной телеграфией (ЧТ) (условное обозначение $F1$) широко используются в радиотелеграфной связи, что объясняется существенным повышением помехоустойчивости связи при переходе от АТ к ЧТ (см. [рис. 6.17](#)). Обычно передача осуществляется двухпозиционным кодом, при этом для передачи символов двойного кода используется излучение передатчика на различных частотах. Вследствие этого системы, использующие сигналы ЧТ, называются системами радиотелеграфной связи с активной нагрузкой. Это обстоятельство определяет повышенную помехоустойчивость ЧТ по сравнению с АТ.

Структурная схема приёмника сигналов ЧТ ([рис. 6.23](#)) содержит все элементы системы «широкая полоса – ограничитель – узкая полоса – ограничитель (ШОУО)», которая обеспечивает повышенную помехоустойчивость приёма при воздействии импульсных помех.

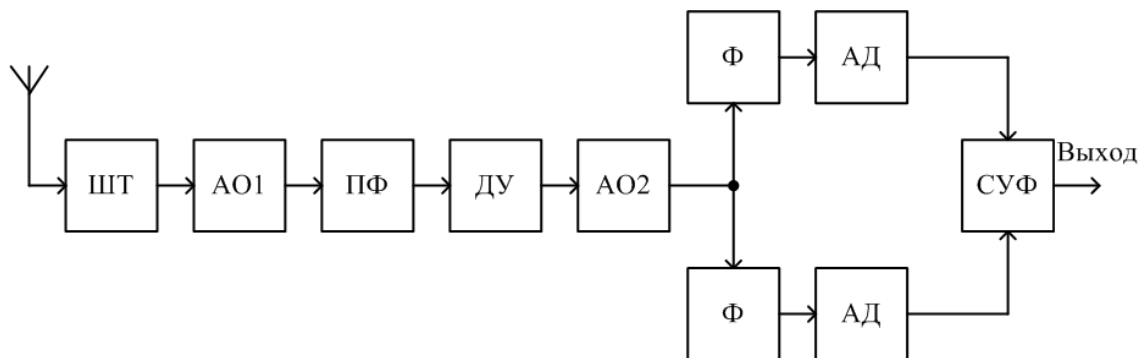


Рис. 6.23. Структурная схема приемника сигналов ЧТ

Основные элементы этой системы следующие.

Широкополосный тракт (ШТ) является элементом классической системы ШОУО. Он включает в себя все каскады общего радиотракта, выполняющие обычные функции. Требования к полосе пропускания этого тракта противоречивы. Для того чтобы в дальнейшем уменьшить интервал поражения полезного сигнала помехой, не нужно увеличивать длительность импульсной помехи при прохождении через тракт, полоса пропускания тракта должна быть более широкой. Однако с точки зрения помехозащищённости при действии сосредоточенных и флуктуационных помех полоса тракта должна быть более узкой (ограничивается спектром сигнала). Компромисс устанавливает соотношение полос широкополосного и узкополосного трактов: первая должна быть в 3–4 раза шире второй. Структурно ШТ одинаков для всех приемников ЧТ и соответствует супергетеродинной структуре.

Первый амплитудный ограничитель АО1 является элементом системы ШОУО для борьбы с импульсными помехами. Он уменьшает амплитуду импульсной помехи до уровня полезного сигнала. Амплитуды помехи и сигнала на выходе ограничителя определяются порогом ограничения. АО1 выравнивает уровни сигнала на частотах «нажатия» и «отжатия».

В ограничителе как в нелинейном элементе возникают нелинейные искажения из-за взаимодействия сигнала и сосредоточенной помехи. Отсюда следует, что порог АО1 не должен быть излишне низким.

Узкополосный тракт системы ШОУО состоит из проходного фильтра (ПФ) и дополнительного усилителя (ДУ).

ПФ – это фильтр, в котором при воздействии импульсной помехи кратковременные и ограниченные в АО1 импульсы помехи вследствие нестационарных процессов в фильтре растягиваются и их амплитуда становится меньше амплитуды большего по длительности сигнала, достигающего до установившегося значения; сосредоточенные помехи, находящиеся вне полосы пропускания фильтра, вследствие узкой полосы и высокой прямоугольности избирательной характеристики подавляются и не попадают на вход АО2 и поэтому АО2 не оказывает отрицательного воздействия, как, например, АО1.

Из всего сказанного следует, что полоса пропускания проходного фильтра должна быть возможно более узкой, определяющейся только спектром сигнала и разносом частот «нажатия» и «отжатия». Скаты фильтра должны быть как можно более крутыми.

ДУ – дополнительный усилитель, который нужен для создания запаса усиления после АО1. Этот запас необходим вследствие блокирования сигнала в АО1, уровень которого может настолько уменьшиться, что окончательное устройство не будет нормально работать. Чтобы этого не происходило, ДУ должен поднять уровень сигнала выше порога ограничителя АО2.

АО2 – второй амплитудный ограничитель, предназначенный для создания постоянного выходного уровня сигналов, усиленных в предыдущем ДУ. Уровень сигнала на выходе АО2 не будет зависеть от воздействия сильной сосредоточенной помехи на входе АО1, уровень сигнала будет постоян-

ным, несмотря на возможные его колебания на выходе АО1. Амплитуды посылок будут одинаковыми на частотах «нажатия» и «отжатия», что предохранит систему от возможного преобразования преобладаний по амплитуде в преобладания по времени при прохождении сигналов через последующие разделительные фильтры (Φ).

Φ – это фильтры, которые играют роль системы преобразования сигналов, манипулированных по частоте, в сигналы, манипулированные по амплитуде. Полоса пропускания фильтров должна быть как можно более узкой, определяемой только требованиями к воспроизведению формы импульсов на выходе и запасом на нестабильность. Она должна быть настолько узкой, чтобы возникающие вследствие нестационарных процессов временные преобладания не превышали допустимых норм. Разделительные фильтры – это частотно-амплитудный преобразователь, часть схемы частотного детектора. Вторая часть схемы – это схема детектирования амплитудно-манипулированных сигналов (АД), получаемых на выходе разделительных фильтров.

СУФ – это схема усиления и формирования телеграфных посылок, обычно собирается на триггерах и обеспечивает необходимую форму и амплитуду выходных импульсов для нормальной работы оконечного устройства.

В процессе проектирования измерительного тракта приемника ЧТ большое внимание уделяется синтезу его оптимальной структуры. Важнейшей составной частью оптимального приёмника являются фильтры, создающие на выходе максимальное отношение сигнал/шум, и фильтры, обеспечивающие минимальную среднеквадратичную ошибку в воспроизведении сигнала (см. [гл. 5](#)).

Демодуляторы сигналов ЧТ

Демодуляторы сигналов ЧТ делят на три группы: когерентные, квазикогерентные и некогерентные.

Когерентные детекторы применяют для приёма сигналов с заранее известными характеристиками и строят по корреляционной схеме ([рис. 6.24](#)).

Сигнал с входа поступает через УПЧ на коррелятор и сравнивается с опорным колебанием, поступающим из устройства формирования опорного сигнала (УФОС). На выходе приемника сигнал появляется при совпадении характеристик принимаемого сигнала и сигнала из УФОС, имеющего заранее установленные параметры.

Иногда бывает, что известна только частота сигнала, а начальный фазовый сдвиг – нет. В таком случае используется квазикогерентный детектор ([рис. 6.25](#)).

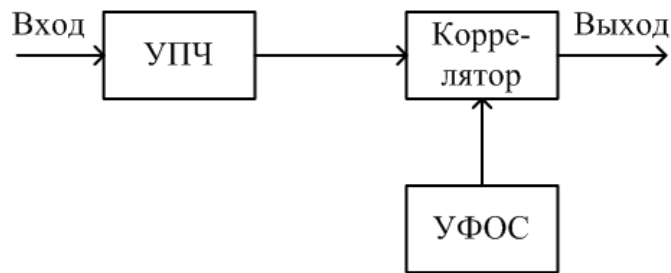


Рис. 6.24. Когерентный детектор сигналов ЧТ

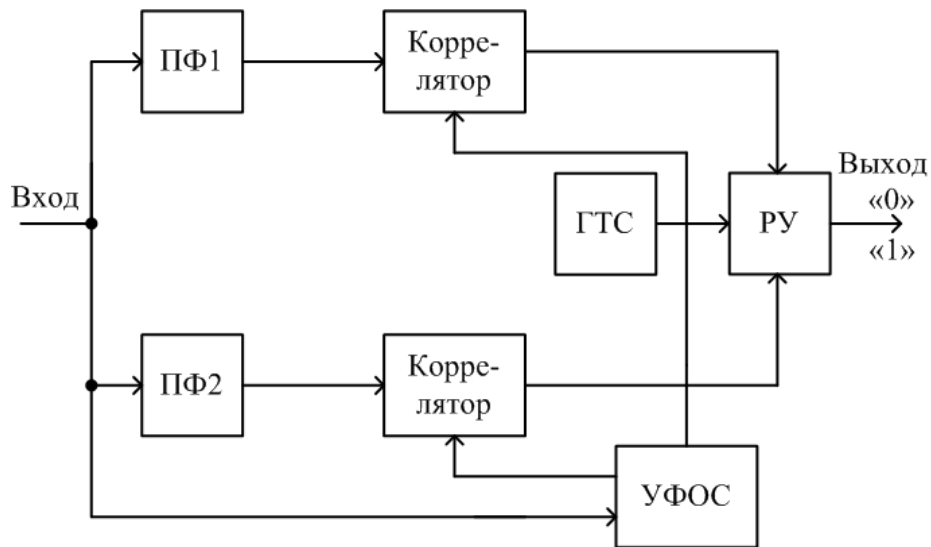


Рис. 6.25. Квазикогерентный детектор сигналов ЧТ

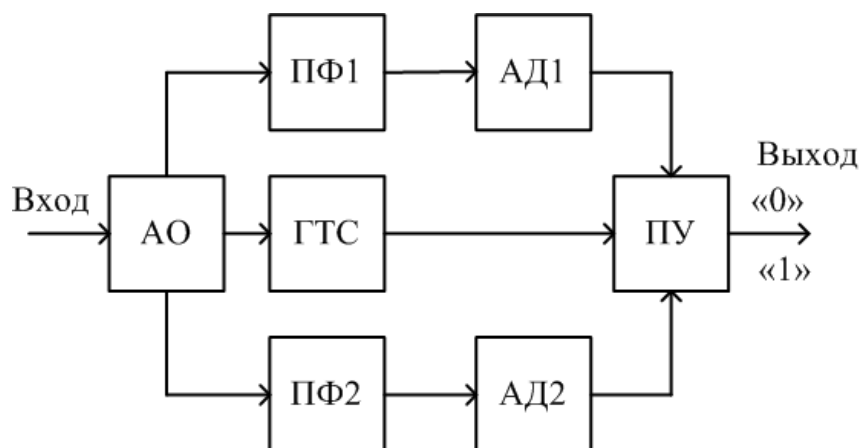


Рис. 6.26. Некогерентный двухканальный детектор

В этой схеме опорные колебания формируются при помощи системы ФАПЧ. Сигнал с входа поступает на полосовые фильтры ПФ1 и ПФ2, настроенные на частоты «нажатия» и «отжатия». Эти фильтры нужны для того, чтобы не пустить соседнюю частоту на входы корреляторов. С ПФ отфильт-

рованные импульсы поступают на корреляторы, где сравниваются с опорным напряжением УФОС, и далее поступают на решающее устройство (РУ), синхронизируемое от генератора тактовых сигналов (ГТС).

В случае, когда начальный фазовый сдвиг неизвестен, применяются также некогерентные детекторы (рис. 6.26). Принцип работы некогерентных демодуляторов состоит в фильтрации частот «нажатия» и «отжатия», амплитудном детектировании полученных после фильтрации сигналов и принятия решения в пороговом устройстве.

Сигнал с выхода линейного тракта приемника поступает на амплитудный ограничитель (АО), затем через полосовые фильтры, настроенные на частоты «нажатия» и «отжатия», – на амплитудные детекторы (АД), где детектируется и поступает на пороговое устройство (ПУ), определяющее логический уровень «0» или «1».

Существуют демодуляторы на цифровой элементной базе, которые получили широкое распространение в современной аппаратуре связи (рис. 6.27).

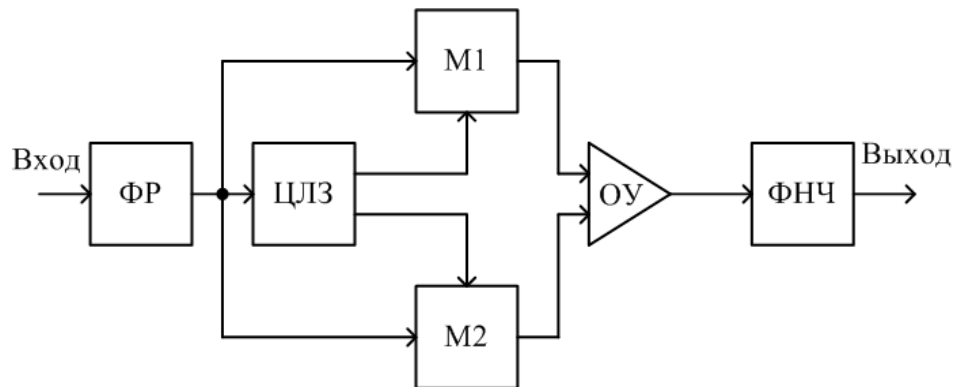


Рис. 6.27. Автокорреляционный цифровой детектор сигналов ЧТ

Входной сигнал через формирователь (ФР) поступает на сумматоры по модулю 2 (M1 и M2). На эти же сумматоры поступает задержанный цифровой линией задержки (ЦЛЗ) сигнал. С выходов M1 и M2 телеграфные посылки поступают на операционный усилитель (ОУ) и через ФНЧ – на выход.

