

Содержание:

Предисловие

Глава 1. Радиопередающие устройства

- 1.1. Технические параметры и принципы построения радиопередающих устройств
- 1.2. Принципы построения генераторов с внешним возбуждением
 - 1.2.1. Требования к генераторам с внешним возбуждением
 - 1.2.2. Классификация режимов АЭ в усилителях мощности
 - 1.2.3. Динамический режим работы активного элемента
 - 1.2.4. Энергетические характеристики генераторов с внешним возбуждением
 - 1.2.5. Нагрузочные характеристики генератора с внешним возбуждением
 - 1.2.6. Принципиальные схемы генераторов с внешним возбуждением
 - 1.2.7. Сложение мощностей генераторов
 - 1.2.8. Ключевые усилители мощности
 - 1.2.9. Широкополосные усилители
- 1.3. Автогенераторы
 - 1.3.1. Принципы построения автогенераторов
 - 1.3.2. Мягкий и жесткий режимы самовозбуждения автогенератора
 - 1.3.3. Основные схемы и соотношения стационарного состояния
 - 1.3.4. Нестабильность частоты АГ и методы стабилизации
 - 1.3.5. Кварцевые автогенераторы
- 1.4. Воздушители радиопередатчиков
 - 1.4.1. Технические параметры воздушителей
 - 1.4.2. Общие сведения о синтезаторах частоты
 - 1.4.3. Метод прямого (пассивного) синтеза частот
 - 1.4.4. Метод косвенного (активного) синтеза частот
 - 1.4.5. Прямой цифровой метод синтеза (синтез частот с накоплением фазы)
- 1.5. Формирование радиосигналов
 - 1.5.1. Характеристики радиосигналов
 - 1.5.2. Радиосигналы с амплитудной модуляцией
 - 1.5.3. Радиосигналы с угловой модуляцией
 - 1.5.4. Передатчики с амплитудной модуляцией
 - 1.5.5. Передатчики с однополосной модуляцией
 - 1.5.6. Методы получения сигнала с ОМ
 - 1.5.7. Передатчики с импульсной модуляцией
 - 1.5.8. Передатчики с угловой модуляцией
- 1.6. Передатчики различного назначения
 - 1.6.1. Радиовещательные передатчики
 - 1.6.2. Передатчики спутниковых систем связи

1.7. Контрольные вопросы

Глава 2. Радиоприемные устройства

2.1. Основы радиоприема

2.1.1. Основные понятия и классификация радиоприемных устройств

2.1.2. Принцип построения приемника прямого усиления

2.1.3. Принцип построения супергетеродинного приемника

2.1.4. Приемники прямого преобразования (с преобразованием на нулевую ПЧ)

2.1.5. Технические показатели радиоприемных устройств

2.2. Входные цепи радиоприемных устройств

2.2.1. Классификация входных устройств

2.2.2. Основные параметры входных устройств

2.3. Резонансные усилители

2.3.1. Классификация усилителей радиочастоты

2.3.2. Расчет широкополосного усилителя на биполярном транзисторе

2.3.3. Принципиальные схемы резонансных усилителей.

2.3.4. Коэффициент шума резонансного усилителя

2.3.5. Нелинейные эффекты, возникавшие в резонансных усилителях.

2.3.6. Малошумящие усилители сверхвысоко частоты (СВЧ)

2.4. Преобразователи частоты радиоприемных устройств

2.4.1. Классификация преобразователей частоты

2.4.2. Характеристики преобразователей частоты

2.4.3. Побочные каналы приема

2.4.4. Пораженные точки приема и методы борьбы с ними

2.4.5. Принципиальные схемы преобразователей частоты

2.5. Усилители промежуточной частоты

2.5.1. Выбор значения промежуточной частоты

2.5.2. Классификация усилителей промежуточной частоты

2.5.3. Принципиальные схемы усилителей промежуточной частоты

2.6. Амплитудные детекторы

2.6.1. Основные характеристики детекторов радиосигналов

2.6.2. Классификация амплитудных детекторов

2.6.3. Диодный детектор

2.6.4. Синхронный детектор

2.6.5. Пиковый детектор

2.7. Амплитудные ограничители. Частотные детекторы.

2.7.1. Преимущества частной модуляции

2.7.2. Амплитудный ограничитель

2.7.3. Реализации амплитудных ограничителей

2.7.4. Классификация частотных детекторов

2.7.5. Детекторы на основе преобразования ЧМ в АМ

2.7.6. Детектор на основе преобразования ЧМ в ФМ

2.8. Фазовые детекторы

- 2.8.1. Фазовый детектор на основе аналогового умножителя
- 2.8.2. Однотактный диодный фазовый детектор
- 2.8.3. Балансный фазовый детектор
- 2.9. Регулировки в радиоприемных устройствах
 - 2.9.1. Классификация регулировок
 - 2.9.2. Требования к системам регулирования
 - 2.9.3. Резонансный усилительный каскад с ручной регулировкой усиления
 - 2.9.4. Аттенюаторная регулировка
 - 2.9.5. Устройства индикации
- 2.10. Автоматическая регулировка усиления
 - 2.10.1. Назначение и классификация автоматической регулировки усиления
 - 2.10.2. АРУ с обратной регулировкой
 - 2.10.3. АРУ с прямой регулировкой
 - 2.10.4. Комбинированная АРУ
 - 2.10.5. Быстродействующая АРУ
 - 2.10.6. Стробирующая АРУ
- 2.11. Автоматическая подстройка частоты
 - 2.11.1. Назначение и классификация систем автоматической подстройки частоты
 - 2.11.2. Частотная автоподстройка частоты
 - 2.11.2. Фазовая автоподстройка частоты
 - 2.11.3. Сравнение систем ЧАПЧ и ФАПЧ
- 2.12. Регулировка полосы пропускания
 - 2.12.1. Назначение регулировки полосы пропускания
 - 2.12.2. Способы регулировки полосы пропускания
 - 2.12.3. Регулировка полосы пропускания двухконтурным фильтром
 - 2.12.4. Регулировка полосы пропускания многозвенными ФСИ
- 2.13. Контрольные вопросы

ПРЕДИСЛОВИЕ

Учебное пособие «Приемопередающие устройства радиосвязи и вещания» подготовлено преподавателями кафедры радиосвязи и вещания СПбГУТ для студентов, обучающихся по специальности 11.05.04 «Инфокоммуникационные технологии и системы специальной связи» (уровень специалитета).

В соответствии с требованиями государственного образовательного стандарта по специальности 11.05.04, выпускник, освоивший программу специалитета, должен обладать способностью

- применять знания теоретических основ построения радиопередатчиков, радиоприемников, аппаратуры и оборудования комплексов радиосвязи, включая системы специальной спутниковой связи,

- определять оптимальные параметры и режимы работы комплексов радиосвязи,

- осуществлять проектирование радиопередатчиков, радиоприемников, аппаратуры и оборудования комплексов радиосвязи, включая системы по-движной связи специального назначения.

Получение указанных знаний в значительной степени обеспечивается в процессе изучения дисциплин «Радиопередающие устройства» и «Радиоприемные устройства», включенных в учебные планы специализаций специальности 11.05.04.

Подготовка пособия в настоящее время связано с тем, что в последние годы в ВУЗах России повсеместно перешли на подготовку бакалавров по направлению 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи». Соответственно, основное внимание было уделено созданию учебно-методической документации для бакалавров. Изданные ранее учебники для студентов по специальности 20.11.00 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» в значительной степени устарели и не отвечают требованиям государственного образовательного стандарта по специальности 11.05.04.

Пособие состоит из двух частей. В первой части изложены теоретические и практические сведения, необходимые для изучения принципов построения радиопередающих устройств. Приведены материалы необходимые для изучения функционирования усилителей мощности и возбудителей передатчиков. Рассмотрены особенности построения передатчиков для радиосвязи и вещания.

Вторая часть пособия посвящена рассмотрению теории радиоприемных устройств. Здесь изложены принципы построения приемников. Приведен материал, позволяющий детально изучить входные цепи и усилители радиочастоты. Детально рассмотрены вопросы преобразования частоты, детектирования сигналов. Особое внимание уделено различным видам регулировок в радиоприемниках. В заключение первой и второй части пособия приведены вопросы для самопроверки.

В основу учебного пособия положены материалы лекций, практических и лабораторных занятий, проводимых на кафедре радиосвязи и вещания. Пособие может быть также рекомендовано студентам, обучающимся по направлению 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» (уровень бакалавриата).

Глава 1. Радиопередающие устройства

1.1. Технические параметры и принципы построения радиопередающих устройств

Любая система связи включает в себя радиопередающее устройство (РПДУ). Задача радиопередатчика – преобразование энергии постоянного тока источников питания в электромагнитные колебания и управление этими колебаниями.

Радиопередающее устройство – комплекс радиотехнических и электротехнических средств, преобразующих поданную на их вход электроэнергию и информационный сигнал в радиосигнал(модулированный или манипулированный сигнал) с заданной мощностью и заданными качественными показателями.

Радиосигналом называют колебание радиочастоты, один или несколько параметров которого изменяются (модулируются) в соответствии с передаваемым сообщением (информацией).

Радиопередающая станция – комплекс технических устройств, преобразующий информационный сигнал и электроэнергию в электромагнитное излучение, распространяющееся в заданном направлении с заданной мощностью.

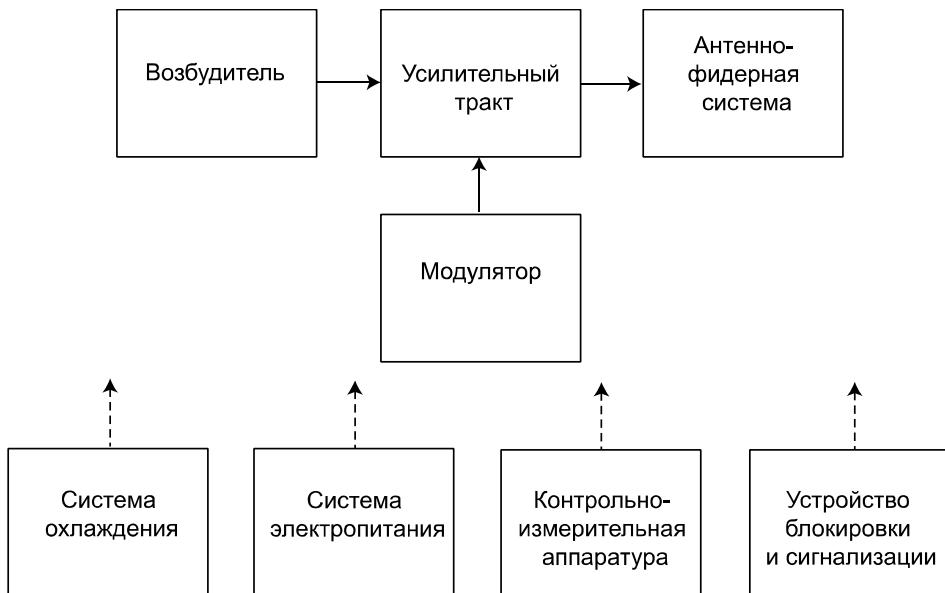


Рис.1.1. Структурная схема радиопередающей станции.

На рис.1.1 представлена упрощенная структурная схема радиопередающего устройства.

В современных условиях радиопередающие устройства широко применяются для связи, радиовещания, телевидения, радионавигации и радиолокации. Они используются для различных целей в области научных исследований, в промышленности, медицине, быту. С их помощью осуществляется управление космическими кораблями и межпланетными автоматическими станциями и т. д. Поэтому в настоящее время имеется большое

разнообразие типов передатчиков, отличающихся по своим техническим показателям. Они классифицируются по диапазону волн, по назначению и мощности, по роду работ, по способу транспортировки и т. д.

По диапазону волн различают следующие передатчики: длинноволновые, средневолновые, коротковолновые иультракоротковолновые.

Условно различают передатчики низкочастотные, высокочастотные, сверхвысокочастотные и оптические.

Все системы радиосвязи обычно используют радиосигналы в виде гармонических (синусоидальных) высокочастотных колебаний, модулированных передаваемым отдельным или групповым сигналом. Каждой линии радиосвязи выделяется определенная полоса. Средняя частота выделенной полосы считается номинальной частотой передающей радиостанции. В соответствии с международным регламентом радиосвязи радиочастоты делятся на 9 диапазонов, обозначаемые номерами от 4 до 12. Диапазон с номером N ограничен снизу частотой $0,3 \cdot 10^N$ Гц и сверху частотой $3 \cdot 10^N$ Гц. Диапазонам присвоены следующие названия, представленные в таблице 1.1.

Таблица 1.1. Классификация частотных диапазонов

N	Частоты	Волны	Наименование диапазона
4	3÷30 кГц	мириаметровые	ОНЧ
5	30÷300 кГц	километровые	НЧ
6	300÷3000 кГц	гекаметровые	СЧ
7	3÷30 МГц	декаметровые	ВЧ
8	30÷300 МГц	метровые	ОВЧ
9	300÷3000 МГц	дециметровые	УВЧ
10	3÷30 ГГц	сантиметровые	СВЧ
11	30÷300 ГГц	миллиметровые	КВЧ
12	300÷3000 ГГц	децимиллиметровые	-

Отсюда видно, что с увеличением номера диапазона, ширина диапазона частот увеличивается. Рабочую частоту линии радиосвязи или так называемую несущую частоту, которая используется для переноса сообщений из места передачи на место приема, выбирают с учетом следующих требований:

- отсутствие работающих на этой частоте радиостанций, излучения которых могли бы мешать радиоприему в нужных пунктах планируемой линии;

- отсутствие на этой частоте систем радиосвязи и вещания, работе которых может помешать включение нового передатчика;
- выбираемая частота должна лежать в диапазоне, который по существующим планам распределения радиочастот отведен для данного вида радиосвязи.

Должна иметься возможность занятия достаточно широкой полосы частот, соответствующей ширине спектра передаваемых радиосигналов.

По назначению различают передатчики радиовещательные, ТВ вещания, профессиональной радиосвязи, навигационные, телеметрические, радиолокационные, радиоуправления и др.

По мощности различаются передатчики очень малой (<3Вт), малой (3–100Вт), средней (10–3000 Вт) мощности, а также мощные (3–100кВт) и сверхмощные (более 100кВт).

По условиям работы передатчики делятся на стационарные и подвижные, а подвижные в свою очередь – на самолетные, судовые, автомобильные, переносные и др.

По роду работы различают следующие передатчики: телеграфные, телефонные, многоканальные, радиорелейных линий, управляющих импульсов (телемеханические), телевизионные и др.

По виду модуляции – передатчики, работающие в непрерывном режиме с АМ, ЧМ, ФМ или с их сочетаниями, и импульсные.

По активным элементам – ламповые, транзисторные, кристаллические и т.д.

Структурные схемы передатчиков различаются в зависимости от мощности в нагрузке и вида модуляции, диапазона волн и назначения.

Современные передатчики должны иметь возможность быстро перестраиваться на любую из большого числа дискретных стабильных частот заданного диапазона. Поэтому в них вместо простых возбудителей часто применяются синтезаторы сетки стабильных частот. Для синтезаторов частот важными характеристиками являются число рабочих частот, их стабильность, шаг сетки частот (т.е. интервал между соседними частотами), быстрота перехода с одной частоты на другую.

Требования к передатчику – электрические и конструктивные – вытекают из технических условий на радиосистему, в составе которой он работает. Дополнительно указываются требования к экономическим характеристикам передатчика, времени перестройки с одной волны на другую, а также электромагнитной совместимости с другой аппаратурой, ограничивающие допустимый уровень побочных излучений. По существующим нормам мощность любого побочного излучения передатчиков не должна превышать $25 \cdot 10^{-6} \dots 1 \cdot 10^{-3}$ Вт в зависимости от диапазона частот, мощности и назначения передатчика.

Экономичность передатчика определяется промышленным КПД, т.е. отношением мощности в нагрузке к полной мощности, потребляемой от

источников питания. Помимо удешевления эксплуатации при повышении КПД снижается рассеяние тепла и упрощается система охлаждения.

Среди прочих можно назвать требования к безопасности и удобству обслуживания, надежности, массе, габаритным размерами и стоимости, приспособленности к работе в заданных условиях, технологичности конструкции.

При реализации передающих устройств существенную роль играет выбор метода сложения мощностей как активных элементов, так и нескольких передатчиков. Сложение мощностей позволяет увеличить дальность действия, точность и надежность работы системы в целом. Важны также требования к линейности и стабильности регулировочных и модуляционных характеристик, надежности передатчика, степени автоматизации управления.

1.2. Принципы построения генераторов с внешним возбуждением

1.2.1. Требования к генераторам с внешним возбуждением

Одним из основных элементов передатчика является усилитель радиочастоты, называемый также генератором с внешним возбуждением.

Усилитель мощности при подаче на вход периодического сигнала произвольной формы с основной гармоникой частоты ω вырабатывает на выходе близкое к гармоническому колебание с той же частотой.

Основными энергетическими характеристиками усилителя мощности являются максимальная выходная мощность, коэффициент усиления по мощности и коэффициент полезного действия. Кроме того, усилитель характеризуется полосой пропускания, неравномерностью АЧХ и ФЧХ в этой полосе, степенью подавления нежелательных составляющих спектра, видом амплитудной характеристики, уровнем шумов и другими показателями.

Структурная схема усилителя мощности (рис.1.2) в общем случае содержит активный элемент (АЭ), входную и выходную согласующие цепи (СЦ), а также цепи блокировки по напряжению питания (ЦБП) и по напряжению смещения (ЦБС).

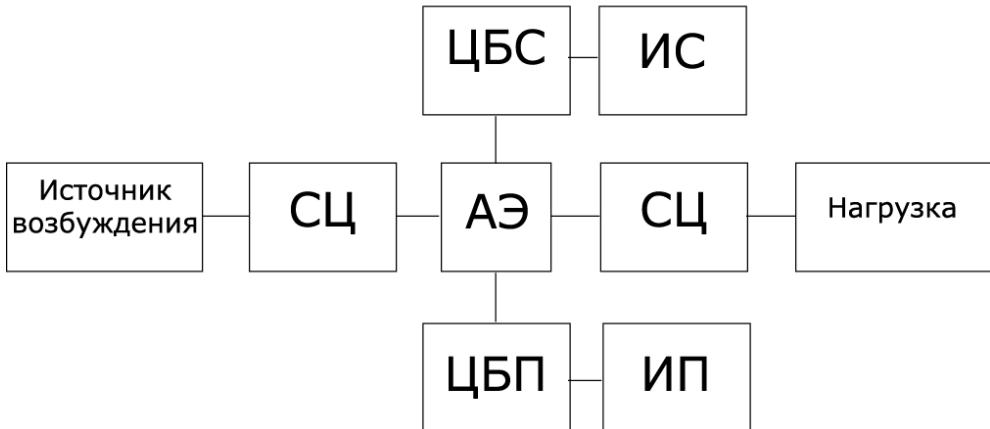


Рис.1.2. Структурная схема генератора с внешним возбуждением.

Требования к усилителю по выходной мощности, коэффициенту усиления по мощности и КПД выполняются в первую очередь выбором типа АЭ и его режима. Однако реализация режима, обеспечивающего необходимые параметры, возможна лишь при правильном выборе типа и параметров СЦ.

СЦ обеспечивают трансформацию сопротивления нагрузки усилителя в оптимальное сопротивление нагрузки АЭ для основной частоты колебания, частично решают задачу фильтрации гармоник на выходе, трансформируют входное сопротивление АЭ в оптимальное сопротивление нагрузки для источника возбуждения.

Цепи блокировки предотвращают короткое замыкание по высокой частоте выхода и входа АЭ через источники питания и смещения, они должны ослаблять паразитные связи между каскадами по общим цепям питания и смещения. В каскадах большой мощности дополнительные блокировочные конденсаторы защищают измерительные приборы в цепях питания от токов высокой частоты.

Нагрузка выходного усилителя мощности передатчика в простейшем случае представляет собой входное сопротивление антенны. Выход передатчика значительной мощности обычно нагружен на фидерную линию, соединяющую передатчик с антенной. При испытаниях и настройке передатчика в качестве нагрузки может использоваться ее эквивалент, например резистор.

Каждый промежуточный усилитель мощности многокаскадного тракта нагружен на входное сопротивление АЭ следующего каскада. Характерными особенностями реальных нагрузок усилителей мощности являются их комплексный характер, зависимость от частоты, в ряде случаев их нелинейность.

Источником возбуждения усилителя мощности в многокаскадном тракте служит предыдущий каскад, работающий чаще всего в режиме усиления мощности или умножения частоты.

Выбор активных элементов зависит от рабочих частот, мощности и назначения генератора с внешним возбуждением.

1.2.2. Классификация режимов АЭ в усилителях мощности

Режимы работы АЭ в усилителях мощности делят на две группы: режимы колебаний I (без отсечки тока) и II (с отсечкой тока) рода. Для реализации первого режима положение рабочей точки в исходном состоянии на проходной характеристике транзистора выбирают на середине линейного участка (рис.1.3).

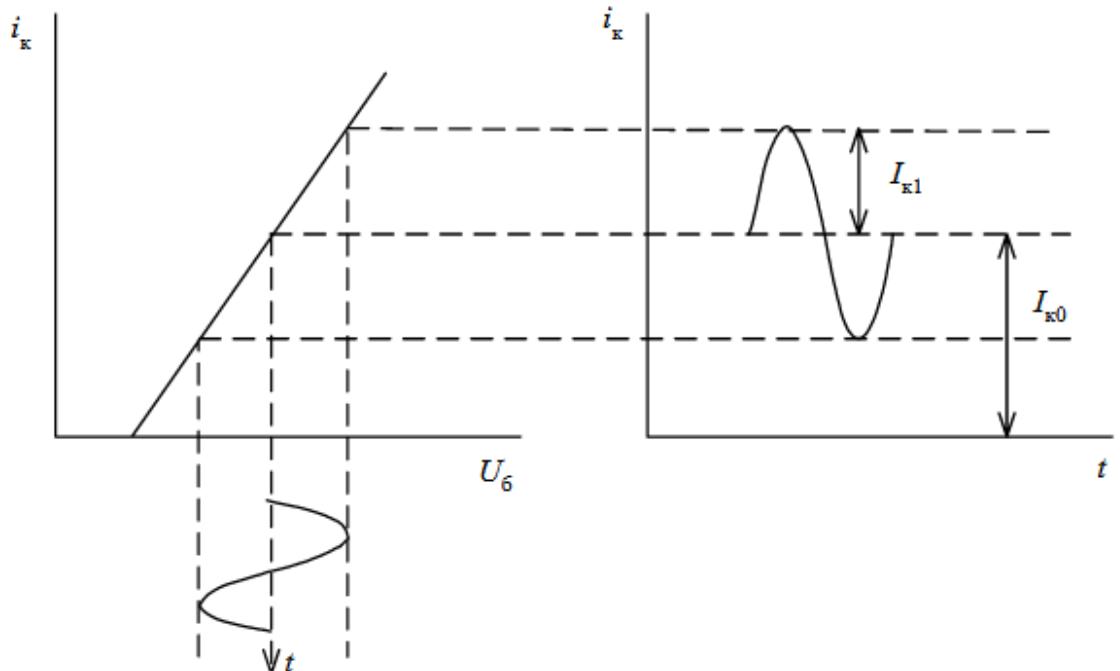


Рис.1.3. Работа транзистора без отсечки тока

На рисунке обозначено: I_{k0} – постоянная составляющая коллекторного тока; I_{k1} – амплитуда первой гармоники тока коллектора; i_k – мгновенное значение коллекторного тока.

В этом случае полезная мощность $P_1=0,5I_{k1}U_{k1}$, где U_{k1} – амплитуда первой гармоники напряжения на коллекторе.

Мощность, потребляемая от источника коллекторного питания $P_0=E_kI_{k0}$.

КПД выходной цепи усилителя мощности для режима колебаний I рода

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{0,5I_{k1}U_{k1}}{E_kI_{k0}}.$$

Последнее выражение позволяет оценить максимально возможное значение КПД для режима колебания I рода:

$$\eta_{max} = \frac{0,5I_{k1max}U_{kmax}}{E_kI_{k0}}$$

Так как $I_{kmax}=I_{k0}$, а $U_{kmax}=E_k$, то $\eta_{max}=0,5$. В реальных усилителях максимальный КПД еще меньше и, как правило, не превышает 0,4. Поэтому режим без отсечки тока используется только в предварительных каналах усиления на низком уровне мощности.

Режимы работы, при которых ток в выходной цепи протекает только часть периода входного колебания, объединяются в режим колебания II рода. Для реализации этого режима рабочую точку устанавливают в нижней части проходной характеристики транзистора (рис.1.4).

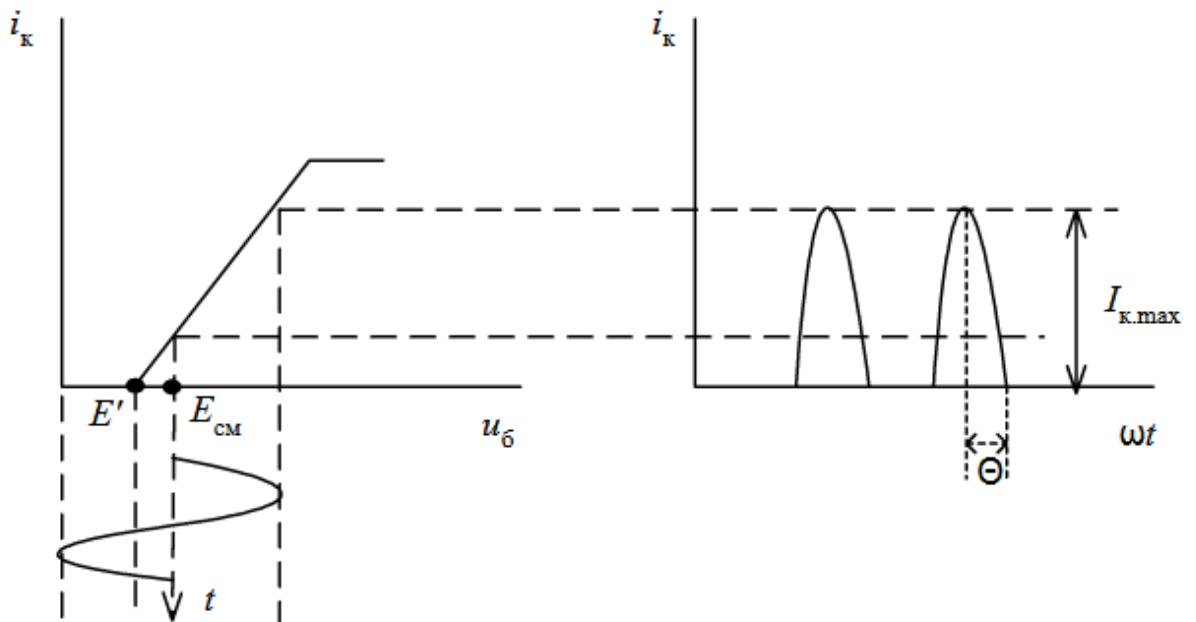


Рис.1.4. Работа транзистора с отсечкой коллекторного тока

Таким образом, при колебаниях второго рода выходной ток транзистора имеет форму периодической последовательности импульсов, длительность и амплитуда которых зависит от значения напряжения смещения E_{cm} по отношению к напряжению отсечки E' коллекторного тока.

Эти импульсы называются косинусоидальными, и они характеризуются двумя основными параметрами: высотой импульса I_{kmax} и углом отсечки θ . При достижении входным сигналом верхнего изгиба проходной характеристики АЭ переходит в состояние насыщения, и вершина косинусоидального импульса как бы срезается. Режим работы АЭ в этом случае называется ключевым.

Углом отсечки θ называется половина длительности импульса тока размерности ωt (в градусах или радианах). В зависимости от значения θ режимы работы АЭ подразделяют, используя следующие обозначения: A , AB , B , C и D . A – режим колебаний первого рода или без отсечки тока. Режимы

AB, *Bi* и *C* относятся к режиму колебаний второгорода, с отсечкой тока. *D* – ключевой режим.

КПД выходной цепи генератора с внешним возбуждением:

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0},$$

где P_{\sim} – колебательная мощность, выделяемая в нагрузке. При настроенной нагрузке $P_{\sim}=P_1$ (для усилителя мощности) и $P_{\sim}=P_n$ (для умножителя частоты).

Отношение амплитуды первой гармоники выходного тока к амплитуде постоянной составляющей тока называется коэффициентом формы выходного тока:

$$g = \frac{I_{k1}}{I_{k0}}.$$

Коэффициент формы зависит от угла отсечки выходного тока.

Режим работы АЭ характеризуется коэффициентом использования выходного напряжения:

$$\xi = \frac{U_{k1}}{E_k},$$

где U_{k1} – амплитуда первой гармоники напряжения на сопротивлении нагрузки; E_k – напряжение питания выходного электрода.

Тогда КПД усилителя можно определить следующим образом:

$$\eta = 0,5g\xi,$$

и, следовательно, для повышения КПД генератора с внешним возбуждением, работающего в режиме с отсечкой тока, нужно увеличивать долю переменных составляющих выходного тока и напряжение на нагрузке по отношению к постоянной составляющей выходной цепи АЭ.

1.2.3. Динамический режим работы активного элемента

Работа активных элементов в генераторах с внешним возбуждением описывается двумя семействами характеристик: статическими и динамическими.

Статические характеристики являются входными, выходными и проходными характеристиками транзисторов, снимаемыми при фиксированных значениях напряжений. Они определяют возможности транзистора и позволяют выбрать значения питающих напряжений для заданных входных сигналов. Для некоторых транзисторов они приводятся в справочниках.

Динамические характеристики генераторов с внешним возбуждением учитывают одновременное влияние на работу транзистора и на выходной сигнал входных и выходных напряжений. Динамические характеристики

позволяют определить режим работы каскада с учетом реальной нагрузки и выбранных питающих напряжений.

Одной из важнейших характеристик динамического режима работы является его напряженность, которая определяется степенью искажения импульса выходного тока. Искажения импульса выходного тока определяются перераспределением суммарного тока АЭ между токами его электродов. По степени проявления напряженности различают следующие режимы работы АЭ:

- недонапряженный;
- граничный (критический);
- слабоперенапряженный;
- сильноперенапряженный.

Количественно напряженность режима характеризуется коэффициентом использования выходного напряжения ξ . В недонапряженном режиме $\xi < \xi_{\text{гр}}$, в граничном $\xi = \xi_{\text{гр}}$, в перенапряженном $\xi > \xi_{\text{гр}}$, а в сильноперенапряженном $\xi > 1$.

Недонапряженный режим характеризуется малыми входными токами и слабой зависимостью выходного тока от выходного напряжения. В перенапряженном режиме выходное напряжение оказывает существенное влияние на токи. Граничный (критический) режим является переходным между недонапряженным и перенапряженным режимами.

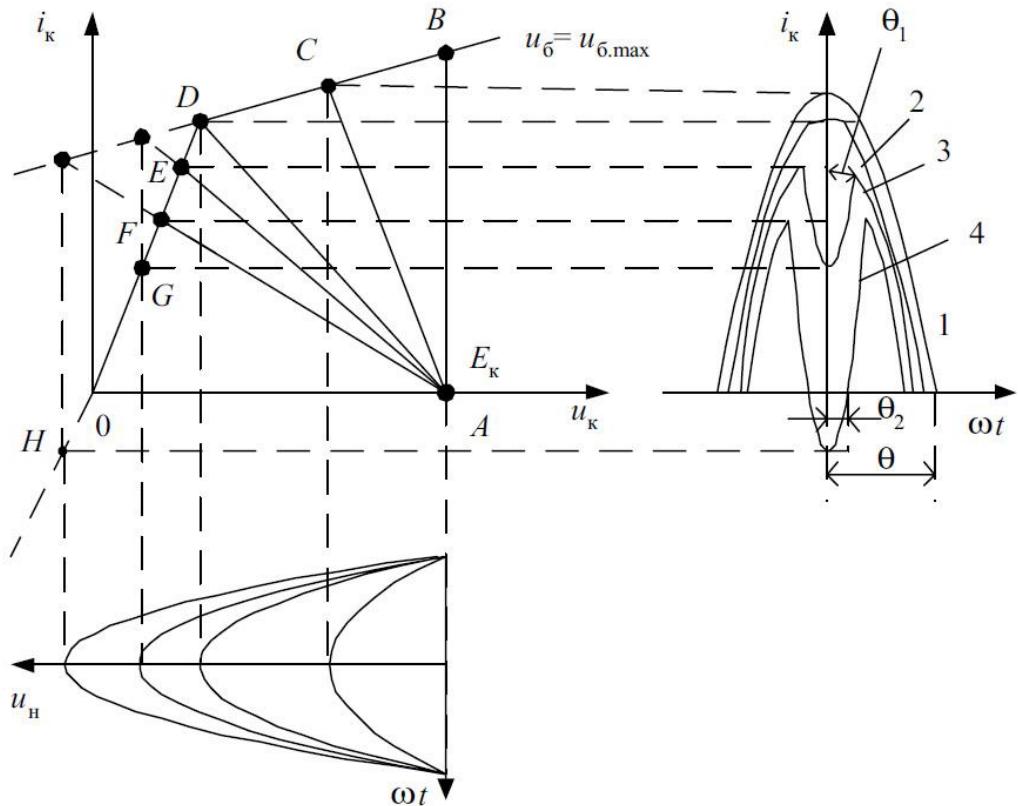


Рис.1.5. Динамические характеристики

На рис.1.5 приведены пять характерных динамических характеристик. Динамическая характеристика *AB* соответствует нулевому сопротивлению нагрузки АЭ ($R_h = 0$). Динамическая характеристика *AC* относится к ННР. В этом режиме импульс выходного тока представляет собой косинусоидальный импульс (кривая 1на рис.1.5). Характеристика *AD* относится к граничному режиму. Импульс выходного тока в этом случае имеет уплощенную вершину (кривая 2). Динамическая характеристика *AEG* относится к слабоперенапряженному режиму, которому соответствует импульс с провалом (кривая 3). Динамическая характеристика *AFH* относится к сильно-перенапряженному режиму, при котором выходной импульс разделяется на две части, а провал опускается ниже оси абсцисс, где коллекторный ток равен нулю (кривая 4). Уменьшение высоты импульса выходного тока и появление провала в нем обусловлено уменьшением коллекторного тока за счет увеличения базового. Для описания формы сигналов выходного тока вводятся дополнительные углы отсечки: верхний θ_1 и нижний θ_2 .

Признаки и свойства режимов АЭ

Недонапряженный режим:

- Малое напряжение на нагрузке.
- Большое остаточное напряжение на выходном электроде. Режим, опасный по выходному электроду, потери на нем могут превысить допустимые.
- Большой ток выходного электрода.
- Малый ток входного электрода.
- Импульс выходного тока косинусоидального вида.

Критический режим:

- Максимальная полезная мощность.
- Максимальный коэффициент усиления мощности.
- Высокий КПД.
- Импульс выходного тока уплощенный.

Перенапряженный режим:

- Большое напряжение на нагрузке.
- Малое остаточное напряжение на выходном электроде.
- Небольшой ток выходного электрода.
- Большой ток входного электрода.
- Слабо перенапряженный режим – максимальный КПД и импульс выходного тока с провалом.
- Сильно перенапряженный режим – тяжелый по входному электроду, потери на котором могут превысить допустимые; импульс выходного тока «двурогий».

В инженерной практике для различных задач применяют практически все режимы работы, несмотря на их конкретные недостатки. Наиболее привлекателен критический режим работы транзисторов в генераторах с внешним

возбуждением, так как при нем максимально используется линейный участок динамической характеристики и усеченный сигнал на выходе имеет максимальную амплитуду при минимальных искажениях.

1.2.4. Энергетические характеристики генераторов с внешним возбуждением

Выделение необходимого сигнала производится путем фильтрации выходной смеси всех гармоник. Выходной контур, настроенный на частоту первой гармоники, позволит выделить колебательную мощность:

$$P_1 = \frac{I_{k1}^2 R_h}{2} = \frac{I_{k1} U_{k1}}{2},$$

где I_{k1} , U_{k1} – амплитуды тока через контур и напряжения на нем соответственно; R_h – сопротивление нагрузки каскада.

Потребляемая от источника питания мощность определяется как $P_o = I_{k0} E_k$, где E_k – напряжение питания цепи коллектора.

Определяя КПД как отношение полезной мощности к потраченной, находим важное для инженерной практики выражение:

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{I_{k1} U_{k1}}{2 I_{k0} E_k} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \xi = 0,5 g \xi.$$

Подбирая напряжения смещения и возбуждения каскада, а также напряжение коллекторного питания, всегда можно получить необходимый в заданной нагрузке режим. С точки зрения получения максимальной выходной мощности и высокого КПД более выгоден граничный или слабоперенапряженный режимы.

Рассмотрим энергетические характеристики входной цепи генератора с внешним возбуждением. Входная цепь содержит цепи возбуждения и смещения. Входное напряжение $u_{bx}(t)$ представляет сумму постоянного напряжения смещения E_c и переменного напряжения возбуждения $u_b(t)$:

$$u_{bx}(t) = E_c + u_b(t).$$

Если каскад возбуждается гармоническим напряжением $u_b(t) = U_b \cos \omega t$, то

$$u_{bx}(t) = E_c + U_b \cos \omega t.$$

Мощность, рассеиваемая на входном электроде АЭ равна $P_{bx} = P_c + P_b$, где P_c – мощность, выделяемая в источнике смещения; P_b – мощность возбуждения:

$$P_c = E_c I_{bx0}; P_b = 0,5 U_b I_b,$$

где I_{bx0} – постоянная составляющая входного тока; U_b и I_b – амплитуды переменных составляющих напряжения и тока возбуждения.

Для более полной оценки эффективности работы генератора с внешним возбуждением следует учитывать все затраты, связанные с получением полезного сигнала, и использовать формулу для полного КПД:

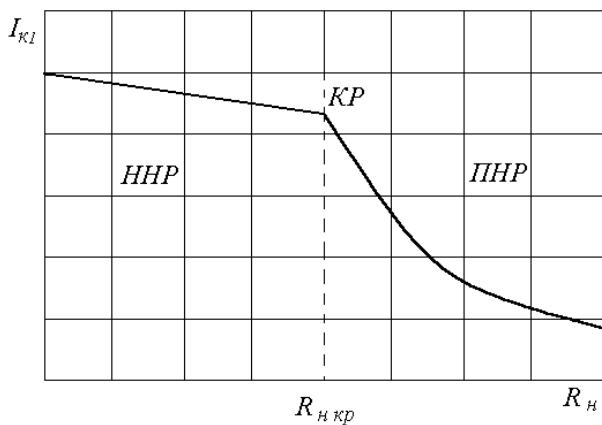
$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0 + P_{\text{вх}}}.$$

1.2.5. Нагрузочные характеристики генератора с внешним возбуждением

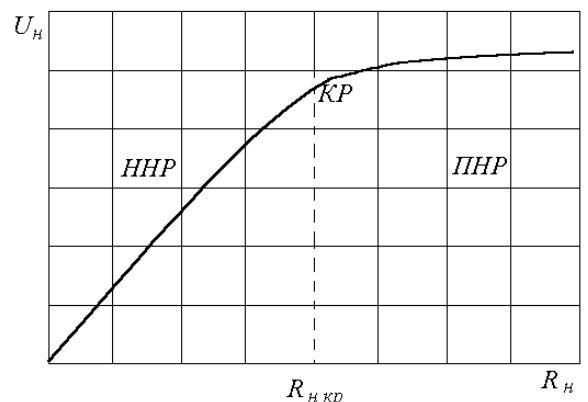
Нагрузка влияет на параметры каскада, и это влияние определяют с помощью нагрузочных характеристик генератора с внешним возбуждением, которые представляют собой зависимости токов, напряжений, мощностей и других энергетических параметров от величины сопротивления нагрузки при неизменных напряжениях питания и входного возбуждения.

Так как нагрузка должна потреблять мощность усиливаемого транзистором сигнала, то ее сопротивление должно быть вещественным $Z_h = R_h$. Напряжение на нагрузке $U_h = R_h I_{k1}$, но амплитуда тока I_{k1} зависит от напряжения на коллекторе, поэтому нагрузочные характеристики $I_{k1}(R_h)$ и $U_h(R_h)$, показанные на рис.1.6 соответственно, имеют сложный вид.

Ток I_{k1} с ростом R_h при недонапряженном режиме работы транзистора убывает до линии граничного (критического) режима плавно, а затем в перенапряженном режиме убывает резко, что связано с появлением провалов в импульсе коллекторного тока и ростом их глубины по мере возрастания напряженности режима. Напряжение на нагрузке напротив мало изменяется в перенапряженном режиме, так как амплитуда импульсов, несмотря на провалы, остается постоянной. То есть можно сделать вывод, что в ННР ток, а в ПНР напряжение меняются мало и транзистор в ННР можно представить генератором тока, а в ПНР генератором напряжения.



a)



б)

Рис.1.6. Зависимости тока коллектора и напряжения на нагрузке каскада от сопротивления нагрузки

Энергетические нагрузочные характеристики представлены на рис.1.7. Полезная мощность P_{k1} , определяемая произведением тока I_{k1} на напряжение на нагрузке U_h будет иметь экстремум в области критического режима работы транзистора при нагрузке R_{hkp} .

Потребляемая от источника питания мощность определяется произведением напряжения питания каскада $E_{k0} = \text{const}$ и постоянной составляющей тока коллектора I_{k0} , который изменяется при изменении нагрузки аналогично току первой гармоники I_{k1} , поэтому форма зависимости повторяет изображенную на рис.1.6,а кривую.

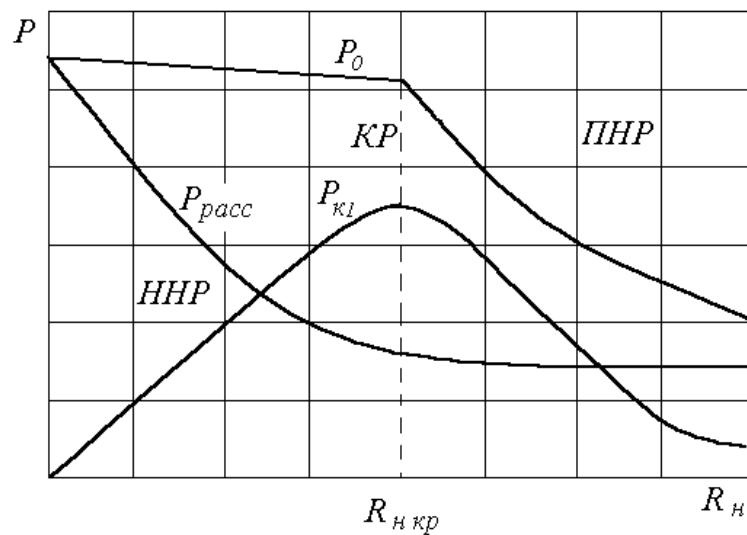


Рис.1.7. Зависимость энергетических характеристик ГВВ от сопротивления нагрузки

Мощность, рассеиваемая на транзисторе, в соответствии с балансом мощностей определяется как разность:

$$P_{\text{пacc}} = P_0 - P_{k1}$$

и имеет на нагрузочной характеристике вид непрерывно убывающей функции.