Для детектирования сигналов ЧТ используются также демодуляторы на основе ЧД или демодуляторы по мгновенной частоте (рис. 6.28). При приеме по мгновенной частоте частотный дискриминатор имеет линейную характеристику. При этом напряжение на его выходе пропорционально мгновенной частоте сигнала.

Входной сигнал фильтруется в полосовом фильтре (ПФ) и ограничивается в амплитудном ограничителе (АО) вместе с помехами. Потом детектируется частотным детектором (ЧД) и фильтруется фильтром ФНЧ. Полученные импульсы поступают в устройство формирования телеграфных посылок (УФТП), которое содержит триггерные каскады и схему симметрирования. Оно обеспечивает восстановление формы и длительности посылок,

необходимых для нормальной работы конечных устройств. Затем импульсы подаются на решающее устройство (РУ), которое, в свою очередь, синхронизируется генератором тактовых сигналов (ГТС).

Недостатком этого метода является зависимость постоянной составляющей выходного сигнала от нестабильности частоты несущего колебания, что в ряде случаев недопустимо. Область применения этого метода – прием сигналов с малой величиной разноса частот (т.е. с малыми индексами частотной модуляции).

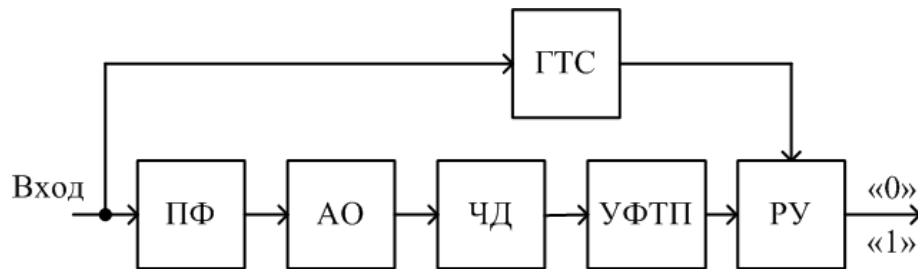


Рис. 6.28. Демодулятор сигналов ЧТ на основе ЧД (демодулятор по мгновенной частоте)

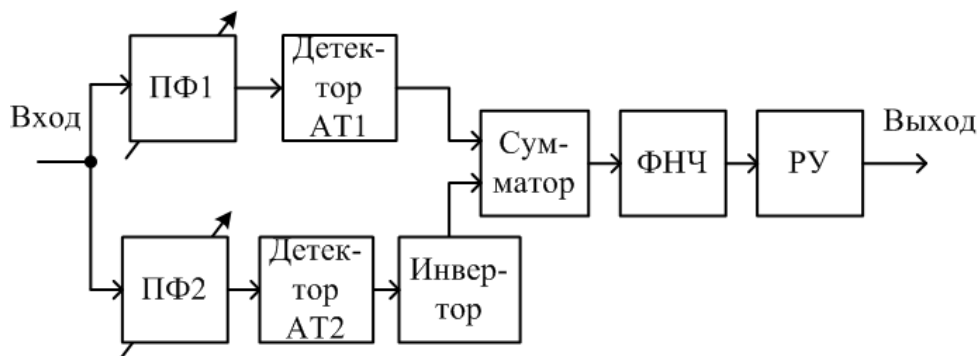


Рис. 6.29. Демодулятор сигналов ЧТ на основе детектора АТ (демодулятор по огибающей)

Другой распространенный способ демодуляции сигналов ЧТ – это способ демодуляции по огибающей. Схема такого демодулятора показана на [рис. 6.29](#).

Схема реализует метод приема ЧТ с автоматической регулировкой порога. Он основан на раздельном детектировании частот «нажатия» и «отжатия» в детекторах сигналов АТ с последующим согласованным сложением перед принятием решения.

Таким образом, схема состоит из двух идентичных трактов обработки сигналов на частотах «нажатия» и «отжатия», основой которых является детектор сигналов АТ с автоматической регулировкой порога. Настройка трактов производится независимо так, чтобы в полосу пропускания канальных фильтров ПФ1 и ПФ2 трактов «нажатия» и «отжатия» попали соответствующие частотные составляющие входного сигнала.

Метод приема сигналов ЧТ по огибающей является более универсаль-

ным, имеет более высокую помехоустойчивость и поэтому используется наиболее широко.

Зависимости вероятностей ошибки для ЧТ в сравнении с другими видами сигналов и методов приема от отношения сигнал/шум рассмотрены ниже (см. [рис. 6.33](#)).

6.5. Радиоприемные устройства сигналов с фазовой манипуляцией

Передача дискретной информации посредством фазовой манипуляции, основные принципы которой были разработаны в тридцатых годах XX века, получила широкое распространение в последние три десятилетия. Она применяется и в дальней радиосвязи на декаметровых волнах, и в широкополосных каналах спутниковых систем с большой пропускной способностью, и в системах радиорелейной связи.

При фазовой манипуляции, или фазовой телеграфии (ФТ), фазовый сдвиг высокочастотного колебания на входе приемника меняется скачками. При прохождении сигнала ФТ через радиотракт переходные процессы приводят к двум видам искажений сигнала: к провалу огибающей $U_{\text{вых}}$ и к сдвигу (запаздыванию) момента скачка фазы на время, равное t_1 .

Спектр сигнала ФТ, как и спектр сигнала АТ, содержит помимо несущего колебания ряд боковых составляющих, расположенных симметрично относительно несущей и отстоящих друг от друга по частоте на F_m . При фазовой манипуляции $\pm 180^\circ$ несущее колебание в спектре сигнала ФТ полностью исчезает при передаче телеграфных точек и спектр становится аналогичным спектру сигнала АТ с подавленной несущей и увеличенным уровнем боковых составляющих в два раза. Поэтому при работе с сигналом ФТ энергия боковых составляющих, несущих информацию, возрастает, что приводит к повышению помехоустойчивости приема. При этом полоса РПрУ сигналов ФТ: $P_{\text{фт}} \cong P_{\text{ат}}$.

Детектирование сигналов ФТ можно производить фазовым детектором, для работы которого необходимо опорное гармоническое напряжение, формируемое из самого сигнала. Для получения опорного напряжения необходим генератор опорного напряжения (ГОН), состоящий, например, при манипуляции фазы на 180° из удвоителя частоты (двухполупериодного детектора), фильтра на удвоенную частоту сигнала и делителя частоты на два.

Основной недостаток ФТ – возникновение «негативной работы» (обратной работы) при случайном скачке фазы опорного напряжения. ГОН не реагирует на манипуляцию фазы сигнала ФТ и может с равной вероятностью вырабатывать опорное напряжение, совпадающее по фазе, как с положительными, так и с отрицательными посылками. Поэтому на выходе ФД вместо положительной может воспроизводиться отрицательная посылка и наоборот.

Одним из способов борьбы с «негативной работой» является использование относительной фазовой телеграфии (ОФТ). При ОФТ манипуляции подвергается разность фаз между соседними посылками.

Существуют различные законы формирования сигналов ОФТ, но чаще всего используются два варианта: когда фаза меняется при всяком переходе на минус (т.е. когда в телеграфном сигнале происходит переход от «+» к «-») и когда фаза меняется при всяком переходе на плюс.

Информационным параметром при ОФТ является разность фаз двух следующих друг за другом посылок S :

$$\begin{aligned} S_{n-1}(t) &= a \sin(\omega t + \varphi_{n-1}); [(n-1)\tau \leq t \leq n\tau], \\ S_n(t) &= a \sin(\omega t + \varphi_n); [n\tau < t \leq (n+1)\tau]. \end{aligned} \quad (6.18)$$

Приемник определяет переданный с помощью колебаний (6.18) вариант разности фаз

$$\Delta\varphi = \varphi_n - \varphi_{n-1}. \quad (6.19)$$

На вход приемника поступают искаженные помехой посылки сигнала. Если помеха аддитивная и имеет на интервалах $(n-1)$ -й и n -й посылок значения $\zeta_{n-1}(t)$ и $\zeta_n(t)$, то искаженные посылки примут вид

$$\begin{aligned} X_{n-1}(t) &= S_{n-1}(t) + \zeta_{n-1}(t), \\ X_n(t) &= S_n(t) + \zeta_n(t). \end{aligned} \quad (6.20)$$

Для приема сигналов ОФТ используют следующие методы: автокорреляционный (называют еще методом сравнения фаз), корреляционный и когерентный (называют еще методами сравнения полярностей). Автокорреляционный и корреляционный методы являются некогерентными. Среди некогерентных методов корреляционный прием обеспечивает наибольшую помехоустойчивость, поэтому его можно назвать оптимальным некогерентным методом приема сигналов ОФТ. Когерентный прием при идеальной системе синхронизации является оптимальным методом приема сигналов ОФТ, так как при флуктуационных помехах им обеспечивается максимально возможная помехоустойчивость.

Алгоритм приема, реализуемый при автокорреляционном приеме, имеет вид

$$\text{sign}I = \text{sign} \left[\int_0^T X_n(t) X_{n-1}(t) dt \right]. \quad (6.21)$$

Алгоритм приема, реализуемый в корреляционном приемнике, имеет вид

$$\text{sign}I = \text{sign} \left[\int_0^T X_n(t) \sin \omega t dt \int_0^T X_{n-1}(t) \sin \omega t dt + \int_0^T X_n(t) \cos \omega t dt \int_0^T X_{n-1}(t) \cos \omega t dt \right]. \quad (6.22)$$

Термин «корреляционный прием» здесь можно применять вследствие формальной аналогии между взаимной корреляционной функцией и интегра-

лами в приведенной формуле.

Алгоритм когерентного приема сигналов выражается так:

$$\text{sign}I = \text{sign} \left[\int_0^T X_{n-1}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt \right] \cdot \text{sign} \left[\int_0^T X_n(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt \right], \quad (6.23)$$

где $f(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ – когерентное с сигналом колебание, сформированное в приемнике.

Схема автокорреляционного приемника, которая работает по принципу сравнения фаз, приведена на [рис. 6.30](#). Сигнал с выхода согласованного фильтра задерживается на время, равное длительности радиоимпульса, и подается затем на фазовый детектор. В конце импульса в ФД сравниваются фазы принимаемой и предыдущей посылок. На выходе ФД образуется напряжение, зависящее от разности фаз. На пороговое устройство ПУ сигнал поступает после прохождения через ФНЧ, выполняющий роль интегратора.

Схема корреляционного приемника сигналов ОФТ приведена на [рис. 6.31](#).

Когерентный приемник сигналов ОФТ, работающий по принципу сравнения полярности принятых элементарных сигналов, представлен на [рис. 6.32](#). В данной схеме сначала производится синхронное детектирование посылок, а затем сравнение текущей посылки с предыдущей.

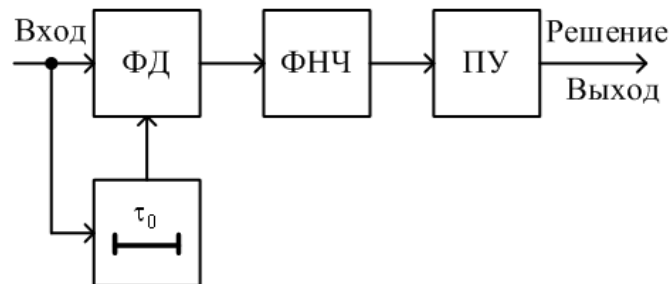


Рис. 6.30. Автокорреляционный приемник сигналов относительной фазовой телеграфии, работающий по принципу сравнения фаз

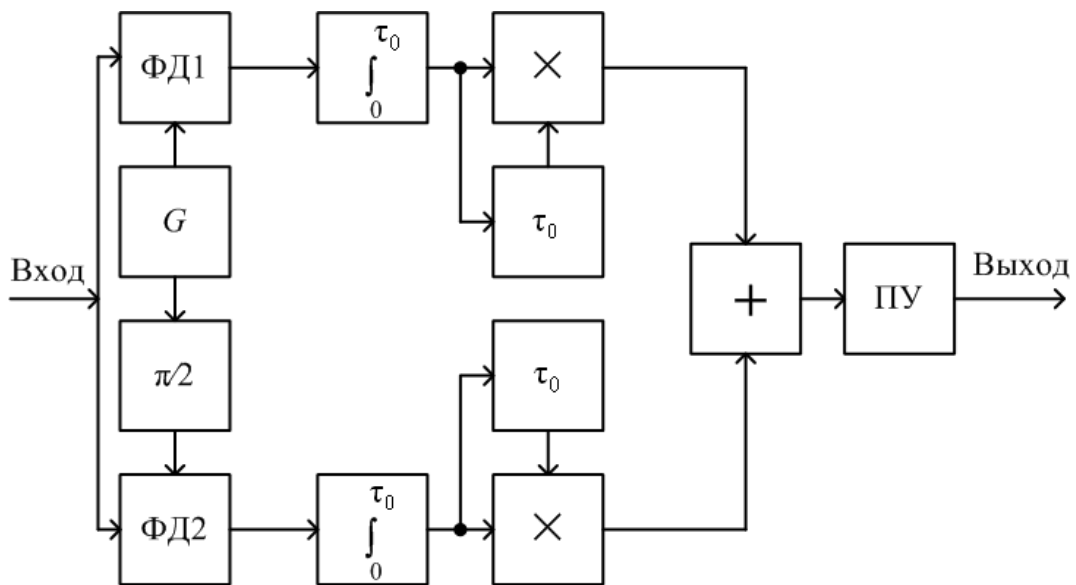


Рис. 6.31. Структурная схема корреляционного демодулятора сигналов ОФТ

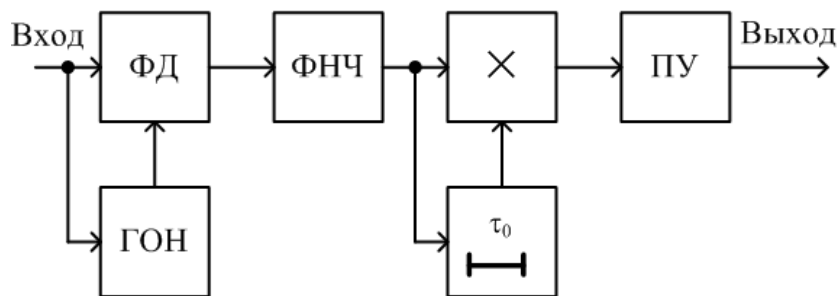


Рис. 6.32. Упрощенная структурная схема когерентного демодулятора сигналов ОФТ

Наряду с однократной применяется и двукратная ОФТ, при которой разность фаз соседних посылок может принимать одно из четырех возможных значений: 0, 90°, 120°, 180°.