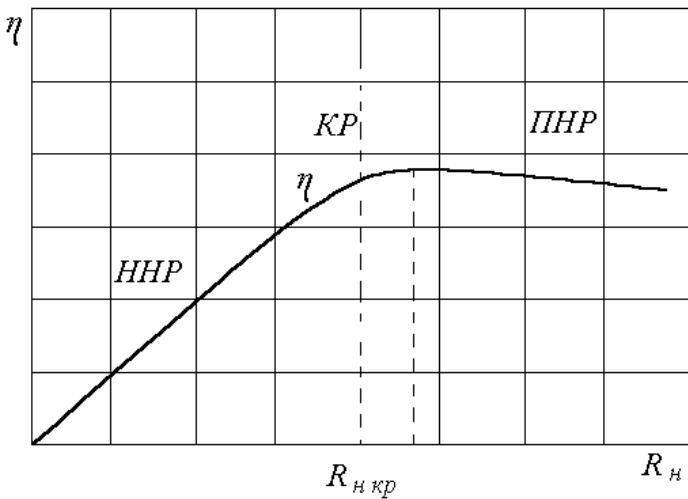


Рис.1.8. Зависимость КПД ГВВ от величины сопротивления нагрузки

Энергетические характеристики позволяют построить зависимость коэффициента полезного действия от сопротивления нагрузки, изображенную на рис.1.8. Экстремум этой зависимости сдвинут в область перенапряженного режима, однако имеет плавный характер. По этой причине иногда выбирают не критический, а слабоперенапряженный режим работы выходных каскадов радиопередающих устройств, так как мощность в нагрузке с учетом КПД ГВВ будет максимальной именно в этом режиме.

1.2.6. Принципиальные схемы генераторов с внешним возбуждением

Усилители в схемах мощных генераторов с внешним возбуждением выполняют чаще всего по схемам с общим эмиттером, так как каскад имеет большее усиление, чем в схеме с общей базой и ему не требуется большая мощность для возбуждения. Однако на частотах выше 2 ГГц применяют и схемы с общей базой, так как рабочие частоты в этом случае приближаются к граничным частотам мощных транзисторов.

На примере сравнительно узкополосного ГВВ рассмотрим типовую схему усилительного модуля, представленную на рис.1.9.

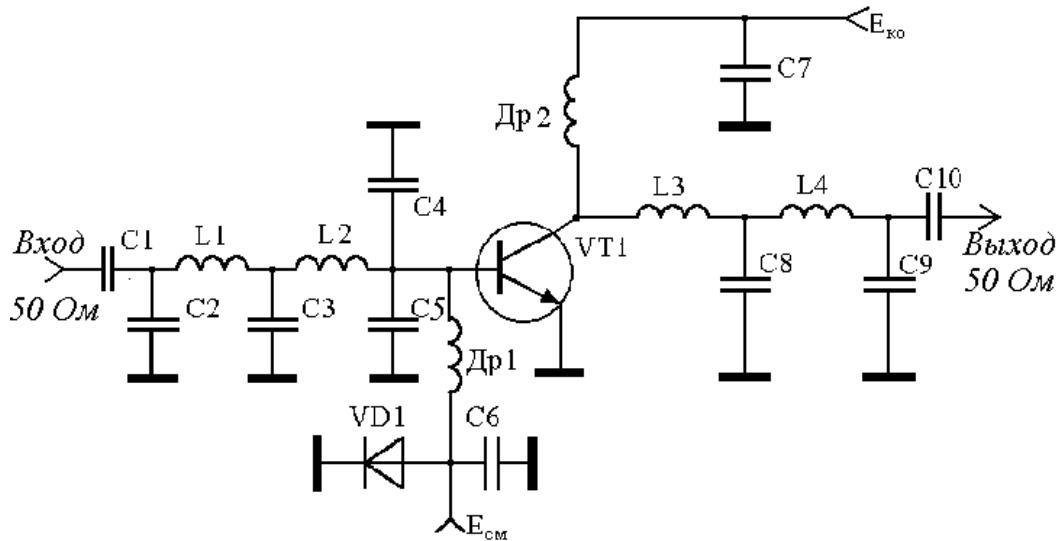


Рис.1.9. Типовая схема усилителя мощности высокой частоты

На схеме для простоты не представлены основные цепи защиты транзистора от перегрузок. Конденсатор ближайшего к транзистору П-образного входного звена цепи согласования для конструктивного удобства разделен на две части $C4=C5$, а диод $VD1$ выполняет функции пассивной защиты входной цепи от перегрузок по постоянному напряжению, так как, открываясь, не позволяет положительному постоянному напряжению на базовом переходе превысить значение 0,7–1,0 В.

Количество звеньев в выходной цепи согласования определяется требуемой полосой согласования и степенью фильтрации. Из-за потерь энергии в этих звеньях для полосы частот менее $0,2f_n$ (f_n – центральная частота рабочего спектра) обычно количество звеньев в выходной цепи согласования не более трех.

Для мощных биполярных транзисторов, ввиду низких входных и выходных сопротивлений генератора с внешним возбуждением, выбирают параллельную схему питания цепей коллектора и базы, как показано на рис.1.9. Выбор величин индуктивностей блокирующих переменную составляющую сигнала дросселей $D\Gamma 1$ и $D\Gamma 2$ требует особого внимания, так как при больших значениях индуктивностей возможны резонансы с емкостями $C6$ и $C7$ соответственно, что может приводить к паразитной автогенерации каскада на низких частотах. При малых величинах индуктивностей этих дросселей возрастают потери высокочастотной мощности, что также неприятно.

Необходимый компромисс достигается при выборе этих элементов по следующим правилам:

- сопротивление каждого блокирующего конденсатора $C6$, $C7$ должно быть много (в 50–200 раз) меньше сопротивления $X_{\text{др}}$;

- сопротивления дросселей $X_{\text{др}1}$ и $X_{\text{др}2}$ должны быть больше (в 10–20 раз) сопротивлений ближайших к транзистору реактивных элементов со стороны базы и коллектора соответственно.

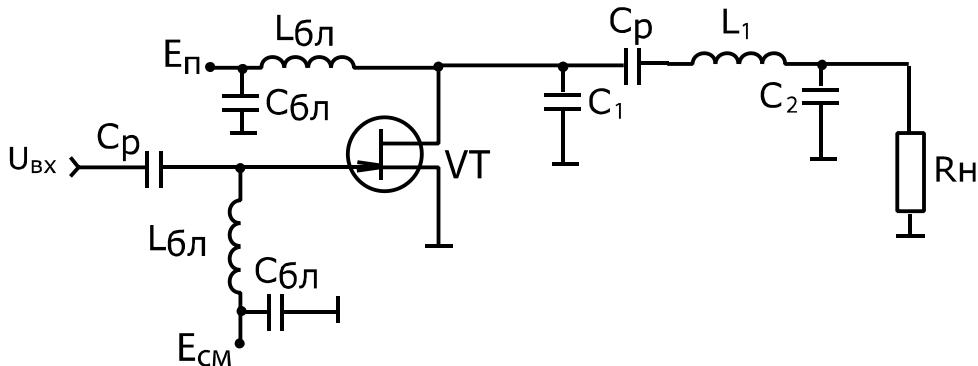


Рис.1.10. Принципиальная схема усилителя на ПТ

На рис.1.10 приведена типовая принципиальная схема усилителя мощности на полевом транзисторе.

В выходной цепи транзистора элементы $C_{\text{бл}}$, $L_{\text{бл}}$ и C_p служат для разделения путей прохождения постоянного и переменного токов. Напряжение радиочастоты не должно попадать на источник питания $E_{\text{п}}$. Эту задачу выполняет Г-образный ФНЧ из элементов $L_{\text{бл}}$ и $C_{\text{бл}}$. При идеальной блокировке на источнике постоянного питания напряжение радиочастоты должно быть равно нулю. Цепочка $L_{\text{бл}}$, $C_{\text{бл}}$ представляет собой делитель напряжения (рис.1.11).

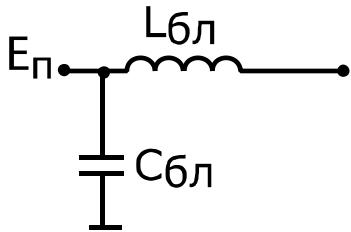


Рис.1.11. Блокировочные элементы

$X_{C_{\text{бл}}}$ должно стремиться к нулю, а $X_{L_{\text{бл}}} > X_{C_{\text{бл}}}$. Обычно $X_{L_{\text{бл}}} = (50 \dots 100)X_{C_{\text{бл}}}$.

По отношению к контуру фильтрующая цепочка (рис.1.11) подключена параллельно конденсатору C_1 . Чтобы уменьшить ее влияние на контур, выбирают $X_{L_{\text{бл}}} > (15 \dots 20)X_{C_1}$.

Для того чтобы источник питания $E_{\text{п}}$ не был замкнут на нагрузку R_H , в контур ставят разделительный конденсатор C_p . Он разрывает цепь постоянного тока в контуре. Индуктивность $L_{\text{бл}}$ имеет ничтожно малые потери для постоянного тока.

Емкость C_p будет мало влиять на параметры контура, если ее сопротивление будет минимальным. Практически сложно сделать $X_{C_p} < 0,5 \Omega$.

Аналогично строят цепи блокировки и на входе транзистора.

1.2.7. Сложение мощностей генераторов

Одна из причин, по которой приходится суммировать мощности активных элементов в генераторах высокой частоты, заключается в недостаточной мощности одного АЭ.

К совместной работе АЭ на общую нагрузку приходится прибегать и по другим причинам. Например, двухтактная схема кроме удвоения полезной мощности позволяет подавлять четные гармоники выходного тока, что облегчает задачу фильтрации высших гармоник. В мостовой схеме сложения мощностей достигается взаимная независимость режимов работы АЭ (развязка АЭ), что весьма существенно из-за наличия разброса параметров АЭ, а также в аварийной ситуации при отказе части АЭ.

В усилителях с распределеннымением (УРУ) включение группы АЭ позволяет кроме увеличения мощности значительно расширить полосу пропускания усилителя (до нескольких октав).

Замена одного мощного АЭ группой менее мощных с той же суммарной мощностью помогает облегчить тепловой режим АЭ в связи с рассредоточением теплового потока.

Параллельное включение АЭ является простейшим решением задачи увеличения мощности генераторов. При параллельном включении АЭ их напряжения и граничные частоты остаются такими же, что и у одного АЭ, а токи, мощности и междуэлектродные емкости складываются. Таким образом, N приборов при параллельной работе могут теоретически дать в N раз большую мощность, чем один АЭ. Коэффициенты усиления по мощности и КПД при этом остаются такими же, как при использовании одного АЭ. Входная мощность и потребляемая от источника питания возрастают в N раз, а сопротивление нагрузки и входное сопротивление в N раз уменьшаются. На рис.1.12 представлена эквивалентная схема усилителя на параллельно включенных транзисторах.

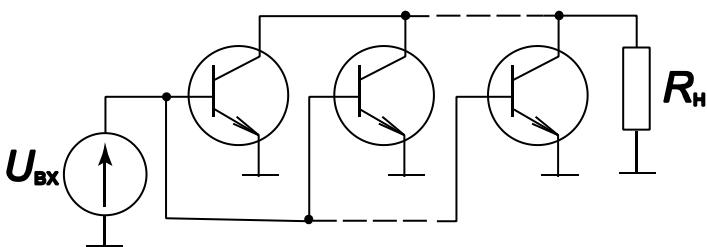


Рис.1.12. Эквивалентная схема усилителя мощности на параллельно включенных транзисторах

Проблемы, возникающие при параллельном соединении транзисторов:

Мощные биполярные транзисторы имеют, как правило, многоячейковые структуры, т.е. такие транзисторы представляют собой параллельное соединение большого числа элементарных транзисторов от ста до нескольких тысяч. В них коллекторы и базы соединяются непосредственно, а последовательно с эмиттерами включаются резисторы, создающие отрицательную обратную связь по постоянному току и по высокой частоте с целью выравнивания токов элементарных транзисторов. Таким образом,

непосредственно в самом транзисторе уже параллельно соединено большое число элементарных приборов. Поскольку высокочастотные транзисторы, обычно низковольтны, выходное сопротивление уже окажется достаточно низким.

Из-за разброса параметров транзисторов приходится довольно значительно уменьшать выходную мощность параллельно включенных транзисторов по сравнению с их суммарной мощностью NP , где P – мощность одного транзистора.

Ввиду того, что параллельное соединение транзисторов уменьшает выходное сопротивление каскада, возникает сложность при построении межкаскадных цепей связи по мере увеличения числа параллельно включаемых транзисторов.

Резко ухудшается устойчивость усилителей мощности.

Параллельное соединение полевых транзисторов не требует каких-либо специальных мер для выравнивания токов через них в отличие от биполярных транзисторов, где эти специальные меры достаточно сложны и необходимы. Это объясняется тем, что у полевых транзисторов зависимость тока стока $i_c(T^\circ\text{C})$ от температуры обратно пропорциональна, а у биполярных зависимость тока коллектора от температуры прямо пропорциональна. В случае полевых транзисторов, включенных параллельно, в том транзисторе, где ток больше, развивается более высокая температура из-за больших потерь. Однако, из-за роста температуры благодаря обратно пропорциональной зависимости тока он уменьшается, т.е. работает механизм обратной связи, который автоматически выравнивает токи стока параллельно включенных транзисторов.

При двухтактном включении АЭ напряжение возбуждения подается на входы АЭ в противофазе, в результате чего импульсы выходных токов оказываются сдвинутыми на половину периода.

Этот сдвиг осуществляется фазосдвигающей цепью, создающей из входного напряжения $e_{\text{вх}}^1$ два противофазных напряжения. В случае идентичных транзисторов выходные (коллекторные) токи также сдвинуты на полпериода основной частоты.

К общей нагрузке АЭ подключаются через вторую фазосдвигающую цепь, с помощью которой в нагрузке выделяется ток, пропорциональный разности токов АЭ. На рис. 1.13 представлена структурная схема двухтактного усилителя и вариант его принципиальной схемы.

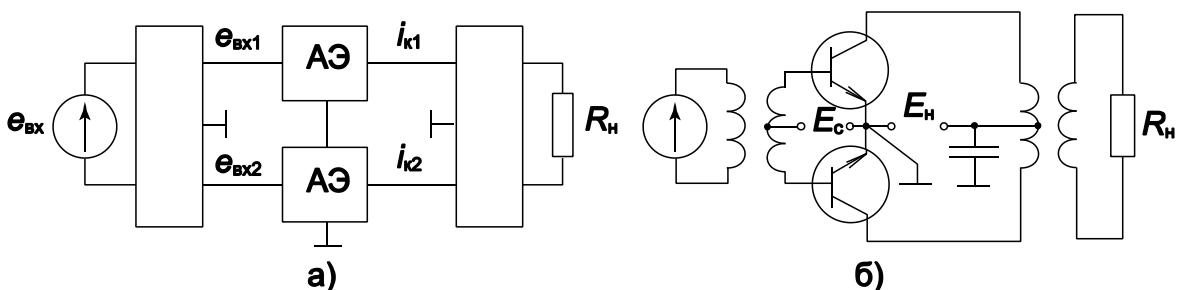


Рис.1.13. Структурная схема двухтактного усилителя (а) и вариант принципиальной схемы (б)

Двухтактная схема, содержащая два идентичных АЭ, аналогично схеме параллельного включения АЭ отдает удвоенную полезную мощность в нагрузку, потребляет удвоенную мощность от источника питания и имеет удвоенную мощность возбуждения по сравнению с одним АЭ.

Основное преимущество двухтактной схемы заключается не столько в удвоении мощности усилителя, сколько в возможности подавления высших гармоник при сохранении сравнительно высокого КПД, если работать с углом отсечки 90° . Эта особенность двухтактной схемы позволяет использовать ее, когда фильтрация высших гармоник другими способами невозможна или затруднительна, например в многооктавных широкополосных усилителях. В этом случае кратные гармоники частот сигнала, особенно частот, находящихся в нижней части рабочего диапазона, попадают в рабочую полосу усилителя, и поэтому их нельзя подавить фильтром. Бывают случаи, когда применение двухтактного включения позволяют не только снизить требования к фильтру на выходе усилителя, но и отказаться от него.

Кроме того двухтактная схема в силу своей симметрии относительно земли удобна в случае, когда нагрузка симметрична относительно земли.

Полная «очистка» сигнала от высших гармоник в двухтактном усилителе встречает ряд препятствий, даже если усилитель оказывается идеально симметричным. Нелинейность проходных характеристик АЭ, инерционность АЭ, переходные процессы в режиме с отсечкой, нелинейность нагрузки, температурные и временные уходы параметров АЭ исключают возможность формирования строго косинусоидальных импульсов выходных токов АЭ с углом отсечки 90° . На практике к этому добавляется неизбежная неидентичность плеч усилителя за счет разброса параметров АЭ и пассивных элементов, а также отклонения от симметрии монтажа.

Асимметрия плеч двухтактного усилителя вызывает нарушение симметрии режимов АЭ. Кроме роста уровня гармоник это, как и в параллельной схеме, сопровождается снижением выходной мощности и КПД.

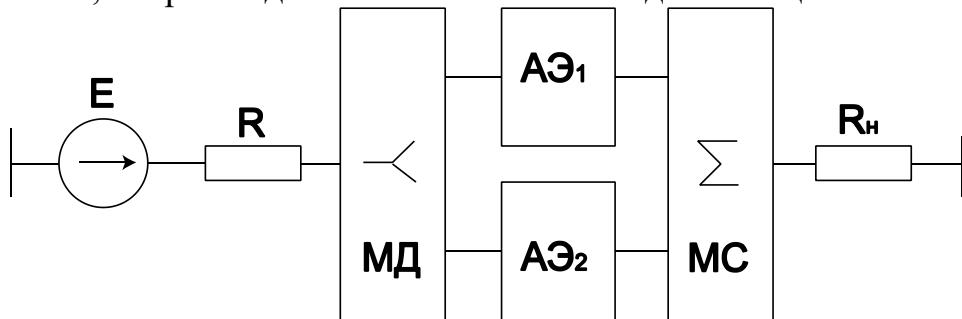


Рис.1.14. Структурная схема мостового усилителя

Наиболее перспективными при сложении мощностей транзисторных усилителей являются мостовые схемы сложения. При использовании мо-

стовых схем сложения мощностей двух и более генераторов обеспечивается их взаимная электрическая развязка (рис.1.14). Каждый генератор работает независимо от других на оптимальную для него нагрузку. Под взаимной электрической развязкой генераторов понимается независимость работы каждого из них от режимов работы остальных, вплоть до их короткого замыкания или обрыва. Вследствие этого в мостовых схемах достигается высокая надежность работы передатчика.

1.2.8. Ключевые усилители мощности

В ключевых усилителях мощности АЭ (биполярный или полевой транзистор, лампа, тиристор и др.) работает в режиме электронного ключа, замыкаемого и размыкаемого с частотой входного сигнала. В идеальном случае ключ должен обладать нулевым сопротивлением в замкнутом состоянии и бесконечным в разомкнутом. При этом в любой момент времени произведение тока, протекающего через ключ, и напряжение на нем будет равно нулю, т.е. на ключе не рассеивается мощность. Для реальных АЭ падение напряжения в замкнутом состоянии u_{ost} не равно нулю. Например, для транзисторных генераторов:

$$u_{ost} = \frac{i_{выхmax}}{S_{gp}} = i_{выхmax} r_{нас},$$

где $i_{выхmax}$ – высота импульса выходного тока;

S_{gp} – крутизна линии граничного режима;

$r_{нас}$ – сопротивление насыщения.

Выходной цепью ключевого усилителя мощности могут служить параллельные и последовательные контуры (а также более сложные цепи), содержащие полезное сопротивление активной нагрузки усилителя мощности. Импульсы выходного тока и напряжения имеют прямоугольную или косинусоидальную форму.

Ключевые усилители мощности бывают трех видов: усилители с резистивной нагрузкой, усилители с фильтровой нагрузкой и усилители с формирующим контуром.

1.2.9. Широкополосные усилители

В ряде случаев традиционный принцип построения радиопередающих и других устройств формирования сигналов с перестраиваемыми по диапазону контурами оказывается неприемлемым. Использование перестраиваемых контуров требует сравнительно большого времени перехода с одной частоты на другую, приводит к снижению надежности, усложняет эксплуатацию. Устранить эти недостатки позволяют широкополосные усилительные тракты, полоса которых определяется нижней и верхней рабочими частотами передатчика. Кроме того, используя одни и те же широкополосные

модули, можно строить передатчики с различными рабочими частотами. К тому же, широкополосные усилители незаменимы при передаче сигналов с широким спектром.

Функции широкополосных цепей связи выполняют трансформаторы на ферритовых сердечниках, а также устройства типа фильтров нижних частот или полосовых фильтров на сосредоточенных элементах L , C либо на распределенных структурах (например, отрезках полосковых линий).

Трансформаторы с ферритами применяют главным образом в усилителях с полосой несколько октав. Это позволяет избавиться от всех перестраиваемых резонансных цепей в промежуточных каскадах. На выходе передатчика с полосой более октавы для фильтрации высших гармоник приходится ставить ряд переключаемых фильтров с полосой пропускания каждого из них менее октавы (рис.1.15). Таким образом, весь диапазон рабочих частот разделяется на несколько поддиапазонов. Необходимость в переключении фильтров отпадает в многооктавных усилителях с раздельными полосами.

К согласующим цепям широкополосных усилителей предъявляются специальные требования. Выходная цепь связи должна преобразовывать сопротивление оконечной нагрузки усилителя в близкое к оптимальному сопротивлению коллекторной нагрузки не на единственной частоте, а во всем рабочем диапазоне. К ней могут также предъявляться требования фильтрации гармоник. Межкаскадная цепь согласования должна корректировать спад АЧХ усилителя, вызванный инерционными явлениями в АЭ, а также создавать необходимое сопротивление усилителя в целом.

Абсолютную полосу частот усилителя ограничивают инерционные свойства АЭ и наличие реактивных составляющих в его входной и выходной цепях.

Усилители с переключаемыми фильтрами. На выходе передатчика с полосой более октавы для фильтрации высших гармоник ставят ряд переключаемых фильтров с полосой пропускания каждого из них менее октавы. Таким образом, весь диапазон рабочих частот разделяется на несколько поддиапазонов.

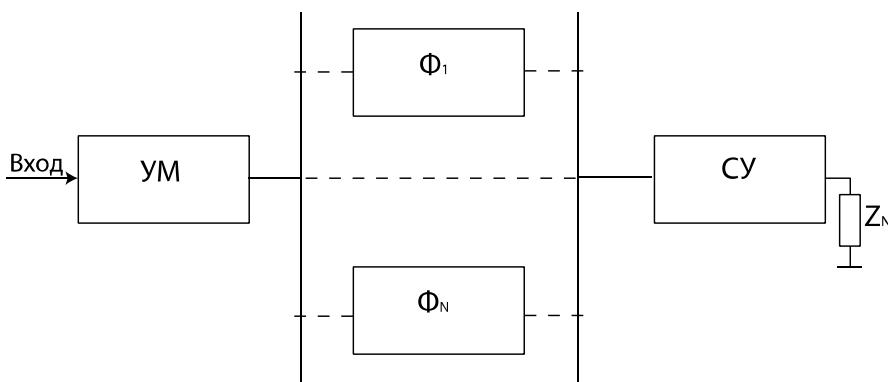


Рис.1.15. Структурная схема усилителя с переключаемыми фильтрами

Схема усилителя с переключаемыми фильтрами показана на рис.1.15.

Усилители с раздельными полосами усиления. Структурная схема усилителя с раздельными полосами усиления представлена на рис.1.16.

Здесь Δ – частотно-разделительное устройство (делитель);

Y – усилитель;

Φ – полосовой фильтр;

C – частотно-суммирующее устройство (сумматор).

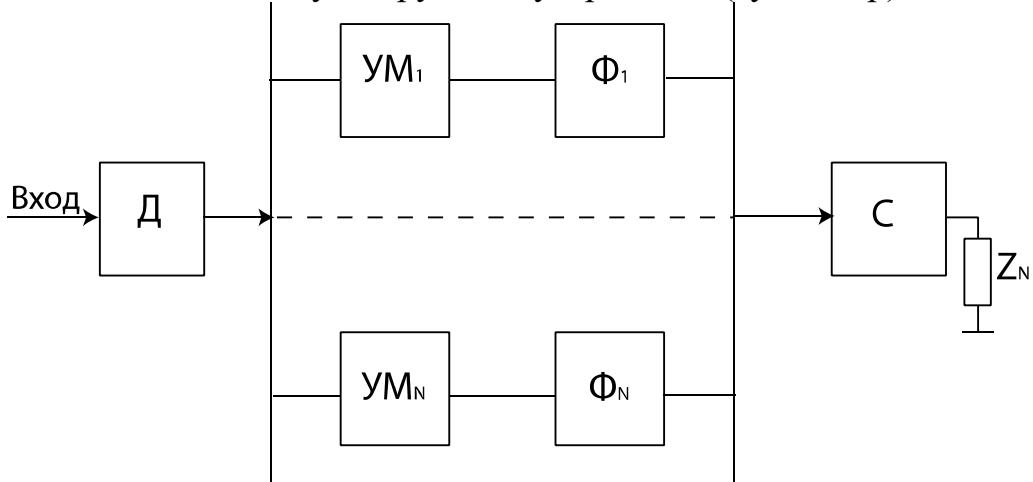


Рис.1.16. Структурная схема усилителя с раздельными полосами усиления

Принцип работы такого усилителя состоит в разделении полной полосы частот передатчика на несколько смежных частотных полос, каждая шириной менее октавы, с помощью частотно-разделительного устройства, содержащего набор фильтров. Такое построение обеспечивает равномерную частотную характеристику и потому возможна работа с широкополосными сигналами.

Трансформаторы на длинных линиях. В межкаскадных цепях согласования при широкой полосе рабочих частот и коэффициенте перекрытия по частоте много больше октавы стали использовать цепи согласования, трансформирующие сопротивление в широкой полосе частот без резонансов на отдельных участках этой полосы. Обычно их реализуют в устройствах с магнитопроводом из феррита.

Разделяют два вида таких согласующих цепей: трансформаторы с доминирующей магнитной связью (обычные трансформаторы на феррите) и трансформаторы с электромагнитной связью между обмотками, образованные отрезками длинных линий, называемые трансформаторами типа длинных линий (или трансформаторами на линиях, трансформаторами Рутроффа).

В диапазоне частот до 300 МГц при сравнительно больших нагрузочных сопротивлениях (от 50 Ом до 2 кОм) трансформаторы с магнитной связью обеспечивают большие коэффициенты перекрытия по частоте. Полоса рабочих частот магнитных трансформаторов составляет около пяти

октав при сопротивлениях менее 250 Ом. Расширение полосы в область низких частот требует увеличения индуктивности намагничивания, то есть применения ферритов с высоким μ , но при этом снижается рабочий диапазон со стороны верхних частот из-за роста потерь на этих частотах. При работе на больших мощностях потери растут из-за нагрева сердечника. Это привело к тому, что практически рабочий диапазон частотного перекрытия у трансформаторов с магнитной связью ограничен величиной 20–50 и снижается с увеличением мощности.

У мощных транзисторных генераторов с внешним возбуждением входные и выходные сопротивления составляют единицы Ом, поэтому согласующие цепи на трансформаторах с магнитной связью используют только в каскадах маломощного усиления, а для мощных транзисторных генераторов с внешним возбуждением больше подходят согласующие трансформаторы с электромагнитной связью. Для трансформации сопротивлений в таких случаях на частотах вплоть до нескольких гигагерц применяют отрезки длинных линий, размещаемые на магнитопроводе из феррита.

При построении трансформатора с коэффициентом трансформации сопротивлений, отличным от единицы, используют N линий, включаемых параллельно или последовательно по входу и по выходу в различных комбинациях. При этом линии должны быть достаточно разнесены в пространстве и не иметь дополнительных электрических и магнитных связей. Обычно ограничиваются параллельным соединением однотипных линий с одной стороны и их последовательным соединением с другой.

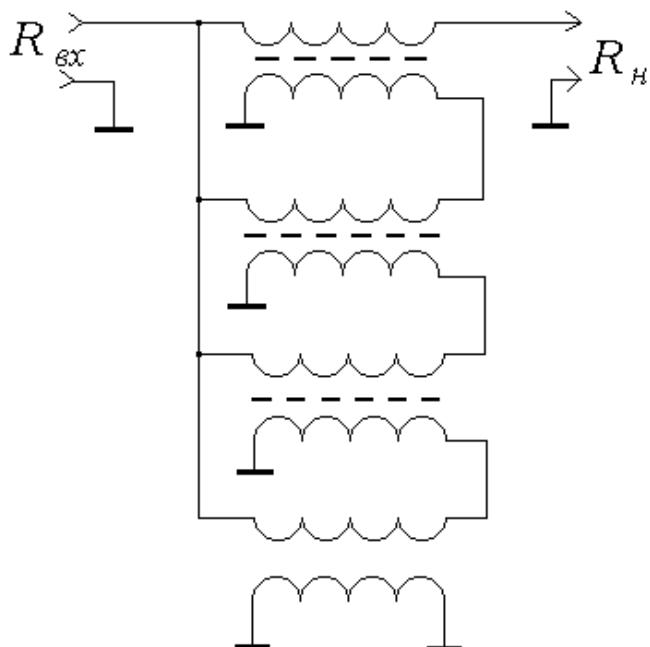


Рис.1.17. Согласующая цепь с коэффициентом трансформации сопротивлений 1:9

Значения продольных напряжений на линиях различны, убывая с ростом номера линии, и, например, для несимметричного включения, как на

рис.1.17, продольное напряжение на последней линии равно нулю. Эту линию включают без феррита и называют фазокомпенсирующей. С убыванием номера линии растет ее продольное напряжение, что требует увеличения объема феррита либо числа витков в линии, чтобы магнитная индукция не превысила предельную величину.

Из-за этой причины ограничиваются небольшими значениями коэффициентов трансформации и используют не более пяти линий. Последняя линия в трансформаторе на длинных линиях, поскольку продольное напряжение на ней равно нулю, оказывается закороченной, но исключать ее из схемы совсем нельзя, так как изменится фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями и модуль коэффициента трансформации напряжения будет зависим от частоты.

1.3. Автогенераторы

Главное назначение автогенераторов (АГ) – генерация высокочастотных колебаний радиочастоты. Важнейшей характеристикой АГ является нестабильность частоты. На частоту влияет множество факторов: температура, питающие напряжения, давление воздуха, старение деталей, шумы транзисторов, воздействие внешних излучений (наводки). Поэтому частота автоколебаний есть величина случайная.

1.3.1. Принципы построения автогенераторов

Колебания, самостоятельно возникающие в системе в отсутствии внешних колебательных сил, называются автоколебаниями.

Форма, частота и амплитуда автоколебаний полностью определяются элементами, входящими в систему, создающую их. Такие системы называются автогенераторами.

АГ включает в себя источник питания, откуда берется энергия для образующихся колебаний, регулятор, управляющий поступлением энергии из источника питания в колебательную систему, собственно колебательную систему, определяющую форму колебаний. Регулятором обычно служит активный усилительный элемент: транзистор, усилительная лампа. Для генерирования гармонических колебаний колебательная система должна представлять собой узкополосный избирательный четырехполюсник. Управляющий активный элемент вместе с колебательной системой образуют нелинейный частотно-избирательный усилитель. Для возбуждения усилителя и поддержания колебаний на необходимом уровне используются колебания, вырабатываемые в самом усилителе: часть энергии колебаний с выхода усилителя подается на его вход по цепи внешней обратной связи (в качестве цепи обратной связи обычно используются пассивные элементы). Таким образом, автогенератор с внешней обратной связью можно представить в виде структурной схемы, представленной на рис.2.1.

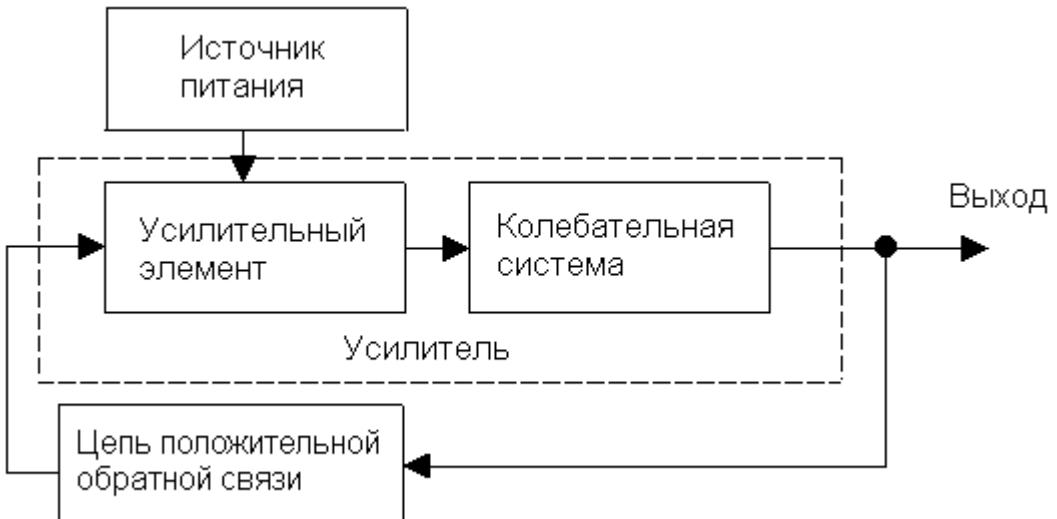


Рис.2.1. Обобщенная структурная схема автогенератора

В момент запуска (например, при включении источника питания) в колебательной системе возникают свободные колебания, через цепь обратной связи эти первоначальные колебания передаются на вход усилителя, причем на первом этапе, пока их амплитуда мала, усилитель можно считать работающим в линейном режиме. Если за один период колебаний усилитель передает на вход энергию большую той, которая расходуется за это время, то будет происходить процесс нарастания амплитуды. С ростом амплитуды автоколебаний начинает проявляться нелинейность усилительного элемента, коэффициент усиления замедляет рост. Нарастание амплитуды прекращается, когда потери в колебательной системе компенсируются (рис.2.2), т.е. на этапе установления стационарной амплитуды основную роль играет нелинейность активного элемента. Так как в качестве КС используется избирательная цепь, то условия нарастания и установления амплитуды в АГ выполняются лишь для одной гармонической составляющей; следовательно, на выходе АГ автоколебания будут гармоническими с частотой, удовлетворяющей этим условиям.

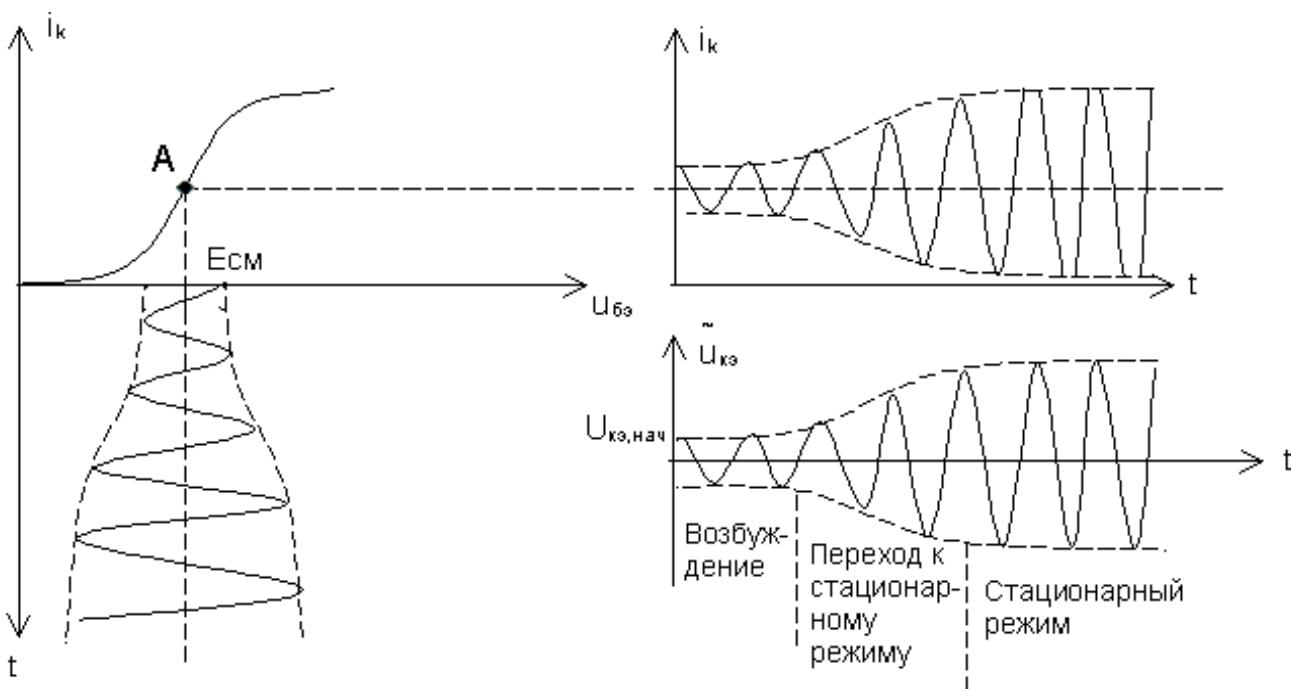


Рис.2.2. Процесс установления стационарного режима в АГ

При переходе к стационарному режиму из-за нелинейности формы тока отличается от гармонической, но благодаря избирательности контура напряжения на коллекторе и базе имеют форму гармонического колебания.

1.3.2. Мягкий и жесткий режимы самовозбуждения автогенератора

Мягкий режим характеризуется безусловным быстрым установлением стационарного режима при включении автогенератора.

Жесткий режим требует дополнительных условий для установления колебаний: либо большой величины коэффициента обратной связи, либо дополнительного внешнего воздействия (накачки).

В АГ с мягким режимом положение рабочей точки не зависит от развивающихся колебаний. Для наилучшего возбуждения желательно, чтобы рабочая точка активного элемента находилась в середине линейного участка динамической характеристики, то есть в точке максимального усиления (рис.2.3).

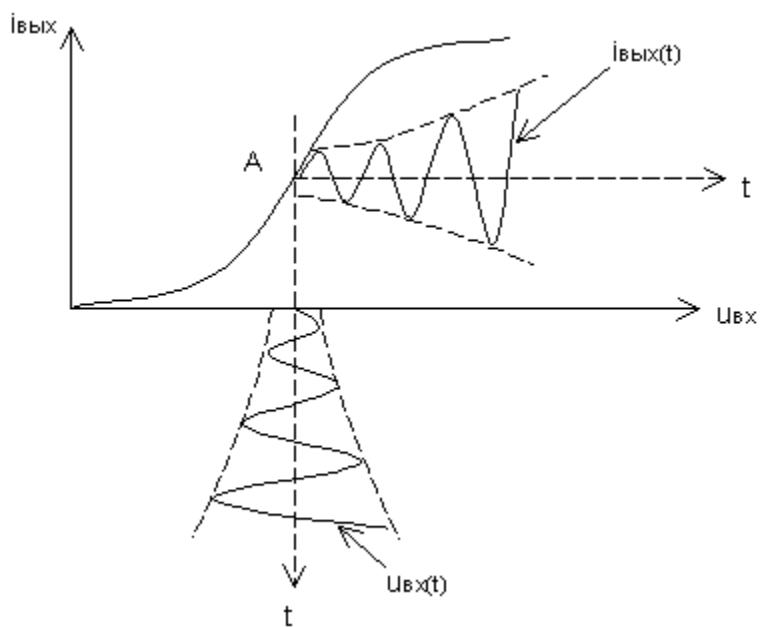


Рис.2.3. Процесс установления колебаний в мягком режиме

В АГ с жестким режимом возбуждения рабочую точку устанавливают в области нижнего нелинейного участка (близко к отсечке) так, чтобы ток в отсутствие генерации был бы близок к нулю. Из-за малого коэффициента усиления начальные колебания могут не развиться (рис.2.4).

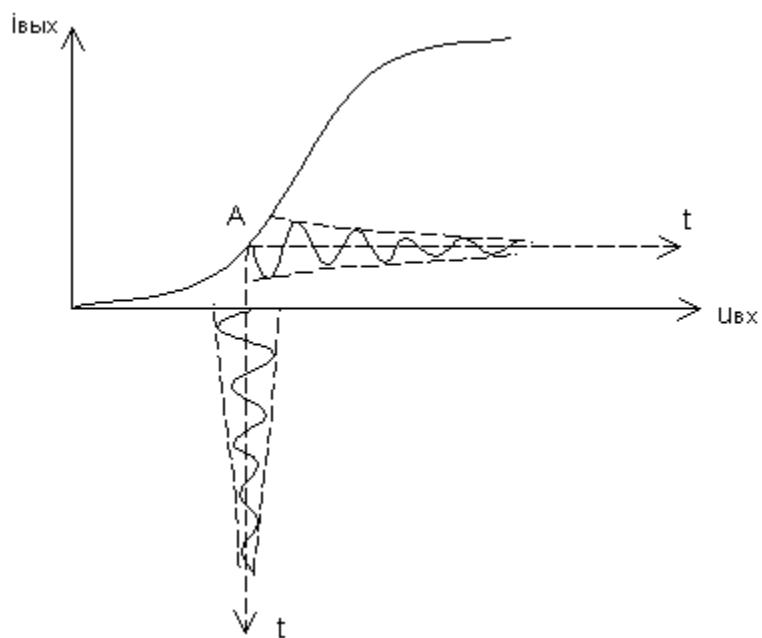


Рис.2.4. Процесс установления колебаний в жестком режиме

1.3.3. Основные схемы соотношения стационарного состояния

В схемах АГ существует положительная обратная связь между выходом и входом схемы, а в стационарном состоянии выполняются определенные условия баланса. Простейшими схемами АГ являются емкостная и индуктивная трехточки (рис.2.5).

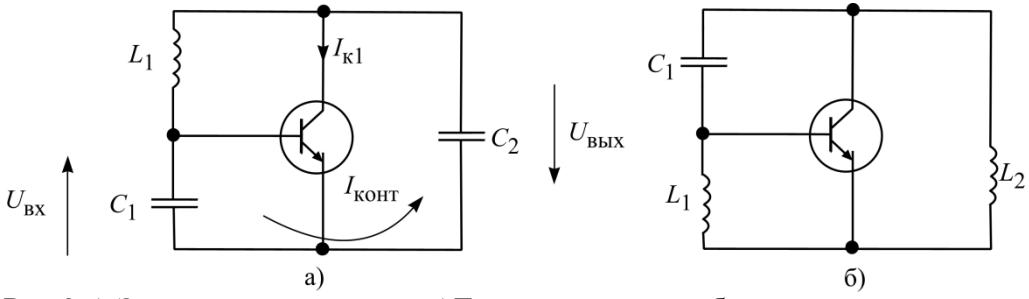


Рис.2.5. Эквивалентные схемы АГ: а – емкостная и б – индуктивная трехточки

Частоту АГ задает колебательный контур. В схеме емкостной трехточки (рис.2.5,а) – это конденсаторы C_1 , C_2 и индуктивность L_1 , в схеме индуктивной трехточки (рис.2.5,б) – две индуктивности L_1 , L_2 и конденсатор C_1 . Контура имеют большую добротность (от нескольких десятков до 200). В контуре протекает контурный ток $I_{\text{конт}}$, значительно превосходящий токи выводов транзистора. Частота автоколебаний мало отличается или равна резонансной (собственной) частоте колебательной системы.

Для емкостной трехточки:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}},$$

для индуктивной

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L_1 + L_2) C_1}}.$$

Для устойчивой работы АГ необходимо выполнение следующего условия, которое определяется уравнением стационарного состояния АГ:

$$\dot{S}_{\text{cp}} \dot{\beta} \dot{Z}_e = 1.$$

Здесь S_{cp} – модуль средней крутизны по первой гармонике выходного тока АЭ; β – коэффициент обратной связи; Z_e – модуль эквивалентного сопротивления колебательной системы АГ.

Все три величины в этом уравнении комплексные, все они могут давать фазовые сдвиги φ_S , φ_β , φ_Z .

Уравнение стационарного состояния разделяется на два уравнения баланса:

амплитуд: $|\dot{S}| |\dot{\beta}| |\dot{Z}_e| = 1$,

фаз: $\varphi_S + \varphi_\beta + \varphi_Z = 2\pi n$.