При автокорреляционном и корреляционном (некогерентных) методах приема вероятность ошибки определяется как

$$P_{\text{о.и.}} = \frac{1}{2} a^{-\gamma_{\text{ао}}} \quad (6.24)$$

Вероятность ошибки при приеме по когерентному методу сравнения полярностей вычисляется по формуле

$$P_{\text{о.и.}} = 2[0,25 - \Phi^2(\sqrt{2}\gamma_{\text{ао}})], \quad (6.25)$$

где $\Phi(x)$ – табличный интеграл вероятностей, имеющий простые приближен-

ные формулы для вычисления, $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$.

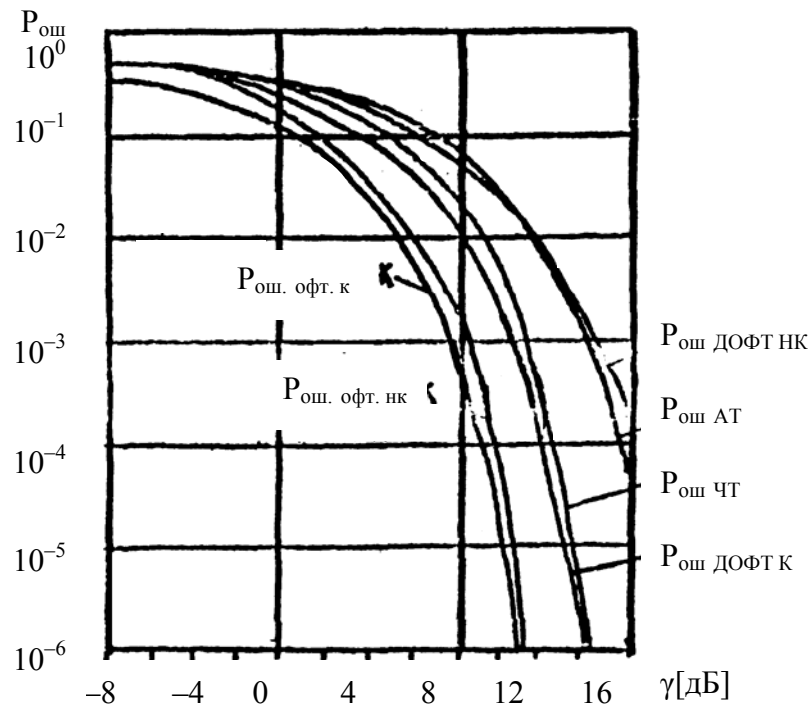


Рис. 6.33. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

На [рис. 6.33](#) приведены графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для различных видов телеграфной манипуляции сигнала.

Как видно, наименьшую вероятность ошибки при одинаковом отношении сигнал/шум обеспечивает сигнал ОФТ.

6.6. Радиоприемные устройства сигналов с импульсной модуляцией

Одноканальные импульсные приемники применяют в радиолокации, радионавигации, радиотелеметрии, связи и др. Алгоритмы построения оптимальных приемников импульсных сигналов определяются типом применяемого сигнала, априорными данными о параметрах сигнала и шума, назначением приемного устройства.

Оптимальный приемник простого импульсного сигнала (одиночного высокочастотного импульса напряжения ограниченной длительности) включает широкополосную линейную часть (ШЛЧ) и оптимальный измеритель (ОИ), как показано на ([рис. 6.34](#)). Оптимальность приемника реализуется в оптимизации обнаружителя или измерителя.

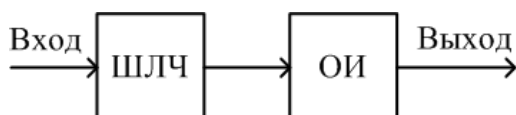


Рис. 6.34. Структурная схема оптимального приемника простого импульсного сигнала

Оптимальный приемник обнаружения известного радиоимпульса со случайной начальной фазой включает согласованный фильтр, линейный детектор (исключает неизвестную начальную фазу), синхронизирующее устройство и пороговое устройство (рис. 6.35). Синхронизирующее устройство служит для фиксации момента окончания сигнала $t = T$, когда его огибающая сравнивается в пороговом устройстве с пороговым напряжением $U_{\text{пор}}$. В случае превышения порога принимается решение о присутствии сигнала.

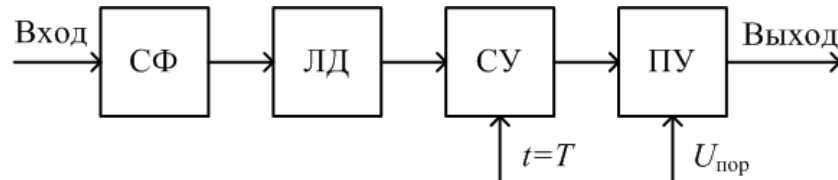


Рис. 6.35. Оптимальный приемник обнаружения известного радиоимпульса со случайной начальной фазой (СФ – согласованный фильтр; ЛД – линейный детектор, СУ – синхронизирующее устройство, ПУ – пороговое устройство)

Структурная схема другого варианта приемника обнаружения радиоимпульса со случайной начальной фазой – оптимального корреляционно-фильтрового приемника изображена на рис. 6.36.

В этой схеме ФНЧ вместе с перемножителем образуют коррелятор. Постоянная времени коррелятора значительно больше длительности сигнала.

Качество корреляционно-фильтрового обнаружителя такое же, как и у обнаружителя с согласованным фильтром. Решение, какую из схем обнаружения выбрать, определяется конструктивными причинами.

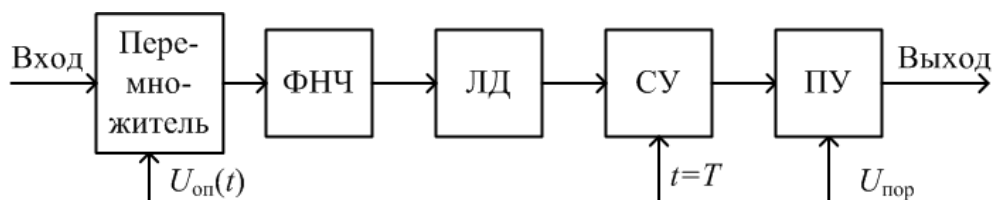


Рис. 6.36. Оптимальный корреляционно-фильтровой приемник обнаружения радиоимпульса со случайной фазой

Приемники импульсных сигналов строятся, как правило, также по супергетеродинной схеме. При импульсном режиме работы в радиолокационных станциях облучение цели производится не одним импульсом, а последовательностью из n импульсов (пачкой). В соответствии с применяемыми методами обработки импульсных сигналов приемники подразделяются на некогерентные, когерентные и со смешанной обработкой для сигналов с внутриимпульсной модуляцией.

Некогерентные радиолокационные приемники импульсных сигналов применяются, если значения начальных фаз высокочастотных колебаний от импульса к импульсу случайны и взаимонезависимы. При некогерентной обработке роль квазиоптимального фильтра для одиночного импульса выпол-

няет усилитель промежуточной частоты УПЧ с полосой $\Pi \cong 1/T$. Значения фаз высокочастотных колебаний при некогерентной обработке не учитываются, что достигается выделением огибающей импульсного сигнала амплитудным детектором. После детектирования осуществляется накопление (интегрирование) видеоимпульсов и сравнение результатов их накопления с пороговым значением.

Упрощенная структурная схема одноканального импульсного РПрУ при некогерентной обработке сигналов изображена на [рис. 6.37](#).

Избирательность по зеркальному каналу обеспечивает преселектор. Смеситель (СМ) осуществляет перенос спектра сигнала в область промежуточной частоты. Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) осуществляет усиление сигнала на промежуточной частоте. Амплитудный ограничитель (АО) играет роль простейшей АРУ. Импульсный демодулятор (ИД) преобразует радиоимпульсы промежуточной частоты в видеоимпульсы. Более длинные импульсы синхронизации отделяются при помощи интегратора (И) и порогового устройства (ПУ) и запускают мультивибратор (МВ). Импульсом мультивибратора МВ открывается каскад совпадения (КС) на время приема импульса.

Сигналы с временной импульсной модуляцией (ВИМ) широко применяются в системах связи с временным уплотнением каналов.

Изменяя один из параметров импульса в соответствии с модулирующей функцией, можно осуществить четыре вида импульсной модуляции: амплитудно-импульсную (АИМ), широтно-импульсную (ШИМ), частотно-импульсную (ЧИМ), фазоимпульсную (ФИМ). Изменяя комбинацию импульсов в группе, получают кодово-импульсную модуляцию (КИМ-сигналы).

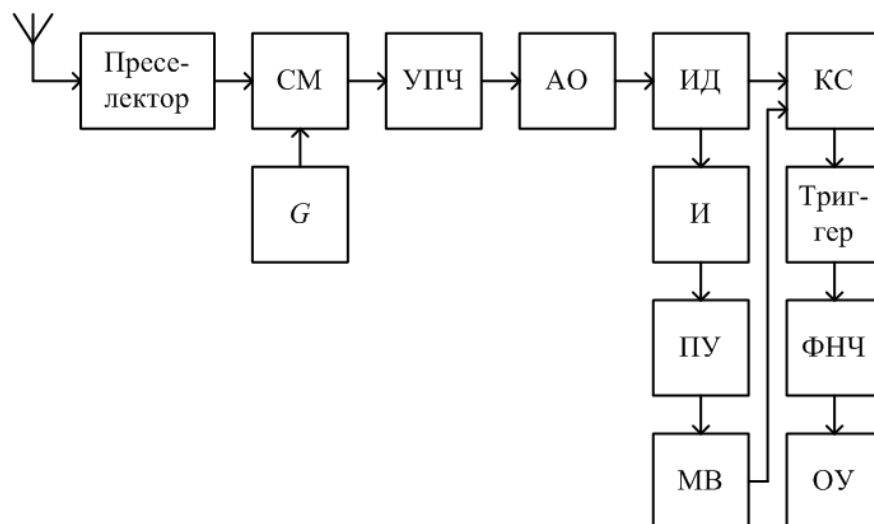


Рис. 6.37. Структурная схема одноканального приемника импульсных сигналов

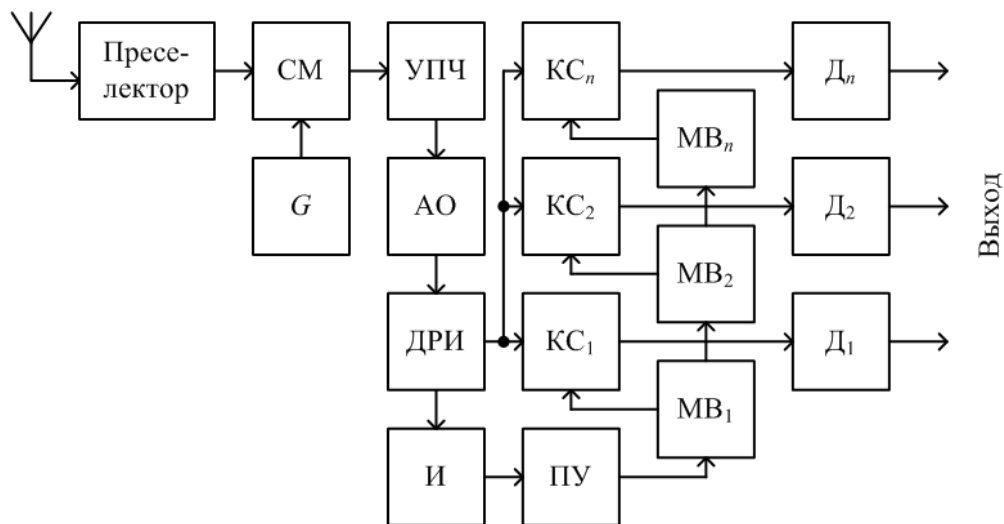


Рис. 6.38. Структурная схема многоканального приемника сигнала с временным уплотнением

Многоканальный приемник сигналов с временным уплотнением (рис. 6.38) преобразует радиоимпульсы в видеоимпульсы, разделяет видеоимпульсы каналов связи и синхронизации и преобразует видеоимпульсы каждого канала в сигнал сообщения.