В большинстве схем АГ $n = 0$, так что $\varphi_S + \varphi_\beta + \varphi_Z = 0$. Уравнение баланса фаз АГ определяет частоту автоколебаний, а уравнение баланса амплитуд – их амплитуду.

Если в схеме рис.2.5,а принять $\varphi_S = 0$ (фазовые сдвиги в транзисторе отсутствуют или скомпенсированы), а также считать входное сопротивление транзистора гораздо больше X_{C1} , то $\dot{Z}_{\text{вх}} = -jX_{C1}$ и $\beta = C_1/C_2$. Следовательно, $\varphi_\beta = 0$ и согласно уравнению баланса фаз $\varphi_Z = 0$. В этом случае, гда $\varphi_S + \varphi_Z = 0$, частота автоколебаний АГ совпадает с собственной частотой его контура.

Автогенераторы – нелинейные устройства. Чтобы в них установились автоколебания, транзисторы должны работать в нелинейном режиме (обычно в районе нижнего загиба статических характеристик). В уравнении баланса амплитуд $|\beta|$ и $|\dot{Z}_3|$ определяются линейными элементами схемы и они не зависят от амплитуды колебаний. Средняя крутизна $|\dot{S}_{\text{cp}}|$ зависит от амплитуды $|\dot{U}_{\text{вх}}|$. Для устойчивой работы АГ $|\dot{S}_{\text{cp}}|$ должна падать с ростом амплитуды $|\dot{U}_{\text{вх}}|$ (рис.2.6), где $|\dot{U}_{\text{вх}}|$ в стационарном состоянии обозначено как $|\dot{U}_{\text{вх ст.с.}}|$.

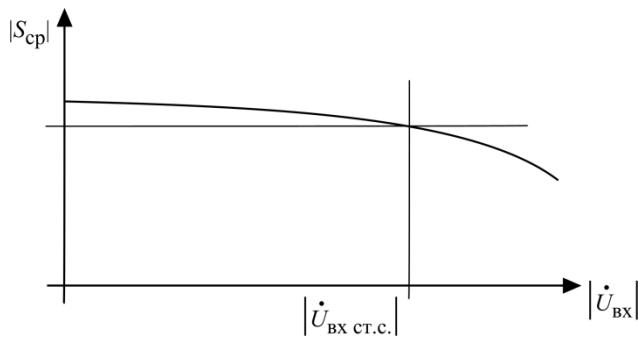


Рис.2.6. Зависимость $|\dot{S}_{\text{cp}}|$ от $|\dot{U}_{\text{вх}}|$

Спад $|\dot{S}_{\text{cp}}|$ обеспечивает автоматическое смещение на базе транзистора АГ.

1.3.4. Нестабильность частоты АГ и методы стабилизации

Стабильность частоты является одним из важнейших параметров передатчика. В большинстве случаев она определяется стабильностью частоты автогенераторов. Стабильностью частоты колебаний называют постоянство ее во времени.

Медленные изменения частоты обусловлены преимущественно изменением температуры и старением деталей АГ. Изменение температуры АГ может происходить за счет изменения температуры окружающей среды и за счет саморазогрева АЭ и колебательной системы. Изменение температуры приводит к изменению одного или нескольких фазовых углов, входящих в уравнение баланса фаз, что сопровождается изменением частоты генерируемых колебаний.

Частота автоколебаний ω строго следует за собственной (резонансной) частотой контура ω_0 . Если величина ω_0 изменится на $\Delta\omega_0$, то практически так же меняется и частота ω . Значит важнейшей задачей при создании высокостабильных АГ является стабилизация собственной частоты его контура. Элементы контура зависят от температуры, питающих напряжений (емкости транзистора), поэтому термостабилизирование всей схемы АГ и стабилизация питающих напряжений является обязательным условием достижения высокой стабильности частоты АГ.

Изменение нагрузки автогенератора может изменить его резонансную частоту, а следовательно, и частоту генерируемых колебаний, если нагрузка представляет собой комплексное сопротивление. Кроме того, при изменении нагрузки меняется режим работы автогенератора, что вызывает изменение его частоты. Для уменьшения влияния нагрузки на частоту АГ следует уменьшить связь контура АГ с нагрузкой и уменьшить реактивную составляющую сопротивления нагрузки.

Влияние внешней нагрузки на частоту АГ уменьшается путем применения дополнительного усилителя (буферного каскада) между генератором и нагрузкой. Такой усилитель обеспечивает постоянство величины нагрузки на генератор благодаря постоянству его входного сопротивления и, тем самым, независимость частоты от сопротивления нагрузки.

Для стабилизации частоты ω_0 широко используют кварцевые резонаторы.

1.3.5. Кварцевые автогенераторы

Для повышения стабильности частоты генерируемых колебаний частотозадающий контур автогенератора должен иметь высокую добротность. Это требование легко удовлетворяется при использовании в качестве такого контура кварцевого резонатора, основой которого является кварцевая пластина.

В кварцах сильно выражен пьезоэлектрический эффект. Пластина кварца, как всякое упругое тело, обладает по отношению к механическим колебаниям определенными резонансными собственными частотами. Поэтому, при приближении частоты внешнего переменного напряжения, подаваемого на обкладки конденсатора, к одной из собственных частот пластины, возникают резонансные явления: при постоянной амплитуде напряжения амплитуда механических колебаний около резонанса увеличивается во много раз. Соответственно возрастают пьезоэлектрическая проводимость и пьезоэлектрический ток, т.е. по отношению к внешнему электрическому воздействию механический резонанс пластинки проявляется как последовательный электрический резонанс (увеличение тока при резонансе), что позволяет при расчетах заменять пластинку кварца вблизи ее резонансной частоты следующей электрической схемой (рис.2.7).

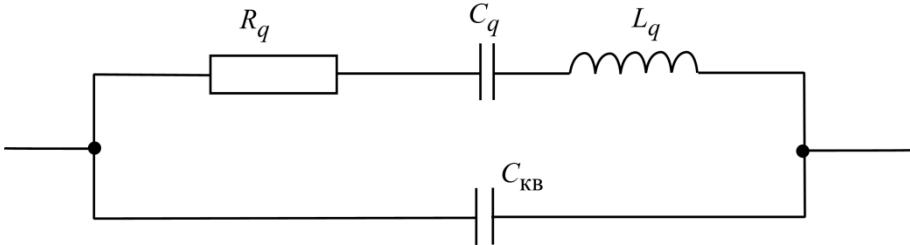


Рис.2.7. Эквивалентная схема кварцевого резонатора: C_q , L_q – эквивалентные емкость и индуктивность кварца, R_q – сопротивление потерь, а C_{KB} – емкость кварцодержателя

Стабилизирующие свойства кварца обусловлены его уникальными параметрами. Емкость C_q составляет десятые или сотые доли пикофарад, а L_q – единицы или доли генри. Создать такие контуры в виде индуктивностей и конденсаторов невозможно.

Собственная частота кварца (резонансная частота его последовательной цепочки):

$$f_q = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_q C_q}}.$$

Так как $Z_{q0} = \omega_q L_q = 1/(\omega_q C_q)$ очень велико, добротность кварцевого резонатора $Q_q = Z_{q0}/R_q$ достигает десятков и сотен тысяч. Емкость кварцодержателя обычно составляет единицы пикофарад.

Если заменить схему (рис.2.7) последовательной цепочкой $Z_{q0} = R_{q0} + jX_{q0}$, то вблизи резонансной частоты f_q сопротивления R_{q0} и X_{q0} изменятся так, как показано на рис.2.8.

На частоте f_q происходят последовательный резонанс кварцевого резонатора, при этом сопротивление резонатора минимально.

На частоте $f_{пар} > f_q$ наблюдается параллельный резонанс, когда сопротивление Z_{q0} активно и велико, при этом частота

$$f_{пар} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_q \frac{C_q C_{KB}}{C_q + C_{KB}}}},$$

так как в эквивалентном контуре емкости C_q и C_{KB} включены последовательно.

Между частотами f_q и $f_{пар}$ кварцевый резонатор имеет индуктивное сопротивление; на остальных частотах $X_{q0} < 0$.

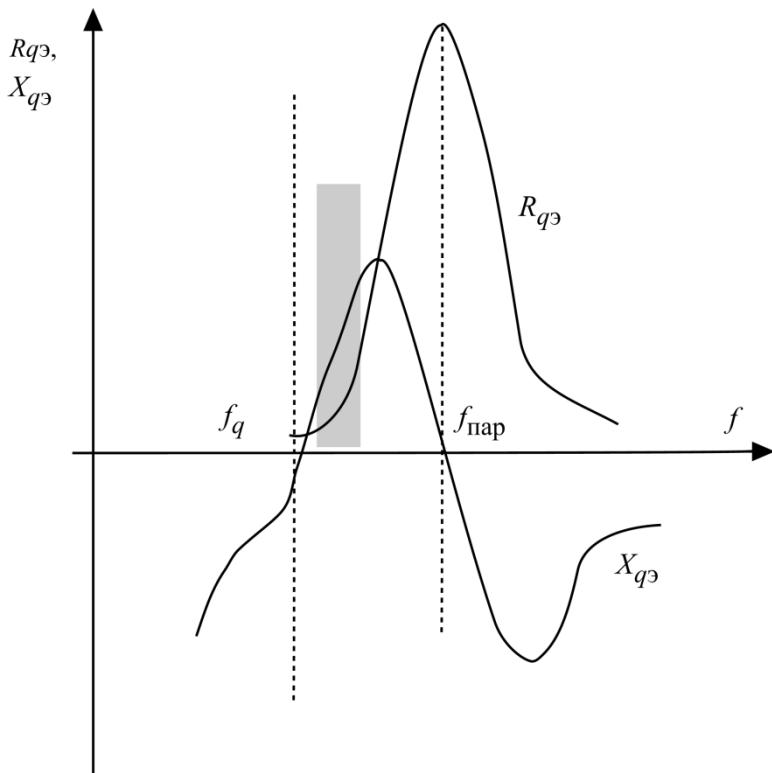


Рис.2.8. Частотные характеристики кварцевого резонатора

Для наиболее употребляемых размеров кварцевых пластин (при толщине от десятых долей мм до 4–5мм) основные колебания по толщине отвечают волнам от 40 до 600м (0,5–10МГц).

Кварцевые пластины в качестве колебательных систем обладают свойствами, благоприятными для получения высокой стабильности частоты АГ, а именно:

- эталонностью, т.е. постоянством во времени резонансных частот кварца;
- высокой (до десятков тысяч) добротностью;
- высоким волновым сопротивлением из-за чрезвычайно малой C_q , в связи с чем параллельные кварцу емкости транзистора или лампы оказывают малое дестабилизирующее действие.

Схемы АГ, стабилизованных кварцем, можно разделить на две группы: осцилляторные и с кварцем в цепи обратной связи.

В осцилляторных схемах частота колебаний АГ находится в заштрихованном участке рис.2.8, где кварцевый резонатор имеет индуктивное сопротивление (рис.2.9).

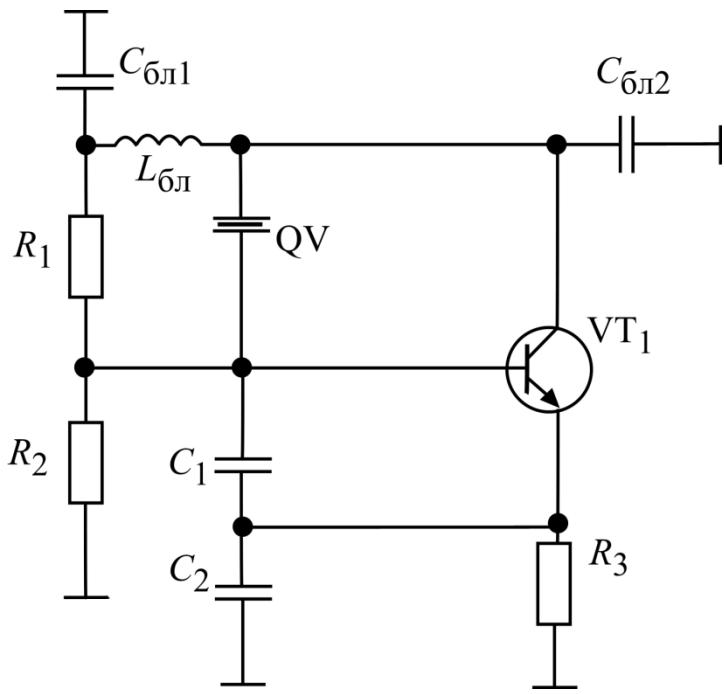


Рис.2.9. Простейшая осцилляторная схема АГ с кварцем

Фактически эта схема повторяет схему емкостной трехточки (рис.2.9), только вместо индуктивности в контур включен кварцевый резонатор. Схема эквивалентного частотозадающего контура приведена на рис.2.18,а, где конденсаторы C_1 и C_2 вместе с емкостью кварцодержателя $C_{\text{кв}}$ образуют внешнюю емкость $C_{\text{вн}}$, которая включена в эквивалентный контур последовательно с C_q .

Так как C_q значительно меньше $C_{\text{вн}}$, значит $C_{\text{вн}}$ включен в контур с очень малым коэффициентом включения (рис.2.10,б), сама $C_{\text{вн}}$ и, следовательно, ее изменения (здесь надо учесть малостабильные емкости транзистора, входящие в $C_{\text{вн}}$) мало влияют на частоту автоколебаний. Фактически частота генерации определяется величинами L_q и C_q .

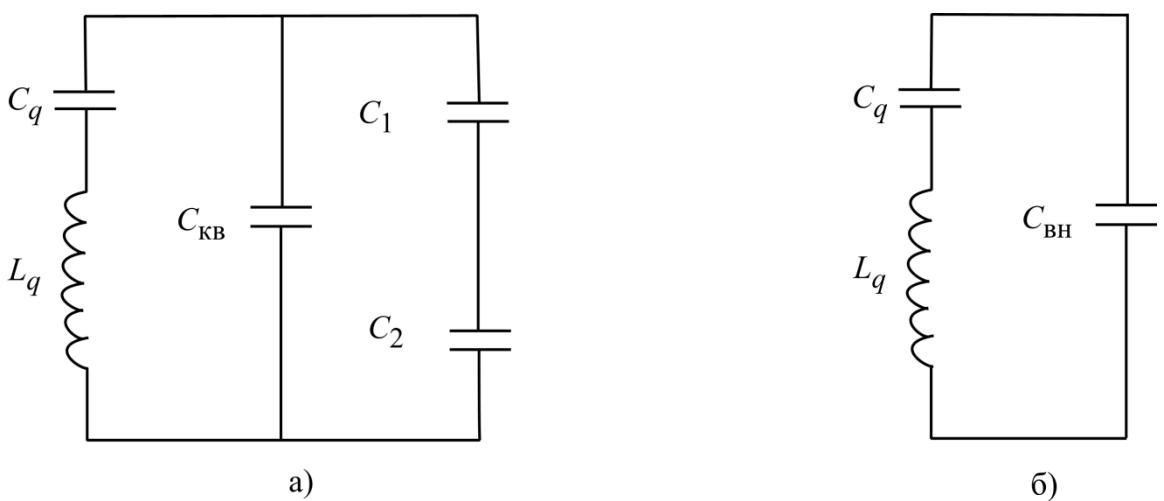


Рис.2.10. Частотозадающий контур схемы рис.17:а – эквивалентная и б – упрощенная схемы

Вариант схемы индуктивной трехточки с кварцем в цепи обратной связи показан на рис.2.11.

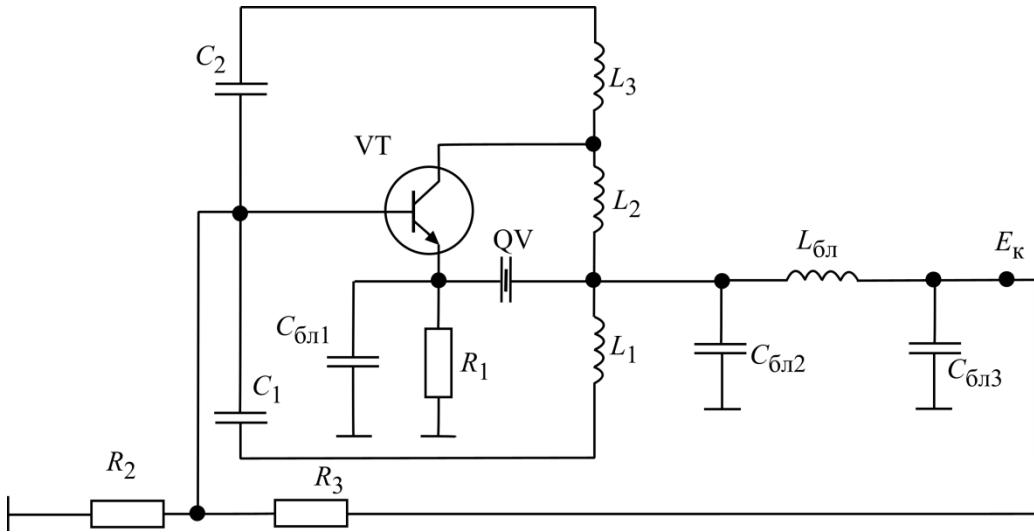


Рис.2.11. Схема АГ с кварцем в цепи обратной связи

Эквивалентная схема частотозадающего контура приведена на рис.2.20: цепочка L_3, C_2 имеет емкостное сопротивление, а C_1, L_1 – индуктивное.

Анализ схемы с кварцем в цепи обратной связи сложнее, чем осцилляторной. На частоте последовательного резонанса f_q сопротивление кварцевого резонатора R_q минимально. Примем его равным нулю, тогда в схеме рис.2.11 выполнено условие баланса фаз. При отклонении частоты АГ от f_q , сопротивление $Z_{q\omega}$ быстро растет (добротность очень высока), становится комплексным и условия баланса фаз и амплитуд перестают выполняться.

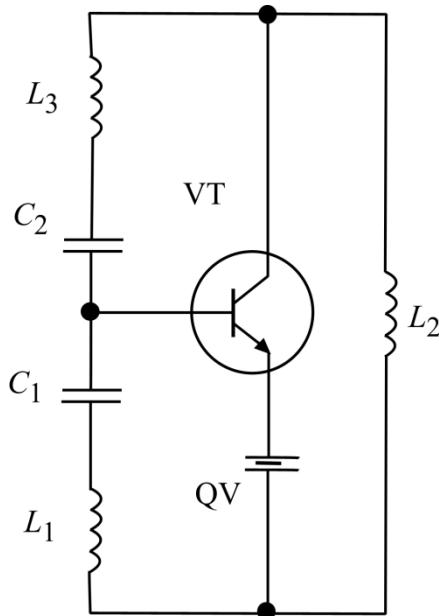


Рис.2.12. Частотозадающий контур схемы рис.2.11

Кварцевые АГ работают в диапазоне от долей мегагерц до 200 МГц. Практически – это эталоны частот, которые термостабилизируют и помешают в защитные корпуса, чтобы исключить паразитные наводки. Как пра-

вило, кварцевый АГ генерирует только одну частоту. Для получения множества высокостабильных частот используют синтезаторы частот, а кварцевые АГ генерируют опорные (синхронизирующие) колебания.

1.4. Возбудители радиопередатчиков

1.4.1. Технические параметры возбудителей

В состав любого радиопередающего устройства входит возбудитель, определяющий частоту его колебаний. Возбудитель современного радиопередатчика – сложное и дорогостоящее устройство, состоящее (рис.3.1) в общем случае из синтезатора частот, который вырабатывает одно или несколько выходных когерентных колебаний с заданными частотами, формирователя видов работ (ФВР) на фиксированной поднесущей частоте $f_{\text{пч}}$ и тракта переноса (ТПЧ) сформированных колебаний в рабочий диапазон частот f_p . Кроме того, в составе большинства возбудителей имеется автономный блок питания.

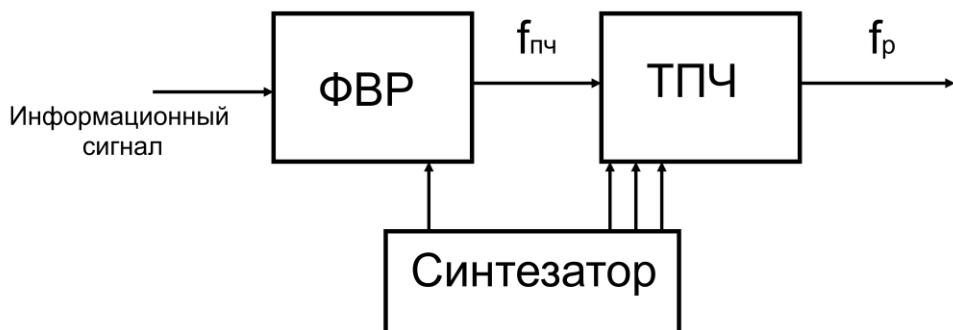


Рис.3.1. Обобщенная структурная схема возбудителя

Следует отметить, что в простейших передатчиках, работающих на ограниченном числе фиксированных частот, синтезатор может отсутствовать. При этом возбудитель содержит один или несколько высокостабильных кварцевых автогенераторов.

Возбудитель радиопередатчика характеризуется следующими основными параметрами:

- диапазоном частот рабочего колебания;
- характером изменения рабочей частоты (плавный или дискретный);
- общим числом фиксированных частот (или шагом сетки частот);
- нестабильностью частоты и фазы;
- уровнем побочных спектральных составляющих;
- характеристиками управления возбудителем (ручное или дистанционное);
- инерционностью перестройки;
- выходным напряжением на заданном сопротивлении нагрузки;
- видами работ, формируемыми в возбудителе;
- качественными показателями формируемых видов работ;

- условиями эксплуатации.

Требования к стабильности частоты возбудителя определяются допустимыми нестабильностями частоты радиопередатчика, зависящими от его диапазона и назначения.

В возбудителях предусматриваются органы управления, осуществляющие его включение, выключение и установку частоты выходного колебания. Управление возбудителем может быть ручным или дистанционным. Важным параметром возбудителя является время установки его частоты (инерционность перестройки). Под временем установки частоты понимается время между моментом окончания команды перестройки (при дистанционном управлении) или окончанием ручной установки органов управления в нужное положение (при ручном управлении) и моментом, после которого отклонение частоты колебаний на выходе возбудителя от установленного значения становится меньше утроенного допустимого паразитного отклонения частоты.

1.4.2. Общие сведения о синтезаторах частоты

В тракте синтеза частот происходит процесс получения одного или нескольких колебаний требуемых номиналов. Если устройство синтеза частот выполняется в виде функционально законченного блока или прибора, его называют синтезатором частот (СЧ).

Совокупность значений частот, которые могут быть получены на выходе СЧ, называют сеткой частот. Минимальный интервал между соседними частотами, формируемыми в СЧ, называют шагом сетки частот.

СЧ, формирующий на выходе в каждый момент времени только одно колебание определенного номинала, называют одночастотным синтезатором. Устройство, позволяющее сформировать несколько выходных колебаний различных номиналов одновременно, называют многочастотным синтезатором. Как правило, одночастотные СЧ имеют один выход, многочастотные – несколько.

Все системы синтеза частот делят на две группы: системы активного (косвенного) и системы пассивного (прямого) синтеза. Системами активного (косвенного) синтеза называют СЧ, в которых используется перестраиваемый генератор, стабилизированный с помощью системы частотной или фазовой автоподстройки частоты. В системах пассивного (прямого) синтеза получение выходных частот производится путем преобразования частоты одного (или нескольких) опорного генератора.

Основным достоинством систем пассивного синтеза частот является их высокое быстродействие. В аналоговых системах быстродействие ограничивается инерционностью применяемых узлов, в цифровых – быстродействием цифровых ИС.

Наиболее существенным недостатком рассматриваемых синтезаторов является наличие в выходном сигнале побочных составляющих. В аналого-

вых системах они возникают при выполнении всех операций преобразования частот, в цифровых системах побочные составляющие принципиально могут возникать на всех этапах получения выходного сигнала.

В современном радиооборудовании редко применяются традиционные системы пассивного синтеза. Зато в последнее время начинают использовать рассмотренные далее системы прямого цифрового синтеза(*DDS*).

Достоинства систем прямого цифрового синтеза: очень высокое быстродействие; возможность получения очень малого шага сетки частот, определяемый величиной сотые доли Гц и даже менее. Недостатки систем прямого цифрового синтеза: недостаточно высокий диапазон выходных частот, ограниченный в настоящее время величинами около 500 МГц; высокое энергопотребление; значительные массогабаритные показатели; значительный уровень дискретных составляющих в выходном сигнале, увеличивающийся с ростом номинала выходной частоты СЧ.

Достоинства систем активного синтеза: высокая спектральная чистота синтезируемых сигналов; достаточно высокие значения номиналов выходных частот; значительно меньшее энергопотребление по сравнению с системами прямого цифрового синтеза. Недостатки систем активного синтеза: невысокое быстродействие, определяемое инерционностью применяемых петель ФАПЧ; трудности получения малого шага сетки выходных частот.

1.4.3. Метод прямого (пассивного) синтеза частот

Под прямым синтезом частоты понимают преобразование колебаний стабильной частоты f_s с помощью простейших операций умножения, деления и суммирования частоты. Комбинируя действия умножения в m раз и деления в n раз (m и n – целые числа), сложения и вычитания, можно получить комбинационные колебания с частотами mf_s , f_s/n , mf_s/n , $(m_1/n_1 \pm m_2/n_2)f_s$ и другие более сложные сочетания. Если m и n – строго постоянные числа, то нестабильность $\delta f_p/f_p$ при прямом синтезе сохраняется равной нестабильности $\delta f_s/f_s$. Однако на практике перечисленные операции выполняются неточно.

1.4.4. Метод косвенного (активного) синтеза частот

Системами активного (косвенного) синтеза называют синтезаторы частот, в которых фильтрация колебания синтезируемой частоты осуществляется с помощью колец фазовой автоподстройки частоты или компенсационного кольца.

В передатчиках часто используют синтезаторы (рис.3.2) с импульсно-фазовой автоподстройкой частоты (ИФАПЧ).

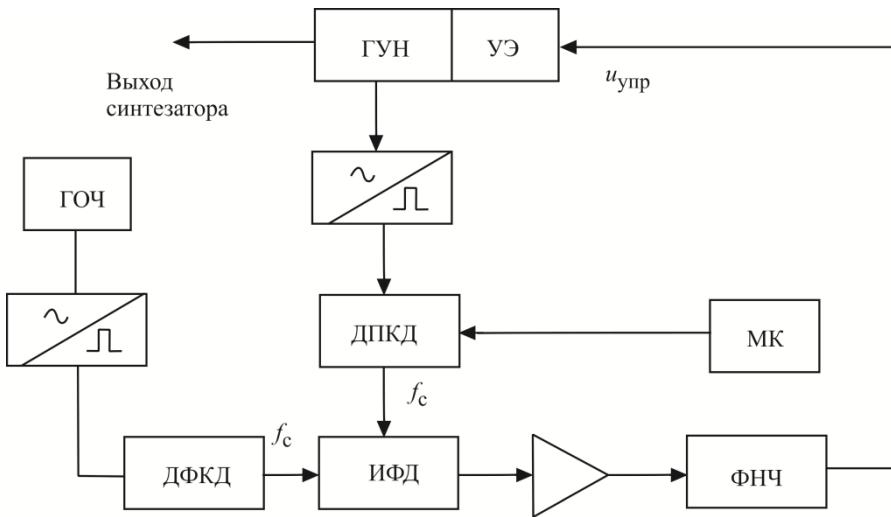


Рис.3.2. Схема синтезатора с ИФАПЧ

Генератором радиочастоты является генератор, управляемый напряжением (ГУН), в контур которого включен управляемый элемент (УЭ) – вариакап или другая емкость, регулируемая напряжением $u_{\text{упр}}$. Из колебаний частоты ГУНа (как правило, гармонических) на выходе преобразователя «синусоида импульс» получают последовательность коротких импульсов (в идеале, дельта-импульсов), частота следования которых равна выходной частоте ГУНа. Частоту этой последовательности делят в делителе с переменным коэффициентом деления (ДПКД) в $N_{\text{ДПКД}}$ раз и подают получившуюся последовательность импульсов на вход импульсно-фазового детектора (ИФД). Перестройку ДПКД обеспечивает микроконтроллер (МК).

На другой вход ИФД подают последовательность синхронизирующих импульсов, полученных с генератора опорной частоты ГОЧ (кварцевого АГ), после деления ее частоты в ДФКД – делителе с фиксированным коэффициентом деления $N_{\text{ДФКД}}$. Частоту, с которой следуют импульсы с ДФКД, называют частотой сетки синтезатора f_c .

Напряжение на выходе ИФД пропорционально разности фаз сигналов с ДПКД и ДФКД. В стационарном состоянии синтезатора напряжение на выходе ИФД должно быть постоянным. Это возможно только тогда, когда частота следования импульсов с ДПКД тоже равна f_c . Только в случае равенства частот следования импульсов на входах ИФД возможна постоянная разность фаз между ними. Выходное напряжение ИФД после усиления и фильтрации в ФНЧ подают как $u_{\text{упр}}$ на УЭ. В зависимости от величины $u_{\text{упр}}$ меняется емкость УЭ, которая входит в контур АГ и изменяет его частоту.

В установившемся режиме синтезатора выполняется соотношение

$$f_{\text{ГУН}} = f_{\text{вых}} = f_c N_{\text{ДПКД}} = \frac{f_{\text{ГОЧ}}}{N_{\text{ДФКД}}} N_{\text{ДПКД}}.$$

1.4.5. Прямой цифровой метод синтеза (синтез частот с накоплением фазы)

При прямом цифровом синтезе гармоническое колебание (синусоиду) строят по точкам, записанным в постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ) отсчетов. Например, представим синусоиду в виде последовательности ее 16 отсчетов ($n = 0 \dots 15$) с постоянным периодом выборки (рис.3.3,а). Отсчеты синусоиды хранят в ПЗУ в виде массива с возрастающей адресацией.

Для синтеза синусоиды используем схему рис.3.4. Генератор тактовых импульсов (ГТИ) формирует синхроимпульсы с тактовой частотой f_T (обратная величина – период выборки $T_T = 1/f_T$). В формирователе адреса на каждом такте происходит увеличение адреса, что соответствует изменению номера отсчета n на инкремент Δn . Сформированный адрес по шине адреса (ША) подают в ПЗУ отсчетов, откудачитывают число, соответствующее текущему номеру точки. Это число по шине данных (ШД) следует в ЦАП с запоминанием, который формирует ступенчатую функцию (рис.3.3). Установленный за ЦАП ФНЧ отфильтровывает огибающую ступенчатого напряжения, формируя на выходе синтезатора гладкую синусоиду.

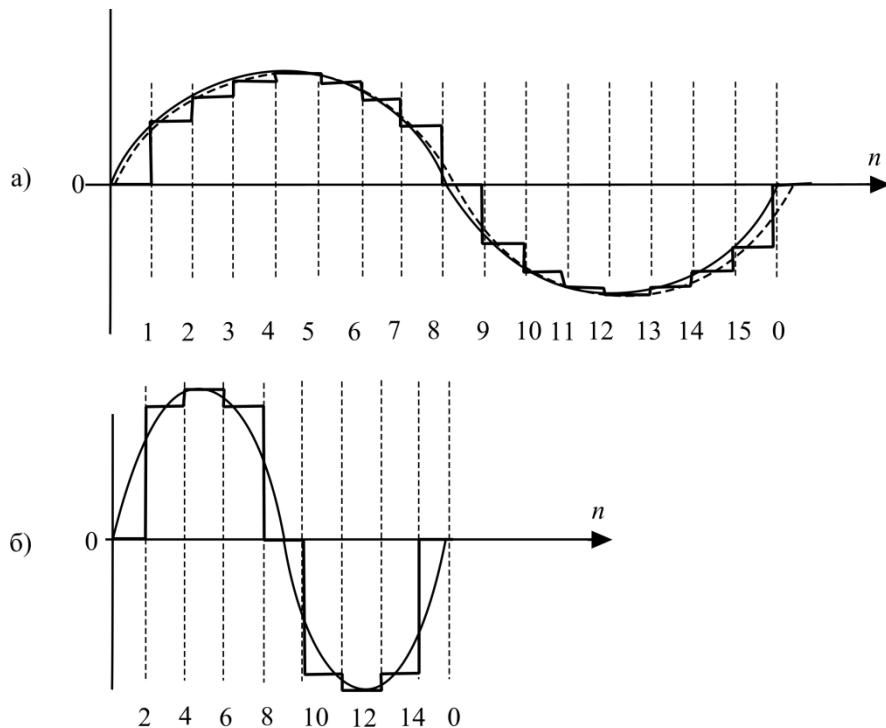


Рис.3.3. Временные диаграммы синтеза синусоидального напряжения: а – $\Delta n = 1$, б – $\Delta n = 2$

Поясним описанный процесс на примере. Пусть $f_T = 40$ МГц, число отсчетов синусоиды 16, инкремент отсчетов $\Delta n = 1$. С частотой f_T ($T_T = 25$ нс) с ПЗУ отсчетов на ЦАП следуют выборки синусоиды, так что на выходе синтезатор формирует колебания с частотой $f_1 = f_T/N = 40/16 = 2,5$ МГц.

Если менять инкремент отсчетов, будет меняться выходная частота синтезатора. Так, взяв $\Delta n = 2$, получим синусоиду на рис.3.3,б, частота которой $f_2 = 2 \left(f_T / N \right)$. При $\Delta n=3 - f_3 = 3 \left(f_T / N \right)$, при $\Delta n=4 - f_4 = 4 \left(f_T / N \right)$. Здесь важно подчеркнуть, что тактовая частота $f_T = \text{const}$.

Используя нумерацию отсчетов (рис.3.3), запишем последовательность выборок n при генерации каждой из четырех частот:

$$f_1 - n = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 0\dots$$

$$f_2 - n = 0, 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 0\dots$$

$$f_3 - n = 0, 3, 6, 9, 12, 15, 2, 5, 8, 11, 14, 1, 4, 7, 10, 13, 0\dots$$

$$f_4 - n = 0, 4, 8, 12, 0\dots$$

В рассмотренном примере частота $f_4 = 10 \text{ МГц}$ – максимальная выходная частота синтезатора. Для синтеза синусоиды с постоянной амплитудой необходимы, как минимум, 4 отсчета за период, поэтому синтезатор генерирует колебания в диапазоне частот от $f_{min} = f_c = f_T / N$ до $k f_c$, где $k = \text{Ent}\left(N/4\right)$, $a f_c$ – частота сетки синтезатора. Переключение частот производит блок управления установкой инкремента адреса. В литературе накапливающий сумматор, состоящий из блоков установки инкремента адреса и формирования адреса, называют аккумулятором фазы.

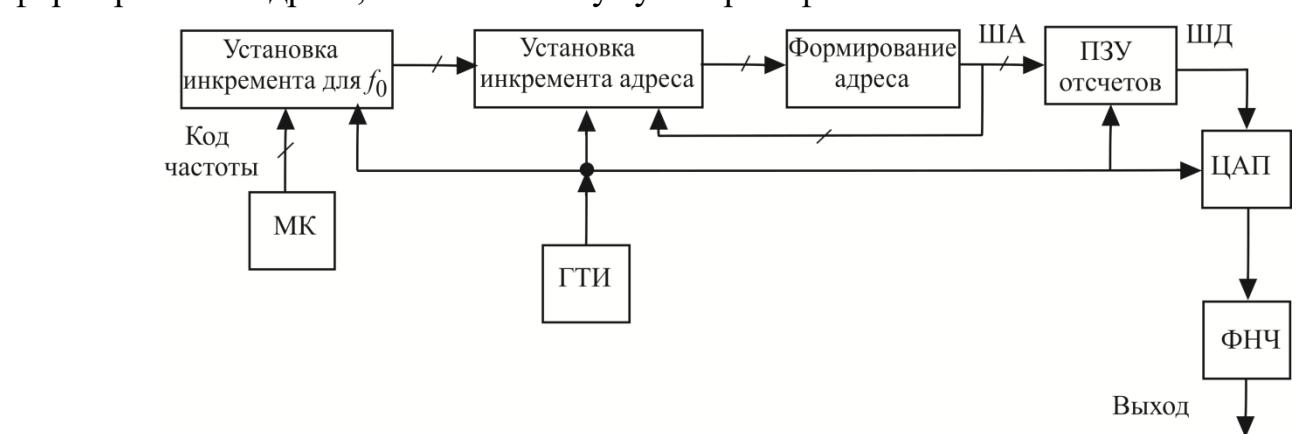


Рис.3.4. Схема прямого цифрового синтеза синусоиды

ФНЧ на выходе схемы неперестраиваемый, поскольку f_T постоянна. Его полоса пропускания чуть больше $f_T/4$, так как все генерируемые частоты лежат в диапазоне $0\dots f_T/4$. ФНЧ фильтрует тактовую частоту f_T , ее гармоники и комбинационные частоты $p f_T \pm m f_c$.

Стабильность выходной частоты обеспечивает ГТИ, который стабилизируют кварцем.

В настоящее время выпускают рассматриваемые синтезаторы в виде больших интегральных схем, включающих ЦАП. В более качественных вариантах синтезаторов используют ЦАПы с 12...14 разрядами и высокостабильными характеристиками. Соответственно разрядность отсчетов синусоиды также 12...14 и ошибки при синтезе синусоиды составляют $2^{-12} \dots 2^{-14}$. Реальное отношение сигнал/помеха синтезатора находится на уровне -70 дБ, что, в частности, обусловлено переходными процессами (выбросами) при переключении ЦАП.

Сегодня схемы прямого цифрового синтеза работают до частот 300 МГц. При этом они позволяют получить высокостабильные колебания с мелкой сеткой (единицы герц).

Прямой метод синтеза широко используют при генерации цифровых модулирующих сигналов, так как в ПЗУ отсчетов можно записать сигналы любой формы.

1.5. Формирование радиосигналов

1.5.1. Характеристики радиосигналов

Чтобы передать сообщение $s(t)$, следует преобразовать его в электрические колебания $u(t)$, спектральный состав которых с помощью системы устройств образует электромагнитное поле, способное, с одной стороны, распространяться в среде, образующей канал связи (эфир, волоконная линия, гидросреда), а с другой – содержит информацию о передаваемом сообщении. Такие колебания $u(t)$ называют радиосигналом.

Для образования радиосигнала применяется модуляция высокочастотных колебаний по одному или нескольким параметрам, т.е. сообщение $s(t)$ определяет закон изменения амплитуды, частоты или фазы колебаний.

На выходе передатчика часто формируются близкие к гармоническим сигналы:

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

где $U(t)$, $\phi(t)$ – медленно меняющиеся за период несущего колебания $T_0=2\pi/f_0$ амплитуда и фаза.

В зависимости от того, какой параметр сигнала модулируется, различают амплитудно-модулированные (АМ), амплитудно-манипулированные (импульсно-модулируемые ИМ) сигналы, сигналы с угловой модуляцией, к которым относятся частотно-модулированные (ЧМ), частотно-манипулированные, фазомодулированные (ФМ), фазоманипулированные сигналы. Применяются сигналы с комбинированными видами модуляции, например радиоимпульсы с ЧМ, составные сигналы с манипуляцией фазы и внутриимпульсной ЧМ и др.

Выбор вида модуляции в передатчике определяется требованиями к радиотехнической системе, в которую входит передатчик. При этом учиты-

вается точность формирования сигнала, условия его излучения, распространения, приема и обработки.

1.5.2. Радиосигналы с амплитудной модуляцией

Амплитудно-модулированные колебания описываются выражением:

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

при $\varphi(t)=\text{const}$. Примем для простоты, что $\varphi(t)=0$, а сообщение имеет вид гармонического колебания с амплитудой U_Ω и частотой Ω : $s(t)=U_\Omega\cos\Omega t$.

При неискаженной амплитудной модуляции $U(t)=U_{\text{мол}}[1+as(t)]$, где $U_{\text{мол}}$ – значение амплитуды колебаний в режиме молчания, т.е. при $s(t)=0$. Тогда получаем:

$$u(t) = U_{\text{мол}}[1 + m\cos\Omega t]\cos[\omega_0 t + \varphi(t)],$$

где $m=aU_\Omega/U_{\text{мол}}$ – коэффициент (глубина) модуляции. Для неискаженной АМ этот коэффициент не должен быть больше единицы.

Различают работу передатчика в режиме молчания, когда $U(t)=U_{\text{мол}}$, и в режиме модуляции, когда амплитуда меняется между минимальным $U_{\min}=U_{\text{мол}}(1-m)$ и максимальным $U_{\max}=U_{\text{мол}}(1+m)$ значениями (рис.4.1,а).

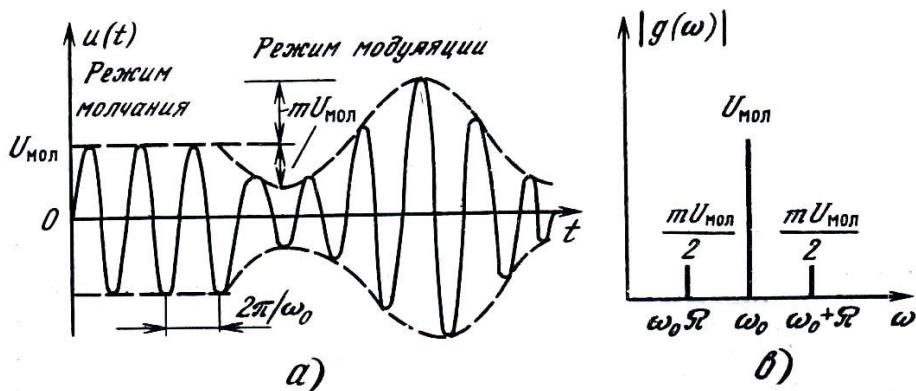


Рис.4.1. Временное (а) и спектральное (б) представления колебания с гармонической АМ

Спектр АМ колебания представляет собой сумму несущего колебания с частотой ω_0 и двух боковых составляющих с частотами $\omega_0+\Omega$ и $\omega_0-\Omega$ (рис.4.1,б):

$$U(t)=U_{\text{мол}}\cos\omega_0 t+0,5mU_{\text{мол}}\cos(\omega_0+\Omega)t+0,5mU_{\text{мол}}\cos(\omega_0-\Omega)t.$$

При широкополосном информационном сигнале $s(t)$, спектр которого занимает полосу частот от Ω_h до Ω_b , в спектре АМ сигнала содержится несущее колебание с частотой ω_0 и симметрично расположенные боковые полосы. Полоса частот, занимаемая спектром АМ сигнала, равна удвоенной верхней частоте спектра модулирующего сигнала.

В однополосных передатчиках сохраняется лишь одна из двух боковых полос АМ сигнала, а несущая ослабляется (подавляется). Занимаемая спектром однополосного сигнала полоса вдвое меньше, чем при АМ.

Импульсно-модулированное колебание характеризуется длительностью импульса τ_i , периодом повторения T и частотой заполнения f радиоимпульсов. Кроме того виды импульсной работы передатчиков характеризуются скважностью:

$$q = \frac{T}{\tau_i} = \frac{1}{f\tau_i}.$$

Искажения в передатчике при импульсной модуляции оценивают длительностями фронта τ_ϕ и среза τ_c , а также неравномерностью вершины импульса Δ . При идеальной импульсной модуляции $\tau_\phi=\tau_c=\Delta=0$.

Форма импульса представлена на рис.4.2.