Амплитудный ограничитель (АО), следующий после линейного тракта, ослабляет импульсные помехи, а также служит для борьбы с гладкими помехами. Демодулятор радиоимпульсов (ДРИ) преобразует радиоимпульсы промежуточной частоты в видеоимпульсы. Более длинные импульсы синхронизации отделяются с помощью интегратора (И) и порогового устройства (ПУ) и запускают мультивибратор ($МВ_1$). Срезом импульса $МВ_1$ запускается $МВ_2$, и так продолжается до срабатывания последнего $МВ_n$. Импульсом каждого мультивибратора открывается соответствующий каскад совпадения ($КС_n$) на время приема импульса. После срабатывания последнего МВ поступает следующий импульс синхронизации и процесс повторяется. Демодуляторы $Д_1, Д_2, \dots, Д_n$ преобразуют последовательность импульсов в каждом канале в сигналы сообщения.

Для демодуляции сигналов с ВИМ их преобразуют в сигналы с ШИМ (иногда в сигналы с АИМ). Способ преобразования показан на рис. 6.39.

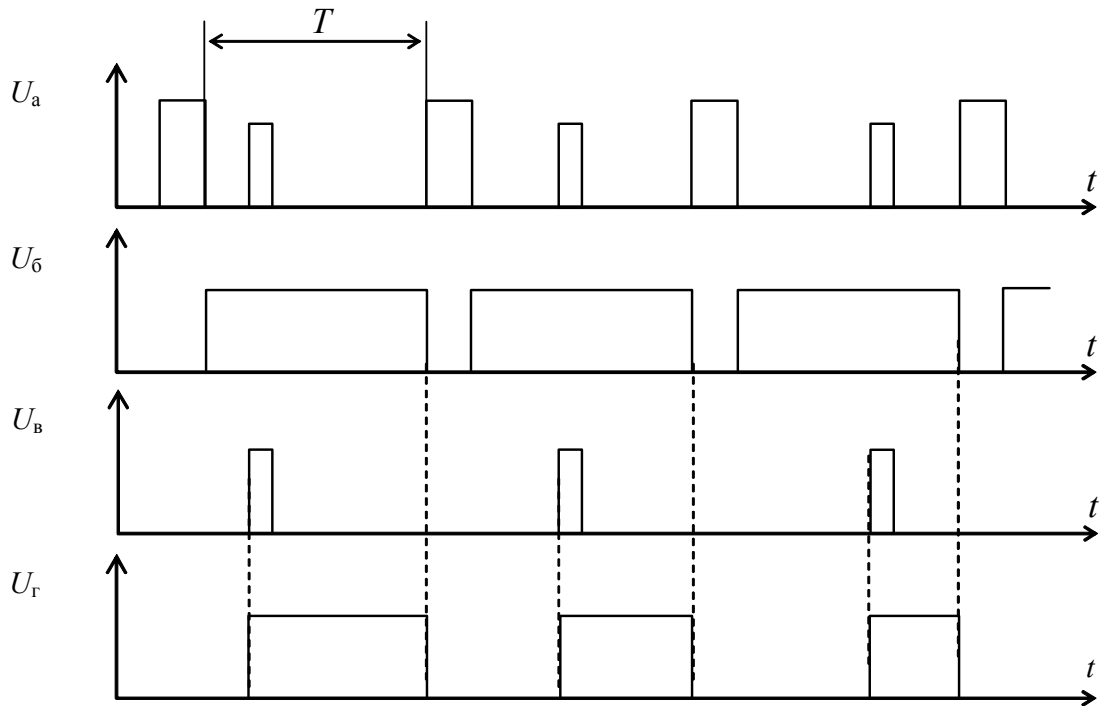


Рис. 6.39. Эпюры напряжений при преобразовании сигналов с ВИМ в сигналы с ШИМ

С помощью селектора, управляемого импульсами U_6 из канала синхронизации, видеоимпульсы данного канала связи $U_в$ выделяются из общей последовательности видеоимпульсов $U_а$. Фронтом выделенных видеоимпульсов $U_в$ запускается триггер (рис. 6.40), а срезами селекторных импульсов U_6 триггер возвращается в исходное положение. Получающиеся на выходе триггера импульсы $U_г$ модулированы по ширине, которая линейно связана с положением импульсов с ВИМ.

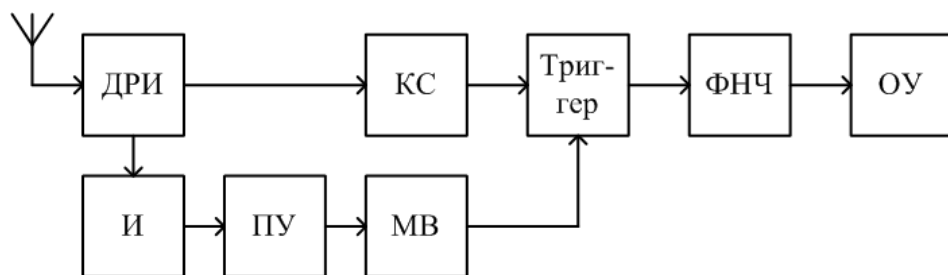


Рис. 6.40. Схема демодулятора сигнала с ВИМ

Последующая демодуляция полученного сигнала с ШИМ при помощи ФНЧ (рис. 6.40) позволяет получить напряжение, пропорциональное сдвигу импульсов с ВИМ. Граничная частота ФНЧ $F_в$ должна удовлетворять неравенству

$$F_и / 2 > F_в > F_{\max} \text{ ,} \tag{6.26}$$

где $F_{\text{и}}$ – частота следования импульсов; F_{max} – максимальная частота спектра сигнала сообщения.

Преобразование ВИМ в АИМ труднее совместить с селективированием и борьбой с помехами.

В настоящее время на практике все большее распространение получают сигналы с КИМ. К достоинствам приемников сигналов с КИМ относятся: высокая помехоустойчивость, отсутствие накопления шумов при ретрансляции в радиолиниях большой протяженности за счет регенерации сигналов КИМ, удобство сопряжения с ЭВМ.

Структурные схемы радиоприемников сигналов с КИМ строят как квазиоптимальные, в которых для демодуляции используют опорные сигналы, создаваемые в самом приемнике.

Выводы

1. В теории радиоприема все большее внимание уделяется вопросам системотехники, т.е. теории синтеза структурных схем устройств и входящих в них функциональных блоков, оптимизации схем с учетом реальных характеристик узлов, анализа конкретных схемных решений.

2. Исторически первым видом радиосвязи явилась слуховая телеграфная связь с использованием кода Морзе и амплитудной модуляцией несущей частоты.

3. Для настоящего этапа развития техники радиоприема характерно освоение все новых диапазонов частот (до сотен гигагерц).

7. ОСОБЕННОСТИ УПИОС РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

7.1. Приемные устройства наземных радиорелейных линий связи

Радиорелейные линии (РРЛ) широко используются в системах связи. В состав РРЛ прямой видимости входят две оконечные ретрансляционные станции и активные ретрансляционные промежуточные станции (рис. 7.1). Расстояние между промежуточными станциями составляет 10–70 км друг от друга. Диапазоны частот, в которых работают наземные РРЛ, составляют 2, 4, 6, 8, 11, 13, 18 ГГц и выше.

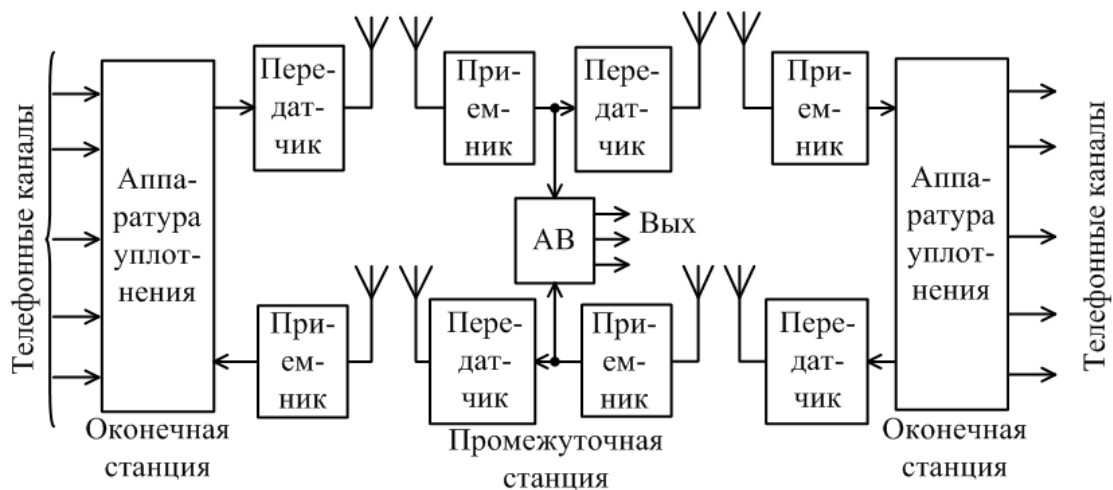


Рис. 7.1. Структурная схема наземной радиорелейной линии связи

При необходимости на промежуточных станциях может устанавливаться аппаратура выделения (АВ) сигналов части каналов РРЛ для обслуживания корреспондентов данной станции. На оконечных станциях устанавливается аппаратура частотного или временного уплотнения для передачи многоканальных сигналов по РРЛ. Частотное уплотнение каналов РРЛ реализуется с помощью однополосных сигналов поднесущих частот.

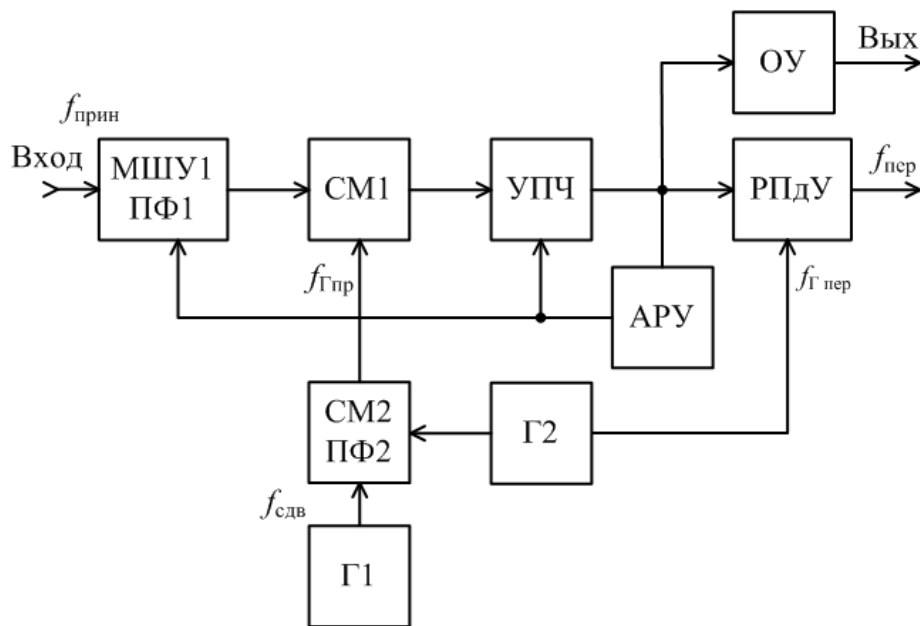


Рис. 7.2. Структурная схема промежуточной станции радиорелейной линии связи

Структурная схема промежуточной станции РРЛ приведена на [рис. 7.2](#). Особенностью промежуточной станции является разнос частот принятой и переданной ($f_{\text{прин}}$ и $f_{\text{пер}}$) на величину частоты сдвига $f_{\text{сдв}}$. В приемном устройстве используется система АРУ для предотвращения искажений сигналов.

7.2. Тропосферные радиорелейные линии связи

В тропосферных радиорелейных линиях связи используется эффект дальнего тропосферного распространения УКВ. Соседние станции располагаются на расстоянии 100–800 км. Полосы частот располагаются в диапазонах 1,0; 2,0; 4,5 ГГц. Пропускная способность линии связи ограничена 60–120 телефонными каналами.

Поскольку сигнал подвержен быстрым и медленным замираниям, то используются устройства для борьбы с мультипликативными помехами. Для повышения чувствительности применяются малозумящие СВЧ усилители и порогонизающие устройства (устройства с обратной связью по частоте, следящие фильтры, устройства со следящим гетеродином и др.).

К основным тенденциям совершенствования тропосферных радиорелейных линий относятся использование цифровых методов при высоких скоростях, использование новых систем борьбы с замираниями и искажениями (корреляционные приемники, адаптивные антенные решетки) и перспективная элементная база (микромодули и БИС и др.).

7.3. Приемные устройства систем спутниковой связи

Система спутниковой связи, если ее рассматривать как связь между двумя пунктами, по существу представляет модифицированную радиорелей-

ную линию (РРЛ) связи из двух оконечных и одной промежуточной станций. Промежуточная станция в этом случае поднята на большую высоту и называется бортовым ретранслятором. Так же, как и промежуточная станция радиорелейной линии, бортовой ретранслятор предназначен для приема, усиления и передачи на следующую станцию принятого сигнала.

Для систем спутниковой связи вводится понятие ствола. Стволом системы спутниковой связи (стволом ретранслятора) называется приемопередающий тракт, в котором радиосигналы проходят через общие усилительные элементы (общий выходной каскад передатчика) в некоторой выделенной стволу общей полосе частот.

Бортовой ретранслятор – это приемопередающее устройство, устанавливаемое на искусственном спутнике земли (ИСЗ) и предназначенное для приема сигналов от передающей земной станции (одной или нескольких), их усиления и дальнейшей передачи в направлении приемной земной станции (одной или нескольких).

Бортовые ретрансляторы классифицируют следующим образом:

- по типу преобразования частоты принимаемого радиосигнала в выходную частоту сигнала передачи;
- по диапазону рабочих частот;
- по числу стволов;
- по виду обработки сигналов на борту.