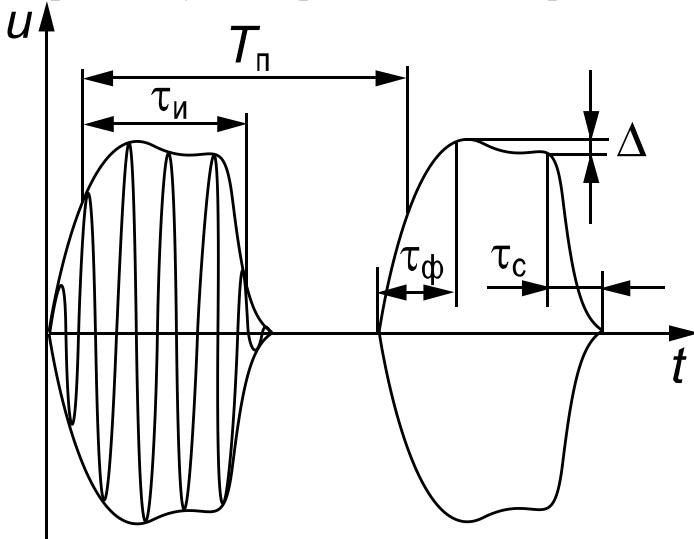


Рис.4.2. Радиосигнал и его огибающая при импульсной модуляции

Информация при импульсной модуляции вводится с помощью времязадержимпульсной или широтно-импульсной модуляции.

1.5.3. Радиосигналы с угловой модуляцией

Понятие угловой модуляции объединяет как частотную (ЧМ), так и фазовую (ФМ) разновидности модуляции. Частным случаем ЧМ и ФМ является частотная и фазовая манипуляции. При осуществлении угловой модуляции гармоническим сигналом мгновенное значение высокочастотного напряжения равно:

$$u(t)=U\cos(\omega_0t+m\sin\Omega t+\varphi_0),$$

где ω_0 – средняя (несущая) частота модулированного сигнала;

$\Omega=2\pi F$ – частота модулирующего сигнала;

m – индекс модуляции;

φ_0 – начальная фаза колебания. Для простоты записи ее полагают равной нулю.

Мгновенные значения частоты и фазы колебаний связаны между собой соотношениями:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} ; \varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt .$$

Отсюда следует, что частотная модуляция всегда сопровождается изменением фазы, а фазовая – изменением частоты. Различия между ЧМ и ФМ состоят в том, что при ЧМ пропорционально амплитуде модулирующего сигнала изменяется частота высокочастотного напряжения, а при ФМ – фаза. Таким образом, индекс модуляции при ЧМ равен $m_f = \Delta\omega/\Omega$, а при фазовой $m_\phi = \Delta\phi$, где $\Delta\omega$ и $\Delta\phi$ – девиация частоты и фазы колебаний.

Спектр однотонального сигнала с угловой модуляцией содержит бесконечное число составляющих, частоты которых равны $\omega_0 \pm n\Omega$, а амплитуды пропорциональны значениям $J_n(m)$ – функции Бесселя n -го порядка от коэффициента модуляции (рис.4.12):

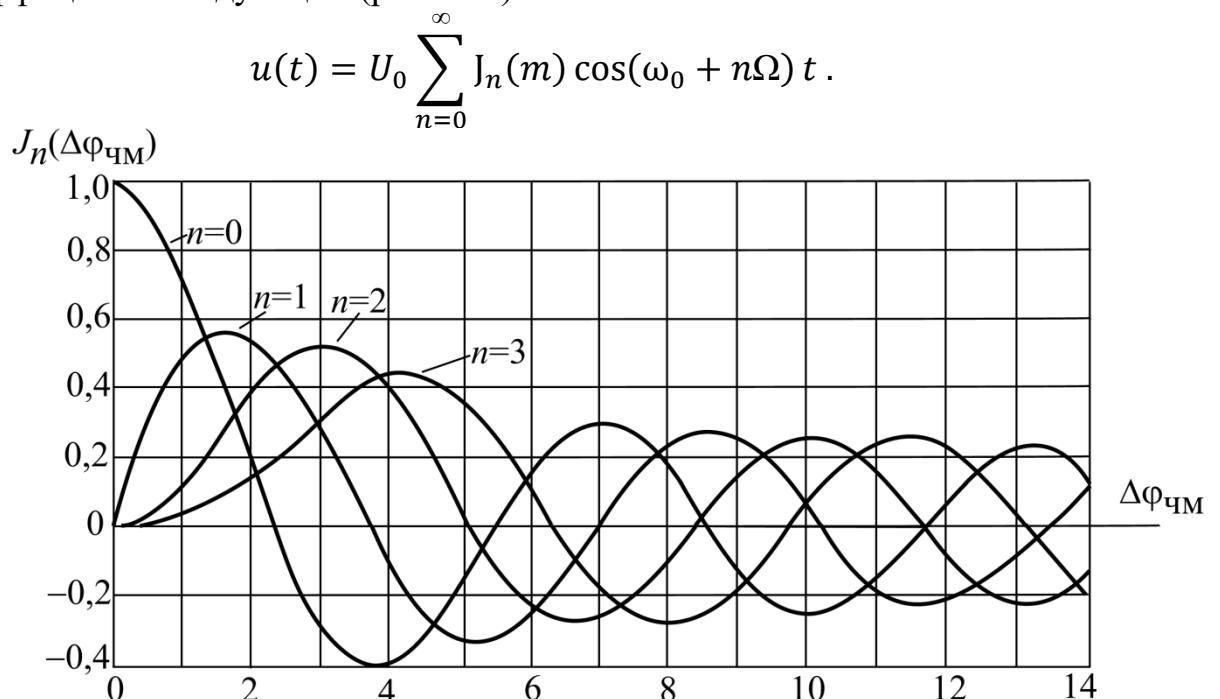


Рис.4.12. Графики функций Бесселя

При некоторых значениях m амплитуда несущего колебания с частотой ω_0 равна нулю (при $m=2.405; 5,52; 8,654$ и т. д.)

Чем больше индекс модуляции, тем большее число составляющих будет значимым в спектре. Если m значительно меньше 1, то спектр состоит из трех составляющих (рис.4.13).

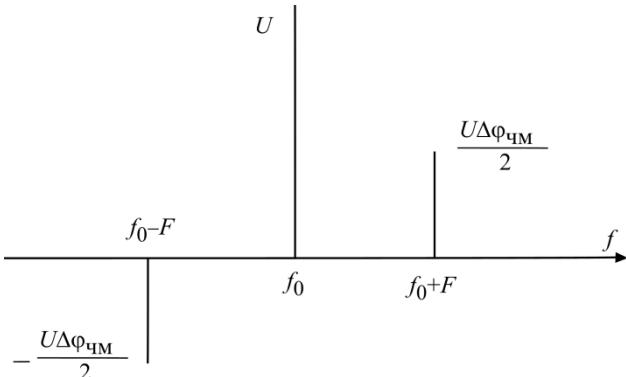


Рис.4.13. Спектр ЧМ сигнала при малых индексах модуляции ($m \ll 1$)

Высокая помехозащищенность ЧМ сигналов достигается при $m > 3\dots 5$. Поэтому в случае речевого модулирующего сигнала с полосой 300…3400 Гц, предварительно до модуляции вводят предкоррекцию сигнала, поднимая уровень его высокочастотных составляющих.

Теоретически полоса ЧМ сигнала бесконечна. Фактически сигнал ограничен полосой, включающей спектральные составляющие, содержащие не менее 90% полной мощности сигнала.

Мгновенная частота ЧМ-колебания при модуляции произвольным сигналом $u_\Omega(t)$ равна $\omega = \omega_0 + S_f u_\Omega(t)$, где S_f – крутизна линейной модуляционной характеристики.

Мгновенное значение высокочастотного напряжения ЧМ-колебания равно:

$$u(t) = U \cos(\omega_0 + 2\pi S_f \int_0^t u_\Omega(t) dt).$$

Ширина полосы частот, занимаемой ЧМ-колебанием, с учетом лишь тех составляющих спектра, амплитуды которых составляют не менее 1% амплитуды немодулированного колебания (эффективная ширина спектра) равна:

$$\Pi = 2(1 + m + \sqrt{m})F_{max},$$

где F_{max} – наибольшая из модулирующих частот.

Теоретически ЧМ сигнал имеет постоянную амплитуду, однако из-за ограничения полосы возникает небольшая паразитная амплитудная модуляция. Поэтому при приеме ЧМ сигнал подвергают амплитудному ограничению, а при передаче в усилителях мощности используют слабоперенапряженные режимы работы транзисторов.

1.5.4. Передатчики с амплитудной модуляцией

Передатчики с амплитудной модуляцией применяют для телефонной связи, радиовещания, передачи сигнала изображения в аналоговых ТВ передатчиках. Их мощность зависит от назначения линии связи и ее протя-

женности и колеблется от долей ватт до десятков мегаватт. Передатчики с АМ работают во всех диапазонах радиочастот. Структурная схема, как правило, многокаскадная.

Амплитудную модуляцию можно осуществить в любом из усилительных каскадов передатчика, если по закону сигнала информации менять фактор модуляции. Каскад, в котором происходит преобразование сигнала информации в радиосигнал (модуляция), называют модулируемым. Если этот каскад промежуточный, то все следующие за ним каскады работают в режиме усиления модулированных колебаний (УМК). Модуляция может осуществляться на низком уровне мощности (в возбудителе), на среднем и высоком уровне мощности.

При испытаниях, настройке передатчика и теоретических исследованиях модулирующий сигнал $s(\Omega t)$ считают гармоническим. По этому закону должна меняться амплитуда тока в антенне передатчика относительно значения, определяющего режим молчания $I_{a.\text{мол}}$, когда сигнал информации отсутствует:

$$I_a(\Omega t) = I_{a.\text{мол}} + I_{a\Omega} \cos \Omega t = I_{a.\text{мол}}(1 + m \cos \Omega t),$$

где $m = I_{a\Omega} / I_{a.\text{мол}}$ – глубина модуляции. Ток $I_{a\Omega}$ пропорционален амплитуде модулирующего напряжения.

Спектр АМ колебания состоит из несущей с частотой ω_0 и двух боковых с частотами $\omega_0 + \Omega$ и $\omega_0 - \Omega$. При АМ рассчитывают максимальный и минимальный режимы. Первый соответствует моменту, когда $\cos \Omega t = 1$, а второй – когда $\cos \Omega t = -1$:

$$I_{a\max} = I_{a.\text{мол}}(1 + m); \quad I_{a\min} = I_{a.\text{мол}}(1 - m).$$

Мощность, излучаемая антенной, непрерывно меняется. Усредненная за период высокой частоты мощность:

$$P_a(\Omega t) = P_{\text{мол}}(1 + m \cos \Omega t)^2,$$

где $P_{a.\text{мол}} = 0,5 I_a^2(\Omega t) r_a$ – мощность в режиме молчания; r_a – сопротивление антенны.

Мощность в максимальном и минимальном режимах при $\cos \Omega t = \pm 1$:

$$P_{a\max} = P_{\text{мол}}(1 + m)^2$$

$$P_{a\min} = P_{\text{мол}}(1 - m)^2$$

Если $m = 1$, мощность в максимальном режиме в 4 раза больше, чем в режиме молчания, а в минимальном равна нулю.

Среднее значение мощности за период модулирующего сигнала:

$$P_{a.\text{mod}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{\text{мол}}(1 + m \cos \Omega t)^2 d\Omega t = P_{\text{мол}}(1 + 0,5m^2)$$

увеличивается по сравнению с $P_{a.\text{мол}}$ за счет мощности двух боковых частот на $P_{a.\text{БП}} = 2 \cdot 0,25m^2 P_{\text{мол}}$.

Цепь согласования выходного каскада с антенной линейная, поэтому для токов и мощностей в цепи коллектора (стока) выражения, связывающие режимы максимальный, минимальный и молчания, получаются аналогичными.

В усилителях мощности при АМ к основным требованиям высокого КПД и коэффициента усиления мощности добавляются требования к качеству модуляции или степени искажений, которые появляются при преобразовании сигнала информации.

Энергетические и качественные показатели передатчика зависят от того, какое из питающих напряжений меняется при модуляции. Различают два основных вида простой модуляции: напряжением смещения и напряжением питания выходного электрода (коллектора или анода). Нередко применяют комбинированную модуляцию, при которой меняются одновременно несколько питающих напряжений.

1.5.5. Передатчики с однополосной модуляцией

Радиосвязь на одной боковой полосе частот более эффективна, чем обычная двухполосная связь с АМ.

При однополосной модуляции (ОМ) изменяются одновременно амплитуда и фаза высокочастотного колебания, а огибающая модулированного колебания повторяет ход мгновенных значений модулирующего сигнала. Спектры сигнала с ОМ и исходного модулирующего сигнала размещены на частотной оси в разных областях, но имеют одинаковые форму и ширину (рис.4.3).



Рис.4.3. Спектр исходного модулирующего сигнала и сигнала с ОМ

В связи с такой особенностью сигналов с ОМ операцию однополосной модуляции можно назвать транспонированием (переносом по частоте) сигнала в область более высоких частот с инверсией или без инверсии спектра. Эта особенность ОМ широко используется на практике.

Большой практический интерес к ОМ объясняется известными преимуществами этого вида модуляции по сравнению с АМ и ЧМ.

Очевидным и наиболее важным преимуществом ОМ является наиболее узкая полоса частот, занимаемая сигналом с ОМ. Полоса частот, занимаемая сигналом с АМ, по меньшей мере, в два раза шире. При ЧМ занимаемая полоса оказывается еще шире.

Важным преимуществом ОМ перед АМ является возможность получения энергетического выигрыша. Общий выигрыш по мощности при передаче сигнала с ОМ по сравнению с АМ составляет 8 раз. Кроме того, в передатчиках коротковолнового диапазона из-за особенностей распространения радиоволн на входе приемника между несущей и боковыми частотами образуются фазовые сдвиги (расфазирование боковых полос), которые уменьшают полезный эффект на выходе. При ОМ отсутствие такого эффекта можно расценивать как увеличение полезного эффекта по мощности в два раза. Таким образом, общий выигрыш по мощности при переходе от АМ к ОМ составляет 8...16 раз.

В приемнике для выделения сигнала информации необходимо восстановить несущую частоту с помощью местного гетеродина. Частота несущей в приемнике должна быть равна частоте несущей в передатчике, иначе принятый сигнал информации не будет совпадать с передаваемым. При телефонии расхождения в несущих частотах не должны превышать 10Гц, а при радиовещании 1...2Гц. Выполнить эти требования можно двумя способами. Согласно первому из них несущая частота в передатчике подавляется не полностью, остаток ее амплитуды на приемном конце служит опорным сигналом, по которому подстраивают частоту гетеродина. Мощность боковой полосы при этом уменьшается. Второй способ заключается в том, чтобы высокую стабильность частоты реализовать как в передатчике, так и в приемнике.

Передатчики с ОМ строят многокаскадными. Колебания ОБП формируют в маломощном возбудителе, а затем усиливают до заданного уровня мощности в последующих каскадах, обеспечивающих малый уровень нелинейных искажений.

В соответствии с рекомендациями МККР предложены для использования два типа каналов: канал для телефонии шириной 2750Гц, пропускающий полосу частот от 250 до 3000Гц, и канал для вещания или передачи одновременно двух телефонных сигналов шириной 5900Гц, пропускающий полосу частот от 100 до 6000Гц. Размещение полос этих каналов в спектре высокочастотного сигнала на выходе передатчика с ОМ показано на рис.4.4.

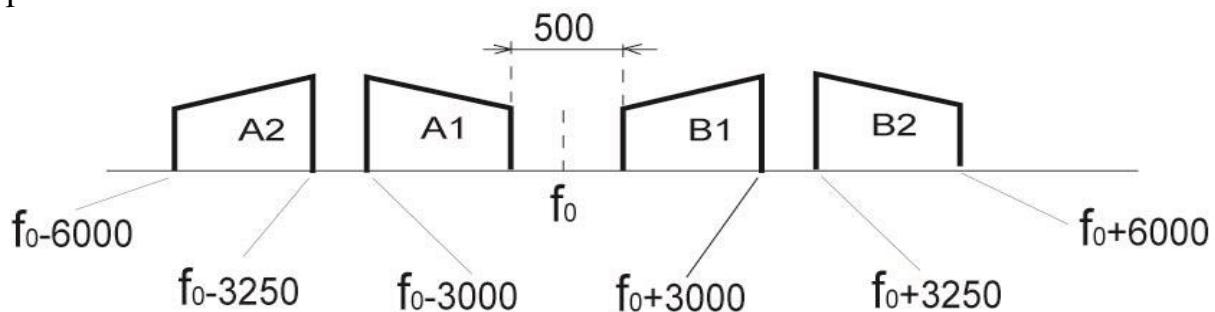


Рис.4.4. Размещение четырех телефонных каналов в спектре сигнала с ОМ

Общее число телефонных каналов с полосой 2750Гц, работающих через один передатчик, может достигать четырех в передатчиках большой

мощности. Наибольшее число каналов с полосой 5900Гц не превосходит двух. В передатчиках средней мощности число каналов не выше двух. Передатчики малой мощности работают одним каналом.

В двухканальных системах каналы обозначаются буквами «А» (нижний по частоте канал) и «В» (верхний по частоте канал). В четырехканальной системе к буквенным обозначениям добавляют цифровые индексы «1» для внутренних и «2» для внешних каналов.

Интервалы между полосами каналов вблизи номинальной рабочей частоты f_0 составляют 500Гц. Интервалы между внутренними и внешними каналами в четырехканальной системе равны 250Гц.

В требованиях к сигналам с ОМ также обычно оговаривается относительный уровень пилот-сигнала (остатка несущей). Иногда это делается в численной форме, иногда – в виде стандартных обозначений (рис.4.5).

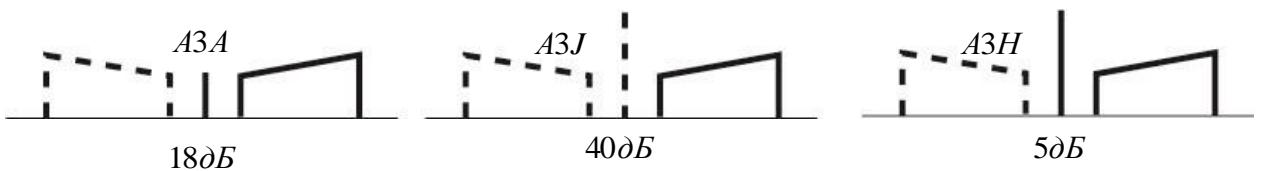


Рис.4.5. ОМ сигналы с различным уровнем пилот-сигнала

Здесь $A3A$ – однополосная телефония с ослабленной несущей, $A3J$ – однополосная телефония с подавленной несущей, $A3H$ – однополосная телефония с полной несущей.

1.5.6. Методы получения сигнала с ОМ

Самый простой метод формирования ОБП – фильтровый. Он заключается в том, что колебание несущей частоты и модулирующий сигнал подаются на балансный модулятор. Сигнал с выхода балансного модулятора подается на полосовой фильтр, который подавляет верхнюю или нижнюю боковую полосу. Спектры сигналов представлены на рис.4.6.

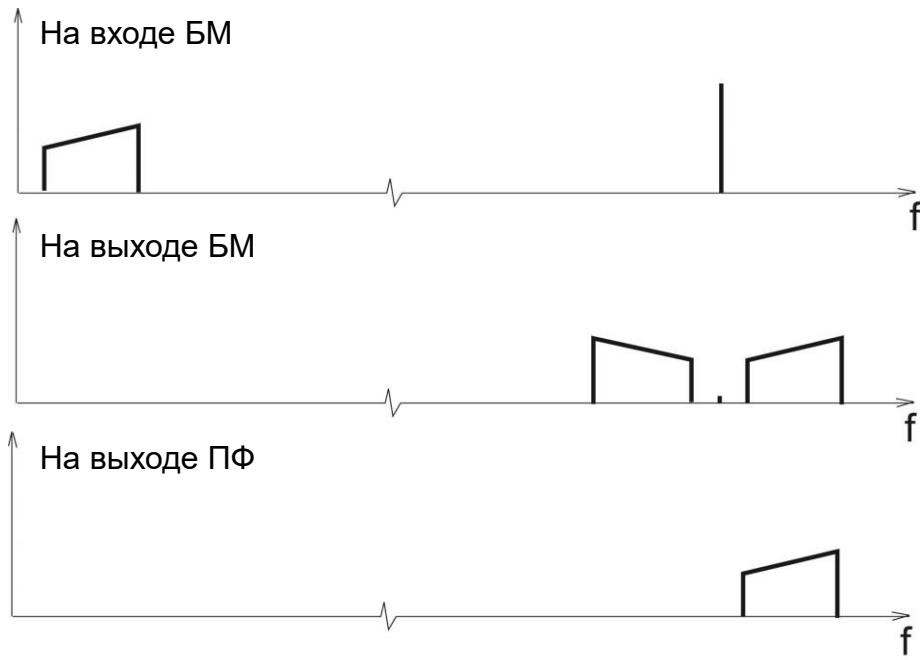


Рис.4.6. Спектры сигналов при получении сигнала с ОБП фильтровым методом

Метод повторной балансной модуляции. Балансные модуляторы (БМ) позволяют получать АМ колебания с подавлением несущей частоты. В качестве БМ можно использовать два обычных модулируемых каскада, работающих на общую нагрузку. Если в нагрузке токи АЭ складываются, то каскады необходимо синфазно модулировать низкочастотным напряжением, а высокочастотное напряжение подавать в противофазе. Часто применяют БМ на четырех диодах, включенных по кольцевой схеме (рис.4.7).

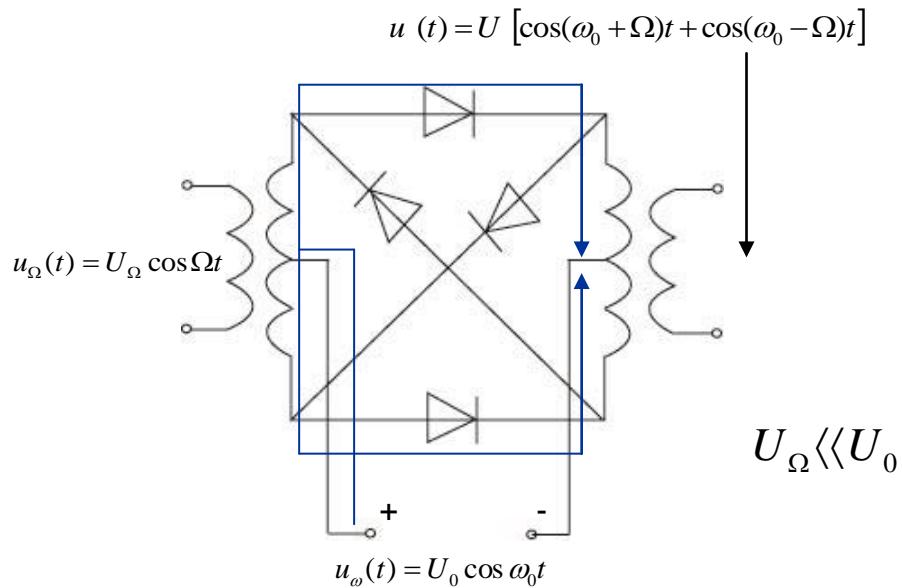


Рис.4.7. Кольцевой балансный модулятор

В современных модуляторах используются БМ, реализуемые в виде ИС (рис.4.8).

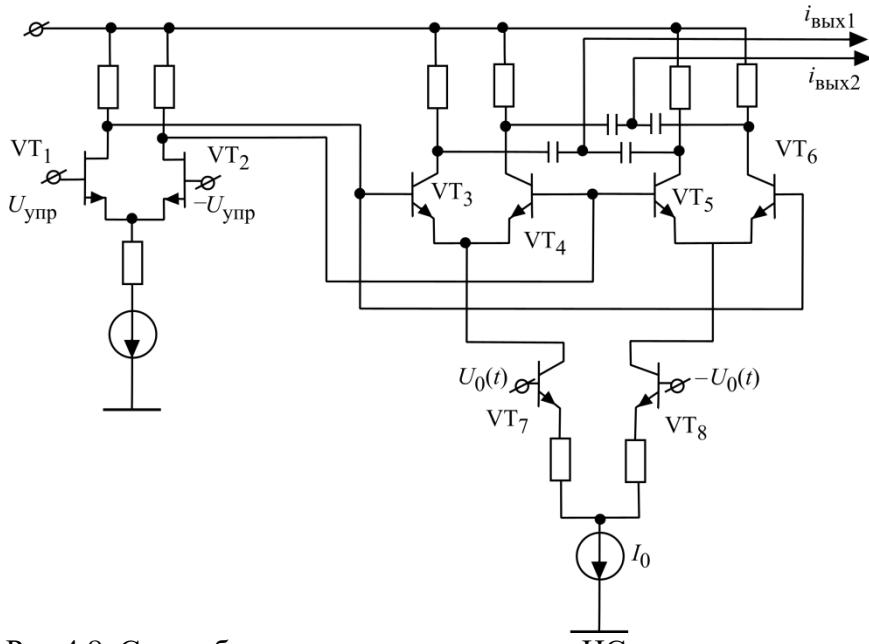


Рис.4.8. Схема балансного модулятора на ИС

Схема состоит из четырех дифференциальных усилителей (ДУ). Усилитель входного модулирующего (управляющего) сигнала, который служит для развязки выхода формирователя модулирующего сигнала и собственно БМ, выполнен на полевых транзисторах VT₁ и VT₂.

Со стоков транзисторов VT₁ и VT₂ снимают два симметричных противофазных модулирующих напряжения: $-U_{\text{упр}}(t)$ и $U_{\text{упр}}(t)$, которые подают на сдвоенный ДУ на транзисторах VT₃–VT₄ и VT₅–VT₆. Ток, подводимый к этим транзисторам, содержит постоянную составляющую $I_0/4$ и радиочастотную составляющую $i_1(t)=0,5\cos\omega_0 t$, так как на базы транзисторов ДУ VT₇ и VT₈ подано противофазное напряжение радиочастоты (несущей). При этом через транзисторы VT₃ и VT₄ проходит ток $I_0/4+I_1/2\cos\omega_0 t$, а через транзисторы VT₅ и VT₆ ток $I_0/4-I_1/2\cos\omega_0 t$.

Отметим что транзисторы ДУ VT₇–VT₈, как и ДУ VT₁, VT₂, работают в линейном режиме усиления. Транзисторы БМ VT₃–VT₄ и VT₅–VT₆ работают в нелинейном режиме, так как модуляция – процесс нелинейный.

В основу метода повторной балансной модуляции положен принцип постепенного увеличения разности между верхней и нижней полосами частот, что при исключении в БМ несущей частоты упрощает задачу фильтрации.

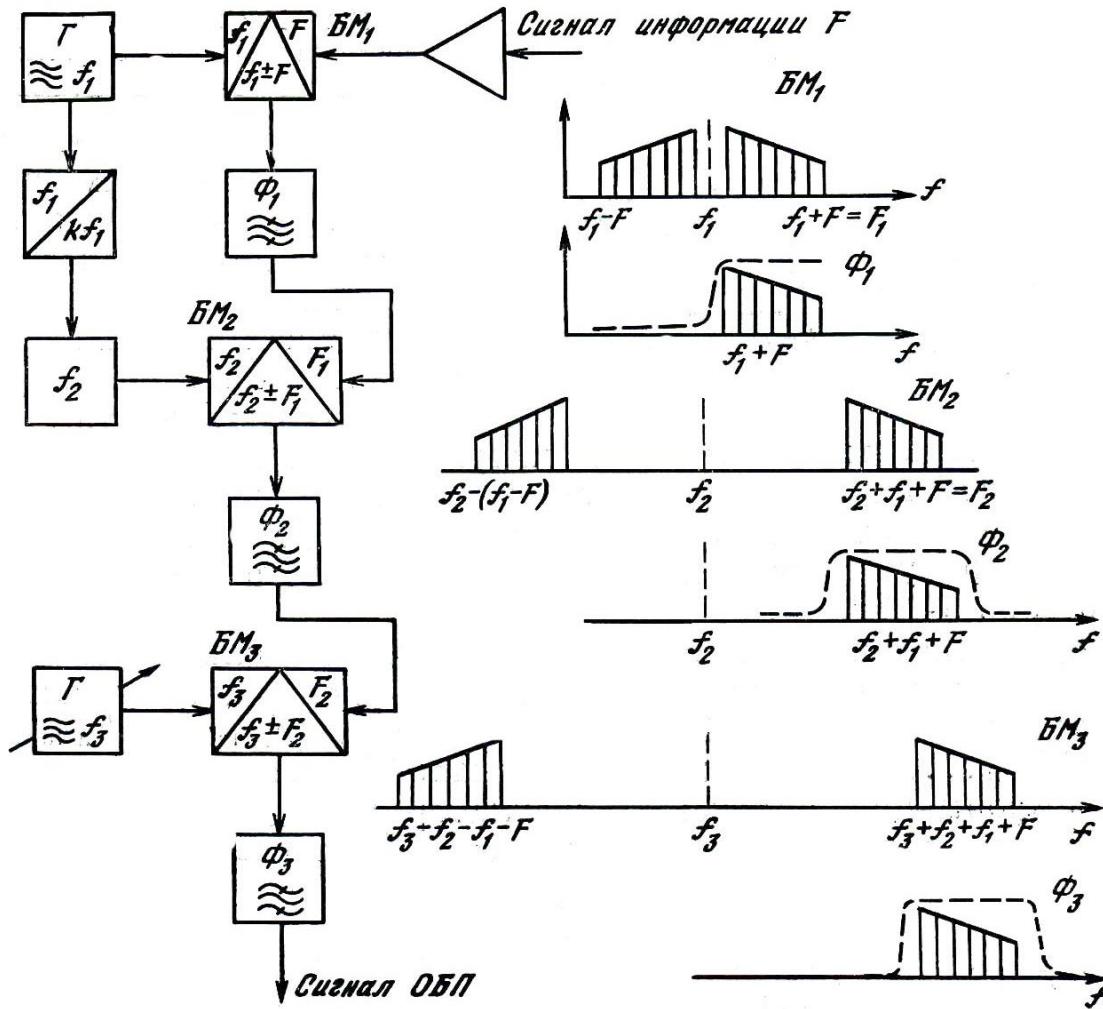


Рис.4.9. Схема возбудителя ОБП, построенного по методу повторной балансной модуляции

В возбудителе ОБП (рис.4.9) модулирующий сигнал F и пониженная частота f_1 (поднесущая) подаются на БМ₁, на выходе которого выделяются две боковые частоты, одна из которых затем подавляется фильтром Φ_1 . Для улучшения фильтрации выбирают отношение частот $f_1/F \approx 10$. На БМ₂ действуют сигналы более высокой поднесущей частоты f_2 и модулирующей с выхода Φ_1 . В спектре на выходе БМ₂ боковые частоты разнесены на $2f_1$. Отношение частот f_2/f_1 такое, что можно применить обычные полосовые фильтры. На БМ₃ подают сигнал частоты f_3 с диапазонного возбудителя и верхнюю боковую полосу частот с выхода Φ_2 . Неиспользуемую боковую частоту фильтрует контур Φ_3 . Для уменьшения нестабильности частоты все поднесущие формируют из колебаний кварцевого генератора с частотой f_1 .

Недостаток способа формирования сигнала ОБП методом повторной балансной модуляции состоит в большом числе БМ и фильтров, что усложняет возбудитель, а многократные преобразования частоты приводят к появлению комбинационных частот.

Фазокомпенсационный метод. В возбудителе образуют N параллельных каналов, содержащих обычные АМ каскады, работающие на общую нагрузку. Фазы напряжения возбуждения этих каскадов сдвинуты фазовращателем на угол ϕ , и в общей нагрузке токи несущих взаимно компенсируются. Кроме того, модулирующие напряжения сдвинуты на каждом из каскадов друг относительно друга на такой же угол ϕ (постоянный в диапазоне частот модуляции), в результате сигналы одной из боковых полос компенсируются, а другой – суммируются арифметически. Какая из боковых частот исчезнет, зависит от знака ϕ . Практическое применение нашли трехчетырехфазные схемы. В трехфазной схеме (рис.3.21) сдвиг по фазе составляет $\phi=2\pi/2$.

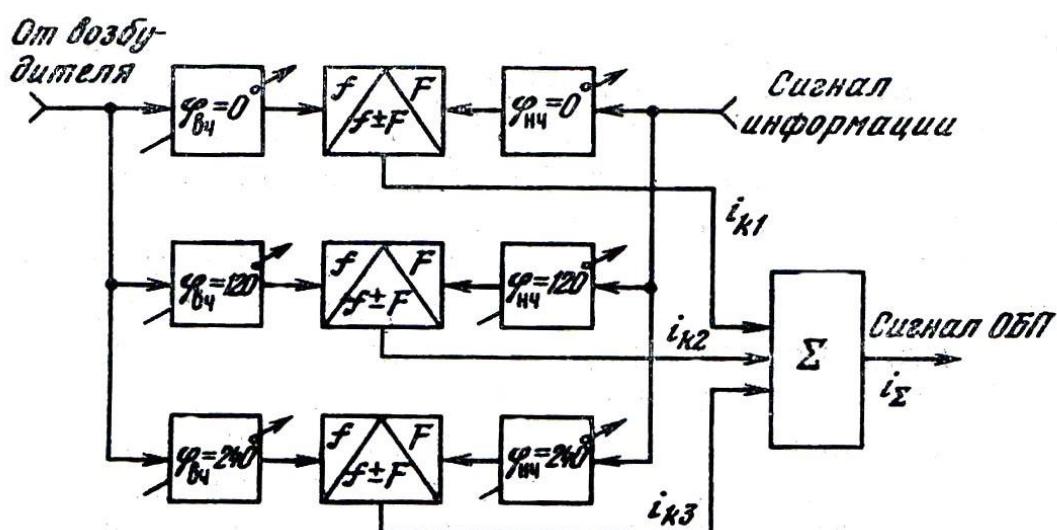


Рис.4.10. Схема возбудителя ОБП, построенная по фазокомпенсационному методу

Достоинства фазокомпенсационного метода состоят в возможности формировать сигнал ОБП на заданной рабочей частоте с меньшим числом нелинейных преобразований, что снижает уровень побочных частот и нелинейных искажений. К недостаткам можно отнести более низкий уровень подавления несущей и ненужной боковой (не более 40дБ) из-за неточной симметрии схемы и трудности создания низкочастотных широкополосных фазовращателей.

1.5.7. Передатчики с импульсной модуляцией

Показатели режима АЭ при импульсной модуляции описывают как импульсными значениями, так и усредненными за период повторения импульсов. Средняя за период повторения импульсов мощность в нагрузке модулятора равна:

$$P_{1 \text{ср}} = \frac{P_{1\text{и}}}{q} = f\tau_i P_{1\text{и}},$$

где $P_{1и}$ – импульсная мощность модулятора. Средняя мощность определяет тепловой режим передатчика.

Импульсную модуляцию можно реализовать, запирая входной электрод АЭ на время паузы и открывая его импульсом напряжения от модулятора на время, равное $\tau_{и}$. При этом высокое напряжение на электродах АЭ действует непрерывно, зато требуется маломощный модулятор.

Также импульсную модуляцию можно получить, если на время $\tau_{и}$ подключить к АЭ источник высокого напряжения. В этом случае модулятор (коммутатор К на рис.4.11) управляет мощностью источника питания (ИП). В паузах между импульсами, когда К разомкнут, мощность источника поступает в накопитель энергии (НЭ). На время $\tau_{и}$ коммутатор замыкается, и АЭ получает мощность, но не от ИП, чему препятствует ограничительное сопротивление $R_{огр}$, а от НЭ. Таким образом, импульсный модулятор преобразует энергию ИП во времени.

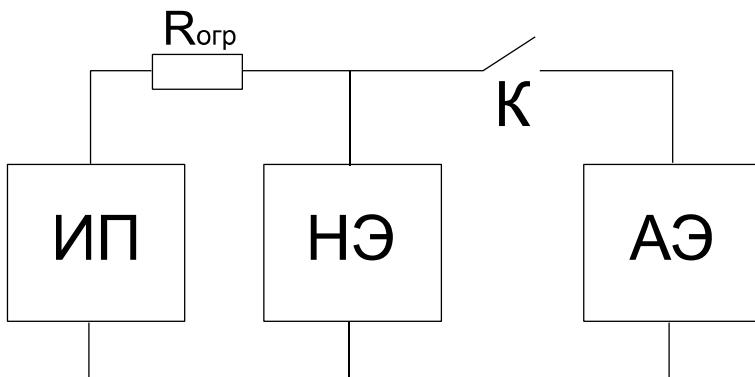


Рис.4.11. Структурная схема импульсного модулятора

Импульсный модулятор рассчитывается на среднюю мощность $P_{0ср}=P_{0и}/q$, которая затрачивается во время паузы на увеличение запаса энергии в НЭ, а АЭ получает ее от НЭ за короткий интервал $\tau_{и}$.

1.5.8. Передатчики с угловой модуляцией

Осуществление частотной модуляции

Существуют два основных метода формирования сигналов с ЧМ: прямой и косвенный. Прямой метод предполагает модуляцию частоты задающего генератора управителем частоты и возможное умножение частоты в последующих каскадах передатчика. Управителем частоты является устройство с реактивным управляемым сопротивлением, которое подключается к колебательному контуру автогенератора. Косвенный метод основан на возможности преобразования фазовой модуляции в частотную. Модулирующее напряжение подается на модулятор фазы через интегрирующий четырехполюсник.

Существует много приборов и устройств, обладающих реактивной проводимостью, управляемой напряжением или током: варикапы, управи-

тели на ферритах, реактивные лампы и транзисторы, варионды, ключевые диоды и т. д.

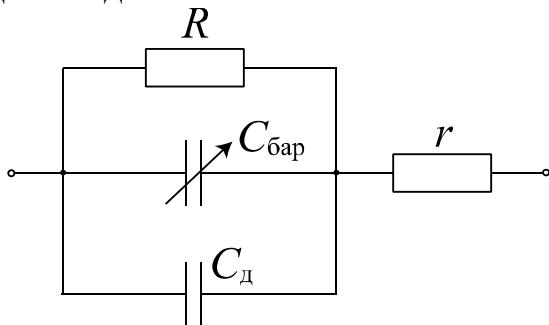


Рис.4.14. Эквивалентная схема варикапа

В настоящее время в качестве управителей частоты широко применяют варикапы – полупроводниковые диоды, емкость запертого p - n -перехода которых зависит от приложенного к нему напряжения. Эквивалентная схема p - n -перехода полупроводникового диода (рис.4.14) состоит из сопротивления базы r и параллельно соединенных емкостей $C_{\text{бар}}$ (барьерной емкости запертого перехода), $C_{\text{д}}$ (диффузионной емкости открытого перехода) и дифференциального сопротивления R . В режиме открытого перехода R мало и сильно шунтирует емкость перехода, которая в основном определяется $C_{\text{д}}$. Это затрудняет использование варикапа для управления частотой. В режиме запертого p - n -перехода обратный ток диода мал, сопротивление велико и слабо влияет на характеристики варикапа. В этом случае емкость варикапа определяет барьерная емкость ($C_{\text{в}}=C_{\text{бар}}$), зависящая от напряжения на переходе:

$$C_{\text{в}} = C_{\text{в}0} \left(\frac{\varphi - E}{\varphi - u_{\text{п}}} \right)^k,$$

где E – напряжение начального смещения;

$C_{\text{в}0}$ – емкость варикапа при $u_{\text{п}}=E$;

φ – контактная разность потенциалов, равная 0,3…0,4 В для германьевых диодов и 0,7…0,8 для кремниевых;

k – коэффициент, зависящий от изменения концентрации примесей в p - n -переходе. Для варикапов с плавным переходом $k=0,3$; с резким переходом $k=0,5$; со сверхрезким $k \geq 1$.

При изменении приложенного к варикапу напряжения в режиме запертого p - n -перехода одновременно с емкостью варикапа меняется его добротность:

$$Q_{\text{в}} = \frac{1}{\omega r C_{\text{бар}}}.$$

Классическим формирователем ЧМ сигналов являются автогенератор с частотной модуляцией – ЧМАГ, один из вариантов которого приведен на рис.3.28.

Схема (рис.4.15) – емкостная трехточка, в колебательный контур которой включен вариkap. Делитель R_1 , R_2 используют для создания обратного смещения на вариkapе, $L_{\text{бл}}$ – блокировочная индуктивность по радиочастоте.

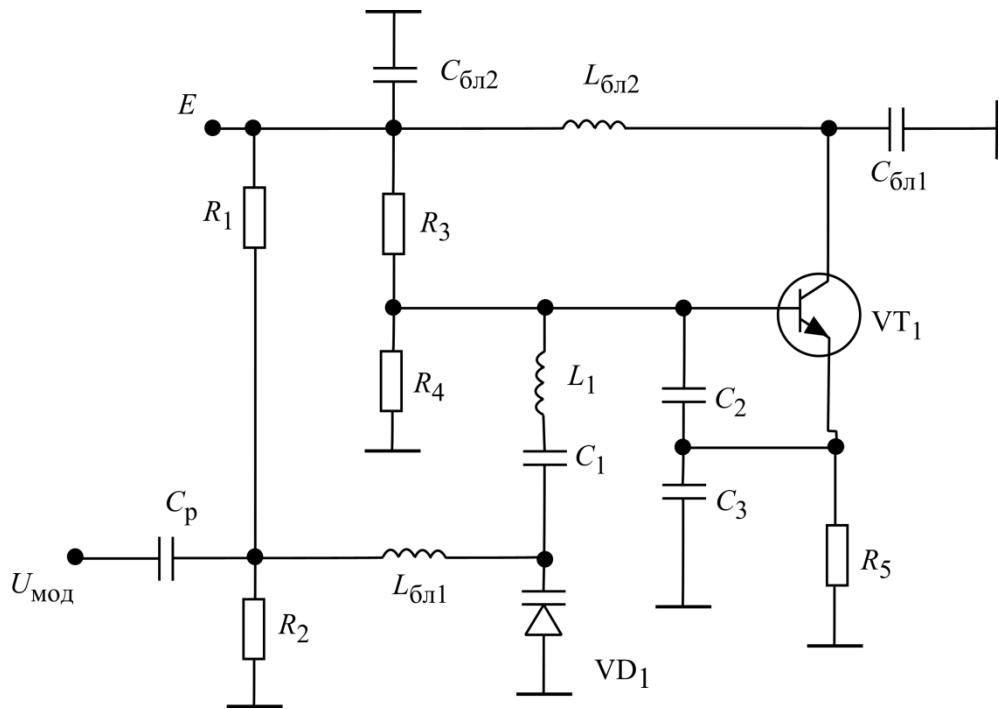


Рис. 4.15. Схема автогенератора с частотной модуляцией

Емкость вариакапа C_d определяется тремя действующими на нем напряжениями:

$$u_d = E_d + U_\omega \cos \omega_{\text{ЧМАГ}} t + U_{\text{мод}} \cos \Omega t,$$

причем E_d – напряжение смещения на вариакапе, чаще составляет – 4...–6 В; U_ω – амплитуда напряжения радиочастоты, как правило, меньше 1В.

Для нормальной работы ЧМАГ вариакап должен быть обратно смещенный, т.е. $u_d < 0$.

Цифровой метод формирования ЧМ сигнала

Современные схемы формирования ЧМ сигналов основаны на методе прямого синтеза (схема была рассмотрена в разделе 3.5). Эту схему (рис.3.4) дополняют элементами управления генерируемой частотой (рис.4.16).