Бортовые ретрансляторы бывают гетеродинные (основное усилие происходит на промежуточной частоте, ширина полосы ствола равна 35–40 МГц), линейные (основное усилие на СВЧ со сдвигом частоты, ширина полосы ствола равна 250 МГц) и ретрансляторы, где прием и передача ведется со сдвигом во времени.

Структурные схемы различных бортовых ретрансляторов приведены на [рис. 7.3](#), [рис. 7.4](#), [рис. 7.5](#).

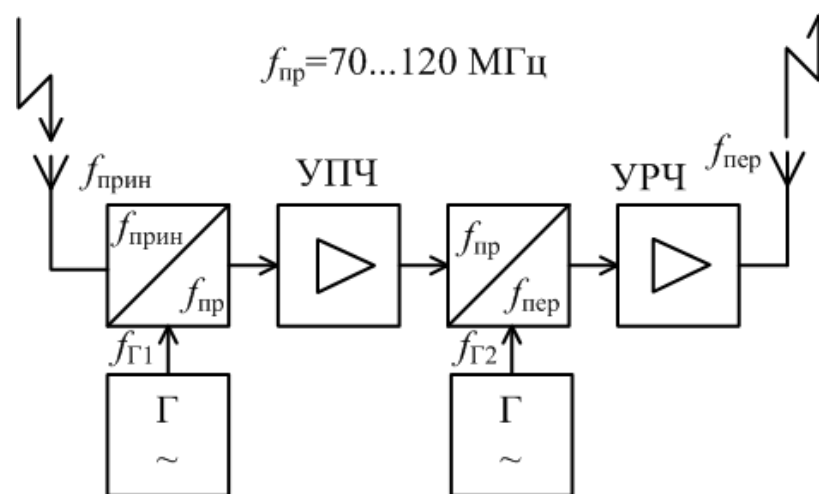


Рис. 7.3. Структурная схема бортового ретранслятора гетеродинного типа

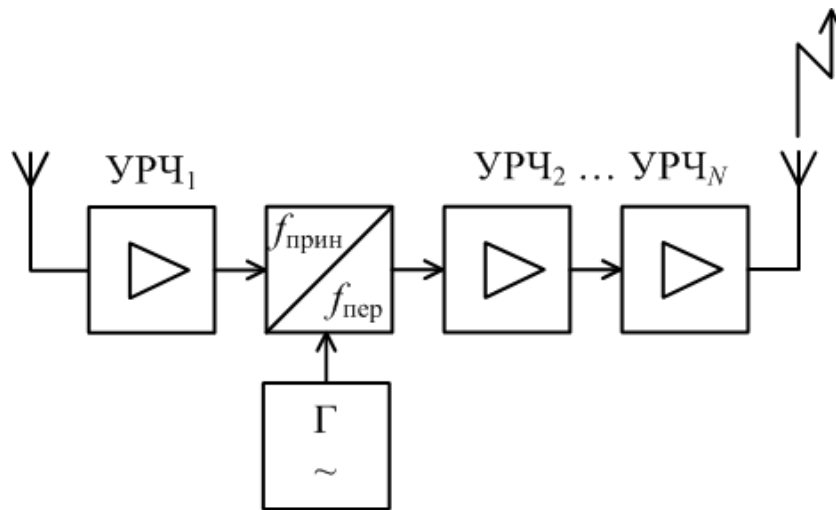


Рис. 7.4. Структурная схема бортового ретранслятора с однократным преобразованием частоты

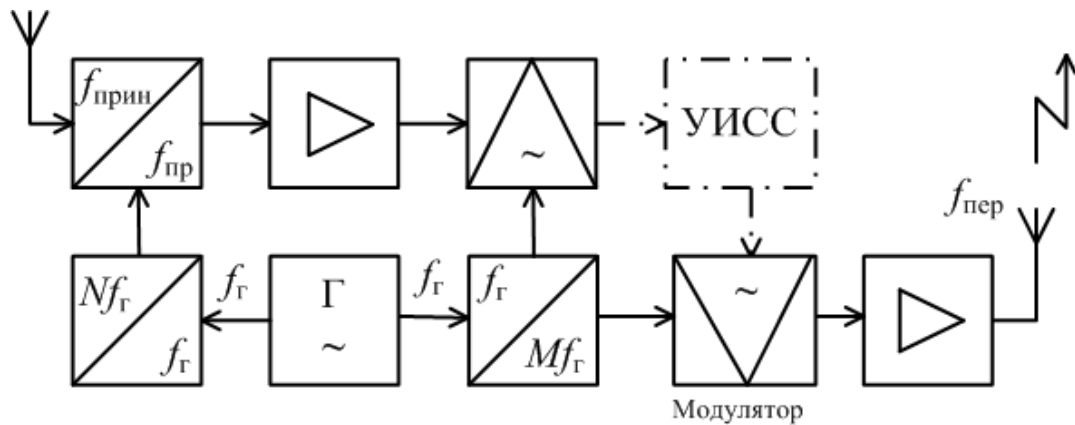


Рис. 7.5. Структурная схема бортового ретранслятора с демодуляцией (или обработкой) сигналов на борту (УИСС – устройство изменения структуры сигнала)

Шумовая температура бортового ретранслятора T_6 определяется соотношением

$$T_6 = T_3 + T_{\text{атм}} + \epsilon T_{\text{косм}} + T_{\text{пр}},$$

где T_3 – эквивалентная температура Земли; $T_{\text{атм}}$ – эквивалентная температура шумов атмосферы (для антенн стационарных ИСЗ в диапазоне 1–20 ГГц изменяется в пределах 2–25°); $T_{\text{косм}}$ – эквивалентная температура космических шумов (зависит от области неба, в которую направлена антенна, может быть определена по специальным картам неба); ϵ – коэффициент, определяющий факт приема космических шумов только боковыми лепестками (значение существенно меньше единицы); $T_{\text{пр}}$ – шумовая температура приемника бортового ретранслятора.

Для фиксированной и радиовещательной спутниковых служб выделены полосы частот в диапазоне 0,62–27,5 ГГц. Наилучшими для систем связи через ИСЗ являются частоты в диапазоне 2–8 ГГц. Передача дискретных сигналов осуществляется с помощью фазовой манипуляции.

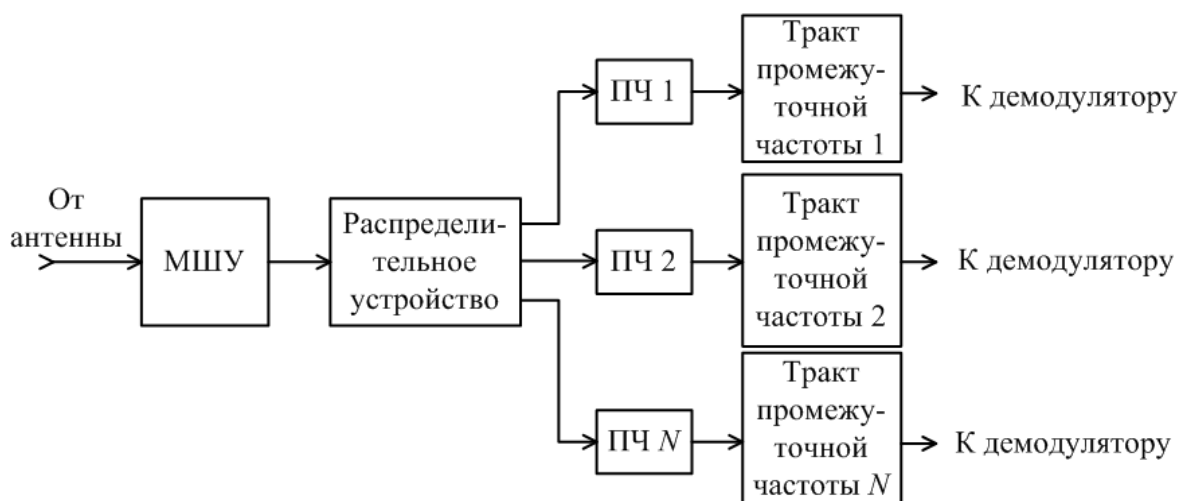


Рис. 7.6. Структурная схема радиоприемного устройства наземной станции

Обобщенная структурная схема радиоприемного устройства наземной станции изображена на [рис. 7.6](#). Малошумящие транзисторные усилители (МШУ) (шумовые температуры 120–270 К) устанавливаются вблизи облучателя антенны. Число преобразователей частоты определяется числом принимаемых стволов.

На [рис. 7.7](#) представлена структурная схема тракта промежуточной частоты и демодулятора для приемного устройства наземной станции ([рис. 7.6](#)).

Как видим, схема принципиально не отличается от аналогичных схем тракта приемников РРЛ связи, работающих на прямой видимости.

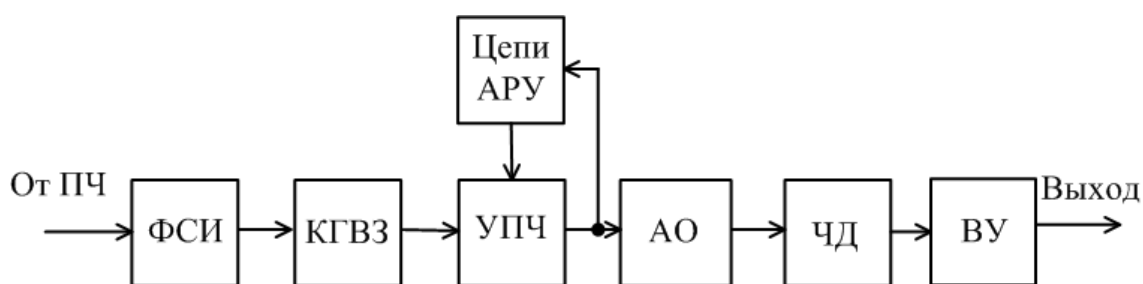


Рис. 7.7. Структурная схема тракта промежуточной частоты и демодулятора радиоприемного устройства наземной станции (ФСИ – формирователь синхромпульсов, КГВЗ – корректор группового времени запаздывания для уменьшения нелинейных искажений)

К основным направлениям совершенствования систем спутниковой связи относятся:

- использование для наземных станций и бортовых ретрансляторов более высоких частот с целью повышения пропускной способности;
- повышение помехоустойчивости и надежности аппаратуры;

- обеспечение коммуникации сигналов на борту спутника;
- реализация цифровых систем передачи информации.

7.4. Приемные устройства спутниковых радионавигационных систем

Создание спутниковых радионавигационных систем (СРНС) второго поколения ГЛОНАСС (Россия) и *GPS* (США) стало одним из наиболее заметных и практически важных научно-технических достижений последнего двадцатилетия XX века.

При проектировании СРНС второго поколения были выбраны средне-орбитальные навигационные космические аппараты (НКА) с высотой орбиты порядка 20 тыс. км. Для *GPS* высота орбиты составляет 20180 км. При этом спутники *GPS* размещены в шести орбитальных плоскостях по четыре НКА в каждой. Период обращения НКА при такой высоте орбиты равен примерно 12 ч.

В структуре СРНС различают следующие подсистемы:

- навигационных космических аппаратов (орбитальная группировка НКА);
- контроля и управления (контрольно-измерительный комплекс);
- средств функциональных дополнений (дифференциальные подсистемы).

Назначение подсистемы навигационных космических аппаратов заключается в формировании и излучении жестко синхронизированных сигналов, которые используются потребителями для навигационных определений.

Излучение навигационных сигналов в системе ГЛОНАСС осуществляется в двух полосах частот: 1,25 и 1,6 ГГц.

Контрольно-измерительный комплекс служит для контроля функционирования бортовых систем и организации управления их работой.

Назначение аппаратуры потребителя (АП) состоит в приеме сигналов от НКА, измерении навигационных параметров, выделении служебной информации (временной поправки и др.) и решении задачи навигационно-временного определения.

Навигационные сигналы НКА модулируются по фазе двумя видами псевдослучайных последовательностей: широкополосной (длительность символа 0,1 или 1 мкс), используемой в АП для дальномерных измерений и узкополосной (длительность символа 20 мкс), предназначенной для передачи потребителям навигационного сообщения (координаты НКА и др.).

В системе ГЛОНАСС для разделения сигналов различных НКА применяется частотный метод, при этом каждый из них использует пару литерных частот, одна из которых принадлежит диапазону *L1* (1600 МГц), другая – диапазону *L2* (1250 МГц). Сигнал в диапазоне *L1* доступен для всех потреби-

телей, а в диапазоне $L2$ – для решения специальных задач.

Сигнал, излучаемый в диапазоне $L1$, подвергается относительной фазовой манипуляции (ОФМ) на величину π двумя псевдослучайными последовательностями.

На момент создания системы ГЛОНАСС разделение сигналов частотным способом было оправдано рядом причин: во-первых, это то, что сигналы модулированы одной кодирующей последовательностью, что позволяет быстро входить в режим работы; во-вторых, то, что разнесение сигналов по частоте затрудняет радиопротиводействие системе; в-третьих, что взаимное влияние сигналов системы с частотным разделением бывает меньше, чем при кодовом.

Однако в настоящее время исследуется возможность второго варианта разделения сигналов – по кодовому признаку (применяемому в американской системе *GPS*), который обладает рядом достоинств. К ним можно отнести такие, как существенное уменьшение массогабаритных характеристик приемного и антенного блоков, повышение помехоустойчивости к узкополосным помехам, трансформируемым в процессе математической обработки (свертки) полезного сигнала в обычный шум, а также применение большого числа разработанных и эксплуатируемых алгоритмов цифровой обработки сигналов, которые не доступны по ряду причин при частотном разделении каналов.