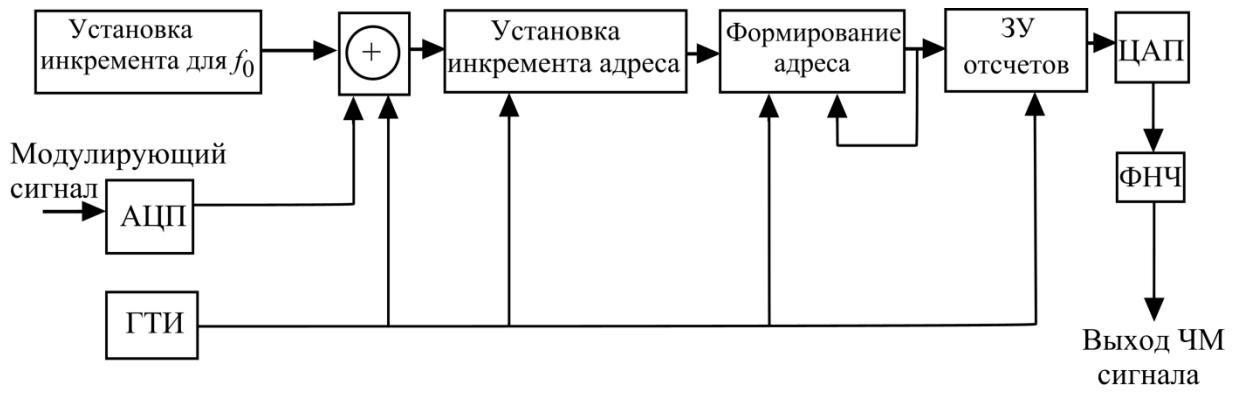


Рис.4.16. Формирование ЧМ сигнала на основе метода прямого синтеза

Передатчики с частотной модуляцией

Передатчики с ЧМ используются для радиовещания, звукового сопровождения аналогового телевидения, радиорелейной, тропосферной и космической связи, в радиовысотометрии и радиолокации. При выборе структурной схемы ЧМ передатчика необходимо одновременно удовлетворить противоречивым требованиям к параметрам ЧМ модуляции (заданная модуляция частоты, линейность модуляционной характеристики и др.) и высокой стабильности средней частоты.

Для стабилизации средней частоты в схеме используется система автоматической подстройки частоты (АПЧ), которая корректирует медленные уходы частоты, вызванные влиянием дестабилизирующих факторов. Можно обойтись без системы АПЧ, если управлять частотой кварцевого автогенератора, который создает колебания с высокой стабильностью частоты. Однако относительный диапазон управления частотой невелик и составляет около $10^{-3} \dots 10^{-4}$.

При использовании косвенного метода формирования ЧМ модулирующее напряжение подается на модулятор фазы через интегрирующий четырехполюсник. Задающий кварцевый генератор позволяет получать высокую стабильность средней частоты. Недостатком этого метода является незначительная девиация на низких частотах модулирующего сигнала, которая должна быть умножена в последующих каскадах с большой кратностью – порядка $10^2 \dots 10^3$. При умножении несущей частоты в N раз абсолютная девиация частоты также умножается в N раз. Умножители частоты, углубляя модуляцию при ЧМ, позволяют существенно понизить частоту задающего генератора, что облегчает ее стабилизацию.

Для формирования широкополосных сигналов используется комбинированный способ, объединяющий прямой и косвенный по принципу сложения спектров сигналов. Модуляция в области низких частот производится изменением частоты кварцевого автогенератора. Модулятор фазы с интегратором превращает ФМ в ЧМ высокочастотной части спектра. Частотное разделение модулирующего сигнала производится фильтрами.

Фазовые модуляторы

В идеальном случае фазовый модулятор обеспечивает линейную зависимость девиации фазы $\Delta\phi$ от управляющего напряжения при постоянстве амплитуды ФМ колебаний на выходе модулятора и отсутствие паразитной амплитудной модуляции (ПАМ).

Существует значительное число принципов и схем для получения ФМ. В радиопередающих устройствах часто применяются схемы на основе фазовращателей на резонансных контурах. В контуры введены варикапы (В), емкости которых меняются модулирующим напряжением. Это приводит к расстройке контуров относительно частоты f_0 колебаний, генерируемых возбудителем. Расстройка контуров при постоянной рабочей частоте сопровождается изменением фазы колебаний на выходе модулятора, т.е. появлением ФМ.

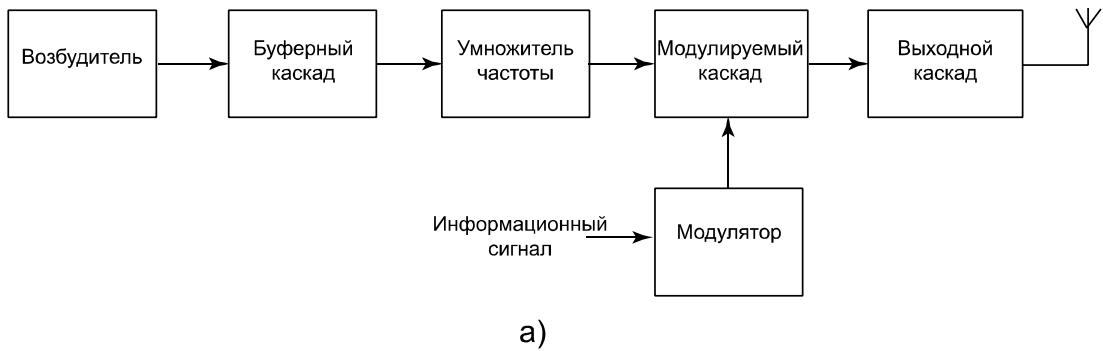
1.6. Передатчики различного назначения

Структурные схемы передатчиков различаются в зависимости от мощности в нагрузке и вида модуляции, диапазона волн и назначения.

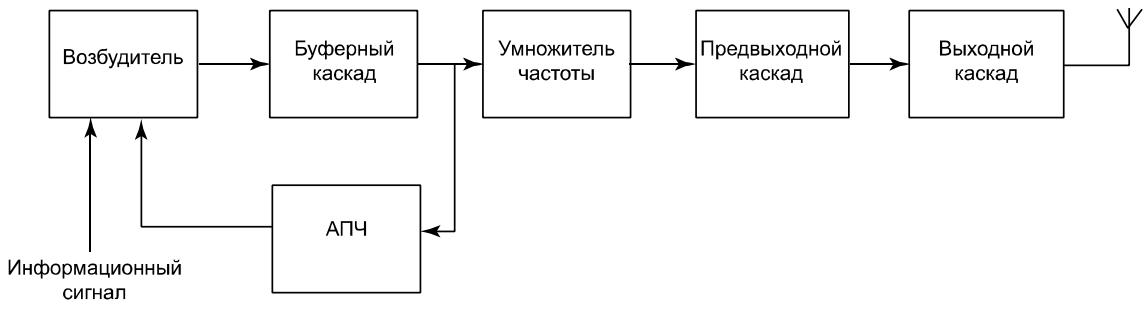
1.6.1. Радиовещательные передатчики

Рассмотрим структурные схемы радиовещательных передатчиков. В диапазонах ДВ, СВ используется амплитудная модуляция (АМ), причем к качеству сигнала и стабильности частоты предъявляются высокие требования. Структурная схема передатчика является многоакадной (рис.5.1,а). Первый после возбудителя каскад является буферным: он ослабляет влияние последующих каскадов на возбудитель, что предотвращает ухудшение стабильности частоты последнего. Последующее умножение частоты в одном или нескольких каскадах позволяет понизить частоту возбудителя, что также способствует повышению ее стабильности, ослабляет влияние мощных каскадов и нестабильности нагрузки на возбудитель. Ряд усилителей мощности после умножения частоты позволяет получить требуемый уровень мощности в нагрузке. Оконечный усилитель мощности нагружен на фидер, связанный с антенной системой. Модулятор управляет колебаниями (амплитудой) выходного или предвыходного каскадов, а иногда двух или трех последних каскадов.

В радиовещательных передатчиках метрового диапазона (рис.5.1, б) или в радиолокационных передатчиках непрерывного излучения частотная модуляция осуществляется в возбудителе. Высокая стабильность средней частоты поддерживается системой автоматической подстройки частоты (АПЧ).



а)



б)

Рис.5.1. Типовые структуры вещательных передатчиков с амплитудной (а) и частотной (б) модуляцией

1.6.2. Передатчики спутниковых систем связи

Системы спутниковой связи состоят из двух сегментов – космического и земного. Под космическим сегментом обычно понимаются спутники-ретрансляторы, а также средства выведения их на орбиту и наземные комплексы управления. Спутники-ретрансляторы состоят из двух основных узлов: космической платформы и бортового ретранслятора. В космическом сегменте используются спутники-ретрансляторы, находящиеся на различных околоземных орbitах в зависимости от назначения системы.

Земной сегмент представляет собой сеть абонентских станций спутниковой связи, устанавливаемых у пользователей, а также центр управления сетью.

Станции спутниковой связи работают обычно в двух диапазонах: *C* (прием 4 ГГц, передача 6 ГГц) и *Kи* (прием 11 ГГц, передача 14 ГГц). В спутниковой связи используется фазовая модуляция.

Структурная схема передающей части многоканальной системы с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ) и времененным разделением каналов приведена на рис.5.2.

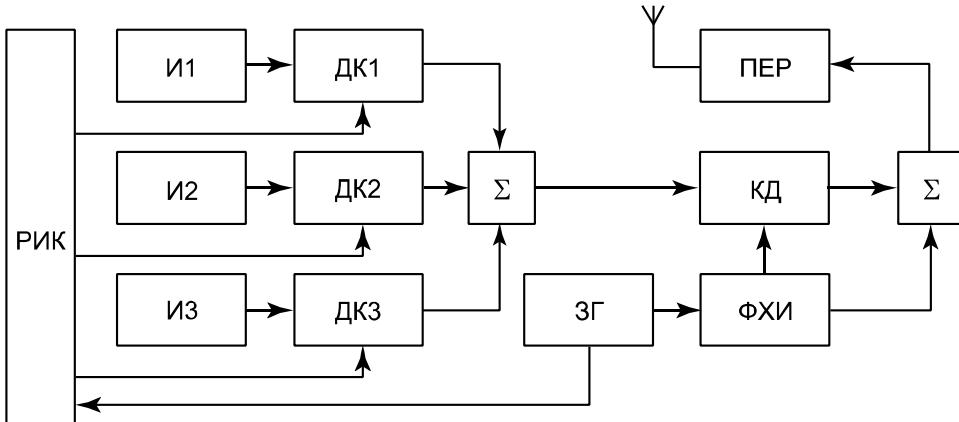


Рис.5.2. Структурная схема передающего тракта наземной станции

Здесь РИК – распределитель импульсов каналов; I_i – источники сообщения наземной станции; DK_i – устройства канальной дискретизации; Σ – суммирующее устройство каналов наземной станции; ПЕР – блок передающих усилителей наземной станции; КД – кодер; ЗГ – задающий генератор; ФХИ – формирователь хронизирующих импульсов.

Сообщения от источников сообщения подаются на устройства канальной дискретизации. Дискретизация по времени осуществляется с частотой, задаваемой распределителем импульсов каналов. Отсчеты сигналов сдвинуты во времени на канальный интервал $T_k = T/n$, где T – период повторения канальных импульсов (его величина определяется теоремой Котельникова); n – число каналов. В дискретизаторе осуществляется амплитудная модуляция канальных импульсов сигнала соответствующего источника сообщения. Амплитудно-модулированные импульсные последовательности каналов объединяются в сумматоре, образуя групповой сигнал. Далее канальные импульсы кодируются в кодере. Управление кодером производится импульсами, вырабатываемыми в формирователе хронизирующих импульсов.

Формирователь хронизирующих импульсов формирует также сигналы цикловой синхронизации (СЦС). Во втором сумматоре объединяются в единую двоичную последовательность групповой сигнал с ИКМ и СЦС.

В передатчике осуществляется вторая ступень модуляции радиочастотного колебания сформированной многоканальной импульсной последовательностью.

1.7. Контрольные вопросы

1. Какие активные элементы используют в радиочастотных каскадах передатчиков? Чем обусловлен выбор активного элемента?
2. Чем отличаются динамические характеристики АЭ от статических характеристик?
3. Какую форму имеет импульс выходного тока генератора с внешним возбуждением, работающего с отсечкой тока в недонапряженном, граничном, перенапряженном режиме?

4. В чем достоинства и недостатки режима генератора с внешним возбуждением при работе без отсечки выходного тока?
5. Какие требования предъявляют к входным, межкаскадным и выходным согласующим цепям?
6. Каковы основные энергетические характеристики генератора с внешним возбуждением?
7. Какие существуют способы сложения мощностей генераторов?
8. Какие усилители принято считать широкодиапазонными?
9. Какие факторы ограничивают полосу частот усилителя?
10. Какие условия должны быть выполнены для возникновения автокоцебаний в АГ?
11. Какие факторы вызывают нестабильность частоты АГ?
12. Какие методы используют для повышения стабильности частоты автогенераторов?
13. Какие свойства кварцевых пластин позволяют применять их в качестве колебательных систем АГ?
14. Почему использование кварцевых резонаторов в АГ позволяет повысить стабильность частоты?
15. Какие методы используют при построении современных синтезаторов частоты?
16. Какие параметры характеризуют качество синтезаторов частоты?
17. Каковы достоинства и недостатки косвенных синтезаторов частоты по сравнению с прямыми?
18. Каковы достоинства и недостатки прямого цифрового синтеза частот?
19. Как выглядят спектры и векторные диаграммы при гармоническом модулирующем напряжении для случая амплитудной и однополосной модуляции?
20. Каковы особенности импульсной работы передатчиков?
21. Какую модуляцию называют угловой?
22. Какую модуляцию называют фазовой, частотной?
23. Какие методы применяются для стабилизации средней частоты в передатчиках с ЧМ?

Глава 2. Радиоприемные устройства

2.1. Основы радиоприема

В данном разделе будут рассмотрены основные понятия, характеристики и назначение радиоприемных устройств. Проведено сравнение преимуществ и недостатков структурных схем радиоприемных устройств прямого усиления и супергетеродинного типа, а также их особенности.

2.1.1. Основные понятия и классификация радиоприемных устройств

Радиоприемное устройство (РПУ) предназначено для преобразования приходящих в пункт приема сигналов в сообщения с допустимой степенью потери информации. РПУ – это устройство для улавливания, преобразования, усиления радиосигналов и извлечения из них информации. На рис. 2.1 показана структурная схема РПУ в широком смысле, которая включает антенно-фидерную систему, радиоприемное устройство в узком смысле и окончное устройство: звуковоспроизводящее устройство, дисплей, процессор, устройство автоматики и т.д.

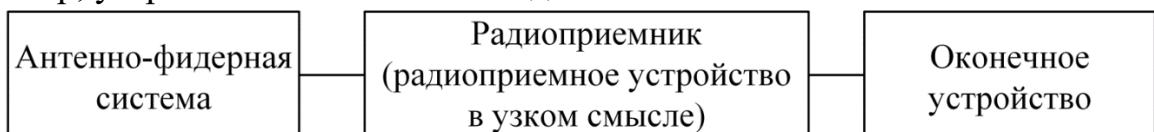


Рис. 2.1 Структурная схема РПУ в широком смысле

Функции РПУ:

- выделить информацию, заложенную в РЧ колебании (детектор или демодулятор, декодер);
- выделить сигнал из смеси сигнала с помехами (система фильтров);
- усилить сигнал до нужного уровня (система усилителей).

На рис. 2.2 показана обобщенная структурная схема радиоприемного устройства в узком смысле.

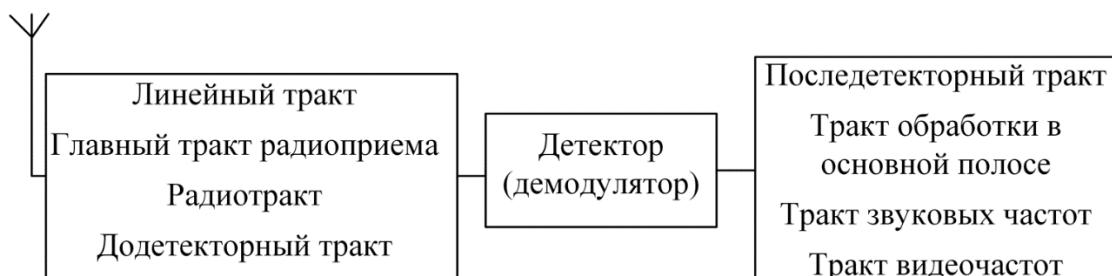


Рис. 2.2 Обобщенная Структурная схема РПУ в узком смысле

При проектировании системы радиосвязи необходимо наилучшим образом одновременно оптимизировать параметры РПДУ и РПУ. Обычно стремятся обеспечить требования к системе при минимально возможной мощности РПДУ. Для этого необходимо иметь РПУ с высокой чувствительностью.

При меньшей мощности РПДУ:

- снижается стоимость системы,
- уменьшаются эксплуатационные расходы (энергопотребление),
- улучшаются массогабаритные характеристики,
- облегчается теплоотвод,
- улучшается электромагнитная обстановка.

«Хороший» приемник – это приемник способный принимать слабые сигналы в условиях действия интенсивных помех.

Современные РПРУ различают по ряду классификационных признаков, определяющих основные технические характеристики аппаратуры (табл 2.1).

Таблица 2.1. Классификация радиоприемных устройств

№	Признак	
1	По основному назначению	<ul style="list-style-type: none">- Профессиональные (приемники радиосвязи, радиоуправления, радионавигации, радиотелеметрии)- Бытовые (для приема программ звукового и телевизионного вещания)
2	По виду систем радиовещания, радиосвязи, радиотехнических систем	<ul style="list-style-type: none">- Звукового вещания- Телевизионного вещания- Магистральной КВ связи- Радиорелейных систем связи- Тропосферных систем связи- Спутниковых систем связи- Систем подвижной связи- Радионавигационных систем- Радиолокационных систем
3	По характеру принимаемых сигналов	<ul style="list-style-type: none">- Приемники аналоговых сигналов- Приемники цифровых сигналов
4	По виду модуляции принимаемых сигналов	<ul style="list-style-type: none">- АМ- ЧМ- ОМ- АТ (АМ)- ЧТ (ЧМ)- 2ФМ- 4ФМ- 8ФМ- 16АФМ (16КАМ)- 64АФМ (64КАМ)
5	По диапазону принимаемых частот (длин волн)	<ul style="list-style-type: none">- ДВ, СВ, КВ- УКВ

		<ul style="list-style-type: none"> - СВЧ - Оптического диапазона
6	По месту установки	<ul style="list-style-type: none"> - Стационарные - Автомобильные - Судовые - Самолетные - Переносные
7	По виду электропитания	<ul style="list-style-type: none"> - Сеть 220 В - Бортовая сеть - Аккумулятор - Батарея
8	По элементной базе	<ul style="list-style-type: none"> - На интегральной микросхеме - На дискретных п/п приборах - На радиолампах
9	По методу построения системы управления	<ul style="list-style-type: none"> - С микропроцессорной системой управления - Без микропроцессорной системы управления
10	По способу построения главного тракта приема	<ul style="list-style-type: none"> - Детекторные приемники - Приемники прямого усиления - Супергетеродины - Приемники с прямым преобразованием - Приемники с цифровой обработкой радиосигнала

2.1.2. Принцип построения приемника прямого усиления

Структурная схема приемника прямого усиления изображена на рис. 2.3. Усиление сигнала производится непосредственно на частоте принимаемого сигнала вплоть до детектора. В данной структурной схеме можно выделить основные тракты радиоприемника: додетекторный и последедетекторный. Обработку сигнала в додетекторном тракте проводят на частоте принимаемого сигнала (f_c). Переноса спектра в додетекторном тракте нет, додетекторный тракт состоит из системы усилителей и фильтров. Так как обработка сигналов происходит на радиочастоте, то усилители принято называть: Усилители РадиоЧастоты (УРЧ).

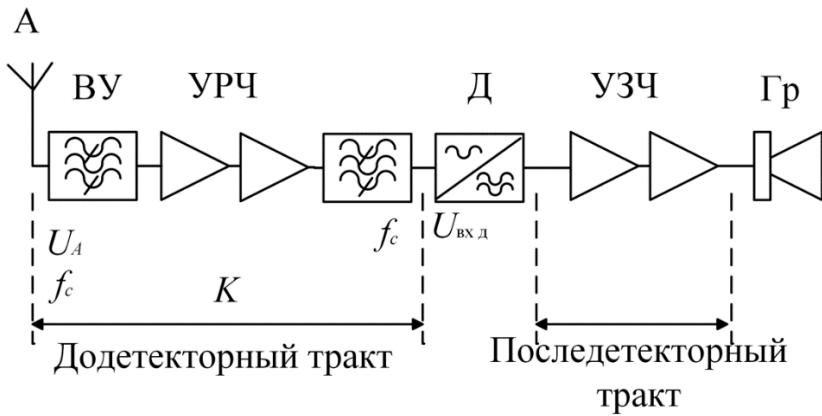


Рис. 3 Структурная схема приемника прямого усиления

Проблемы реализации приемника прямого усиления:

1. *Сложно обеспечить необходимое усиление додетекторного тракта.* При перестройке каскадов УРЧ в широком диапазоне частот резко изменяется их усиление. Из-за паразитных обратных связей на высоких частотах коэффициент устойчивого усиления невелик и обратно пропорционален номиналу частоты и построение усилительной структуры тем сложнее, чем выше частота усиливаемого сигнала (f_c). При росте частоты из-за опасности самовозбуждения приходится ограничивать усиление каскада и увеличивать число каскадов.

2. *Сложно обеспечить требуемую избирательность.* Основная избирательность в приемнике прямого усиления осуществляется в додетекторном тракте, элементами которого являются входное устройство (ВхУ) и УРЧ. Входное устройство предназначено для эффективной передачи напряжения или мощности полезных сигналов, принятых антенной, к входу первого каскада усиления и для обеспечения первоначальной избирательности. УРЧ обеспечивает практически все необходимое усиление и избирательность до детектора. Чем больше резонаторов содержит фильтр, тем лучше его АЧХ может быть приближена к прямоугольной. Но в перестраиваемых приемниках невозможно применять сложные фильтры. В качестве входного устройства и нагрузки резонансных перестраиваемых усилителей обычно используются одиночные контуры, реже – связанные двухконтурные системы. Как известно, такие фильтры имеют на высоких частотах широкую полосу пропускания и весьма плавкие скаты, поэтому помехи по соседнему каналу, будут подавляться слабо.

3. *Сложно обеспечить перестройку приемника и сохранить неизменными параметры приемника при перестройке.* Поскольку полоса пропускания одиночного колебательного контура определяется выражением:

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_s},$$

где Q_s – добротность эквивалентного контура, f_0 – частота настройки, то при изменении частоты настройки контура, изменяется и его полоса пропускания, что приводит к изменению избирательности приемника. Пример.

При добротности контура $Q_s=100$ и АМ вещание на СВ, при настройке на нижнюю частоту диапазона $f_0=525$ кГц полоса пропускания $\Delta f=5.25$ кГц, а при настройке на верхнюю частоту диапазона $f_0=1600$ кГц полоса пропускания будет в 3 раза больше $\Delta f=16$ кГц.

2.1.3. Принцип построения супергетеродинного приемника

Приемник, в котором частота сигнала преобразуется в некоторую постоянную, обычно достаточно низкую частоту, называют приемником супергетеродинного типа. Частоту, в которую преобразуются сигналы, называют промежуточной частотой. Структурная схема супергетеродинного приемника представлена на рис. 2.4 содержит:

- додетекторный тракт, который состоит из преселектора (тракт радиочастоты) и тракта промежуточной частоты;
- последедетекторный тракт.

Додетекторный тракт содержит преобразователь частоты (ПрЧ). ПрЧ выполняют с использование нелинейных элементов. На ПрЧ подают принимаемый сигнал (на частоте f_c) и сигнал местного генератора (гетеродина) с частотой f_g .

Основную обработку сигнала в додетекторном тракте (усиление и фильтрацию) проводят на промежуточной частоте ($f_{\text{пч}}$). Для этого служат усилитель промежуточной частоты (УПЧ) и фильтр сосредоточенной избирательности (ФСИ).

В зависимости от соотношения $f_c, f_g, f_{\text{пч}}$ различают:

$f_{\text{пч}} = f_g - f_c$ – приемник с верхним сопряжением;

$f_{\text{пч}} = f_c - f_g$ – приемник с нижним сопряжением.

Диаграммы напряжений в различных точках радиотракта супергетеродинного приемка, выполненного по схеме рис. 2.4, показаны на рис. 2.5.

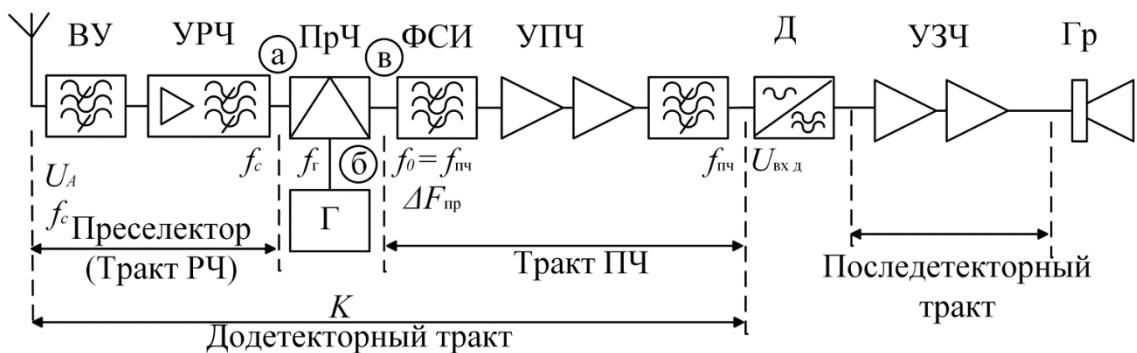


Рис. 2.4 Структурная схема супергетеродинного приемника

Если на входе приемника действует амплитудно-модулированное колебание (рис. 2.5) с частотой несущей f_c , то на выходе преобразователя частоты сигнал будет отличаться от сигнала на входе только по уровню. Напряжение на выходе фильтра сосредоточенной избирательности после преобразования частоты имеет другую несущую частоту, однако закон мо-

дуляции входного напряжения при преобразовании не изменяется. Частота $f_{\text{пч}}$ может быть, как больше, так и меньше частоты f_c .

Супергетеродинный приемник свободен от недостатков, свойственных приемнику прямого усиления:

- достаточно просто обеспечить необходимое усиление додетекторного тракта на более низкой $f_{\text{пч}}$. Например, $f_c=15 \text{ МГц}$, а $f_{\text{пч}}=465 \text{ кГц}$. Основное усиление производим на частоте 465 кГц;
- достаточно просто обеспечить требуемую избирательность на более низкой и не перестраиваемой $f_{\text{пч}}$. В качестве ФСИ можно использовать не перестраиваемые высокодобротные кварцевые или поверхностных акустических волнах (ПАВ) фильтры;
- достаточно просто обеспечить перестройку приемника с малым изменением параметров. Полоса пропускания приемника определяется ФСИ, его полоса не зависит от частоты настройки.

Основные проблемы, возникающие в супергетеродинных приемниках:

- наличие дополнительных каналов приема, их надо подавлять;
- необходимость обеспечения высокого качества сигнала гетеродина;
- возможное излучение сигнала гетеродина в антенну.

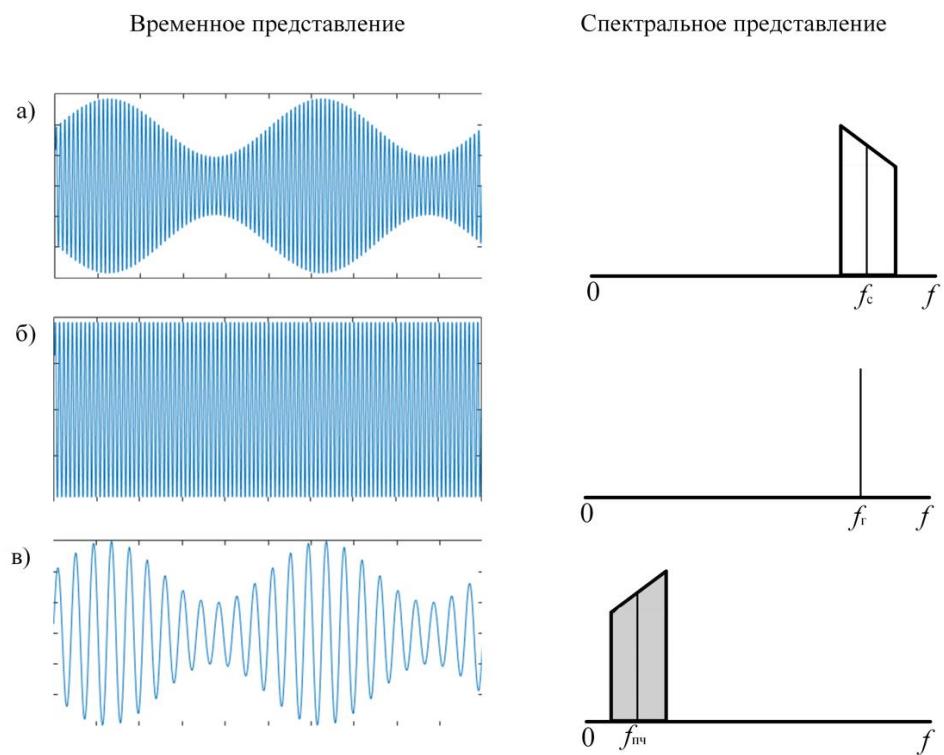


Рис. 2.5 Диаграммы напряжений в супергетеродинном приемнике

Приемник супергетеродинного типа помимо основного канала имеет побочные каналы приема, т.е. может принимать сигналы, отличающиеся от частоты настройки приемника. Побочные каналы приема – это области ча-

стот, помехи из которых при взаимодействии с сигналом гетеродина преобразуются в ПЧ и усиливаются наряду с полезным сигналом. Промежуточная частота может быть получена не только за счет основного преобразования сигнала, но и за счет преобразования помехи, частота ($f_{КП}$) которой удовлетворяет условию:

$$f_{КП} = \left| \frac{q}{s} \cdot f_r \pm \frac{1}{s} f_{ПЧ} \right|$$

где q и $s = 0; 1; 2; \dots$ – целые числа (гармоники). Помеха, попавшая за счет такого преобразования в тракт промежуточной частоты, уже не может быть отфильтрована приемником. Наиболее опасными видами побочных каналов является зеркальный канал (ЗК) и канал приема по промежуточной частоте.

В табл. 2.2 показаны побочные каналы приема для случая: $f_r=20$ МГц, $f_{ПЧ}=1$ МГц.

Таблица 2.2. Побочные каналы приема

q	s	Частота канала приема, МГц	Описание
1	1	$ f_r + f_{ПЧ} =20+1=21$	Зеркальный канал
		$ f_r - f_{ПЧ} =20-1=19$	Основной канал приема
1	2	$ 2f_r + f_{ПЧ} =40+1=41$	
		$ 2f_r - f_{ПЧ} =40-1=39$	
1	0	$ 0f_r + f_{ПЧ} =0+1=1$	Канал на ПЧ
2	2	$ f_r + 0.5 \cdot f_{ПЧ} =20+0.5=20.5$	
		$ f_r - 0.5 \cdot f_{ПЧ} =20-0.5=19.5$	

Для лучшего подавления зеркального и других дополнительных каналов приема следует:

- увеличивать значение ПЧ;
- увеличивать добротность резонаторов преселектора;
- увеличивать число резонаторов преселектора;
- использовать специальные структуры ПрЧ (балансные, кольцевые), обеспечивающие подавление некоторых дополнительных каналов за счет фазовых соотношений.

Значение ПЧ выбирают из компромиссных соображений:

- для лучшего подавления ЗК и других доп. каналов $f_{ПЧ}$ следует увеличивать;
- для лучшего подавления соседних каналов, для приближения формы АЧХ додетекторного тракта к прямоугольной, а также для облегчения усиления сигнала $f_{ПЧ}$ следует уменьшать.

Для уменьшения номенклатуры фильтров, используемых в качестве ФСС значения ПЧ стандартизированы и в табл. 2.3. приведены значения ПЧ для радиоприемников различного назначения.

Таблица 2.3. Стандартные значения ПЧ

Назначение радиоприемного устройства	Значение ПЧ
AM радиовещание (ДВ, СВ, КВ диапазоны)	465 кГц (455 кГц)
ЧМ радиовещание (УКВ диапазон)	10.7 МГц
ТВ вещание	38.0 МГц
Приемники радиорелейных, спутниковых линий связи	70 МГц

В некоторых случаях делают приемники с двойным и тройным преобразованием частоты.

2.1.4. Приемники прямого преобразования (с преобразованием на нулевую ПЧ)

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 частоту без предварительного ее переноса на промежуточную (рис. 2.6). Подобные приемники получили название приемников прямого преобразования (синхродины, гомодины). В таких приемниках подавление помех и основное усиление сигнала осуществляется в основном на низкой частоте, что реализуется существенно проще и дешевле.

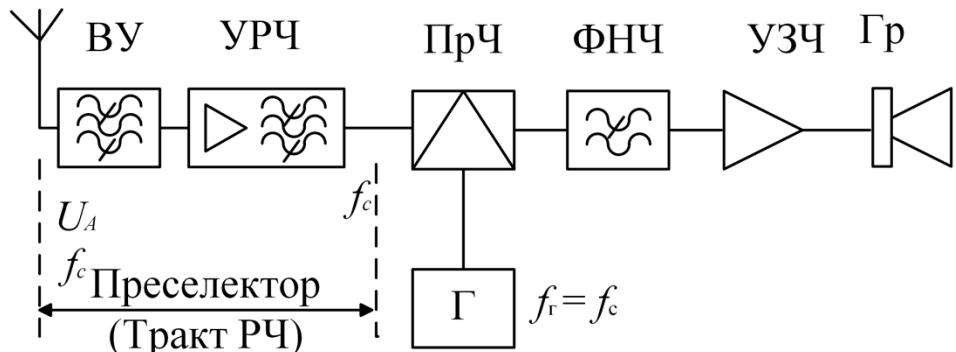


Рис. 2.6 Структурная схема приемника прямого преобразования

Упрощенная структурная схема приемника прямого преобразования представлена на рис. 2.6. Принимаемый сигнал от антенны через входное устройство и УРЧ подается на преобразователь частоты. Частота гетеродина выбирается равной несущей частоте сигнала. На выходе преобразователя включен фильтр нижних частот, выделяемый им звуковой сигнал усиливается УЗЧ. Побочные каналы в приемнике прямого преобразования остаются лишь на частотах гармоник гетеродина. Эти каналы легко подавляются простейшей одноконтурной входной цепью. Однако при приеме амплитудно-модулированного сигнала в таком приемнике после преобразования частоты появляются звуковые сигналы от двух боковых полос, которые мо-

гут различаться по частоте, что приводит к искажению принимаемого сигнала.

2.1.5. Технические показатели радиоприемных устройств

Основные технические показатели определяют важнейшие свойства приемника:

- чувствительность;
- избирательность;
- верность воспроизведения сообщений;
- стабильность работы.

ГОСТы и другие стандарты нормируют эти показатели. Примеры:

- ГОСТ 5651-89 Аппаратура радиоприемная бытовая. Общие технические условия.
- ГОСТ Р 52016-2003. Приемники магистральной радиосвязи гектометрового-декаметрового диапазона волн. Параметры, общие технические требования и методы измерений.
- ГОСТ Р 52454-2005. Глобальная навигационная спутниковая система и глобальная система позиционирования. Приемник персональный. Технические требования.

Чувствительность – способность приемника работать при низких уровнях входного радиосигнала. Количественно чувствительность оценивают минимальным уровнем нормально модулированного сигнала в антенне, при котором на выходе приемника обеспечивается заданное качество сигнала.

Под нормально модулированным сигналом понимается:

- Радиовещательный РПРУ АМ (ДВ, СВ, КВ): частота модуляции – $F_M = 1000$ Гц, глубина модуляции – $m_H = 30\%$;
- Радиовещательный РПРУ ЧМ (УКВ): $F_M = 1000$ Гц, девиация частоты – $\Delta f_H = 15$ кГц.

Под заданным качеством сигнала на выходе понимается:

- Радиовещательный РПРУ АМ: $P_{вых} = 50$ мВт, С/Ш_{вых} = 20 дБ;
- Радиовещательный РПРУ ЧМ: $P_{вых} = 50$ мВт, С/Ш_{вых} = 26 дБ;
- Приемник дискретных сигналов: вероятность ошибки – $p_{ош} = 10$.

Избирательность – способность приемника выделять полезный сигнал из смеси с помехами. Приемник отличает полезный сигнал от помех по определенным признакам. Различают:

- пространственную избирательность;
- поляризационную избирательность;
- избирательность по времени;
- избирательность по форме сигнала;
- частотную избирательность.

Частотная избирательность определяет способность приемника отфильтровать полезный сигнал от внеполосных помех.

Частотная избирательность можно оценивать односигнальным или многосигнальным методами.

Односигнальную избирательность существенно проще измерить, но она не полностью характеризует свойства приемника. При измерении один генератор сигнала поочередно выполняет роль источника полезного сигнала и помех.

Односигнальную избирательность количественно оценивают относительным ослаблением, создаваемым додетекторным трактом приемника на частоте f , по сравнению с частотой настройки f_0 . Для этого определяют отношение уровня сигнала $E_A(f)$ на частоте f к его значению на частоте настройки E_{A0} при неизменном уровне сигнала на выходе. Относительное ослабление принято оценивать в децибелах:

$$\sigma(f) = 20 \cdot \log \frac{E_A(f)}{E_{A0}}$$

Зависимость $\sigma(f)$ (2.3) называют характеристикой избирательности. Характеристика избирательности зависит от частоты настройки, ее снятие трудоемко. Поэтому обычно избирательность оценивают в отдельных характерных точках, измеряя параметры:

$$\sigma_{CK} = 20 \cdot \log \frac{E_A(f_{CK})}{E_{A0}} ;$$

- относительное ослабление соседнего канала:

$$\sigma_{3K} = 20 \cdot \log \frac{E_A(f_{3K})}{E_{A0}} ;$$

- относительное ослабление зеркального канала:

$$\sigma_{PQ} = 20 \cdot \log \frac{E_A(f_{PQ})}{E_{A0}} .$$

- относительное ослабление канала ПЧ:

Значения ослабления принято оценивать в худших точках диапазона.

При измерениях многосигнальной избирательности используют 2 или 3 генератора сигнала. Один – источник полезного сигнала, остальные источники помех. Сигнал и помехи действуют на вход приемника одновременно. Многосигнальная избирательность позволяет учесть нелинейные эффекты во входных каскадах приемника (блокирование, перекрестную модуляцию, интермодуляцию).

Избирательность по соседним каналам определяется в основном ФСИ. Для увеличения σ_{CK} следует:

- увеличивать добротность резонаторов ФСИ и их число;
- снижать промежуточную частоту;
- использовать 2 (иногда больше) ФСИ.

Избирательность по ЗК и каналу ПЧ определяется в основном фильтрами преселектора. Для увеличения σ_{3K} и σ_{PQ} следует:

- увеличивать добротность резонаторов преселектора и их число;
- увеличивать промежуточную частоту;
- для увеличения σ_{PQ} следует использовать балансные и кольцевые схемы ПрЧ.

Верность воспроизведения сообщения. Сообщение в месте приема может быть искажено как из-за действия помех, так и из-за отклонения характеристик приемника от идеальных. При приеме сигналов, модулированных случайными функциями времени, например, радиовещательной, или телевизионной программами, влияние помех на верность воспроизведения сообщения обычно оценивается средним квадратическим отклонением функции времени, воспроизводимой выходным прибором, от ее значения в отсутствие помехи.

Более полную оценку свойств радиоприемного устройства, предназначенного для приема звуковых программ, дает характеристика верности по звуковому давлению и характеристика верности по яркости приемных устройств, предназначенных для приема телевизионных программ. При указанных оценках учитываются не только свойства тракта усиления и преобразования электрического сигнала, но и свойства выходного прибора, от которого в конечном счете зависит верность воспроизведения сообщения.

Для наглядной оценки линейных искажений сигнала можно воспользоваться переходной характеристикой приемника, под которой понимают зависимость выходного напряжения при подаче сигнала с единичным скачком модулирующего напряжения. При таком сигнале наиболее сильно проявляются линейные искажения, вносимые радиоприемным трактом.

Стабильность работы. Современное состояние развития радиотехнических систем характеризуется жесткой регламентацией несущих частот и ширины спектра излучения. Поэтому обеспечить наилучший прием сообщений возможно лишь три точной настройке приемника на желаемый сигнал и при высокой стабильности частоты настройки. При расстройке увеличивается вклад помех на выходе приемника и уменьшается вклад спектра полезного сигнала. При значительной расстройке приемника может быть полностью исключен прием желательной станции.

Погрешность настройки определяется как неточностью установки частоты, так и изменением частоты настройки элементов высокочастотного тракта приемника из-за влияния дестабилизирующих факторов: изменения температуры, влажности, ударов, вибраций и др. Погрешность установки частоты настройки определяется частотным интервалом, приходящимся на одно деление шкалы настройки.

Профессиональные приемники СЧ-ВЧ диапазонов в зависимости от типовых значений ряда параметров (ГОСТ Р 52016-2003) разделяют на несколько классов (табл. 2.4).

Таблица 2.4. Классы профессиональных радиоприемных устройств

№	Параметр	Требования по классам	
		I	II
1	Коэффициент шума, дБ, не более:		

	- для приемников с повышенной чувствительностью - для приемников с повышенной избирательностью	10, 13 15, 16	12, 13 17
2	Динамический диапазон по ПКП на зеркальных частотах, дБ, не менее	90	70
3	Динамический диапазон по ПКП на промежуточных частотах, дБ, не менее	100	80
4	Динамический диапазон по другим ПКП при отстройке от частоты настройки на ± 50 кГц, дБ, не менее		80
5	Уровень восприимчивости по блокированию, дБ·мкВ, не менее: вне полосы ± 20 кГц относительно частоты настройки - для приемников с повышенной избирательностью: вне полосы $\pm 5\%$ относительно частоты настройки вне полосы $\pm 10\%$ относительно частоты настройки - для приемников с повышенной чувствительностью: вне полосы $\pm 5\%$ относительно частоты настройки вне полосы $\pm 10\%$ относительно частоты настройки	120 130 150 126 130	100 120 130 120 126
6	Динамический диапазон по интермодуляции третьего порядка относительно 1 мкВ при отстройке ближайшей помехи на ± 20 кГц, дБ, не менее	90	80
7	Диапазон АРУ при изменении уровня выходного сигнала на 6 дБ, дБ, не менее	120	80
8	Диапазон РРУ, дБ, не менее		
9	Уровень паразитных излучений, мкВ, не более: - на эквиваленте антенны 75 Ом	10	20
10	Время перестройки по частоте, выбираемое из ряда, с, не более	0,005; 0,01; 0,05; 0,3	0,01; 0,05; 0,3
11	Ширина полосы частот, Гц, выбираемая из ряда однополосных телефонных каналов: ТФ-2,35 ТФ-2,75	От 350 до 2700 От 250 до 3000	

	ТФ-3,1 ТФ-4,35 ТФ-5,9	От 300 до 3400 От 150 до 4500 От 100 до 6000		
12	Номинальный уровень выходного сигнала в линию каждого телефонного канала, дБ·м		0	
13	Пределы регулировки уровня выходного сигнала в линию каждого телефонного канала, дБ·м, не менее		От -20 до +10	
14	Ослабление составляющих интермодуляции внутри полосы пропускания канала ОБП, дБ, не менее	50	40	
15	Время установления частоты настройки с точностью $\pm 1 \cdot 10^{-7}$ после включения приемника, мин, не более	3	5	
16	Относительное отклонение частоты настройки приемника от номинального значения в нормальных условиях в течение суток, не более: - через 1 ч после включения генератора опорной частоты - долговременная нестабильность частоты (старение): - за год; - за месяц - при действии дестабилизирующих факторов (суммарное относительное отклонение)	$\pm 5 \cdot 10^{-9}$ $\pm 1 \cdot 10^{-7}$ $\pm 5 \cdot 10^{-8}$ $5 \cdot 10^{-8}$	$\pm 2 \cdot 10^{-8}$ $\pm 3,0 \cdot 10^{-7}$ $\pm 1 \cdot 10^{-7}$ $2 \cdot 10^{-7}$	
17	Линейные переходные искажения, дБ, не более	-60	-56	
18	Нелинейные переходные искажения, дБ, не более		-50	

В последующих разделах будут детально рассмотрены структурные и принципиальные схемы узлов радиоприемного устройства, а также предъявляемые к ним требования.

2.2. Входные цепи радиоприемных устройств

Входным устройством (входной цепью) называется часть схемы приемника, связывающая антенну или антенный фидер со входом первого каскада приемника. Входная цепь предназначена для более эффективной передачи полезного сигнала на вход 1-го каскада приемника и, обладая резонансными свойствами, служит для осуществления предварительной частотной избирательности.

2.2.1. Классификация входных устройств

Входное устройство обеспечивает «наилучшую» передачу сигнала из антенны в 1-й каскад приемника:

- с максимальным возможным коэффициентом передачи;
- обеспечивая минимум коэффициента шума приемника; обеспечивая требуемую избирательность (по дополнительным каналам приема);
- обеспечивая требуемое подавление внеполосных помех для предотвращения эффектов блокирования, перекрестной модуляции и интермодуляции в усилителе радиочастоты и преобразователе частоты;
- обеспечивает допустимое влияние изменения параметров антенны и активного прибора на работу приемника;
- защищает приемник от мощных электромагнитных воздействий.

Классификация входных устройств приведена в таб. 2.5.

Таблица 2.5. Классификация входных устройств

Критерий	Вариант
По наличию избирательных свойств	<ul style="list-style-type: none">- Избирательные;- Апериодические
По наличию элементов перестройки	<ul style="list-style-type: none">- Перестраиваемые;- Неперестраиваемые
По виду избирательной системы	<ul style="list-style-type: none">- с одним резонансным контуром;- с двумя и более резонансными контурами;- со специальными полосовыми фильтрами
По виду связи избирательной системы с антенной или антенным фидером (рис. 2.7)	<ul style="list-style-type: none">- с трансформаторной связью;- с автотрансформаторной связью;- с внешнеемкостной связью;- с комбинированной связью
По виду связи избирательной системы с первым каскадом приемника (рис. 2.8)	<ul style="list-style-type: none">- с полным включением;- с автотрансформаторной связью;- с трансформаторной связью;- с внутриёмкостной связью.

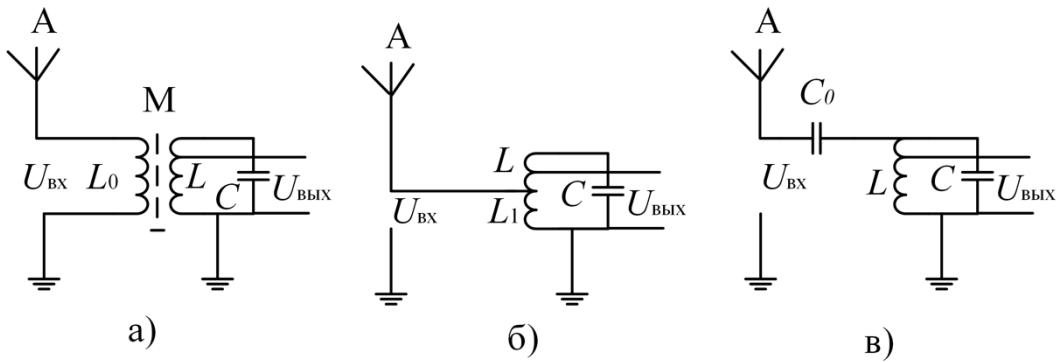


Рис. 2.7. Виды связи избирательной системы с антенной: а) трансформаторная; б) автотрансформаторная; в) внешнеемкостная

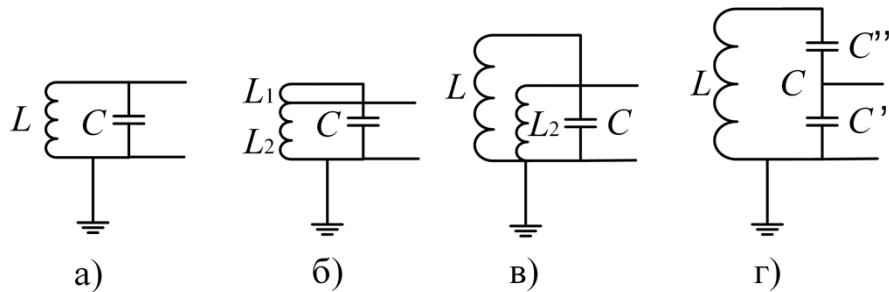


Рис. 2.8. Виды связи избирательной системы с антенной: а) полная; б) автотрансформаторная; в) трансформаторная; г) внутриемкостная

2.2.2. Основные параметры входных устройств

Коэффициент передачи входной цепи по напряжению – отношение напряжения на выходе первого каскада приемника ($U_{\text{вх_ап}}$) к величине ЭДС генератора, эквивалентного ЭДС, наводимой в антенне (E_a):

$$K = \frac{U_{\text{вх_ап}}}{E_a}$$

Коэффициент шума входной цепи, как и любого пассивного четырехполюсника (кабеля, фильтра) однозначно определяется его затуханием:

$$K_{\text{ш_вых}} = L = \frac{1}{K}.$$

Избирательность входной цепи оценивается характеристикой избирательности:

$$\sigma = \frac{K_0}{K},$$

где σ – есть отношение коэффициента передачи входного устройства по напряжению на резонансной частоте (K_0) к коэффициенту передачи на текущей частоте.

При расчетах обычно используют параметр резонансной характеристики входной цепи ($\gamma_{\text{вых}}$), иначе называемой характеристикой односигнальной избирательности. При использовании во входном устройстве оди-

ночного колебательного контура его характеристика избирательности описывается выражением:

$$\gamma_{BY} = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}},$$

где ξ - обобщенная расстройка, определяемая как

$$\xi = Q_3 \cdot \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right),$$

где f_0 – частота настройки колебательного контура, f – текущее значение частоты (например, значение частоты помехи), Q_3 – добротность эквивалентного контура, т. е. добротность с учетом потерь, вносимых внешними цепями; обычно $Q_3 = (0.7 - 0.8) Q_K$.

Характеристика избирательности двухконтурного входного устройства

$$\gamma_{BY} = \frac{1 + \eta^2}{\sqrt{(1 + \eta^2 - \xi^2)^2 + 4 \cdot \xi^2}},$$

где ξ – обобщенная расстройка, η – параметр связи между контурами филь-

тра $\eta = \frac{|x_{CB}|}{\sqrt{r_{K1} \cdot r_{K2}}}$, x_{CB} – сопротивление элемента связи между контурами, r_{K1} , r_{K2} – сопротивления потерь в каждом из контуров.

Коэффициент перекрытия (для перестраиваемых ВУ). Входная цепь должна обеспечить возможность настройки на любую частоту заданного диапазона приемника при удовлетворении требований, предъявляемых к изменению коэффициента передачи, полосы пропускания, избирательности. Коэффициентом перекрытия K_D диапазона называют отношение максимальной частоты диапазона к минимальной:

$$K_D = \frac{f_{o\max}}{f_{o\min}}$$

Неравномерность резонансного коэффициента передачи в диапазоне перестройки. При изменении рабочей частоты входной цепи меняется в общем случае сопротивление антенны, а также комплексное сопротивление элементов связи полосового фильтра с внешними устройствами, кроме того, имеется зависимость эквивалентной добротности контура от частоты настройки, это обуславливает нежелательную зависимость резонансного коэффициента от частоты. Изменение коэффициента передачи входной цепи в частотном поддиапазоне характеризуется неравномерностью коэффициента передачи.

$$H = \frac{K_{o\max}}{K_{o\min}}$$

Резонансные параметры входного устройства. При настройке входного контура с результирующими параметрами в резонанс индуктивное L ,

и емкостное C , сопротивления контура взаимно компенсируются, т.е. реактивная составляющая сопротивления контура становится равной нулю и резонансный контур имеет чисто активную составляющую (r). При этом резонансная частота определяется выражением:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}},$$

характеристическое сопротивление

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

добротность

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

резонансная проводимость контура

$$g_\kappa = \frac{1}{\rho \cdot Q} = \frac{1}{\omega_0 \cdot L \cdot Q}$$

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

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

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

2.3. Резонансные усилители

Следующим важным узлом радиоприемного устройства является резонансный усилитель (рис. 2.4), который содержит резонансную селективную цепь и поэтому усиливает сигнал в узкой полосе частот, в которой

АЧХ усилителя имеет подъем. В радиоприемных устройствах резонансные усилители используются в качестве УРЧ и УПЧ.

2.3.1. Классификация усилителей радиочастоты

УРЧ можно классифицировать по ряду признаков. По частотным диапазонам различают УРЧ приемников умеренно высоких частот (длинных, средних, коротких и метровых волн) и приемников сверхвысоких частот (дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн).

По способу настройки контуров различают УРЧ с настройкой на фиксированные частоты и диапазонные, в которых перестройка контуров производится изменением емкости.

По количеству контуров бывают одноконтурные УРЧ (наиболее простые и экономичные) и двухконтурные (в профессиональных приемниках), а также многоконтурные, усилители с пьезоэлектрическими и электромеханическими фильтрами, усилители с резонансными линиями и объемными резонаторами.

По виду схем различают следующие усилители ВЧ:

- 1) С однотранзисторными каскадами: с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ), общим истоком (ОИ), общим затвором (ОЗ).
- 2) с каскодными схемами: ОЭ - ОБ, ОИ - ОЗ, ОИ - ОБ, ОИ - ОЭ.

Усилители с ОЭ (ОИ) в диапазонах метровых и более длинных волн позволяют получить наибольшее усиление мощности. Усилители с ОБ (ОЗ) отличаются большей устойчивостью к самовозбуждению, поэтому часто используются в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн. Принципы построения и анализа резонансных усилителей идентичны для различных типов и схем включения усилительного элемента.

Усилители радиочастоты могут работать как на фиксированной частоте, так и на частотах, перестраиваемых в рабочем диапазоне (перестраиваемые УРЧ); УПЧ, как правило, работают на фиксированных частотах. Теория УРЧ и УПЧ общая. В качестве резонансной цепи применяют одиночные контуры или многозвенные фильтры. Любой резонансный усилитель содержит три основных элемента: усилительный элемент, источник питания и резонансную цепь (фильтр) с цепями связи с усилительным элементом и с последующим каскадом (рис. 2.9).

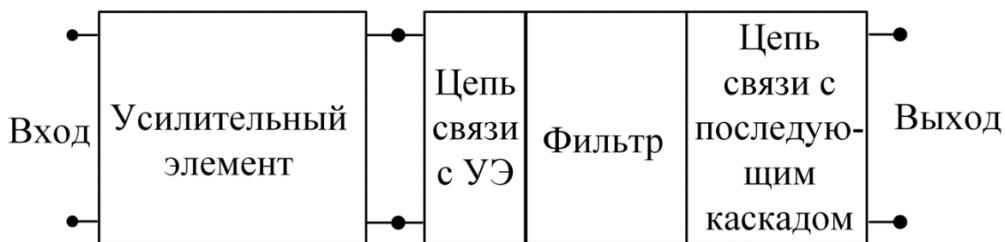


Рис. 2.9. Структурная схема резонансного усилителя

В зависимости от вида усилительного элемента различают:

1) резонансные усилители на невзаимных усилительных элементах, обладающих раздельным входом и выходом и усиливающих сигнал от входа к выходу (к таким усилительным элементам относятся транзисторы, электронные лампы, интегральные схемы);

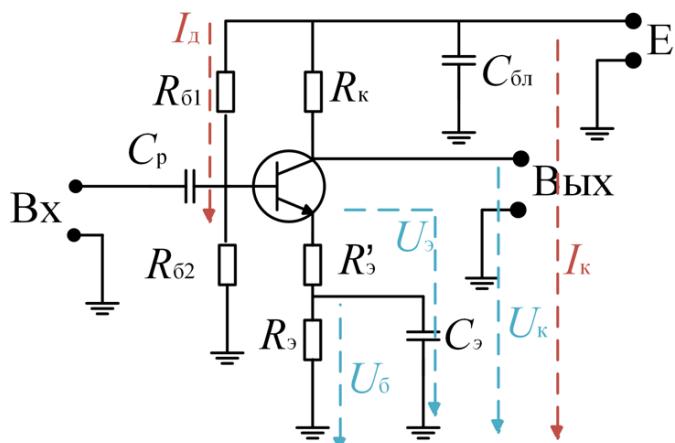
2) двухполюсные усилительные элементы, вход и выход которых совпадает: к ним относятся туннельные и другие диоды с отрицательным со-противлением, варикапы и др.

В зависимости от вида АЧХ резонансные усилители бывают с единственной четко выраженной резонансной частотой (часто именно такие усилители называют резонансными и с АЧХ, имеющей в определенной полосе частот плавкий участок по форме приближающейся к прямоугольной (полосовые усилители).

В зависимости от вида цепей связи фильтра с усилительным элементом и с последующим каскадом различают резонансные усилители с непосредственным, автотрансформаторным, индуктивным (трансформаторным), емкостным и комбинированным включением фильтра. Резонансные усилители в РПРУ работают в режиме усиления малых сигналов, т.е. в линейном по сигналу режиме. Отличие резонансного усилителя от резисторного каскада предварительного усиления состоит в том, что вместо резистора в нем в качестве нагрузки используется резонансная цепь. Цепи питания усилительного элемента по постоянному току, эквивалентные схемы усилителей с учетом включения фильтра, методика анализа в основном применимы как для резисторных каскадов предварительного усиления, так и для анализа резонансных усилителей.

2.3.2. Расчет широкополосного усилителя на биполярном транзисторе

Рассмотрим широкополосный усилитель (рис. 2.10) на биполярном n-p-nтранзисторе, схема с ОЭ, с резистивной нагрузкой, с однополярным питанием, эмиттерная стабилизация режима по постоянному току.



Пусть в качестве исходных данных для расчета заданы: $E=12$ В, $R_{61}=9$ кОм, $R_{62}=3$ кОм, $R_E=1.17$ кОм, $R'_E=30$ Ом, $R_K=1$ кОм, тогда можно определить величину тока, проходящую через делитель напряжения:

$$I_D = \frac{E}{R_{61} + R_{62}} = \frac{12}{(9+3) \cdot 10^3} = 1 \text{ мА.}$$

Далее можем найти напряжение на базе и на эмиттере, как

$$U_B = I_D \cdot R_{62} = 1 \cdot 3 = 3 \text{ В}$$

$$U_E = U_B - U_{BE} = 3 - 0,6 = 2,4 \text{ В}$$

Определим ток эмиттера и коллектора

$$I_E \approx I_K = \frac{U_E}{R_E + R'_E} = \frac{2,4}{1.17 \cdot 10^3 + 30} = 2 \text{ мА}$$

Напряжение на коллекторе и напряжение коллектор-эмиттер можно рассчитать, как:

$$U_K = E - I_K \cdot R_K = 12 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 10 \text{ В}$$

$$U_{KE} = U_K - U_E = 10 - 2,4 = 7,6 \text{ В}$$

Крутизна активного прибора составит

$$y_{21} \approx 30 \cdot I_E = 30 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 60 \text{ мСм}$$

Глубину отрицательной обратной связи по переменному и постоянному току можно определить

$$F_{nep} = 1 + y_{21K} \cdot R'_E = 1 + 60 \cdot 10^{-3} \cdot 30 = 2,8$$

$$F_{noc} = 1 + y_{21K} \cdot (R_E + R'_E) = 1 + 60 \cdot 10^{-3} \cdot (1,17 \cdot 10^3 + 30) = 73$$

Крутизна эквивалентного активного прибора:

$$y_{21E} = \frac{y_{21}}{F_{nep}} = \frac{60 \cdot 10^{-3}}{2,8} = 21,4 \text{ мСм}$$

Коэффициент передачи составит

$$K = y_{21} R_K = 21,4 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 21,4$$

2.3.3. Принципиальные схемы резонансных усилителей

На рис. 2.11 показана принципиальная схема резонансного усилителя на биполярном n-p-nтранзисторе, схема с ОЭ, с резонансной нагрузкой, с однополярным питанием, эмиттерная стабилизация режима по постоянному току. Связь резонансного контура с транзистором – трансформаторная. Связь резонансного контура со следующим каскадом – трансформаторная. Последовательное питание по выходу. Параллельное питание по входу.

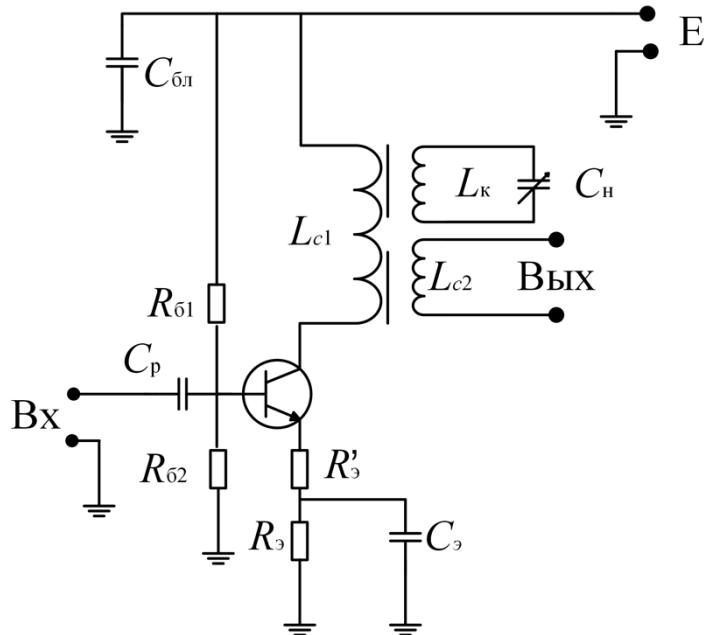


Рис. 2.11. Принципиальная схема резонансного усилителя на биполярном транзисторе

На рис. 2.12 показана принципиальная схема резонансного усилителя полевом транзисторе, схема с общим истоком, с резонансной нагрузкой, с однополярным питанием, режим по постоянному току обеспечен схемой автосмещения. Связь резонансного контура с транзистором – автотрансформаторная. Связь резонансного контура со следующим каскадом – трансформаторная. Последовательное питание по выходу. Последовательное питание по входу.

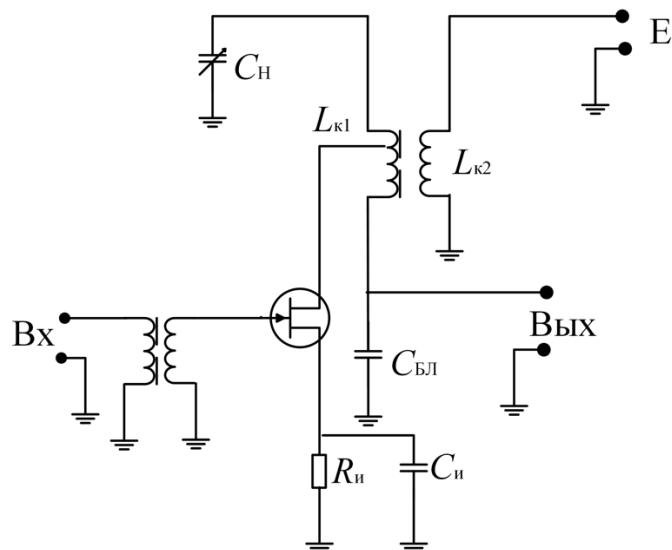


Рис. 2.12. Принципиальная схема резонансного усилителя на полевом транзисторе

Для повышения устойчивости усилителей используют каскодное соединение двух усилительных элементов, при котором выход одного усилительного элемента соединяется с входом второго непосредственно, без ча-

стотно-зависимых цепей. Влияние внутренней обратной связи при таком соединении уменьшается, так как эквивалентная проводимость обратной связи определяется обратной проводимостью двух усилительных элементов. Чтобы подчеркнуть особенность такого каскадного соединения, его называли каскодным.

В усилителях на биполярных транзисторах наибольшее распространение получили варианты соединения общий эмиттер-общий эмиттер (ОЭ-ОЭ) и общий эмиттер-общая база (ОЭ-ОБ) (рис.2.13). Схема ОЭ-ОЭ используется на частотах $f_p < 1 \dots 2$ МГц (например, в УПЧ радиовещательных приемников). Схема ОЭ-ОБ применяется на более высоких частотах, в частности в диапазонных усилителях декаметрового и метрового диапазонов, в широкополосных усилителях. В усилителях на полевых транзисторах хорошие показатели имеет схема общий исток - общий затвор (ОИ-ОЗ). Используется также соединение общий исток - общая база (ОИ-ОБ).

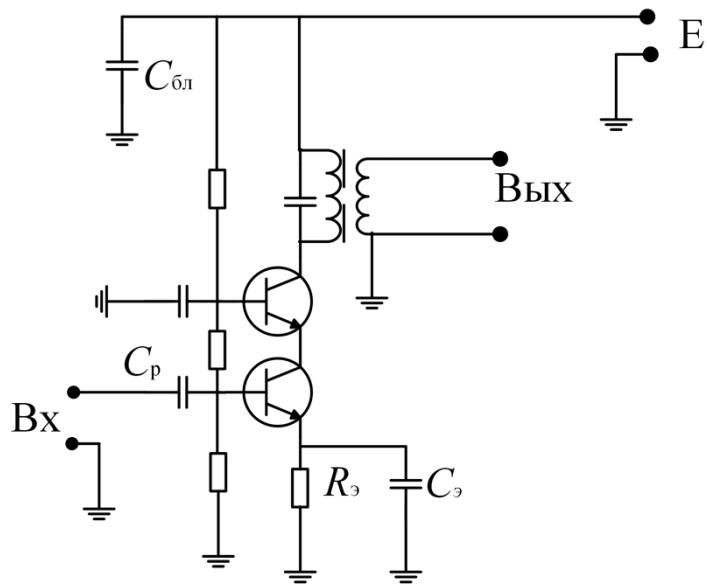


Рис. 2.13. Каскодная схема ОЭ-ОБ

2.3.4. Коэффициент шума резонансного усилителя

В каждом p-n-переходе имеются три составляющие шума: мерцательные шумы, проявляющиеся на низких частотах, их уровень возрастает с понижением частоты, дробовые шумы обусловлены флюктуациями числа носителей тока (электронов, дырок, ионов) относительно их среднего значения и тепловые шумы, обусловлены потерями в элементах приемника (катушках индуктивности, полупроводниковых приборах, соединительных линиях, фильтрах, резисторах и т.д.).

Средний квадрат напряжения теплового шума в радиодиапазоне рассчитывают по формуле Найквиста

$$U_{\text{ш}}^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f$$

где $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К - постоянная Больцмана, T - температура, при которой находится шумящее сопротивление, в градусах Кельвина, Δf - полоса

частот, Гц; предполагается, что в полосе Δf спектральная плотность шума постоянна.

Коэффициент шума ($K_{\text{ш}}$) определяют, как отношение полной мощности шума в нагрузке четырехполюсника к мощности шума в нагрузке при нешумящем четырехполюснике, т.е. той доле шумовой мощности, которая создается шумящим «по Найквисту» активным сопротивлением генератора (R_{Γ}), находящимся при нормальной (комнатной) температуре T_0

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш_Г_вых}} + P_{\text{ш_ЧП_вых}}}{P_{\text{ш_Г_вых}}}.$$

Так как четырехполюсник является линейным, шумовые мощности можно пересчитать к его входу. Перепишем (2.26) как

$$K_{\text{ш}} = 1 + \frac{P_{\text{ш_ЧП}}}{k \cdot T_0 \cdot \Delta F_{\text{ЭФ}}},$$

где $\Delta F_{\text{ЭФ}}$ – эффективная шумовая полоса.

$P_{\text{ш_ЧП}}$, входящая в выражения (2.26) и (2.27), образуется различными источниками шума, в том числе и шумящими не «по Найквисту». Несмотря на это для характеристики шумовых свойств четырехполюсника используют понятие шумовой температуры четырехполюсника ($T_{\text{ЧП}}$), которую определяют, приравнивая реальную шумовую мощность $P_{\text{ш_ЧП}}$ к мощности теплового шума активного сопротивления, находящегося при температуре $T_{\text{ЧП}}$:

$$P_{\text{ш_ЧП}} = k \cdot T_{\text{ЧП}} \cdot \Delta F_{\text{ЭФ}}$$

Отсюда следует, что

$$T_{\text{ЧП}} = \frac{P_{\text{ш_ЧП}}}{k \cdot \Delta F_{\text{ЭФ}}}.$$

Обратите внимание, что $T_{\text{ЧП}}$ – есть условная величина, не равная той температуре, при которой находится четырехполюсник.

Подставив (2.28) в (2.27), получим еще одно выражение для коэффициента шума любого шумящего четырехполюсника

$$K_{\text{ш}} = 1 + \frac{T_{\text{ЧП}}}{T_0},$$

где $T_{\text{ЧП}}$ и T_0 выражают в градусах по шкале Кельвина. Значение T_0 принимают равным 293 К (20°C). Для упрощения расчетов допустимо принять $T_0=300$ К.

Из выражения (2.30) можно получить $T_{\text{ЧП}}$, если известен $K_{\text{ш}}$:

$$T_{\text{ЧП}} = (K_{\text{ш}} - 1) \cdot T_0.$$

Коэффициент шума идеального нешумящего четырехполюсника равен единице. У реального устройства всегда $K_{\text{ш}} > 1$. Во многих случаях значение $K_{\text{ш}}$ задают в децибелах (дБ)

$$K_{\text{ш}} (\text{дБ}) = 10 \lg K_{\text{ш}} (\text{раз}).$$

Наиболее распространенные высокочастотные транзисторы имеют $K_{\text{Ш}} = 3 - 10$ дБ. Современные технологии, однако, позволяют обеспечить значения $K_{\text{Ш}} < 1$ дБ.

Приемное устройство состоит из отдельных узлов – каскадно соединенных четырехполюсников. При известных значениях T_i ($K_{\text{Ш} i}$) и коэффициентах передачи мощности (K_{Pi}) каждого из блоков можно рассчитать общую шумовую температуру и общий коэффициент шума приемника по следующим выражениям:

$$T_{\text{общ}} = T_1 + \frac{T_2}{K_{P1}} + \frac{T_3}{K_{P1} \cdot K_{P2}} + \dots + \frac{T_n}{\prod_{i=1}^{n-1} K_{Pi}},$$

$$K_{\text{Ш общ}} = K_{\text{Ш} 1} + \frac{K_{\text{Ш} 2} - 1}{K_{P1}} + \frac{K_{\text{Ш} 3} - 1}{K_{P1} \cdot K_{P2}} + \dots + \frac{K_{\text{Ш} n} - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} K_{Pi}}.$$

Из выражений (2.33) - (2.34) следуют важные выводы:

- значения $T_{\text{общ}}$ и $K_{\text{Ш общ}}$ каскадного соединения четырехполюсников зависят в первую очередь от шумов первых каскадов;
- на входе желательно иметь каскад с минимально возможной шумовой температурой (коэффициентом шума) и максимальным коэффициентом передачи;
- вклад шумов последующих каскадов тем меньше, чем выше коэффициент передачи предшествующего тракта.

Наличие на входе устройств с потерями приводит к резкому возрастанию шумов, в первую очередь, из-за увеличения вклада шумов последующего тракта.

2.3.5. Нелинейные эффекты, возникавшие в резонансных усилителях

Блокирование – изменение уровня сигнала или отношения сигнал/шум на выходе усилительного каскада при действии радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приема. Наиболее ярко проявляется в последних каскадах УПЧ. Блокирование количественно характеризуется коэффициентом блокирования, равным отношению разности уровней сигнала на выходе усилительного каскада в отсутствие и при наличии радиопомехи на его входе к уровню этого сигнала в отсутствии радиопомехи.

Методы борьбы:

- используют активные приборы с большим линейным участком, например, полевые транзисторы;
- охватывают каскады глубокой отрицательной обратной связью. Для обеспечения достаточного усиления увеличивают крутизну u_{21} , путем увеличения $I_{\text{Э}}$. Используют мощные активные приборы;
- на входе приемника устанавливают переключаемые аттенюаторы.

Перекрестная модуляция – изменение структуры спектра сигнала на выходе усилительного каскада при действии сигнала и модулированной радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приема. Возникает, как правило, во входных каскадах приемника (УРЧ, ПрЧ) – каскадах до ФСИ. Перекрестная модуляция количественно оценивается коэффициентом перекрестных искажений, равным отношению уровня спектральных составляющих сигнала, возникающих в результате перекрестных искажений в усилительном каскаде, к уровню сигнала на выходе усилительного каскада при заданных параметрах радиопомехи и сигнала.

Методы борьбы – те же, что и для эффекта блокирования.

Интермодуляция – возникновение помех на выходе усилительного каскада при действии на его входе двух и более сигналов, частоты которых не совпадают с частотами основного и побочных каналов радиоприемника. Интермодуляционные продукты образуются в результате нелинейного взаимодействия двух и большего числа внеполосных помех во входных каскадах приемника. Опасны интермодуляционные продукты, попадающие в полосу пропускания ФСИ, т.е. близкие к частоте принимаемого сигнала. Интермодуляционные продукты по отношению к сигналу являются аддитивными помехами. Они существуют независимо от сигнала и складываются с ним по мощности. При близости частот сигнала и интермодуляционного продукта возникают биения с разностной частотой.

Эффекты блокирования и перекрестной модуляции изменяют коэффициент передачи приемника и представляют мультипликативные искажения сигнала. При отсутствии сигнала блокирование и перекрестная модуляция не существуют.

В общем случае $f_{\text{им}} = |i f_{\Pi_1} \pm j f_{\Pi_2} \pm k f_{\Pi_3} \pm \dots|$, $i + j + k + \dots$ – порядок интермодуляционного продукта.

Коэффициенты интермодуляционных искажений характеризуют отношения уровня интермодуляционного продукта к уровню полезного сигнала на входе усилительного элемента.

Параметры IP2 и IP3 используют большинство фирм-производителей. IP – InterceptingPoint – точка пересечения. IP2 и IP3 принято измерять в дБм.

Усилители обычно характеризуют параметрами IP2 и IP3 по выходу (Output): OIP2 и OIP3.

2.3.6. Малошумящие усилители сверхвысоко частоты (СВЧ)

В современных радиоприемных устройствах к малошумящим усилителям СВЧ предъявляется комплекс достаточно жестких и противоречивых требований. Они должны, с одной стороны, обладать очень малым коэффициентом шума и высоким коэффициентом усиления, широким динамическим диапазоном, равномерной АЧХ и линейной ФЧХ в полосе частот,

которая делается достаточно широкой, чтобы исключить необходимость перестройки усилителя. С другой стороны, малошумящие усилители должны быть пригодны для установки вблизи облучателя антенны, хорошо согласованы с антенно-фидерным трактом, просты в эксплуатации и обладать высокой надежностью. Применительно к системам радиосвязи, радиовещания и телевидения в наибольшей мере этим требованиям удовлетворяют транзисторные МШУ. На частотах до 7 ГГц в таких усилителях широко используются биполярные транзисторы, а на более высоких частотах до миллиметрового диапазона включительно - полевые, обладающие лучшими шумовыми и усильтельными показателями.

Для того чтобы транзистор СВЧ обеспечивал заданные электрические характеристики, ему необходимы определенные значения сопротивлений генератора и нагрузки на его входах и выходах. Поскольку реальные входной и выходной СВЧ тракты имеют в режиме согласования волновые сопротивления ρ_0 (обычно $\rho_0 = 50 \text{ Ом}$), отличающиеся от необходимых значений, усилитель должен включать в себя согласующие цепи. Важнейшим условием нормальной работы транзисторного усилителя СВЧ является его устойчивость в смысле отсутствия самовозбуждения. Всегда существующие в усилителе внутренние и внешние паразитные обратные связи приводят к тому, что на высоких частотах транзистор в значительной степени утрачивает свойства невзаимности и при определенных условиях усилитель может самовозбуждаться. Усилитель считается безусловно (абсолютно) устойчивым в заданном диапазоне частот, если он не возбуждается в этом диапазоне при подключении к транзистору любых комплексных сопротивлений с положительными активными составляющими.

Транзисторные малошумящие СВЧ изготавливаются преимущественно в виде гибридных интегральных микросхем с навесными корпусными и бескорпусными усилительными элементами, усилители в виде полупроводниковых интегральных микросхем уступают гибридным по шумовым показателям и повторяемости параметров. Полосы усиления составляют 4...80%, коэффициенты усиления на каскад 4...15 дБ (типичные значения 5...8 дБ), коэффициенты шума 2...6 дБ (шумовая температура 170...870 К). динамический диапазон 80...90 дБ.

2.4. Преобразователи частоты радиоприемных устройств

Преобразователь частоты является узлом радиоприемного устройства супергетеродинного типа и прямого преобразования. Преобразователь частоты представляет собой устройство для переноса спектра сигнала в другую область частот с сохранением закона модуляции. Поэтому в преобразователе частоты обязательно используются нелинейный прибор или прибор с изменяющимся параметром и местный гетеродин, обеспечивающий изменение режима преобразующего прибора с частотой гетеродина. В выходном токе нелинейного или параметрического прибора возникает мно-

жество комбинационных колебаний. Выделение желательного колебания в преобразователе частоты осуществляется избирательная система. Таким образом, в состав преобразователя частоты (ПЧ) входят: преобразующий элемент (ПЭ), местный гетеродин и избирательная система (ПФ) (рис. 2.14).

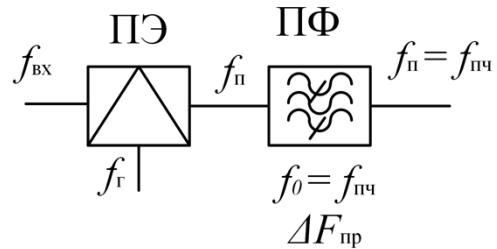


Рис. 2.14. Структурная схема преобразователя частоты

2.4.1. Классификация преобразователей частоты

В зависимости от характера проводимости, изменение которой используется для преобразования частоты, преобразователи частоты можно разделить на резистивные и реактивные. Из реактивных преобразователей наибольшее распространение получили емкостные, так как они имеют высокие электрические показатели при достаточной простоте выполнения.

В зависимости от типа прибора, используемого для преобразования частоты, преобразователи разделяются на ламповые и полупроводниковые.

В зависимости от числа электродов, имеющихся в преобразующем приборе, различают диодные, триодные и многоэлектродные преобразователи частоты. Триодные и многоэлектродные преобразователи частоты позволяют уменьшить связь цепей сигнала и гетеродина при подаче колебаний с частотами сигнала и гетеродина в цепи различных электродов.

По способу получения колебаний местного гетеродина, преобразователи можно разделить на две группы: преобразователи частоты с отдельным гетеродином и преобразователи частоты с совмещенным гетеродином. В последней группе преобразующий элемент используется также для самовозбуждения колебаний с частотой гетеродина.

По виду схемы преобразователи можно разделить на: простые, балансные, кольцевые.

По характеру спектра на выходе преобразователи частоты можно разделить на две группы: с инверсией и без инверсии спектра.

Также преобразователи частоты можно классифицировать по номеру используемой гармоники гетеродина.

2.4.2. Характеристики преобразователей частоты

Преобразователь частоты характеризуется следующими основными показателями: коэффициентом усиления, уровнем линейных искажений, нелинейными эффектами, избирательностью, устойчивостью эксплуатации-

онно-технических характеристик и перекрытием заданного диапазона частот.

Коэффициент усиления преобразователя равен отношению комплексной амплитуды выходного напряжения преобразованной частоты к комплексной амплитуде напряжения сигнала, действующего на входе преобразователя.

Линейные искажения сигнала характеризуются неравномерностью коэффициента усиления в необходимой полосе спектра сигнала и нелинейностью фазовой характеристики. Определение этих показателей не отличается от определения аналогичных показателей избирательных усилителей. В преобразователе частоты эти искажения дает фильтр, настроенный на промежуточную частоту.

Нелинейные эффекты в преобразователе частоты характеризуют величинами, используемыми для аналогичных оценок в избирательных усилителях, а именно: нелинейностью амплитудной характеристики, коэффициентом блокирования сигнала, коэффициентом перекрестных искажений, коэффициентом взаимной модуляции и коэффициентом вторичной модуляции.

В преобразователе частоты возникают нелинейные эффекты, определяемые наличием сильных колебаний с частотой гетеродина. К этим эффектам относятся побочные каналы приема и свисты, сопровождающие прием полезного сигнала. Побочные каналы приема характеризуются значениями их частот и уровнем выходного напряжения, создаваемого соответствующим каналом приема. Избирательность преобразователя частоты в области расстройки определяется характеристиками фильтра, включенного на выходе преобразующего элемента, и может быть оценена его коэффициентами прямоугольности.

Устойчивость работы преобразователя в смысле постоянства характеристик определяется не только свойствами преобразующего элемента и избирательной цепи, но и свойствами гетеродина. Что касается опасности самовозбуждения, то преобразователь частоты представляет собой устройство, выходные и входные цепи которого настроены на значительно отличающиеся частоты и поэтому непосредственно емкостная либо индуктивная связь этих цепей обычно не опасна.

2.4.3. Побочные каналы приема

В отличие от резонансного усилителя напряжение на выходе преобразователя частоты появляется на различных частотах входного сигнала $f_{\text{пп}} = \left| \frac{q}{s} f_g \pm \frac{1}{s} f_{\text{пч}} \right|$ в зависимости от номера гармоники частоты гетеродина (рис. 2.15). На промежуточной частоте преобразователь частоты является просто усилителем. Это канал прямого прохождения сигнала, без переноса спектра относительно частоты гетеродина.

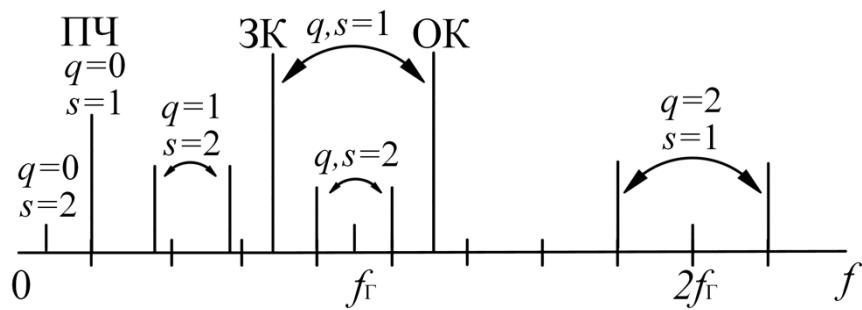


Рис. 2.15. Побочные каналы приема

В полосу пропускания фильтра на выходе преобразователя попадают продукты преобразования колебаний всех каналов. Один из этих каналов является основным, остальные – побочными, мешающими. Усиление преобразователя по основному и зеркальному каналам одинаково. Поэтому его влияние на избирательность приемника наиболее существенно. Колебания с частотами побочных каналов должны быть подавлены до преобразователя частоты, т.е. в преселекторе.

Методы борьбы с побочными каналами приема:

1. Увеличивать значение промежуточной частоты.
2. Совершенствовать преселектор: увеличивать добротность резонаторов преселектора; увеличивать число резонаторов преселектора.
3. Уменьшать коэффициент передачи по дополнительным каналам за счет выбора схемы и режима преобразователя частоты:
 - недопустимо иметь высокий уровень сигнала на входе преобразователя частоты (каналы, обусловленные высшими s) т.е., необходима регулировка коэффициента передачи до преобразователя частоты;
 - не следует работать с избыточным уровнем гетеродина (каналы, обусловленные высшими q);
 - желательно использовать преобразующий элемент с квадратичной ВАХ, например полевой транзистор. Выбирать рабочую точку на середине квадратичного участка ВАХ;
 - использовать фазокомпенсирующие схемы ПрЧ (балансные и кольцевые), обеспечивающие подавление некоторых дополнительных каналов за счет фазовых соотношений.

2.4.4. Пораженные точки приема и методы борьбы с ними

Пораженные точки, обусловленные комбинационными продуктами внутреннего генераторного оборудования. Например, имеется приемник КВ диапазона с преобразованием вверх $f_{\text{ПЧ}} = 10 \text{ МГц}$, $f_0 = f_C = 60 \text{ МГц}$, $f_\Gamma = 70 \text{ МГц}$. На аналого-цифровой преобразователь, производящий оцифровку радиосигнала на промежуточной частоте, подают сигнал с частотой дискретизации $f_D = 40 \text{ МГц}$. Если уровень гетеродина и сигнала дискретизации

большой, то наведенный сигнал дискретизации, взаимодействуя в смесителе с гетеродином, будет преобразован в частоту $f_{\Pi} = 2 \cdot f_d - f_r = 2 \cdot 40 - 70 = 10$ МГц и создаст аддитивную помеху, действие которой будет подобно действию интермодуляционного продукта (при слуховом приеме будет прослушиваться свист). Прием сигнала с частотой $f_c = 60$ МГц будет затруднен или невозможен.

Методы борьбы:

- избегать многократного преобразования частоты в приемнике;
- рационально выбирать частоты гетеродинов и другого генераторного оборудования;
- использовать экранирование, развязку по цепям питания.

Пораженные точки, проявляющиеся при близости основного канала приема и одного или нескольких дополнительных каналов приема. Принимаемый сигнал проходит на выход приемника «двумя путями» – за счет основного преобразования и за счет преобразования дополнительного канала. Рассмотрим приемник с верхним сопряжением. Основное преобразование будет осуществляться

$$f'_\Pi = f_r - f_c \approx f_{\Pi\text{Ч}},$$

и нелинейное взаимодействие высших гармоник гетеродина и сигнала:

$$f''_\Pi = |s \cdot f_c - q \cdot f_r| \approx f_{\Pi\text{Ч}}.$$

Определим частоты пораженных (свистящих) точек:

$$f_{CB} = \frac{q \pm 1}{s - q} f_{\Pi\text{Ч}}$$

Рассмотрим пример, пусть имеется следующие начальные условия $f_{\Pi\text{Ч}} = 500$ кГц, $q = 1$, $s=2$, $f_{CB} = 2 f_{\Pi\text{Ч}} = 1000$ кГц, $f_r = 1500$ кГц, то при точной настройки на частоту сигнала по (2.35) и (2.36) получим, что $f'_\Pi = f_r - f_c = 1500 - 1000 = 500$ кГц и $f''_\Pi = |s \cdot f_c - q \cdot f_r| = |2 \cdot 1000 - 1 \cdot 1500| = 500$ кГц.

Частоты сигналов, приведших по разным путям, будут совпадать. Предположим, что частота гетеродина отличается от номинальной на 1 кГц и составляет 1501 кГц, тогда $f'_\Pi = f_r - f_c = 1501 - 1000 = 501$ кГц и $f''_\Pi = |s \cdot f_c - q \cdot f_r| = |2 \cdot 1000 - 1 \cdot 1501| = 499$ кГц и на выходе приемника мы услышим свист с частотой $|f'_\Pi - f''_\Pi| = |501 - 499| = 2$ кГц. Теперь предположим, что частота сигнала, пришедшего на вход приемника отличается от номинальной на 1 кГц и составляет 1001 кГц, тогда $f'_\Pi = f_r - f_c = 1500 - 1001 = 499$ кГц и $f''_\Pi = |s \cdot f_c - q \cdot f_r| = |2 \cdot 1001 - 1 \cdot 1500| = 502$ кГц и на выходе приемника мы услышим свист с частотой $|f'_\Pi - f''_\Pi| = |499 - 502| = 3$ кГц.

Для борьбы с пораженными точками приема следует:

1. Работать при малом уровне сигнала.
2. Избегать избыточного уровня гетеродина.

3. Выбирать промежуточную частоту так, чтобы пораженные точки, обусловленные малыми значениями s и q , не попадали в полосу рабочих частот.

4. Использовать фазокомпенсирующие схемы ПрЧ.