В состав аппаратуры потребителя входят антенное устройство (антенна, блоки предварительного усилителя и управления антенной), приемное устройство (блоки преобразования и усиления, поиска сигналов, навигационных измерений и выделение навигационного сообщения, блок опорного генератора и синтезатора частот), вычислительное устройство (процессор и блок связей – интерфейс) и блок питания.

Типовая структурная схема обмена информацией между основными элементами АП приведена на [рис. 7.8](#).

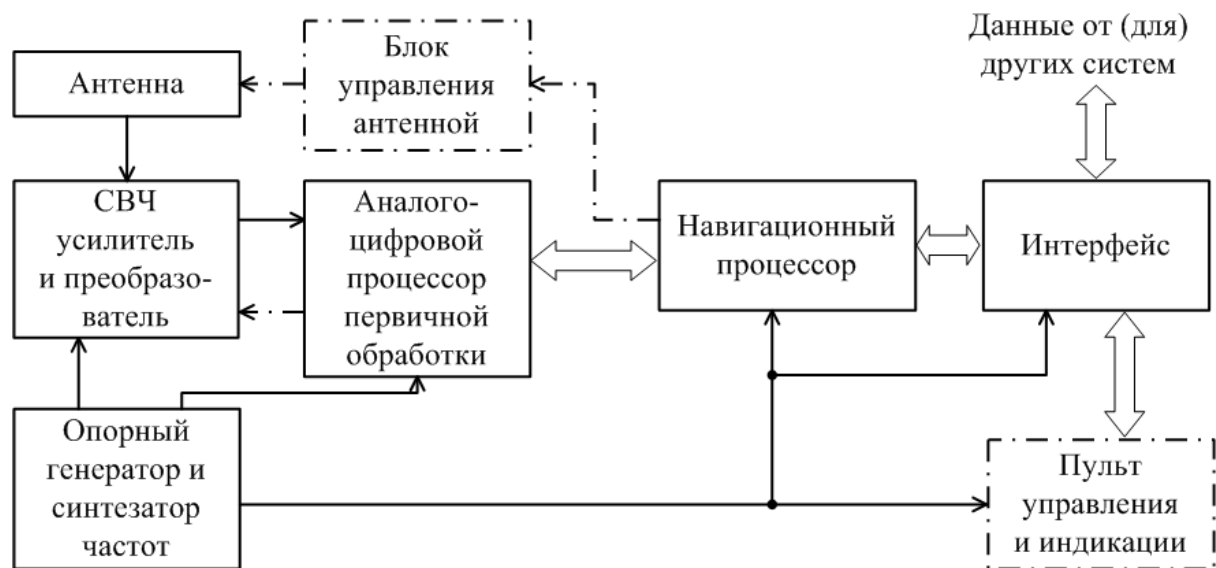


Рис. 7.8. Структурная схема аппаратуры потребителя

Для того чтобы следящие системы АП обеспечили измерение радионавигационного параметра с требуемой точностью, необходимо в начале каждого навигационного сеанса, а также в случае «срывов» слежения выполнить процедуру поиска сигнала в пространстве неизвестных параметров (задержки и частоты). Задержка принятого сигнала является одним из измеряемых параметров, она априори неизвестна. Аналогичная аппаратная неопределенность существует относительно доплеровского сдвига несущей частоты принятого сигнала. Структурная схема каналов поиска и слежения АП представлена на [рис. 7.9](#).

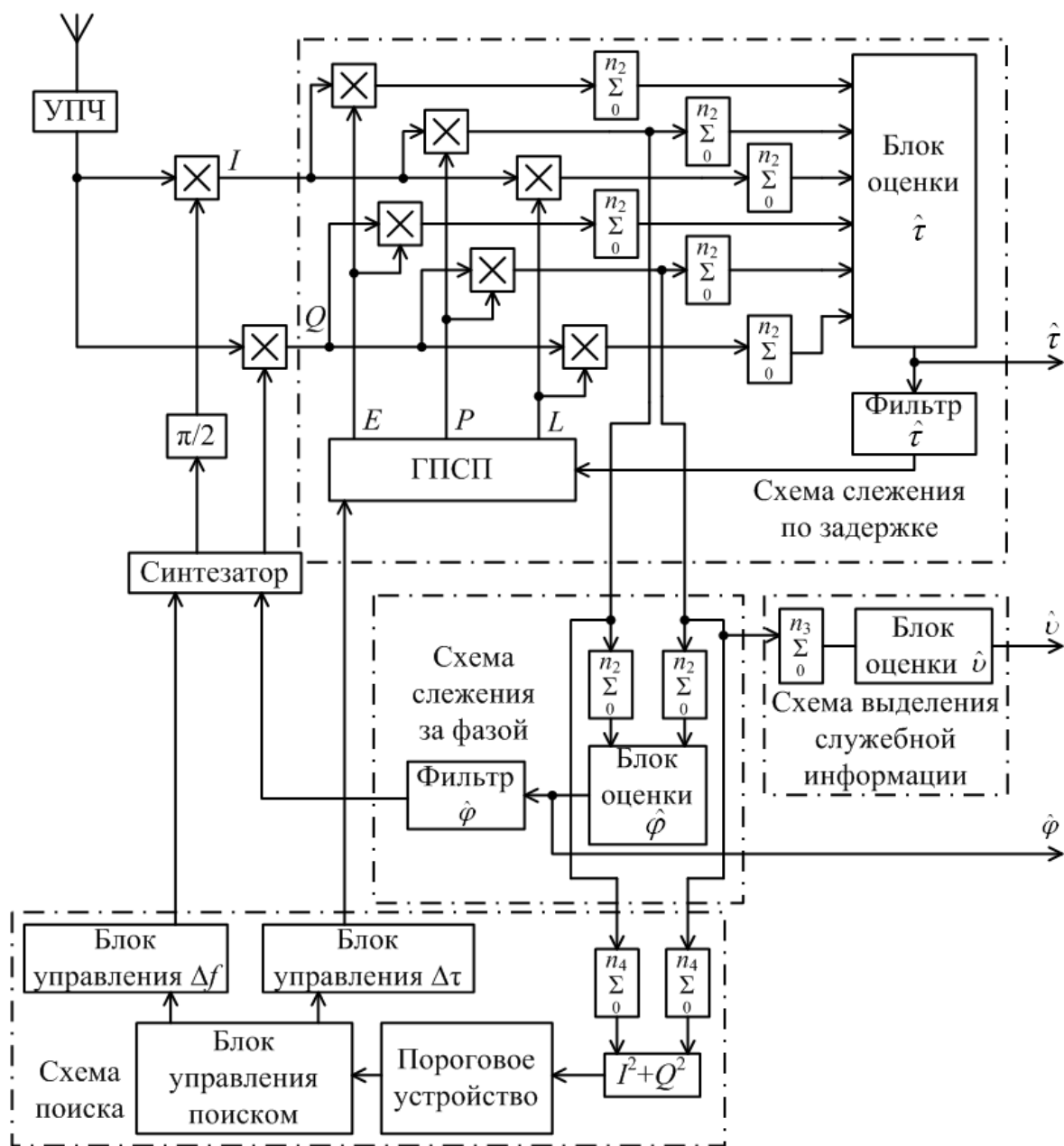


Рис. 7.9. Структурная схема каналов поиска и слежения АП

Примером многофункционального радионавигационного комплекса может служить комплекс МРК-11, разработанный коллективом специалистов Сибирского федерального университета совместно с ФГУП НПО «Радиосвязь». Данный навигационный комплекс обеспечивает высокую точность топографической привязки (среднеквадратичная ошибка не более 15 м) и ориентирования (среднеквадратичная ошибка не более 6 мин).

Выводы

1. Необходимость эффективного использования полосы частот в ВЧ диапазоне привела к широкому внедрению систем уплотнения канала связи.

Наиболее широкое применение нашли системы с частотным и временным уплотнением.

2. В настоящее время приемники АП СРНС строятся исключительно как многоканальные.

3. Современная АП оснащена высокопроизводительными процессорами, позволяющими полностью автоматизировать выполнение всех основных операций: поиска и обнаружения сигналов выбранного НКА, слежение за сигналами и измерение радионавигационных параметров, приема и декодирования служебной информации, учета различных поправок, решения основной навигационно-временной задачи и сопутствующих сервисных задач, контроля навигационных решений, контроля работоспособности аппаратуры и т.д.

4. Решаемая в АП задача оценки вектора состояния потребителя может рассматриваться в виде единого алгоритма обнаружения-оценивания.

8. ТЕНДЕНЦИИ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ТЕОРИИ И ТЕХНИКИ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Научно-технический прогресс в области УПиОС проявляется в создании новых технических средств, обладающих лучшими показателями и более широкими функциональными возможностями.

Основа развития УПиОС – это достижения фундаментальных и прикладных наук, развитие теоретической базы техники радиоприема, успехи электроники.

Важными направлениями совершенствования УПиОС являются:

- интеллектуализация УПиОС за счет использования средств вычислительной техники;
- повышение помехоустойчивости;
- освоение широкого диапазона радиоволн: от миллиметрового до сверхдлинных;
- построение радиоприемных устройств, адаптивных к состоянию радиоканала;
- использование функционально сложных интегральных микросхем;
- комплексная автоматизация приемных устройств;
- автоматизированное проектирование УПиОС.

На практике находят применение новые виды сигналов. Определение вида модуляции принимаемых сигналов является актуальной проблемой при решении многих прикладных задач. Для систем передачи дискретной информации используются такие перспективные виды сигналов, как поляризации-манипулированные сигналы (ПМН) с непрерывным изменением параметров поляризации. Информационные параметры ПМН сигналов – это параметры поляризации волны (углы ориентации и эллиптичности). Передача данных сигналов осуществляется путем манипуляции одного или двух параметров поляризации, изменение которых происходит по непрерывному закону.

В перспективных радионавигационных системах с ограниченным частотным ресурсом широкое применение получают шумоподобные сигналы (ШПС). ШПС все чаще применяют в радиолокации и системах связи. Помехоустойчивость систем передачи информации с ШПС определяется базой используемых сигналов. Для формирования ШПС используется большое число двоичных, линейных и нелинейных псевдослучайных последовательностей (ПСП). Одной из основных проблем при приеме ШПС является осуществление поиска сигнала по времени запаздывания с точностью, достаточной для захвата сигнала системой кодовой синхронизации. Методы поиска ШПС основаны на применении активных (корреляторы) или пассивных согласованных фильтров.

Приоритетным направлением развития радиоэлектроники является

внедрение цифровых методов синтеза и обработки сигналов. В связи с непрерывным усложнением РЭА, разнообразием типов сигналов, возрастающими требованиями к точности их обработки и помехоустойчивости прослеживается тенденция унификации тракта обработки, которая решается путем применения радиоприемных устройств с цифровой обработкой. Цифровая обработка наиболее эффективна для сигналов, поступающих по «цифровым» каналам связи. Применение сигналов известной формы, в которых цифровая информация заложена в изменении их параметров, позволяет реализовывать цифровыми методами оптимальную обработку.

Появление сверхбольших интегральных схем (СБИС) позволило решать задачу синтеза микропроцессоров с аппаратной реализацией, создавать мощные системы коммутации и осуществлять перестройку архитектуры микропроцессорных систем за счет программирования многочисленных каналов связи [24].

В настоящее время проблема повышения эффективности использования радиочастотного спектра (РЧС) в радиосвязи выходит во всем мире на передний план, диктуя необходимость развития цифровых методов вещания и связи [25].

Задача перспективного звукового вещания решается путем создания новых систем, созданных таким образом, чтобы обеспечить качество звучания программ при различных условиях приема. Этим требованиям удовлетворяет цифровое радиовещание (ЦРВ).

Благодаря применению эффективных методов цифровой обработки и передачи звуковых вещательных сигналов достигается следующее:

- возможность при соответствующем выборе метода кодирования практически полной коррекции искажений, возникающих в канале передачи;
- возможность приема звуковых программ в условиях селективных как по частоте, так и по времени замираний;
- экономичное использование радиочастотного спектра;
- снижение необходимой мощности передатчика;
- высокая технологичность радиоприемников и устройств обработки сигналов (например, многоцелевые цифровые сигнальные процессоры позволяют выполнить модуляторы и демодуляторы на основе программных средств);
- снижение стоимости аппаратуры.

Одна из наиболее перспективных систем – это система цифрового радиовещания *Eureka 147/DAB*.

Пользователь услуги цифрового радиовещания стандарта *DAB* помимо возможности высококачественного приема нескольких моно- и стереофонических программ имеет возможность дополнительно принимать (одновременно со звуковыми сигналами) буквенно-цифровую и/или графическую информацию. В России опытные зоны экспериментального ЦРВ планируется реализовать в *L*-диапазоне (полоса в диапазоне 1,5 ГГц). Уже в настоящее время элементная база позволяет реализовать однокристалльный *DAB*-

приемник.

Для радиолокационных систем перспективно применение твердотельных активных фазированных решеток (АФАР). Появление твердотельных решеток стало возможным только в последние три десятилетия в связи с успехами в создании твердотельных СВЧ-элементов. Твердотельные АФАР позволяют радикально повысить функциональные (количество независимых сканирующих лучей) и эксплуатационные (надежность, коэффициент полезного действия и др.) характеристики систем и гибкость управления, достигаемую благодаря удобству их комплексирования со специализированными универсальными ЭВМ.