5. Работать с верхним сопряжением.

Обратите внимание, что *избирательность преселектора не влияет на пораженные точки*.

2.4.5. Принципиальные схемы преобразователей частоты

Транзисторные преобразователи частоты строятся так же, как и резонансные усилители с той лишь разницей, что в них необходимо обеспечить управление крутизной усиительного элемента от напряжения гетеродина. Управление крутизной осуществляется, как правило, путем изменения напряжения база-эмиттер или затвор-исток. Для этого на данные выводы транзисторов, через соединительные цепи, подается напряжение гетеродина. На рис. 2.16 показана принципиальная схема преобразователя частоты на биполярном транзисторе с подачей напряжений сигнала в цепь базы, а гетеродина – в цепь эмиттера. Транзистор по схеме общий эмиттер с эмиттерной стабилизацией. Питание по входу сигнала параллельное, по выходу – последовательное. На выходе – интегральный полосовой фильтр.

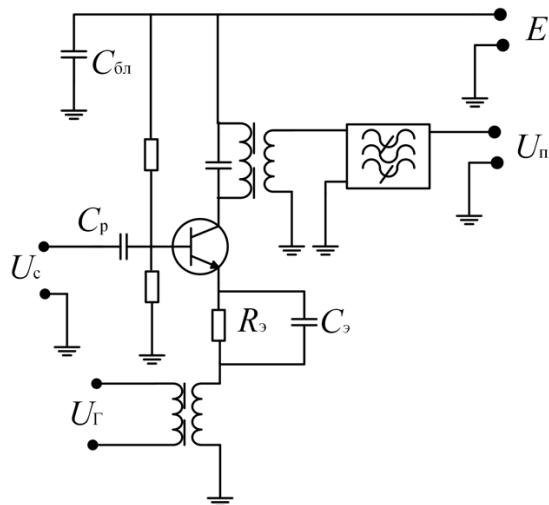


Рис. 2.16. Принципиальная схема преобразователя частоты на биполярном транзисторе

На рис. 2.17 показана принципиальная схема преобразователя частоты на полевом транзисторе с подачей напряжений сигнала в цепь затвора, а гетеродина – в цепь истока. Транзистор по схеме ОИ с автосмещением. Питание по входу сигнала последовательное, по выходу гетеродина – параллельное, по выходу – последовательное. На выходе – двухконтурный полосовой фильтр с трансформаторной связью между контурами.

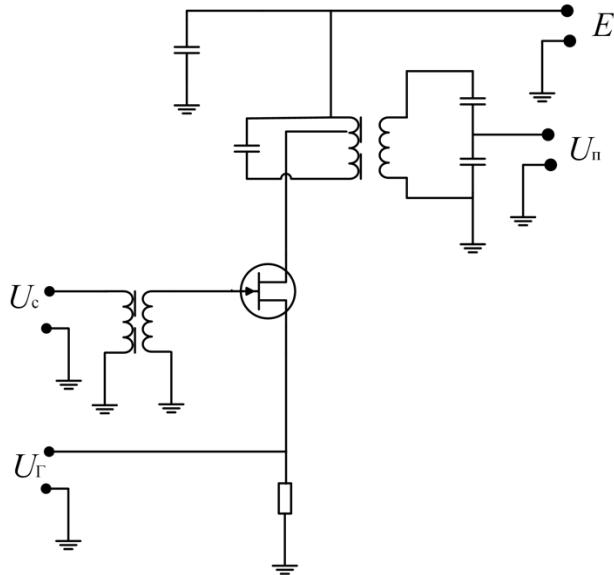


Рис. 2.17. Принципиальная схема преобразователя частоты на полевом транзисторе

При построении гетеродинных приемников или приемников СВЧ целесообразно использование балансных диодных преобразователей, один из вариантов принципиальной схемы приведен на рис. 2.18. Такие преобразователи частоты подавляют каналы приема, обусловленные четными значениями s , обеспечивают подавление сигнала гетеродина вместе с его шумами и модуляцией во входных и выходных цепях преобразователя частоты.

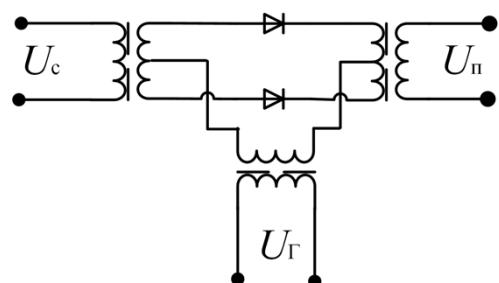


Рис. 2.18. Принципиальная схема балансного диодного преобразователя частоты

Для повышения развязки между входами и выходом преобразователя используют кольцевые диодные схемы (рис. 2.19), которые подавляют каналы приема, обусловленные четными значениями s или q , а также имеют все преимущества балансных схем.

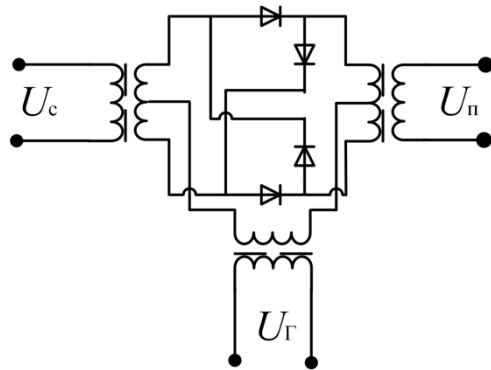


Рис. 2.19. Принципиальная схема кольцевого диодного преобразователя частоты

Свойства кольцевого преобразователя частоты (при небольших уровнях сигнала и гетеродина) близки к свойствам преобразователя частоты на идеальном аналоговом перемножителе.

При построении диодных смесителей на СВЧ следует учитывать, что реализация трансформаторов и колебательных контуров на сосредоточенных элементах затруднительна, поэтому используются микрополосковые или волноводные колебательные системы.

2.5. Усилители промежуточной частоты

Еще одним узлом характерным только для радиоприемного устройства супергетеродинного типа является усилитель промежуточной частоты. Усилители промежуточной частоты (УПЧ) в супергетеродинных приемниках служат для усиления сигналов промежуточной частоты, поступающие от преобразователя частоты, и обеспечивают избирательность по соседнему каналу. Для достижения большого усиления УПЧ они выполняются многокаскадными с постоянной промежуточной частотой с применением двух- и многоконтурными избирательными системами.

2.5.1. Выбор значения промежуточной частоты

С целью обеспечения высоких и неизменных коэффициентов усиления и прямоугольности фильтра основная промежуточная частота выбирается достаточно низкой и постоянной исходя из следующих соображений:

1. Номинальные значения промежуточных частот следует выбирать в диапазоне, где не работают мощные радиостанции. Для вещательных приемников установлены стандартные номиналы промежуточных частот - 110 или 465 кГц. Для профессиональных приемников ДВ, СВ и КВ стандартных значений не установлено, но существуют нормализованные значения промежуточных частот, выбираемые в диапазонах 110...115; 125...130; 210...215; 460...465; 490...510; 720...750; 910...930; 1500...1600, 2200 и 3000 кГц. для приемников метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов нормализованы следующие значения ПЧ: 10, 23, 30, 70, 120, 140, 300 МГц. В соответствии со стандартными и нормализованными значениями ПЧ изготавливаются типовые блоки и необходимая измерительная аппара-

тура. В частности, для КВ приемников специального назначения основная ПЧ выбирается равной 215 кГц.

2. Промежуточная частота должна находиться вне диапазона частот принимаемых сигналов и по возможности дальше отстоять от него.

3. Промежуточную частоту следует выбирать вне диапазона частот мощных радиовещательных станций.

4. Требуемая избирательность по соседнему каналу должна обеспечиваться простыми техническими средствами. Для этого желательно уменьшать значение промежуточной частоты.

5. Для облегчения построения УПЧ следует уменьшать значение промежуточной частоты.

6. Для лучшего подавления помех по зеркальному и другим дополнительным каналам желательно увеличивать значение промежуточной частоты.

7. Промежуточную частоту следует выбирать так, чтобы пораженные точки, обусловленные малыми значениями s и q , не попадали в полосу рабочих частот

8. Для облегчения фильтрации сигнала преобразованной частоты на выходе детектора необходимо, чтобы промежуточная частота не менее чем в 10 раз превышала верхнюю частоту модулирующего сигнала.

9. Следует выбирать стандартизованные значения промежуточной частоты.

В тех случаях, когда не удается одновременно выполнить требования на подавление соседнего и зеркального каналов, используют многократное преобразование частоты.

2.5.2. Классификация усилителей промежуточной частоты

Усилители промежуточной частоты различают по следующим видам:

1. С распределенной избирательностью:

- одноконтурные резонансные, где в каждом каскаде усиления находятся по одному колебательному контуру, которые настроены на одну промежуточную частоту;
- одноконтурные расстроенные у которых в пределах полосы пропускания каскады настроены на различные частоты;
- с двумя связанными контурами в каждом каскаде.

2. С фильтрами сосредоточенной избирательности ФСИ, где в каждом каскаде содержится три и более связанных колебательных контура.

Простейшим типом УПЧ является усилитель с одним настроенным контуром. Такой усилитель обычно применяется в простейших приемниках, где требуемая полоса пропускания не превышает 2–3 МГц. В супергетеродинных приемниках большая часть усиления сигнала приходится на тракт промежуточной частоты и поэтому имеют несколько каскадов УПЧ.

2.5.3. Принципиальные схемы усилителей промежуточной частоты

Единичные каскады, которые содержат резонансные контуры, подключаются к усилительному элементу с помощью трансформаторной или автотрансформаторной связи. В радиовещательных приёмниках используется в основном трансформаторная связь. На рис. 2.20 показан УПЧ, состоящий из двух блоков одноконтурных усилителей, настроенных на промежуточную частоту.

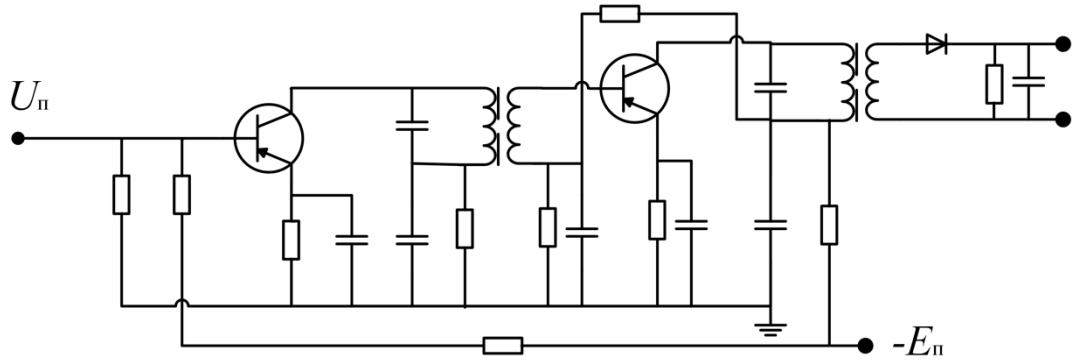


Рис. 2.20. Принципиальная схема двухкаскадного УПЧ

Преимуществом одноконтурного усилителя, является то, что он дает большее усиление, но избирательность и равномерность усиления боковых частот у него меньше. Поэтому он применяется в простых приемниках с малочувствительной антенной (штыревой, рамочной, ферритовой), где нужно большое усиление.

Трудность получения большого усиления при заданной избирательности обусловливает необходимость максимально эффективного использования одиночного каскада. Чтобы улучшить параметры УПЧ применяют схему с одиночными взаимно расстроенными контурами. Для этого в двухкаскадном усилителе (рис. 2.21) расстрояивают, относительно промежуточной частоты ($f_0 = f_{\text{ПЧ}}$), первый контур L_1C_1 на частоту $f_1 = f_0 - \Delta f_0$, а второй L_2C_2 на $f_2 = f_0 + \Delta f_0$. Образуется симметрично расстроенная пара каскадов. Еще такой усилитель называют асинхронным.

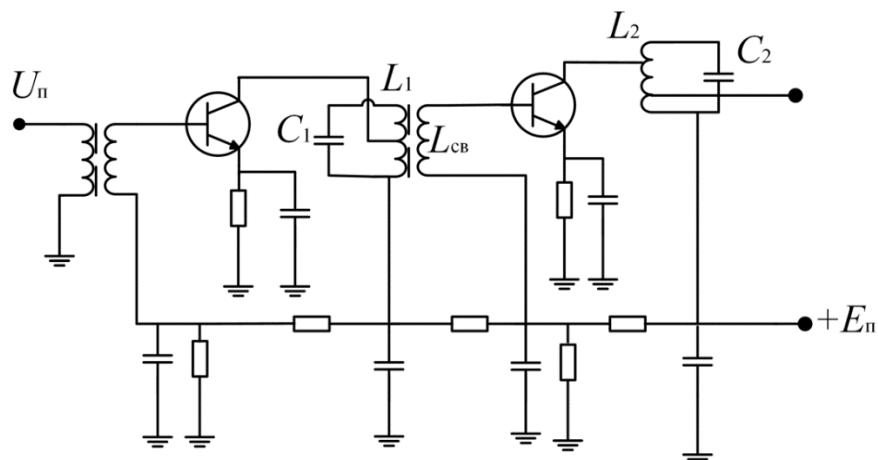


Рис. 2.21. Принципиальная схема двухкаскадного УПЧ с взаимно расстроенными контурами

Каждый каскад усиливает сигнал в определенной полосе частот относительно промежуточной частоты f_0 . При одинаковых коэффициентах усиления каскадов и малых начальных расстройках обобщенная кривая избирательности сохраняется одногорбой. Но с увеличением начальной расстройки крутизна ее боковых ветвей увеличивается, что способствует улучшению избирательных свойств. Когда начальная расстройка превышает критическую, в средней части кривой избирательности получается провал. Для того, чтобы убрать провал АЧХ добавляют третий каскад усиления с резонансным контуром меньшей добротностью, чем два остальных настроенных на частоту f_0 . В этом случае результирующая характеристика образуется путем суммирования характеристик трех контуров. В результате получается характеристика с плоской вершиной и с большей избирательностью.

Наиболее часто связь между колебательными контурами в УПЧ с двумя связанными контурами выбирается трансформаторной (рис. 2.22) или внешнеемкостной, поскольку эти виды связи наиболее просты в осуществлении и позволяют выбирать нужный коэффициент связи M .

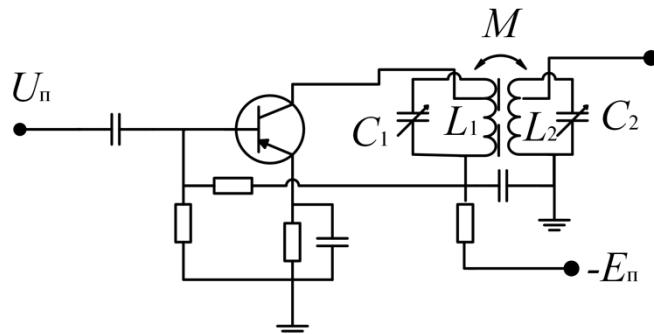


Рис. 2.22. Принципиальная схема УПЧ с двумя связанными контурами

В схеме на рис. 2.22 энергия из первого контура L_1C_1 передается на второй (L_2C_2) посредством взаимной индукции M . Оба контура настроены на частоту $f_0 = f_{\text{ПЧ}}$. В результате взаимной связи между контурами каждый из них действует на другой, перестраивает и вносит затухание. Напряжение на выходе контура зависит не только от частоты, как при одиночном резонанском контуре, но также от степени связи контуров. Количественной мерой связи контуров является коэффициент связи, который для контуров, связанных взаимной индуктивностью M , выражается зависимостью:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}},$$

где M – взаимная индукция; L_1, L_2 – индуктивности контуров. С увеличением коэффициента связи вершина характеристики становится более плоской и при его определенном значении, называемом оптимальным, становится максимально плоской. Оптимальное значение коэффициента связи зависит

от добротности первого и второго контуров и для равных добротностей $Q_1 = Q_2 = Q$ выражается формулой

$$k_{opt} = \frac{1}{Q}.$$

Увеличение связи выше оптимального значения вызывает уменьшение выходного напряжения на резонансной частоте f_0 и возникновение выше и ниже этой частоты «горбов» характеристики. Таким образом, форма резонансной кривой зависит от параметра связи контуров и изменяя эту связь можно регулировать ширину полосы пропускания УПЧ. При наличии помех ее можно уменьшить, тем самым повысить избирательность по соседнему каналу. При отсутствии помех – расширить полосу пропускания и снизить частотные искажения.

В профессиональных связных и радиолюбительских приемниках для дальней связи при полосе пропускания 7–9 кГц требуется иметь ослабление при расстройке 10 кГц не менее 70–80 дБ. Такое ослабление не может обеспечить 4–5 каскадов усилителей с двумя связанными контурами. Достигнуть лучшего ослабления по соседнему каналу возможно, применяя многозвенные фильтры.

Для ослабления магнитных связей между контурными катушками (с целью уменьшения расстояния между контурами) каждый контур помещен в свой экран. Такие фильтры позволяют иметь в одном каскаде много резонансных контуров, поэтому их называют фильтрами сосредоточенной селекции ФСС или избирательности – ФСИ. Они отличаются от полосовых фильтров, где контура рассредоточены в различных каскадах.

При общепринятой в радиовещательных приемниках $f_{пч} = 465$ кГц с полосой пропускания 7–9 кГц и хорошей избирательностью по зеркальному каналу можно обеспечить фильтрами с пьезоэлектрическими резонаторами. Они выполняются в виде тонких дисков из специального материала, обладающие пьезоэлектрическим эффектом. Все резонаторы фильтра помещаются в общем корпусе, габариты которого гораздо меньше, чем у многоконтурных ФСС с тем же числом звеньев.

2.6. Амплитудные детекторы

Детектором называют устройство для создания напряжения, изменяющегося в соответствии с законом модуляции одного из параметров входного сигнала. Его место в радиоприемном устройстве показано на рис.2.2.

2.6.1. Основные характеристики детекторов радиосигналов

Детекторная характеристика – зависимость выходного напряжения от того параметра сигнала, на который детектор реагирует (рис. 2.23). Детекторная характеристика должна быть линейной с возможно большей крутизной.

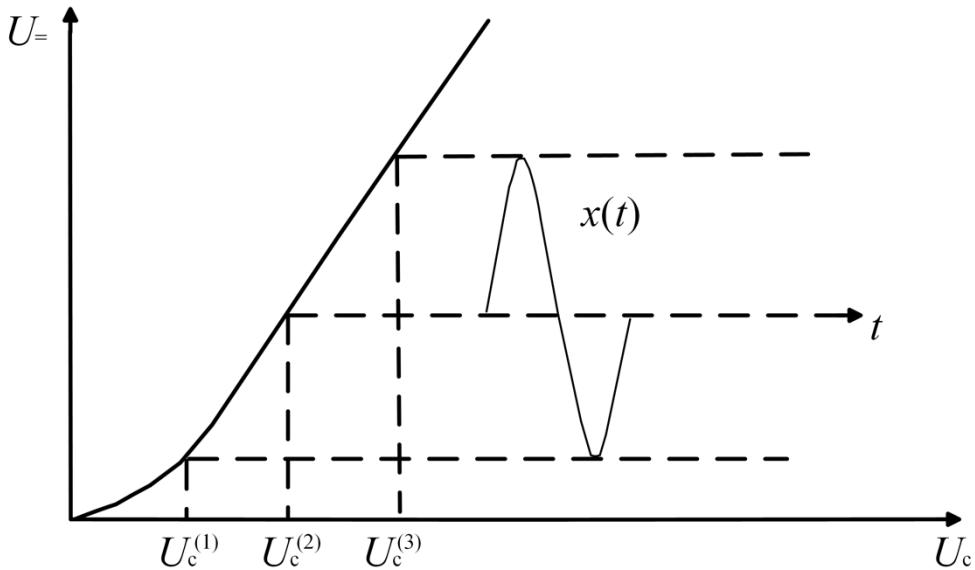


Рис. 2.23. Детекторная характеристика амплитудного детектора

Крутизна детекторной характеристики определяет эффективность детектора как преобразователя входного сигнала. Детекторная характеристика реального детектора отличается от идеальной. Однако существует область изменения амплитуды входного напряжения, в которой связь между конечными приращениями выходного и амплитуды входного напряжений оказывается практически линейной. Крутизна детекторной характеристики определяется как производная:

$$S_D = \frac{dU_-}{dU_c},$$

где U_- – постоянная составляющая выходного напряжения, U_c – амплитуда входного сигнала.

Крутизна детекторной характеристики детектора является безразмерной величиной и по аналогии с показателями любого усилительного каскада ее можно назвать коэффициентом усиления детектора. Искажения, вносимые детектором, разделяют на линейные и нелинейные. Чтобы исключить нелинейные искажения, необходимо, чтобы даже при минимальной амплитуде сигнала оставаться в пределах линейного участка детекторной характеристики.

Коэффициент передачи детектора по постоянному току:

$$S_D = \frac{U_-}{U_c},$$

2.6.2. Классификация амплитудных детекторов

Амплитудный детектор – устройство, на выходе которого создается напряжение в соответствии с законом модуляции амплитуды входного гар-

монического сигнала. Амплитудные детекторы можно классифицировать по следующим признакам:

1. По назначению:

- для детектирования сигнала;
- для системы АРУ (АД используются для формирования управляющего напряжения);
- для совмещения этих функций.

2. По принципу действия:

- с использованием нелинейного эффекта (применяют в простых односторонних ограничителях – простота реализации, низкий коэффициент передачи по мощности K_p);
- корреляционные (используют микросхемы аналоговых перемножителей);
- синхронные или когерентные (используют микросхемы фазовой автоподстройки);
- 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:

- диодные – последовательные, параллельные, с удвоением выходного напряжения;
- транзисторные – коллекторные (стоковые) и эммитерные (истоковые).

2.6.3. Диодный детектор

Принципиальная схема диодного детектора изображена на рис. 2.24. Напряжение, возникающее во входном трансформаторе от предыдущего тракта, подводится к диоду VD через конденсатор C_h который шунтирует резистор нагрузки детектора R_h для токов высокой частоты. Емкость конденсатора C_h выбирается так, чтобы удовлетворялось неравенство $(1/\omega C_h) \ll R_h$. В этом случае положительные полупериоды будут быстро заряжать конденсатор и напряжение на нем будет близким к амплитуде детектированного сигнала. В отрицательные полупериоды небольшой обратный ток диода будет перезаряжать конденсатор и несколько уменьшать на нем напряжение, возникшее во время положительной полуволны сигнала. В результате этого напряжение на конденсаторе, а значит, на нагрузке детектора во время отрицательной полуволны сохранится почти постоянным, т.е. близким к амплитуде детектированного сигнала. Из-за нелинейности характеристики диода средний ток диода при наличии переменного напряжения больше, чем без него. Если амплитуда входного напряжения изменяется, то изменяется и средний ток диода за период высокой частоты.

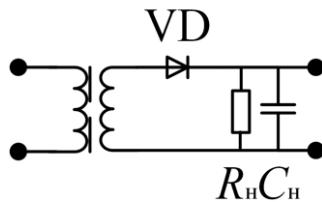


Рис. 2.24. Последовательная схема амплитудного детектора

В данном типе детектора имеют место нелинейные искажения, вызванные избыточной постоянной времени нагрузки детектора ($\tau=R_h C_h$). Для уменьшения нелинейных искажений, вызванных нелинейностью детекторной характеристики, R_h следует увеличивать. Емкость конденсатора C_h также следует увеличивать, так как при малой емкости C_h большая часть входного напряжения тратится на R_h и не подводится к диоду. По этим причинам постоянную времени целесообразно увеличивать. Однако увеличение $R_h C_h$ приводит к тому, что при спаде амплитуды входного напряжения скорость разряда конденсатора C_h через резистор R_h может оказаться недостаточной для того, чтобы в следующий период напряжение на конденсаторе определялось амплитудой входного сигнала, действующей в этот период. Детектор становится инерционным.

Кроме этого, возникают нелинейные искажения, вызванные различием в сопротивлениях нагрузки детектора постоянному и переменному токам. Обычно выходное напряжение детектора передается в соответствующие цепи через разделительные элементы RC, выбранные так, что емкостное сопротивление конденсатора оказывается малым по сравнению с сопротивлением резистора. В связи с этим сопротивление нагрузки детектора для переменного тока в диапазоне модулирующих частот оказывается меньше, чем для постоянного тока.

В режиме слабых сигналов детекторная характеристика квадратичная. Детектирование сопровождается значительными нелинейными искажениями. Коэффициент гармоник равен $K_\Gamma = m/4$ (12.5% при $m=50\%$), где m – глубина модуляции. Коэффициент передачи детектора значительно меньше единицы и зависит от амплитуды высокочастотного сигнала.

В режиме сильных сигналов детекторная характеристика линейная. Нелинейными искажения из-за ее нелинейности отсутствуют. Коэффициент передачи детектора близок к единице ($K>1$) и не зависит от амплитуды высокочастотного сигнала. Для уменьшения угла отсечки и увеличения K следует увеличивать крутизну.

2.6.4. Синхронный детектор

В качестве синхронного детектора обычно используется аналоговый перемножитель сигналов (рис. 2.25). При этом на один из входов аналогового перемножителя поступает амплитудно-модулированный сигнал $U_c(t)$,

на другой вход – опорное когерентное колебание $U_r(t)$. В результате перемножения колебаний на выходе образуются низкочастотная составляющая $0,5u_a(t)U_r$ и высокочастотная составляющая $0,5u_a(t)U_r \cos(2\omega_c t)$, которая устраняется на выходе с помощью фильтра низкой частоты.

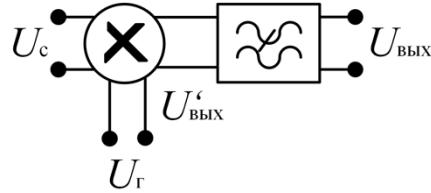


Рис. 2.25. Синхронный детектор

Свойством и основным достоинством синхронного детектора является сохранение отношения сигнала-помеха на выходе детектора. Это объясняется тем, что данный детектор представляет собой преобразователь частоты, который переносит спектр сигнала в область низких частот без изменения формы сигнала и соотношений между составляющими спектра. Это свойство детектора позволяет применять последедетекторную обработку сигнала.

Синхронный детектор позволяет также детектировать балансномодулированные и однополосно-модулированные сигналы. Однако в данном случае возникают трудности с получением информации о частоте и фазе несущего колебания, т. к. составляющая несущего колебания в спектре этих сигналов отсутствует.

Синхронный детектор имеет малые нелинейные искажения $u_{\text{вых}}(t)$, вследствие работы при достаточно больших напряжениях опорного колебания в режиме детектирования «сильных» сигналов, а также высокое входное и низкое выходное сопротивления, что обеспечивает хорошее согласование с соседними каскадами устройств обработки сигналов.

Однако преимущества синхронного детектирования амплитудно-модулированных сигналов реализуются лишь при точной синхронизации опорного и несущего колебаний. В реальных устройствах возможен фазовый сдвиг у между указанными колебаниями, вызванный задержкой в цепи формирования опорного колебания.

2.6.5. Пиковый детектор

Импульсный сигнал характеризуется малой длительностью τ по сравнению с периодом следования T . Полезное сообщение передается путем изменения одного или нескольких параметров импульсной последовательности. При амплитудно-импульсной модуляции изменяется амплитуда импульса; поэтому выделение закона модуляции можно осуществить, используя амплитудный детектор с достаточно большой постоянной времени нагрузки.

Пиковый детектор предназначен для детектирования импульсов постоянного тока; напряжение на его выходе пропорционально пиковому напряжению видеоимпульсов. В простейшем случае это можно осуществить с помощью линейного $R_\Phi C_\Phi$ -фильтра низких частот. Однако, при высокой скважности импульсов (Q) коэффициент передачи, мал, поэтому этот способ детектирования целесообразно применять при $Q < 10$.

Есть скважность импульсов велика, то для увеличения коэффициента передачи, применяют пиковый диодный детектор, схема которого аналогична схеме диодного детектора АМ-колебаний. Учитывая, что обычно пиковый детектор подключают к видеоусилителю с резисторной нагрузкой, чаще всего используют параллельный детектор (рис. 2.26). Поскольку на входе пикового детектора действует импульсное напряжение, режимы работы пикового и амплитудного детектора различны.

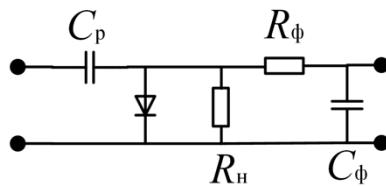


Рис. 2.26. Параллельный детектор

Для выделения закона модуляции сигналов времязадерживающей модуляции, широтно-импульсной модуляции и дельта-модуляции необходимо сохранение формы импульса, т.е. необходимо получить напряжение, повторяющее закон изменения огибающей одиночного импульса. Эта задача решается импульсным детектором. В импульсном детекторе постоянная времени нагрузки должна быть больше периода несущего колебания T , но меньше длительности импульса τ .

2.7. Амплитудные ограничители. Частотные детекторы

2.7.1. Преимущества частной модуляции

С развитием радиоприемной техники повышались требования к чувствительности радиоприемника, к его полосе пропускания и избирательности. Все эти требования нельзя решить, используя амплитудную модуляцию при трансляции радиовещания, т.к. сейчас многократно увеличилось количество электро и радиоустройств, которые приводят к возрастанию помех от их работы. Применение частотной модуляции для передачи сигналов значительно ослабляет действие помех (более чем в 100 раз) на радиоприемник и повышает его реальную чувствительность. При ЧМ амплитуда колебаний остается неизменной, а подлежащая передача звуковой частоты (ЗЧ) информация переносится изменениями РЧ несущей частоты сигнала.

Частотным детектированием называется преобразование ЧМ сигнала в колебания звуковой частоты. Для этого в частотном детекторе модулированный по частоте сигнал преобразуется в сигнал, который модулирован по амплитуде. Затем он при помощи амплитудного детектора детектируется в сигнал звуковой частоты.

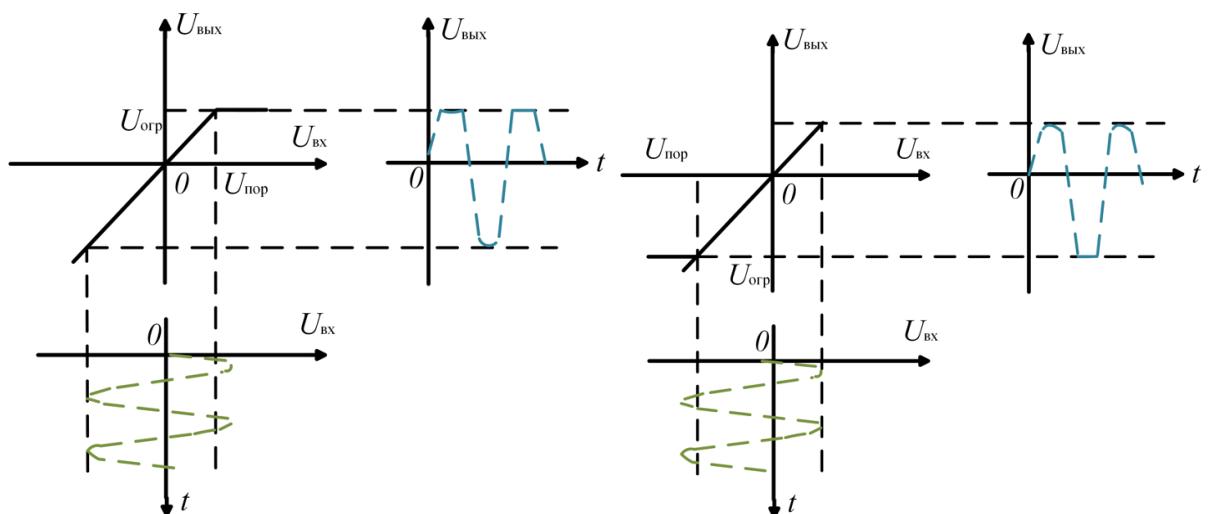
2.7.2. Амплитудный ограничитель

На изменение амплитуды частотно-модулированных сигналов влияют помехи и внутриприемные шумы. Сигналы шумов, которые мало отличаются по частоте от модулирующего сигнала, усиливают амплитуду этого сигнала. Если сам детектор ЧМ сигнала чувствителен к изменениям амплитуды, тогда в приемном устройстве перед детектором включают ограничитель амплитуды. При частотно-модулированном сигнале действие ограничителя по амплитуде устраниет изменения сигнала без нарушения ЗЧ колебаний.

Ограничителем называют устройство, обеспечивающее постоянство выходного напряжения при изменении входного напряжения в определенных пределах. Все ограничители можно подразделить на ограничители мгновенных значений и амплитудные ограничители.

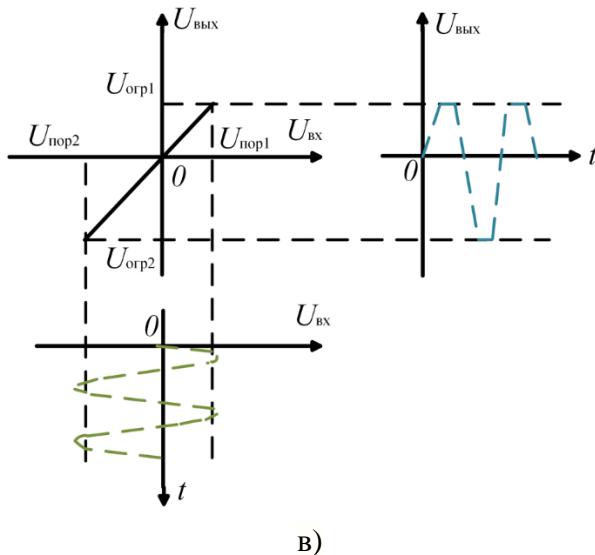
Различают односторонние и двусторонние амплитудные ограничители. Односторонний ограничитель – это устройство, напряжение на выходе, которого $U_{\text{вых}}(t)$ остается на постоянном уровне $U_{\text{отр}}$, когда входное напряжение $U_{\text{вх}}(t)$ либо превышает некоторое пороговое значение $U_{\text{пор}}$ (ограничение сверху), либо ниже порогового значения (ограничение снизу). Иначе выходное напряжение повторяет форму входного. Двусторонние ограничители ограничивают сигнал на двух уровнях.

На рис. 2.27(а) приведены передаточная характеристика и графики входного и выходного напряжений для одностороннего ограничителя сверху, на рис. 2.27(б) для одностороннего ограничителя снизу, а на рис. 2.27(в) – для двустороннего ограничителя.



а)

б)



в)

Рис. 2.27. Передаточная характеристика и графики входного и выходного напряжений для а) одностороннего ограничителя сверху; б) одностороннего ограничителя снизу; в) двустороннего ограничителя.

2.7.3. Реализации амплитудных ограничителей

Наиболее простыми являются ограничители на диодах. Диодные ограничители бывают последовательные и параллельные. В последовательных ограничителях диод включен последовательно с нагрузкой, а в параллельных – параллельно нагрузке.

Рассмотрим идеализированную схему последовательного диодного ограничителя (рис. 2.28). До тех пор, пока входное напряжение меньше E_0 , диод закрыт и $U_{\text{вых}}$ равно E_0 . В промежутках времени, когда входное напряжение превышает E_0 диод открыт и $U_{\text{вых}}$ повторяет $U_{\text{вх}}$. Таким образом, рассмотренный ограничитель является последовательным диодным ограничителем на положительном уровне снизу.

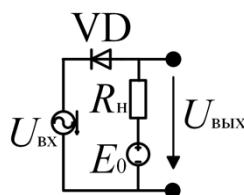


Рис. 2.28. Схема последовательного диодного ограничителя

Рассмотрим принцип действия параллельного диодного ограничителя (рис. 2.29). Лишь в промежутках времени, когда входное напряжение более отрицательно, чем E_0 , диод открыт и $U_{\text{вых}}$ равно E . Во все остальные моменты времени диод закрыт и $U_{\text{вых}}$ повторяет $U_{\text{вх}}$. Таким образом, данный ограничитель является параллельным диодным ограничителем на отрицательном уровне снизу.

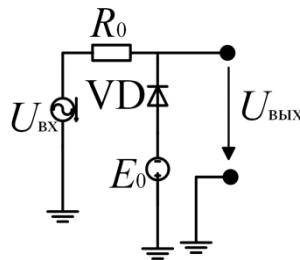


Рис. 2.29 Схема параллельного диодного ограничителя

Существует несколько разновидностей транзисторных амплитудных ограничителей. Простейший транзисторный амплитудный ограничитель аналогичен обычному транзисторному усилителю. В отличие от усилителя транзистор амплитудного ограничителя работает в нелинейном режиме, для этого коллекторное напряжение E выбирают несколько меньше, чем в обычном усилителе; напряжение $U_{вх}$ имеет достаточно большую амплитуду. При большой амплитуде $U_{вх}$ наступает двусторонняя отсечка коллекторного тока, вызванная наличием областей запирания и насыщения. При этом ток коллектора оказывается ограниченным по максимуму и по минимуму; резонансный контур выделяет первую гармонику коллекторного тока. При $U_{вх} < U_{пор}$ ток не имеет отсечки и напряжение $U_{вых}$ растет пропорционально $U_{вх}$. При $U_{вх} > U_{пор}$ появляется отсечка тока, рост амплитуды первой гармоники замедляется с увеличением $U_{вх}$, что обеспечивает в определенных пределах постоянство напряжения $U_{вых}$.

2.7.4. Классификация частотных детекторов

Детекторы ЧМ сигналов могут выполняться на основе использования следующих принципов:

- преобразования ЧМ в АМ с последующим детектированием амплитудным детектором;
- преобразования ЧМ в ФМ с последующим детектированием фазовым детектором;
- преобразования ЧМ сигнала в ИМ сигнал с последующим детектированием импульсным детектором;
- ЧД на основе системы фазовой автоподстройки.

2.7.5. Детекторы на основе преобразования ЧМ в АМ

Самым простой способ преобразования ЧМ в АМ сигнал основан на применении расстроенного входного колебательного контура относительно среднего значения частоты ЧМ сигнала f_0 . Принципиальная схема однотактного частотного детектора представлена на рисунке 2.30. В данном детекторе в качестве преобразователя ЧМ сигнала в АМ осуществляется с помощью колебательного контура L_1C_1 . Контур расстроен относительно

несущей частоты, т.е. его резонансная частота не равна частоте несущего сигнала.

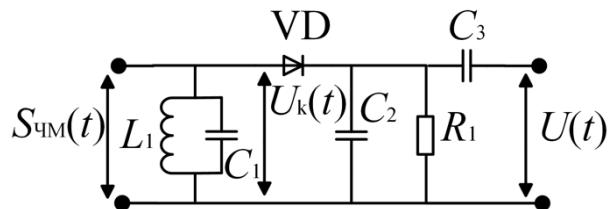


Рис. 2.30. Принципиальная схема однотактного частотного детектора

На рис. 2.31 показана кривая избирательности входного контура детектора, у которого f_p - резонансная частота. При малом диапазоне частоты сигнала $f_{\min} - f_{\max}$ можно настроить контур так, чтобы его средняя точка "0" соответствовала частоте немодулированного сигнала f_0 . Тогда изменения частоты сигнала будут происходить в пределах этой боковой ветви и при росте частоты $f(t)$ увеличиваться напряжение на контуре $U_{вх.д}$.

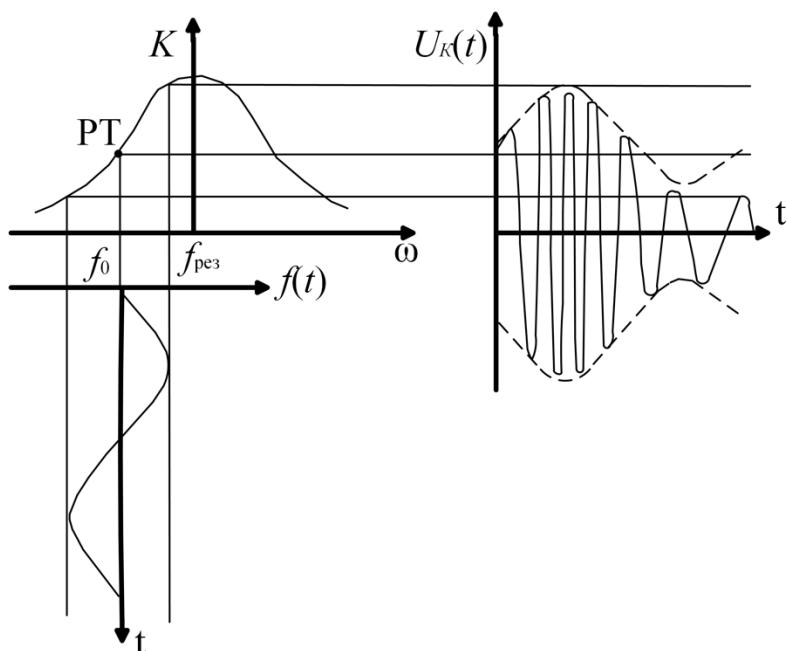


Рис. 2.31. Временные диаграммы частотного детектора

Детекторная характеристика данного детектора является нелинейной, а, следовательно, при детектировании данным детектором модулирующий сигнал имеет нелинейные искажения. Для устранения нелинейных искажений используют балансную (двухтактную) схему частотного детектора (рис. 2.32). В этом детекторе оба колебательных контура взаимно расстроены относительно несущей частоты и имеют различные резонансные частоты. В результате получаем характеристику в которой имеется линейный участок между резонансными частотами контуров, который и используется для детектирования.

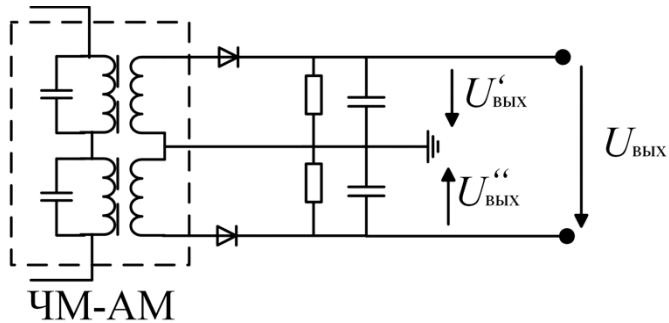


Рис. 2.32. Балансная схема частотного детектора.

2.7.6. Детектор на основе преобразования ЧМ в ФМ.

На рис. 2.33 приведена схема дробного детектора, или, как еще его называют, детектора отношений. Здесь ЧМ преобразуется в ФМ системой двух связанных одинаково настроенных контуров, последующее детектирование осуществляют диодным балансным фазовым детектором. Дробный детектор совмещает в себе функции, собственно, ЧД и амплитудного ограничителя. Схема и работа этого детектора похожа на принцип работы дифференциального детектора. Различие состоит в том, что диоды включены, по отношению к входу, в разной полярности. Особенностью дробного детектора является его слабая чувствительность к быстрым изменениям амплитуды сигнала. Поэтому перед ним уже не нужен ограничитель амплитуды. Правда, уровень искажений сигнала при увеличении девиации, будет выше, чем в предыдущем детекторе.

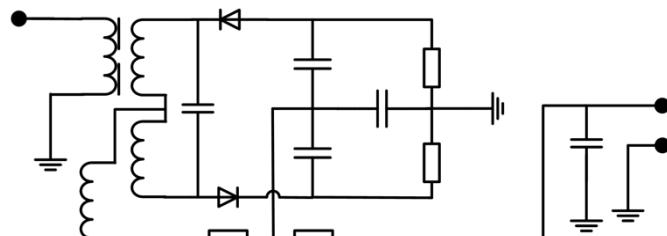


Рис. 2.33. Дробный детектор

На рис. 2.34 показана структурная схема частотного детектора на основе системы фазовой автоподстройки. В режиме захвата $f_{\text{ВХ}}=f_{\Gamma}$. Регулирующее напряжение $u_p(t)$ повторяет закон изменения частоты входного сигнала $f_{\text{ВХ}}(t)$. Требования к постоянной времени ФНЧ: $\tau_{\Phi} \gg 1/f$.