Развитие радиолокационной техники также в значительной степени обусловлено прогрессом в развитии аппаратных и программных средств цифровой обработки сигналов (ЦОС). Развитие средств ЦОС реального времени позволяет решать задачи цифровой первичной обработки на основе гибридных кристаллов, которые содержат программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) со встроенными аппаратными умножителями для реализации поточных высокопроизводительных вычислений цифровой согласованной фильтрации и обнаружения, а также первичной цифровой обработки сигналов для реализации алгоритмов определения координат и др.

Вся система цифровой первичной обработки реализуется в составе одной микросхемы. К основным схемотехническим принципам аппаратной реализации устройств первичной обработки радиолокационных сигналов относятся следующие:

- выполнение дискретизации сигнала на промежуточной частоте;
- цифровое преобразование действительного сигнала на промежуточной частоте в комплексный (квадратурный) сигнал на видеочастоте (демодуляция);
- использование вычислителей быстрого преобразования Фурье в качестве основных алгоритмических модулей согласованной фильтрации;
- реализация алгоритмов согласованной фильтрации и обнаружения на основе специализированных микросхем, реализующих высокие степени параллелизма вычислительных операций, в частности ПЛИС;
- реализация алгоритмов формирования единичных замеров целей на основе универсальных или сигнальных процессоров [26, 27].

За последние годы достигнуты значительные результаты в области разработки новой элементной базы, технологий создания и производства РЭА [28]. К ним можно отнести:

- появление высокопроизводительных цифровых сигнальных процессоров;
- создание большого количества вентилях на одном кристалле (до 10^9 единиц);
- создание ОУ с полосой в сотни мегагерц;

- появление АЦП с быстродействием до 100 МГц при разрядности 12 бит;
- появление принципиально новых компонентов – цифровых квадратурных преобразователей, «чипсетов» для цифровых радиоприемных устройств, БИС интерфейсов, программируемых аналоговых интегральных схем;
- выпуск недорогих массовых микроконтроллеров, позволяющих реализовать функции управления и интерфейса системы;
- широкое применение систем автоматизированного проектирования (*EDA*-систем – *Electronic Design Automation*), включающих в себя средства моделирования и проектирования аналоговых и цифровых устройств и т.д.;
- появление идеологии разработки «система-на-кристалле» (*System on chip – SOC*);
- распространение поверхностного монтажа и технологий межсоединений с высокой плотностью.

Важное значение в дальнейшем совершенствовании радиоэлектронной аппаратуры будут играть нанотехнологии.

Развитие нанотехнологий даст возможность создать новые нанoeлектронные компоненты. Уже сейчас появились нанотранзисторы на основе нанотрубок. Прогнозируется, что уже к началу 2020-х годов может наступить несиликоновая эра [29].

По имеющимся оценкам [30] к 2015 г. миниатюризация микропроцессов достигнет технического и экономического порогов, а нанотехнологии позволят идти по этому пути дальше. Будущие транзисторы будут органическими молекулами или неорганическими наноструктурами, за счет чего будут достигаться высокие скорости, уменьшится потребность в энергопотреблении и сократится число побочных эффектов, связанных с нагревом материалов.

Важное значение при разработке и производстве радиоэлектронной аппаратуры имеет использование технологии управления жизненным циклом изделия (английская аббревиатура *PLM* – от *Product Lifecycle Management*). Ключевыми компонентами *PLM* являются управление данными об изделии (*PDM – Product Data Management*), коллективная разработка изделия (*COD – Collaborative Product Development*), автоматизированное проектирование (*CAD – Computer-Aided Design*), автоматизированное конструирование (*CAE – Computer-Aided Engineering*), управление производственными процессами (*MPM – Manufacturing Process Management*).

Использование *PLM* позволяет сократить время выхода радиоэлектронной аппаратуры (или ее модернизации) на рынок, улучшить качество радиоэлектронной аппаратуры, повторно использовать оригинальные данные о радиоэлектронной аппаратуре, производить оптимизацию радиоэлектронной аппаратуры, добиваться сокращения затрат благодаря полной интеграции инженерных процессов и др.

Трансформация макетирования и натурального моделирования в матема-

тическое с возможностью представления приемного устройства его экспериментальными характеристиками привело к появлению на рабочих местах проектировщиков специализированных САПР виртуальных инструментов. Эти САПР обладают средствами для создания виртуальных радиоизмерительных устройств, а также средствами обработки данных (пример – система *LabVIEW*). Комбинирование САПР функционального моделирования и САПР виртуальных инструментов позволяет не только создать модель устройства приема и обработки сигналов, но и детально исследовать ее поведение.

Вывод

Радиоинженер-разработчик УПиОС должен отслеживать тенденции совершенствования аппаратуры и быть готовым использовать в новых разработках самые совершенные решения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основной

1. Колосовский, Е. А. Устройства приема и обработки сигналов : учеб. пособие для вузов / Е. А. Колосовский. – М. : Горячая линия–Телеком, 2007. – 456 с.
2. Румянцев, К. Е. Прием и обработка сигналов : учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / К. Е. Румянцев. – М. : Издат. центр «Академия», 2004. – 528 с.
3. Радиоприемные устройства : учеб. для вузов / Н. Н. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин [и др.]. – М. : Радио и связь, 1996. 512 с.
4. Богданович, Б. М. Радиоприемные устройства : учеб. пособие для радиотехнических спец. вузов / Б. М. Богданович. – Минск : Высш. шк., 1991. – 427 с.
5. Радиоприемные устройства : учеб. пособие для радиотехнических спец. вузов / Ю. Т. Давыдов, Ю. С. Данич, А. П. Жуковский [и др.]. – М. : Высш. шк., 1989. – 342 с.
6. Буга, Н. Н. Радиоприемные устройства : учеб. для вузов / Н. Н. Буга, А. И. Фалько, И. Н. Чистяков. – М. : Радио и связь, 1986. – 320 с.
7. Подлесный, С. А. Устройства приема и обработки сигнала : учеб. пособие / С. А. Подлесный, С. Б. Макаров; ИПЦ КГТУ. – Красноярск, 2001. – Кн. 1. – 136 с.
8. Подлесный, С. А. Устройства приема и обработки сигнала : учеб. пособие / С. А. Подлесный, С. Б. Макаров. – 2-е изд., стереотипное – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2003. – Кн. 1. – 136 с.
9. Устройства приема и обработки сигналов : учеб. пособие / под ред. С. Б. Макарова и С. А. Подлесного. – 3-е изд., перераб. и доп. – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2004. – 140 с.
10. Подлесный, С. А. Устройства приема и обработки сигналов : программа и метод. указания по курсовому проектированию / сост. С. А. Подлесный, Ф. В. Зандер. – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2003. – 47 с.
11. Проектирование устройств приема и обработки сигналов: учеб. пособие по курсовому проектированию / Ф. В. Зандер, С. Б. Макаров, С. А. Подлесный, А. И. Россиев. – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2004. – 180 с.
12. Проектирование устройств приема и обработки сигналов : учеб. пособие по курсовому проектированию/ Ф. В. Зандер, С. Б. Макаров, С. А. Подлесный, О. А. Тронин. – 2-е изд., перераб. и доп. – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2006. – 218 с.

Дополнительный

1. Тихонов, В. И. Оптимальный прием сигналов / В. И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1986. – 320 с.
2. Побережский, Е. С. Цифровые радиоприемные устройства /

- Е. С. Побережский. – М. : Радио и связь, 1987. – 184 с.
3. Твердотельные устройства СВЧ в технике и связи / Л. С. Гассанов, А. А. Липатов, В. В. Марков, Н. А. Могильченко. – М. : Радио и связь, 1988. – 288 с.
4. Подлесный, С. А. Применение ЭВМ для анализа и проектирования радиотехнических устройств : учеб. пособие / С. А. Подлесный, А. А. Эйдлин; КрПИ. – Красноярск, 1988. – 107 с.
5. Сифоров, В. И. Сборник задач и упражнений по курсу радиоприемных устройств / В. И. Сифоров. – М. : Радио и связь, 1984. – 222 с.
6. Функциональные устройства обработки сигналов (основы теории и алгоритмы) : учеб. пособие для вузов / Ю. В. Егоров, С. А. Бараздин, Б. А. Калиников [и др.]. – М. : Радио и связь, 1997. – 288 с.
7. Мамаев, Н. С. Спутниковое телевизионное вещание: Приемные устройства / Н. С. Мамаев. – М.: Радио и связь, 2000. – 152 с.
8. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств / М. К. Белкин, В. Т. Белинский, Ю. Л. Мазор, Р. М. Терещук. – Киев : Вища. шк., 1982. – 447 с.
9. Сиверс, А. П. Проектирование радиоприемных устройств : учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов / А. П. Сиверс. – М. : Сов. радио, 1976. – 488 с.
10. Головин, О. В. Радиоприемные устройства / О. В. Головин. – М. : Высш. шк., 1997. – 384 с.
11. Горшелев, В. Д. Основы проектирования радиоприемников / В. Д. Горшелев, З. Г. Красноцветова, Б. Ф. Федоров. – Л. : Энергия, 1977. – 384 с.
12. Горюнов, Н. Н. Полупроводниковые приборы. Транзисторы : справ. / Н. Н. Горюнов. – М. : Энергоиздат, 1983. – 904 с.
13. Атаев, Д. И. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры : справ. / Д. И. Атаев, В. А. Болотников. – М. : Изд-во МЭИ, 1993. – 240 с.
14. Барулин, Л. Г. Радиоприемные устройства / Л. Г. Барулин, В. Н. Банков, М. И. Жодзишский. – М. : Радио и связь, 1984. – 272 с.
15. Головин, О. В. Радиоприемные устройства : учеб. для техникумов / О. В. Головин. – М. : Высш. шк., 1997. – 84 с.
16. Митин, Г. П. Условные обозначения в отечественных и зарубежных электрических схемах / Г. П. Митин. – М. : Изумруд, 2003. – 224 с.
17. Гендин, Г. С. Все о резисторах : справ. / Г. С. Гендин. – М.: Горячая линия – Телеком, 1999. – 192 с.
18. Обнаружение радиосигналов / П. С. Акимов, Ф. Ф. Евстратов, С. И. Захаров, А. А. Колосов. – М. : Радио и связь, 1989. – 288 с.
19. Семенов, Б. М. Современный тюнер своими руками: УКВ стерео + микроконтроллер. Сер. «Просто и доступно» / Б. М. Семенов. – М. : Солон-Р, 2001. – 352 с.
20. Пестриков, В. М. Уроки радиотехника. Практическое использова-

ние современных радиоэлектронных схем и радиокомпонентов : учеб.-справ. пособие / В. М. Пестриков. – СПб. : КОРОНА, 2000. – 592 с.

21. Информационные технологии в радиотехнических системах : учеб. пособие / В. А. Васин, И. Б. Власов, Ю. М. Егоров [и др.]; под ред. И. Б. Федорова. – М. : Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003. – 672 с.

22. Харисов, В. Н. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС / В. Н. Харисов, А. И. Перов, В. А. Болдина. – М. : ИПРЖР, 1998. – 560 с.

23. Литюк, В. И. Принципы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов / В. И. Литюк. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2007. – 592 с.

24. Рихтер, С. Г. Цифровое радиовещание / С. Г. Рихтер. – М. : Горячая линия – Телеком, 2004. – 352 с.

25. Толкачев, А. А. Некоторые тенденции развития радиолокационных и связных систем / А. А. Толкачев, Е. Н. Егоров, А. В. Шишлов // Радиотехника. – 2006. – № 4. – С. 6–11.

26. Некоторые проблемы аппаратной реализации устройств цифровой первичной обработки радиолокационных сигналов на современной элементной базе / О. В. Ампилов, М. В. Никитин, С. А. Топчиев [и др.] // Радиотехника. – 2006. – № 4. – С. 39–44.

27. Стешенко, В. Б. Практика автоматизированного проектирования радиоэлектронных устройств / В. Б. Стешенко. – М. : Издатель Молгачева С. В. Изд-во «Номидж», 2002. – 768 с.

28. Наноматериалы. Нанотехнологии. Наносистемная техника. Мировые достижения за 2005 год : сб. / под ред. П. П. Мальцева. – М. : Техносфера, 2006. – 152 с.

29. Шольце, С. Нанотехнологии: трезвый взгляд / С. Шольце // Мир науки. Ежеквартальный информационный бюллетень по естественным наукам ЮНЕСКО. – Изд. 5. – № 2. – 2007. – Апрель-июнь. – С. 2–7.

30. Федосов, В. П. Цифровая обработка сигналов в *LabVIEW* / В. П. Федосов, А. К. Нестеренко; под ред. В. П. Федосова. – М. : ДМК Пресс, 2007. – 472 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Основные этапы развития техники радиоприема

Исторически первым техническим средством связи была звуковая сигнализация. В дальнейшем появилась оптическая сигнализация, которая наряду со звуковой использовалась достаточно широко.

Рассмотрим основные этапы развития техники радиоприема.

1832 г. – рождение электромагнитного телеграфа (русский офицер П.Л. Шиллинг продемонстрировал работу изобретенного им устройства).

1837 г. – изобретение самопишущего телеграфного аппарата (американский художник Самуэль Ф.Б. Морзе).

1844 г. – первая коммерческая телеграфная линия системы Морзе между Вашингтоном и Балтимором.

1876 г. – преподаватель Бостонской школы для глухонемых Александр Грейал Белл получил патент на телефон.

1886 г. – Генрих Герц построил экспериментальную систему, состоящую из генераторов радиоволн и их приемника, который позволял обнаруживать радиоволны путем наблюдения миниатюрной искры. Если понимать «радио» как излучение электромагнитных волн, то открывателями радио являются М. Фарадей и Д. Максвелл, теоретически открывшие этот эффект, и Г. Герц, экспериментально подтвердивший его.

1895 г. – создание устройства приема электромагнитных волн русским ученым А.С. Поповым, который назвал приемное устройство «прибором для обнаружения и регистрации электрических колебаний» (рис. П1).

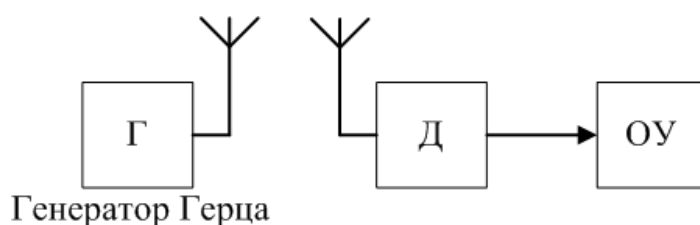


Рис. П1. Структурная схема приемника А.С. Попова

Детектор (Д) реализован на основе когерера (стеклянной трубки с металлическим порошком). Оконечное устройство (ОУ) представляет собой электрический звонок. Испытания состоялись в Кронштадте 7 мая 1895 г. Была достигнута дальность радиосигнализации 64 м. А.С. Попов первым применил автоматический ударник когерера, приводимый в действие электрическим звонком, молоточек которого возвратным ударом приводил когерер в чувствительное состояние и готовность к приему очередного сигнала. Автоматическое встряхивание порошка когерера происходило при детектировании телеграфного искрового сигнала синхронно и синфазно с помощью отрицательной обратной механической связи. В 1905 г. А.С. Попов стал первым выборным ректором Санкт-Петербургского электротехнического института.

В России А.С. Попов осуществил передачу радиограммы на расстояние 250 м.

1896 г. – в Англии итальянец Г. Маркони 2 июня подал заявку на патент и продемонстрировал работу аппаратуры для приема радиосигналов.

1897/1898 гг. – на кораблях Балтики с помощью радиоаппаратуры был успешно осуществлен обмен радиотелеграммами.

1900 г. – на IV Всемирном электротехническом конгрессе в Париже А.С. Попову за изобретение радиоприемного устройства присуждены Золотая медаль и диплом.

1901 г. – в приемном устройстве использована входная цепь на основе резонансного контура ([рис. П2](#)).

Маркони осуществил первую радиосвязь между Европой и Америкой, за что был удостоен Нобелевской премии.

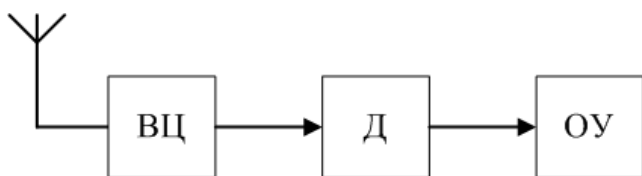


Рис. П2. Структурная схема приемного устройства с входной цепью на основе резонансного контура

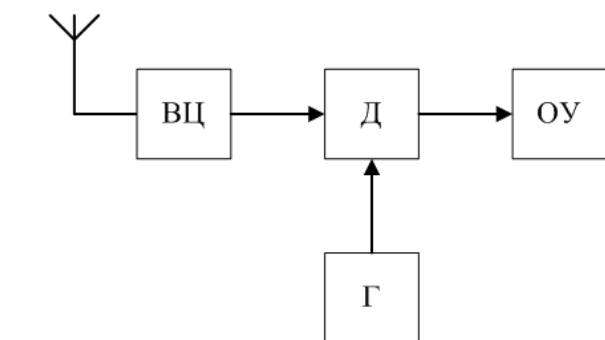


Рис. П3. Структурная схема приемника с гетеродином

В первые годы XX века в приемном устройстве начинает применяться дополнительный генератор – гетеродин (гетеродинный приемник) ([рис. П3](#)). Обеспечен прием на слух радиотелеграфных сигналов.

1904 г. – изобретение двухэлектродной лампы английским ученым Джоном Флемингом.

1906 г. – изобретен триод американским инженером Ли де Форестом.

1906–1908 гг. – получает широкое применение кристаллический детектор.

1907 г. – преподаватель Петербургского технологического института Борис Львович Розинг подал заявку на изобретение «Способ электрической передачи изображения на расстоянии». Б.Л. Розинг стал основоположником электронного телевидения.

1910 г. – Коваленков предложил схему приемника прямого усиления ([рис. П4](#)).

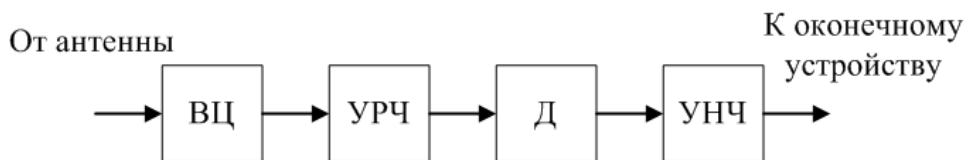


Рис. П4. Структурная схема приемника прямого усиления

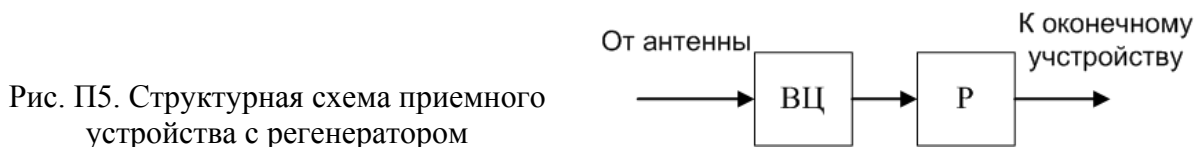


Рис. П5. Структурная схема приемного устройства с регенератором

1913 г. – Армстронг (США) предложил схему регенератора (Р), основным преимуществом которой явилось значительное уменьшение сопротивления колебательного контура и повышение чувствительности приемника ([рис. П5](#)).

1915 г. – начинается ламповый период в развитии техники радиоприема (изобретена лампа была много раньше и использовалась в качестве детектора в 1908–1909 гг., но качество было хуже, чем у кристаллического детектора). В 1915 г. появляются лампы с высоким вакуумом, что резко повышает их качество. Электронная лампа начинает использоваться вначале для усиления низкой частоты после детектирования.

1917 г. – Леви (Франция), Шоттки (Англия) предложили супергетеродинную схему радиоприемного устройства ([рис. П6](#)).

1918 г. – Организация Нижегородской радиолоборатории, ставшей первым НИИ страны в области радио.

1922 г. – советский радиофизик О.В. Лосев показал возможность усиления и генерирования электрических колебаний с помощью кристаллических детекторов. Им были обнаружены падающие участки вольтамперной характеристики диода. Практического применения в то время открытие не нашло.

1922 г. – Армстронг предложил схему сверхрегенеративного приемника.

1923 г. – появилась первая многоэлектродная лампа – двухсеточная лампа (тетрод).

1931–1932 гг. – супергетеродинная схема приемника становится самой распространенной.

Середина тридцатых годов – начинается применение радиосигналов с частотной модуляцией (до этого использовалась амплитудная модуляция).

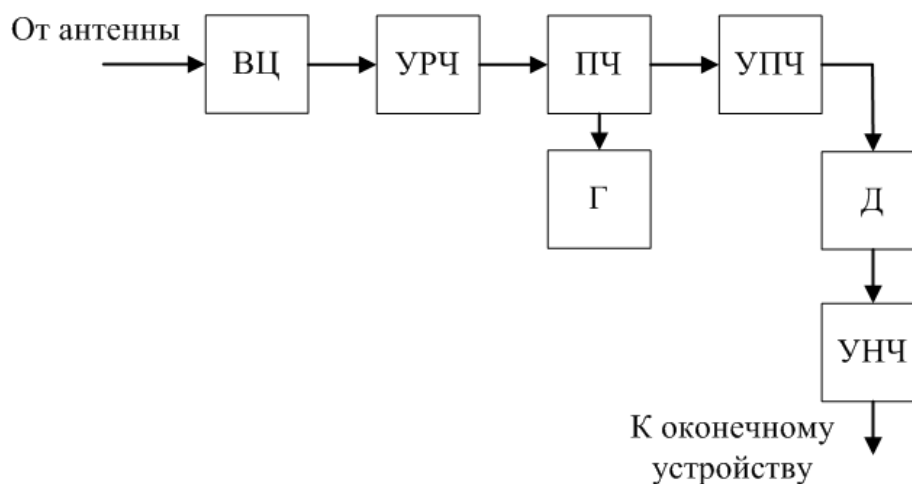


Рис. П6. Структурная схема супергетеродинного радиоприемного устройства

1937 г. – В.А. Котельников и др. разработали радиоприемник для приема радиотелеграфных сигналов на одной боковой полосе частот, обеспечив высокую помехоустойчивость приемника.

Конец 30-х – начало 40-х годов – развитие теории и техники радиоп импульсного приёма для нужд радиолокации и многоканальной радиорелейной связи.

1937 г. – прошло успешное испытание первой в СССР импульсной радиолокационной станции.

1939 г. – серийное производство в СССР радиолокационных станций дальнего обнаружения.

В сороковые годы XX века происходит формирование основ современной (статистической) теории связи в трудах В.А. Котельникова по теории потенциальной помехоустойчивости (1947) и К.Э. Шеннона по теории информации (1948). Отдельные вопросы этой теории рассматривались в более ранних трудах Х. Найквиста (1928), Р. Хартли, Д.В. Агеева (1935), А.Я. Хинчина (1938), А. Н. Колмогорова (1941) и Н. Винера (1943).

1948 г. – создание Браттейном, Бардиным и Шокли биполярного транзистора (фирма «Белл телефон лабораториз»). Это изобретение хранилось в строгом секрете, начиная с декабря 1947 г., когда Уолтер Браттейн и Джон Бардимн создали действующий транзистор. Исследования по созданию транзистора продолжались более 10 лет. Первые транзисторы были точечно-контактные на основе точечного контакта металл-полупроводник. Достичь высоких показателей с использованием таких транзисторов невозможно.

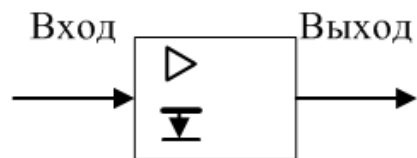
1949 г. – в СССР начались работы по созданию усилительных полупроводниковых приборов на основе транзисторов.

1951 г. – в фирме «Белл» создан плоскостной транзистор.

Начало 50-х годов – создание РПрУ на транзисторах.

1954–1956 гг. – создание советскими учеными Басовым и Прохоровым и американским ученым Таунсом квантовых усилителей (лазеров) ([рис. П7](#)).

Рис. П7. Функциональное обозначение квантового усилителя



1958 г. – Японский физик И. Исаки создал туннельный диод, способный выполнять функции, свойственные активным электронным элементам.

Начало 60-х годов ознаменовано появлением интегральных микросхем (ИМС), которые стали интенсивно вытеснять дискретные компоненты из цифровой аппаратуры, а затем и из аналоговой.

1963 г. – начало развития техники ИМС СВЧ диапазона.

Середина 60-х годов – разработка РПрУ с использованием ИМС малого уровня интеграции. Разработка РПрУ с параметрическими усилителями. Создание спутниковых систем связи. В СССР – это система «Орбита».

1971 г. – Bell System (США) предложило создать сотовую (*Cellular*) структуру сети, когда сравнительно маломощные базовые приемопередающие станции расположены в центрах зон – сот и в смежных сотах используются разные частотные каналы, а в несмежных сотах можно повторно использовать те же частоты.

Конец 60-х – начало 70-х годов – появление универсальных программно-перестраиваемых и наращиваемых модулей цифровой аппаратуры, изготовленных в виде интегральных микросхем, получивших название микропроцессоры.

Конец 70-х – начало 80-х годов – интенсивное внедрение цифровой обработки сигналов в технику радиоприема. Начало коммерческой эксплуатации первых сотовых сетей. Сети первого поколения были основаны на аналоговой передаче речи (обычная частотная модуляция) и упрощенной передаче цифровых команд управления (сигнализации).

70-е годы – появление программируемых логических матриц (ПЛИ), программируемой матричной логики (ПМЛ) и базовых матричных кристаллов (БМК). Стоимость и сроки проектирования на их основе полузаказных БИС/СБИС снизились в 3–4 раза по сравнению со стоимостью и сроками проектирования полностью заказных схем.

80-е годы – появление средств персонального коммуникационного сервиса.

1982 г. – появление первого сигнального процессора. Сигнальные процессоры представляют собой микропроцессоры, которые наиболее приспособлены для обработки сигналов в реальном масштабе времени (в первую очередь это относится к звуковым сигналам и сигналам изображения). Типичными примерами применения сигнальных процессоров являются цифровые фильтры, системы связи, модели и др.

90-е годы XX века:

- освоение все более высокочастотных диапазонов;

- все более широкое применение цифровых устройств обработки сигналов; решение проблем комплексной адаптации приемника к условиям приема;
- развитие систем автоматизированного проектирования устройств приема и обработки сигналов;
- переход к цифровым системам телекоммуникаций; формирование общероссийской цифровой телефонной сети; широкое использование волоконно-оптических средств связи; развитие спутниковых телекоммуникационных систем;
- развитие спутниковых радионавигационных систем;
- развитие сотовых радиотелефонных систем связи;
- внедрение цифровой системы *GSM* (начало положено в 1982 г.); передача сигнала осуществляется на частотах 880–915 МГц, прием – на 925–960 МГц.

Первые годы XXI века – развитие методов и средств фотоники, функциональной электроники, квантовой электроники, волоконной оптики, применении сверхбольших и сверхбыстродействующих интегральных схем, расширение возможности адаптации к изменениям внешних условий, использование автоматизированных методов контроля и поиска неисправностей.