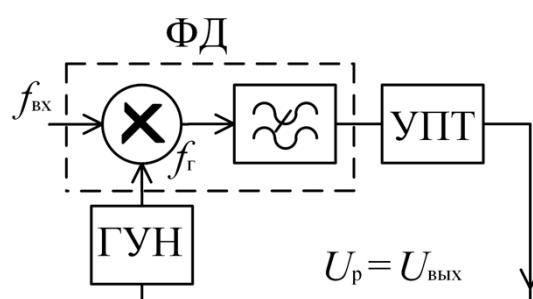


Рис. 2.34. Частотный детектор на основе системы фазовой автоподстройки

Детектор на основе ФАПЧ отличается высокой линейностью. Выходное напряжение не зависит от амплитуды входного сигнала. Однако амплитуда входного сигнала должна быть достаточной для обеспечения требуемой ширины полос захвата и удержания. Детектор на основе ФАПЧ обладает низким пороговым отношением сигнал/шум: (4..6) дБ.

2.8. Фазовые детекторы

2.8.1. Фазовый детектор на основе аналогового умножителя

Фазовые детекторы (ФД) предназначены для формирования напряжения, пропорционального разности фаз двух колебаний. Таким образом, у ФД должно быть два входа и один выход. Одним из способов сформировать такое напряжение может быть перемножение входных сигналов, с последующим подавлением высокочастотных составляющих. Структурная схема такого устройства приведена на рис. 2.35.

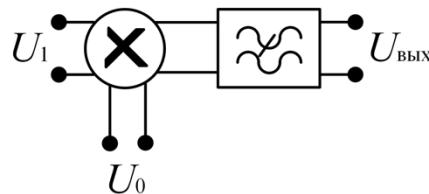


Рис. 2.35. Фазовый детектор на основе аналогового умножителя

Напряжение на выходе такого детектора будет соответствовать выражению:

$$U_{\text{вых}} = \frac{A}{2} U_{m1} U_{m0} \cos(\Delta\varphi),$$

где U_{m1} и U_{m0} – амплитуды сигналов $U_1(t)$ и $U_0(t)$ соответственно. Детекторная характеристика близка к линейной вблизи точек $\Delta\varphi = \pm k \pi/2$. Выходное напряжение зависит от амплитуд входных сигналов, соответственно, необходим амплитудный ограничитель. Постоянная составляющая выходного напряжения отсутствует.

2.8.2. Однотактный диодный фазовый детектор

Для фазового детектирования к диоду (рис. 2.36) прикладывается входной сигнал и опорное напряжение. Характеристика детектирования диодного фазового детектора близка к синусоиде. Принцип действия такого ФД можно пояснить, рассматривая его не как параметрическую цепь, а как систему с амплитудным детектированием суммы двух гармонических колебаний. На входе такого амплитудного детектора действует суммарное напряжение состоящее из двух колебаний имеющих одинаковую частоту, но разные фазы. В результате векторного сложения двух напряжений получают напряжение той же частоты, но другой фазы.

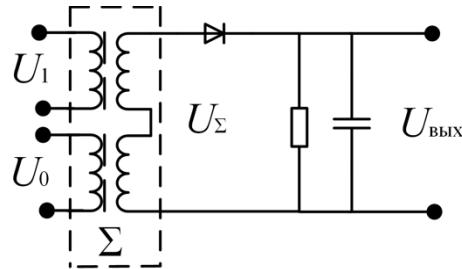


Рис. 2.36. Однотактный диодный фазовый детектор

Детекторная характеристика такого однотактного диодного фазового детектора представляет собой периодическую функцию. Детекторная характеристика существенно нелинейна. Имеются ограниченные области $\Delta\phi$, где детекторная характеристика приближается к линейной. Максимальная крутизна детекторной характеристики достигается при $U_{m1}=U_{m0}$. Выходное напряжение зависит не только от разности фаз, но и от амплитуд входных сигналов. Перед фазовым детектором необходимо включать амплитудный ограничитель, устраняющий паразитную АМ. Имеется значительная постоянная составляющая выходного напряжения.

2.8.3. Балансный фазовый детектор

Другим вариантом фазового детектора является балансный фазовый детектор, который напрямую, например, с помощью балансного смесителя, перемножает входные сигналы с последующим подавлением РЧ составляющих с помощью RC фильтра. Один из вариантов его принципиальной схемы приведен на рис. 2.37. В данном случае величина выходного напряжения зависит от амплитуды обоих входных колебаний.

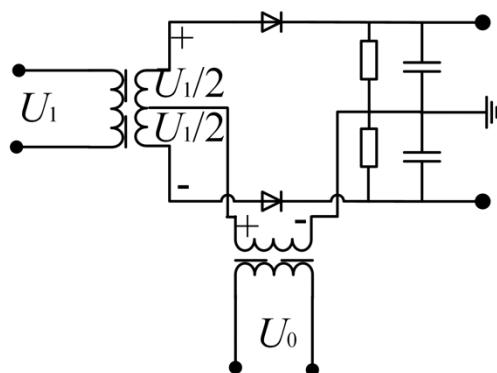


Рис. 2.37 Балансный фазовый детектор

Детекторная характеристика балансного детектора близка к линейной вблизи точек $\Delta\phi=\pm k \pi/2$. Максимальная крутизна и наилучшая линейность детекторной характеристики достигаются при равенстве амплитуд $U_{m1}=U_{m0}$. Выходное напряжение зависит от амплитуд входных сигналов,

поэтому необходим амплитудный ограничитель. Постоянная составляющая выходного напряжения отсутствует.

2.9. Регулировки в радиоприемных устройствах

2.9.1. Классификация регулировок

В процессе изготовления и эксплуатации радиоприемника приходится регулировать ряд его показателей: частоту настройки, коэффициент усиления, полосу пропускания и др.

В зависимости от вида регулируемого параметра различают:

- регулировку усиления, которая может осуществляться в трактах радиочастоты и промежуточной частоты, а также в последетекторной части приемника;
- регулировку частоты настройки, обеспечивающую прием сигналов в широком диапазоне частот;
- регулировку полосы пропускания, которая может производиться в трактах радиочастоты и промежуточной частоты, а также в последетекторной части приемника.

Возможны регулировки и ряда других параметров.

Регулировка бывает ручной и автоматической. Как правило, в одном и том же устройстве применяются как ручные, так и автоматические регулировки, своими свойствами взаимно дополняя друг друга.

Ручные регулировки, как правило, используются для установки исходных параметров приемника. Они применимы и для регулировки параметров в процессе приема тогда, когда изменение параметров сигнала происходит медленно, а, следовательно, допустимо и медленное изменение соответствующего параметра приемника.

При быстрых и хаотических изменениях сигнала, обусловленных особенностями среды распространения, необходимо использование автоматических систем регулирования. Только с их помощью можно быстро оценивать изменения в условиях приема и приспособливать приемник к этим условиям. Существенно и то, что автоматизация ряда регулировок позволяет сосредоточить внимание оператора на приеме информации, а при автоматической регистрации сообщений — перейти от управления одним приемником к управлению группой приемников. В последнем случае, как правило, стремятся обеспечить дистанционное управление приемниками с единого пульта с помощью команд, подаваемых по проводам.

Некоторые виды регулировок можно отнести к смешанным. В современных радиоприемных устройствах для регулировки, управления и контроля широко используют микропроцессоры. В ряде приемников предусматривается дистанционное управление приемниками с единого пульта с помощью команд, подаваемых по проводам.

Спектр полезного сигнала в супергетеродинном приемнике выделяется радиотрактом. Преселектор приемника ослабляет прием помех по побочным каналам, а усилитель промежуточной частоты ослабляет прием соседних станций. Обычно усилитель промежуточной частоты, определяющий

избирательность приемника по соседнему каналу, имеет фиксированную настройку. Поэтому колебательные контуры УПЧ имеют лишь органы заводской подстройки. Настройка приемника на выбранную станцию в этом случае сводится к установлению частоты настройки преселектора, равной частоте сигнала, и частоты настройки гетеродина так, чтобы разность этих частот была равна промежуточной частоте приемника.

Взаимную расстройку контуров, удовлетворяющую определенному условию, называют сопряжением настроек. Сопряжение настроек цепей преселектора и гетеродина, при котором разность этих настроек равна промежуточной частоте, можно осуществить при выборе частоты гетеродина как ниже, так и выше частоты сигнала.

2.9.2. Требования к системам регулирования

Точность регулирования. Перечисленные виды регулировок (частоты, усиления и избирательности) имеют простые критерии точности регулирования. Так система автоматической подстройки частоты (АПЧ) должна непрерывно обеспечивать равенство промежуточной частоты сигнала с частотой настройки избирательных систем тракта основной ПЧ при любых флуктуациях частоты сигнала на входе приемника и нестабильности частоты гетеродина. Критерием регулирования является минимизация отклонения номинального значения промежуточной частоты, на которую настроены фильтры тракта, от фактического значения промежуточной частоты. Следовательно, система АПЧ, с точки зрения теории автоматического управления, может рассматриваться как система стабилизации (т.е. система, в которой задающее воздействие является постоянной величиной, и предназначенная для поддержания постоянного значения одной или нескольких регулируемых величин при произвольно меняющихся внешних воздействиях).

К этим же системам может быть отнесена и система автоматической регулировки усиления (АРУ), стабилизирующая уровень сигнала на входе демодулятора.

Перспективным является внедрение систем управления, реализующих более сложные критерии точности регулирования. Например, регулировка усиления в тракте принимаемой частоты может осуществляться по максимуму эффективной чувствительности или, что-то же самое, — по минимуму суммарных линейных и нелинейных помех, пересчитанных ко входу тракта. Задачей системы управления является выбор в любой момент времени таких параметров тракта (коэффициентов усиления), которые при сложившейся помеховой ситуации обеспечивали бы максимум эффективной чувствительности. Такая регулировка относится к классу адаптивных регулировок.

Направленность. Изменение одного параметра не должно приводить к существенному изменению (особенно, ухудшению) других параметров. Это

требование вытекает из независимости изменения параметров сигналов и помех друг от друга. Процесс регулирования не должен вносить искажений в принимаемый сигнал.

Диапазон регулирования. Этот параметр должен быть не меньше диапазона изменения параметра сигнала, с которым обеспечивается согласование приемника.

Скорость регулирования. Скорость регулирования должна соответствовать скорости изменения параметров сигнала. В то же время система регулирования должна обладать памятью, быть инерционной. Так, система АПЧ в приемниках ЧМ сигналов должна отслеживать медленные флюктуации частоты сигнала, возникающие за счет нестабильности частоты гетеродина приемника и частоты передатчика, эффекта Доплера, но не должна следить за быстрыми изменениями частоты сигнала, вызванными полезной модуляцией. Система не должна существенно изменять частоту настройки приемника при исчезновении сигнала вследствие замираний.

Как правило, требования, предъявляемые к системам регулирования, являются противоречивыми в реализационном плане. Так, повышение скорости регулирования приводит, как правило, к снижению точности и т.д. Выбор количества и вида регулировок определяются классом приемника и особенностями его эксплуатации.

Регулировка усиления. Резонансный коэффициент усиления одноконтурного усилителя радиосигналов определяется выражением:

$$K_0 = \frac{|y_{21}| n_1 n_2}{g_{K\mathcal{E}}} .$$

Регулировка K_0 может осуществляться изменением любой величины, входящей в это выражение. При синтезе устройств регулировки требуются существенная зависимость K_0 от напряжения регулировка $E_{\text{рег}}$. Рассматриваемые способы изменения усиления применимы как для ручных, так и для автоматических регулировок.

2.9.3. Резонансный усилительный каскад с ручной регулировкой усиления

Регулировка изменением крутизны осуществляется изменением режима усилительного элемента, поэтому называется режимной. Для изменения крутизны (y_{21}) необходимо менять напряжение смещения на управляющем электроде усилительного элемента: напряжение $U_{B\mathcal{E}}$ в биполярном транзисторе или $U_{Z\mathcal{I}}$ в полевом. Изменение $U_{B\mathcal{E}}$ вызывает существенное изменение крутизны в рабочей точке. При изменении напряжения смещения в полевом транзисторе меняется практически только крутизна, а в БТ еще и такие параметры, как входная и выходная проводимость. На рис. 2.38 показана принципиальная схема резонансного усилительного каскада с ручной регулировкой усиления, на которой напряжение регулирование вводится в цепь базы транзистора изменения тока делителя напряжения

$$I_D = \frac{E - u_p}{R_{B1} + R_{B2}},$$

где u_p – напряжение регулирования и оно должно быть отрицательно.

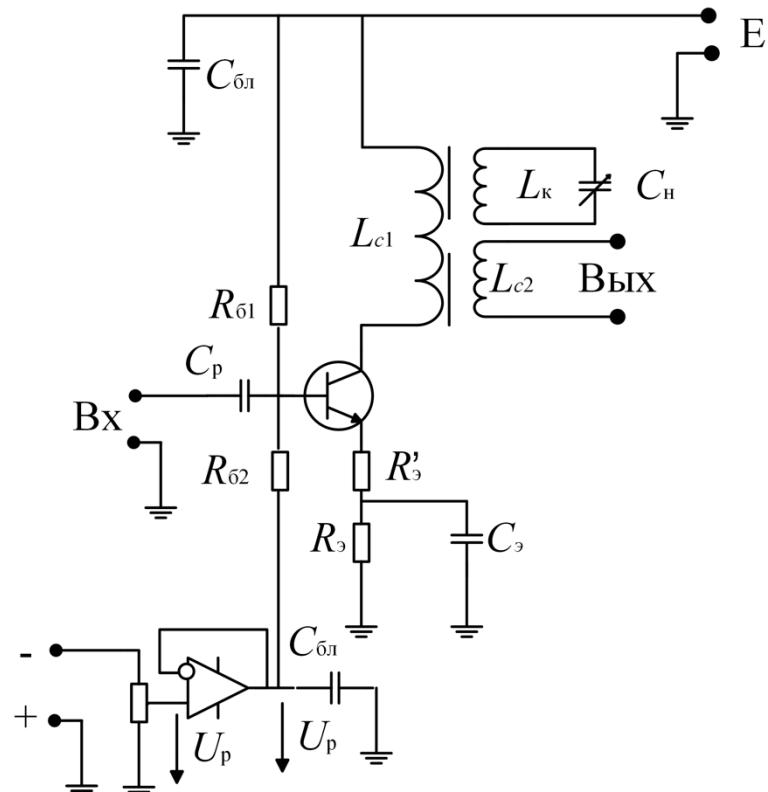


Рис. 2.38. Резонансный усилительный каскад с ручной регулировкой усиления

2.9.4. Аттенюаторная регулировка

При таком способе регулировки между усилительными каскадами включают аттенюатор с переменным коэффициентом передачи. Используются регулируемые делители, емкостные делители на вариакапах, мостовые схемы. Так, на рис. 2.39, а показана схема потенциометрического регулятора, используемого в тракте звуковой частоты для регулировки громкости.

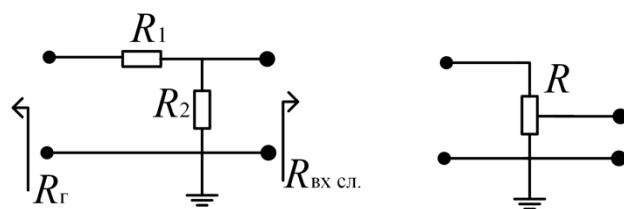


Рис. 2.39. Принципиальная схема потенциометрического регулятора

В додетекторном тракте потенциометрический регулятор использовать нельзя из-за влияния проходных емкостей, поэтому в качестве регулируемых сопротивлений в додетекторном тракте используют диоды или полевые транзисторы (рис. 2.40).

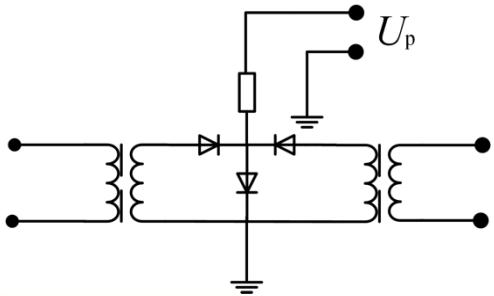


Рис. 2.40. Принципиальная схема диодного регулятора

Широко используют схемы Т-образных и П-образных коммутируемых аттенюаторов со стандартным входным и выходным сопротивлением (обычно 50 Ом) (рис. 2.41). Конструктивное исполнение аттенюаторов меняется в весьма широких пределах в зависимости от частотного диапазона и рассеиваемой мощности на резисторах аттенюатора.

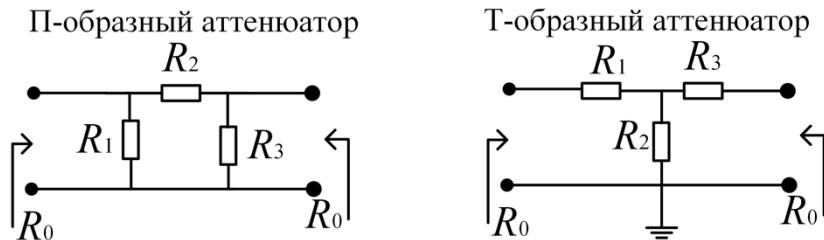


Рис. 2.41. Принципиальная схема резистивного П-образного и Т-образного аттенюаторов

2.9.5. Устройства индикации

Основная информация о параметрах приемника выводится либо на его переднюю панель, либо на пульт оператора и отображается с помощью устройств индикации. Самой распространенной является индикация частоты настройки приемника, которая до недавнего времени осуществлялась с помощью шкалы приемнике, проградуированной в единицах частоты и длин волн. В ранних разработках изменение частоты настройки, осуществлялось механическим способом, в более поздних нашли применение различные варианты электронных шкал.

На электронных шкалах частота настройки может обозначаться различными способами: цифровая индикация; с помощью светящегося столба изменяющейся длины; индексы отсчета высвечиваются в виде цветных прямоугольников, перемещающихся вдоль шкалы синхронно с частотой настройки. В настоящее время наибольшее распространение нашла цифровая индикация частоты, при которой числовое значение частоты с высокой точностью отображается непосредственно цифровым индикатором. При этом измеряется либо частота гетеродина, либо, при использовании в приемнике синтезатора частоты, на индикаторе фиксируется значение частоты, соответствующее установке переключателей синтезатора. В качестве циф-

ровых индикаторов в основном применяются светодиодные, катодно-люминесцентные в жидкокристаллические.

Целесообразность применения того или иного индикатора зависит от условий эксплуатации, механических нагрузок, источников питания. Так, для светодиодных индикаторов характерны: яркое свечение, малые питающие напряжения и инерционность, большой срок службы; однако эти индикаторы потребляют значительный ток. Так, например, при эксплуатации приемника в автомобиле выводимая на переднюю панель информация должна легко читаться в любое время суток в затемненном салоне, при этом индикатор должен обладать повышенной механической прочностью.

2.10. Автоматическая регулировка усиления

2.10.1. Назначение и классификация автоматической регулировки усиления

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) предназначена для поддержания постоянного напряжения на выходе УПЧ, необходимого для нормальной работы выходных устройств приемника. Уровень сигнала на входе приемника изменяется в широких пределах; при максимальном напряжении входе система АРУ должна обеспечить минимальный коэффициент усиления радиотракта приемника. и наоборот. Таким образом, задача АРУ – изменять усиление радиотракта приемника в зависимости от уровня входного сигнала. Система АРУ должна иметь устройство, напряжение U_p на выходе которого зависит от уровня сигнала в радиотракте приемнике. Таким устройством может служить, например, амплитудный детектор. Напряжение U_p , подаваемое на усилительные каскады, изменяет их коэффициент усиления. Для АРУ в приемнике создается цель АРУ, состоящая из детектора АРУ и фильтра. В зависимости от способа подачи регулирующего напряжения АРУ подразделяют на обратные, прямые и комбинированные.

2.10.2. АРУ с обратной регулировкой

Структурная схема обратной АРУ представлена на рис. 2.42. При использовании этой схемы сигнал с выхода регулируемого усилителя поступает на амплитудный детектор. В выходном напряжении амплитудного детектора присутствуют как быстро изменяющиеся составляющие, вызванные амплитудной модуляцией сигнала, так и медленно меняющиеся, постоянные составляющие, пропорциональные среднему уровню сигнала. Система реагирует на медленные изменения амплитуды. Инерционность АРУ определяется, в основном, постоянной времени ФНЧ. Так же в детектор может вводиться напряжение задержки, которое не позволяет появиться на его выходе напряжению до тех пор, пока входной сигнал АД не превысит некий порог E_3 .

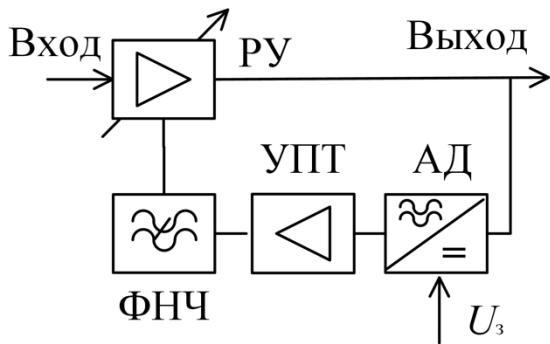


Рис. 2.42. Структурная схема системы АРУ с обратной регулировкой

В АРУ с обратной регулировкой невозможно получить нулевой наклон амплитудной характеристики. ФНЧ системы АРУ – однозвездный RC фильтр, постоянная времени которого $\tau_\phi = RC$. Фильтр предотвращает реакцию системы АРУ на полезные изменения амплитуды из-за модуляции сигнала (при АМ):

$$\frac{1}{F_H} < \tau_\phi < T_{3AM},$$

где F_H – нижняя частота модулирующего сигнала, T_{3AM} – период замираний.

Система АРУ содержит инерционные элементы. Возникает запаздывание в изменении амплитуды входного сигнала и соответствующей реакции системы. Инерционность в основном сосредоточена в ФНЧ. Характер переходных процессов зависит от структуры и параметров ФНЧ. Обычно используют однозвездный RC ФНЧ. Если ФНЧ 1-го порядка, то переходной процесс апериодический, при ФНЧ 2-го порядка переходной процесс колебательный, при ФНЧ 3-го порядка возможно самовозбуждение петли АРУ.

В зависимости от режимов работы усилителя и детектора АРУ различают такие виды АРУ, как:

1. Простая АРУ: то есть коэффициент усиления усилителя АРУ равен 1, либо усилитель отсутствует, а детектор не имеет задержки по напряжению.

2. Усиленная АРУ: то есть коэффициент усиления усилителя АРУ значителен. Это приводит к тому, что зависимость выходного напряжения от входного уменьшается.

3. Усиленно-задержанная АРУ: то есть коэффициент усиления усилителя АРУ значителен. А также детектор имеет задержку по напряжению, то есть он начинает открываться только если выходное напряжение регулируемого усилителя превысит некий порог. Эта мера позволяет не уменьшать коэффициент усиления усилительного элемента при малых уровнях сигнала на входе приемника.

Для каждого вида АРУ характерна своя собственная статическая характеристика. Это амплитудная характеристика усилителя с АРУ, каждая точка которой соответствует установленному режиму регулирования. Примеры этих характеристик приведены на рис. 2.43.

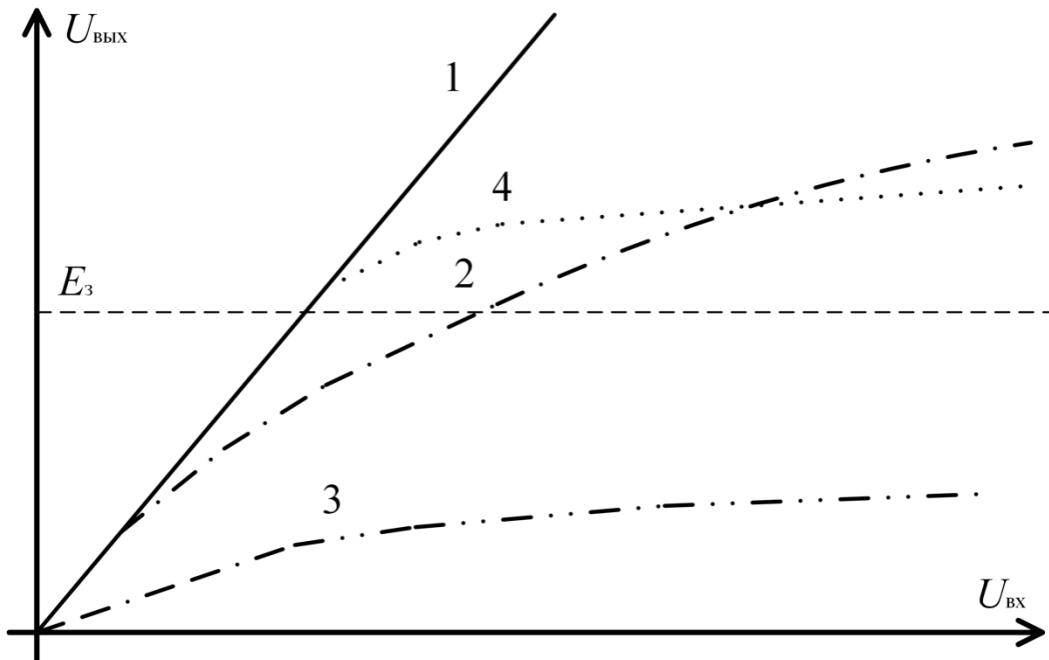


Рис. 2.43. Статические характеристики системы АРУ:
1 – без АРУ; 2 – простая АРУ; 3 – усиленная АРУ; 4 – усиленно-задержанная АРУ

Эффективность работы АРУ оценивают парой чисел:

$$m = 20 \cdot \lg \left(\frac{U_{m_BX_max}}{U_{m_BX_min}} \right) \quad \text{и} \quad p = 20 \cdot \lg \left(\frac{U_{m_BUX_max}}{U_{m_BUX_min}} \right),$$

из которых получается такой параметр как глубина регулирования $D=m/p$.

Например, амплитуда сигнала на выходе приемника изменяется не более чем на 2 дБ (p) при изменении амплитуды входного сигнала на 80 дБ (m).

На рис. 2.44 показана принципиальная схема инерционной обратной системы АРУ, охватывающей двухкаскадный УПЧ. Регулировка усиления осуществляется изменением режима по постоянному току каскада на биполярном n-p-n транзисторе.

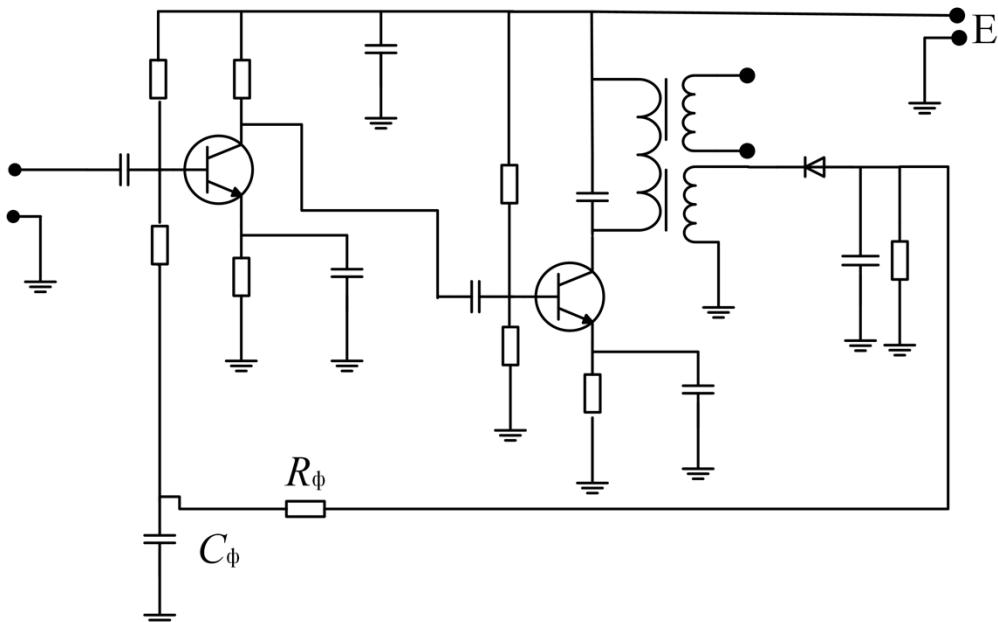


Рис. 2.44. Принципиальная схема обратной системы АРУ, охватывающей двухкаскадный УПЧ

2.10.3. АРУ с прямой регулировкой

На рис. 2.45 показана структурная схема системы АРУ с прямой регулировкой. Регулирующее напряжение U_p пропорционально амплитуде сигнала на входе $U_{\text{вх}}$ – система АРУ с прямой регулировкой.

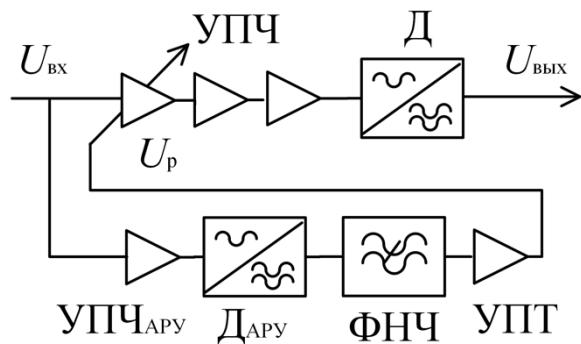


Рис. 2.45. Структурная схема системы АРУ с прямой регулировкой

Система АРУ с прямой регулировкой позволяет получить нулевой наклон амплитудной характеристики, но практически добиться этого не удается. АРУ свойствен ряд недостатков, основной из которых состоит в необходимости включать перед детектором в цепи АРУ дополнительный усилитель с большим коэффициентом усиления и обладает низкой долговременной стабильностью, т.к. не имеет информации о результате своей работы. В чистом виде не применяется. Используют в сочетании с обратной АРУ – АРУ с комбинированной регулировкой.

2.10.4 Комбинированная АРУ

Структурная схема комбинированной АРУ показана на рис. 2.46. В этом случае рационально используются преимущества обеих схем АРУ: стабильность обратной АРУ и возможность получения идеальной характеристики в прямой АРУ. Для первого усилителя – это обратная, а для второго – прямая АРУ. То, что идеальная регулировка на практике не достигается, не имеет большого значения, так как пределы изменения напряжения на входе невелики.

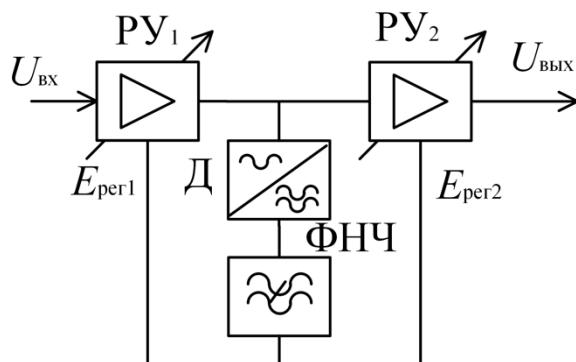


Рис. 2.46. Структурная схема комбинированной АРУ

2.10.5. Быстродействующая АРУ

Быстродействующая АРУ (БАРУ) предназначена для устранения перегрузки усилителя при действии мощной помехи (рис. 2.47). Быстродействие находится в противоречии с глубиной регулировки. В БАРУ отдельные каскады охватывают собственной системой АРУ с высоким быстродействием. Применяют, а частности, в приемных устройствах импульсной радиолокации. Постоянная времени фильтра БАРУ во много раз меньше постоянной времени фильтра АРУ.

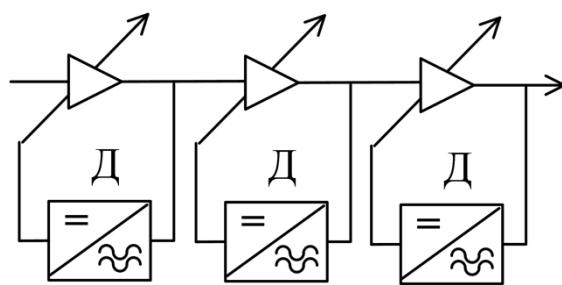


Рис. 2.47. Структурная схема быстродействующей АРУ

2.10.6. Стробирующая АРУ

В ключевой (стробирующей) АРУ детектор оценивает уровень сигнала в моменты действия короткого стробирующего импульса. Между стробирующими импульсами коэффициент усиления приемного тракта сохраняется.

ется неизменным. Применяют, в частности, в телевизионных приемниках. В наземном ТВ используют ОМ с частично подавленной несущей. Уровень радиосигнала зависит от характера передаваемой информации. Обычная инерционная система АРУ при этом работает плохо, изменяя коэффициент усиления тракта в зависимости от сюжета. Оценку уровня система ключевой АРУ проводит в момент действия строчных синхроимпульсов, когда уровень радиосигнала не зависит от передаваемого изображения.

2.11. Автоматическая подстройка частоты

2.11.1. Назначение и классификация систем автоматической подстройки частоты

Для приема сигнала от требуемой станции в радиоприемном устройстве необходимо выполнить ряд операций управления: включение аппаратуры, настройку на частоту сигнала, коммутацию соответствующих фильтров, подключение оконечных устройств и т.д. Среди названных важными операциями являются:

- настройка приемника на требуемую рабочую частоту, включающая в себя установку необходимых частот гетеродинов (в профессиональных приемниках супергетеродинного типа) и настройку резонансных цепей преселектора;
- поддержание стабильности установленной частоты в процессе приема для ведения связи без подстройки. Создание синтезаторов частот позволяет сравнительно легко автоматизировать в приемнике установку частот гетеродинов с очень малым временем срабатывания.

Применение системы автоматической подстройки частоты (АПЧ) позволяет осуществлять коррекцию неточности первоначальной установки частоты настройки приемника и уменьшить расстройку, возникающую в процессе приема сигнала за счет нестабильности гетеродина приемника и несущей частоты сигнала.

Автоматическая подстройка частоты (рис. 2.48) должна непрерывно обеспечивать оптимальное расположение спектра принимаемого сигнала в полосе пропускания приемника при вызываемых различными причинами изменениях частоты передатчика и настройки цепей приемника.

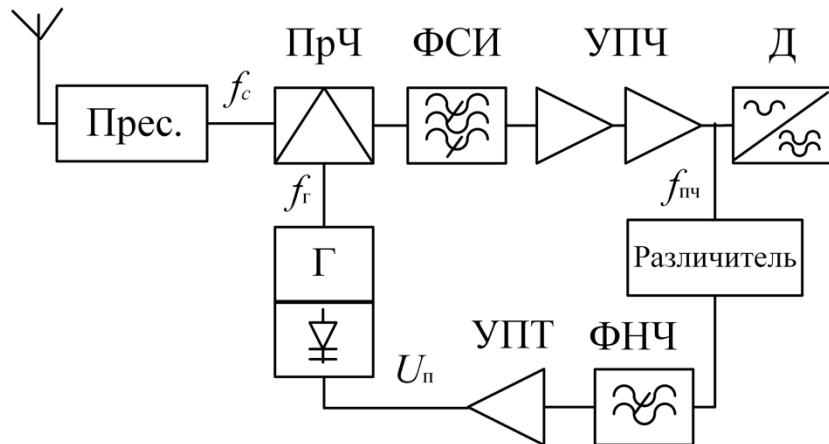


Рис. 2.48. Структурная схема системы АПЧ

Системы АПЧ можно разделить на два класса в зависимости от используемого различителя, который зависит от признака, на основании которого вырабатывается сигнал ошибки настройки частоты, необходимый для подстройки. Если этим признаком является отклонение частоты сигнала от переходной частоты какой-либо цепи, то говорят о частотной системе АПЧ (ЧАПЧ). Строится на базе частотного детектора. Если признаком отклонения частоты для системы АПЧ является отличие фазы колебаний входящего сигнала от фазы опорного колебания, то говорят о фазовой системе АПЧ (ФАПЧ). Строится на базе фазового детектора.

К особенностям работы радиоприемных устройств с АПЧ следует отнести:

- при наличии замираний и сильных помех система АПЧ может захватить соседнюю радиостанцию;
- в приемнике должна быть возможность выключить АПЧ; систему АПЧ следует выключать при перестройке приемника;
- для работы в условиях замираний используют переключение постоянной времени τ_ϕ системы АПЧ: при пропадании сигнала τ_ϕ резко увеличивают.

2.11.2. Частотная автоподстройка частоты

В состав системы ЧАПЧ промежуточной частоты входят смеситель и УПЧ. Сигнал с выхода смесителя поступает на различитель в качестве которого выступает частотный дискриминатор (ЧД), который вырабатывает напряжение, пропорциональное расстройке промежуточной частоты от переходной частоты ЧД.

Частотный дискриминатор обязательно должен иметь в своей детекторной характеристике точку перехода через ноль и ось симметрии. То есть детекторная характеристика должна иметь вид, представленный на рис.2.49.

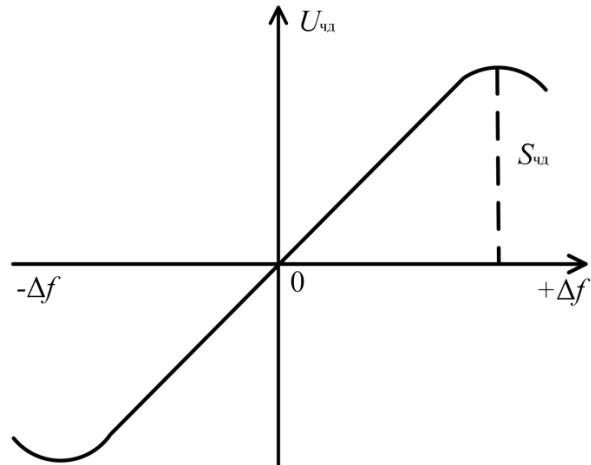


Рис. 2.49. Детекторная характеристика частотного дискриминатора

На рис. 2.50 приведена регулировочная характеристика системы ЧАПЧ, которая отражает зависимость остаточной расстройки по промежуточной частоте от начальной расстройки, наблюдающейся при разомкнутом кольце АПЧ.

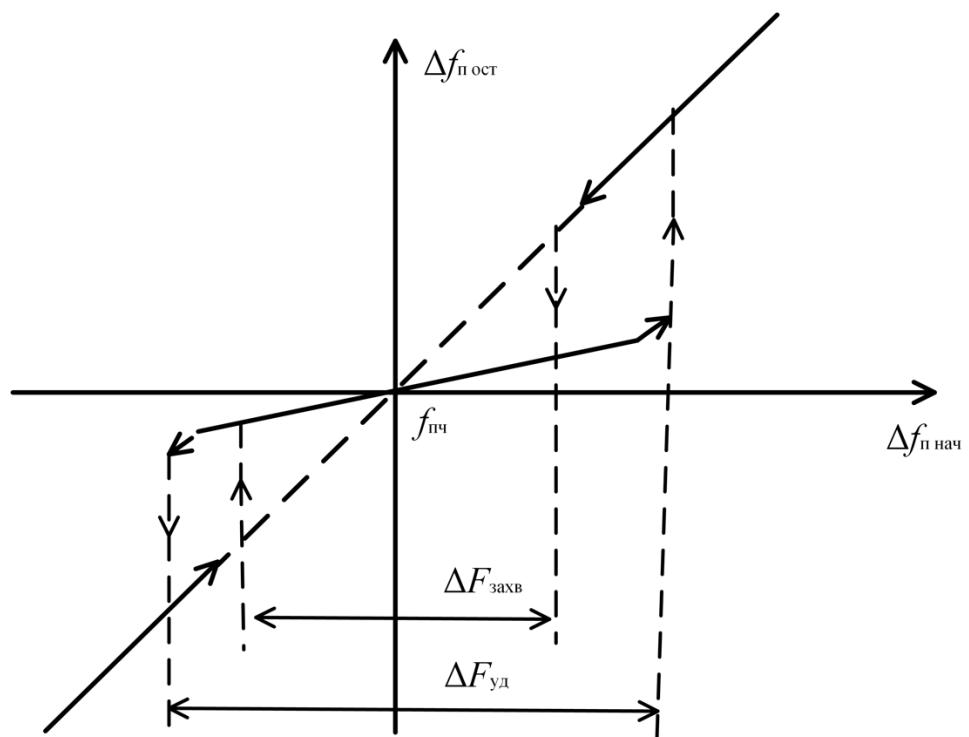


Рис. 2.50. Регулировочная характеристика системы ЧАПЧ

Основными параметрами системы ЧАПЧ являются:

1. *Полоса захвата* — это диапазон начальных расстроек частоты, в пределах которого система АПЧ переходит в режим слежения, если этот режим не был установлен заранее.

2. Полоса удержания – это диапазон начальных расстроек, в пределах которого возможно сохранение режима слежения, если этот режим был установлен заранее.

3. Эффективность системы АПЧ оценивают коэффициентом автоподстройки:

$$K_{APC} = \frac{\Delta f_{\Pi_НАЧ}}{\Delta f_{\Pi_ОСТ}},$$

где $\Delta f_{\Pi_НАЧ}$ – начальное отклонение частоты; $\Delta f_{\Pi_ОСТ}$ – остаточное отклонение частоты. Для обеспечения устойчивости системы АПЧ $K_{APC} < 10\dots 20$.

Характер переходного процесса и его скорость определяются ФНЧ.

Система АПЧ способна осуществлять подстройку при не слишком больших $\Delta f_{\Pi_НАЧ}$. Полоса удержания $\Delta F_{УД}$ ограничена полосой ЧД и снижением крутизны характеристики частотного дискриминатора при больших отстройках. Полоса захвата $\Delta F_{ЗАХВ}$ не может превышать полосу пропускания тракта ПЧ Δf .

2.11.2. Фазовая автоподстройка частоты

Система ФАПЧ, как следует из ее названия, является системой автоматического регулирования (следящей системой), частота настройки которой определяется частотой управляющего сигнала, а сигналом рассогласования является разность фаз управляющего сигнала и сигнала обратной связи. В связи с тем, что настройка осуществляется по разности фаз, система является астатической по отношению к частоте: в установившемся режиме частота настройки точно равна частоте управляющего сигнала. При определенных условиях система ФАПЧ может быть астатической и по фазе. Наряду с основным свойством автоподстройки, система ФАПЧ обладает свойством фильтрации и ведет себя, независимо от функционального назначения, как следящий полиномиальный фильтр.

Система ФАПЧ является системой с многофункциональными возможностями и используется для частотной модуляции и демодуляции, частотной фильтрации, умножения и преобразования частоты, выделения когерентного (опорного) колебания для синхронного детектирования и др.

В качестве регулятора используют фазовый детектор, на который подают опорный сигнал с частотой $f_{ПЧ}$. Регулирующее напряжение пропорционально разнице фаз сигналов на входе фазового детектора. В режиме захвата ошибка по частоте будет отсутствовать. Фазовый сдвиг между $f_{П}$ и $f_{ПЧ}$ будет тем больше, чем больше $\Delta f_{\Pi_НАЧ}$.

Режим работы системы ФАПЧ, при котором полностью компенсируются медленные изменения преобразованной частоты, называется режимом слежения (удержания). Полосой удержания называется разность максимальной и минимальной частот подстраиваемого гетеродина, в пределах которой расстройка между преобразованной частотой и частотой эталонного гетеродина равна нулю. Когда преобразованная частота отличается от

частоты эталонного генератора на величину, большую, чем полоса удержания, наблюдается режим биений. Переходное состояние, при котором система переходит от режима биений к режиму слежения, называется режимом захвата. Полосой захвата называется область начальных расстроек, в которой при любых начальных условиях устанавливается режим слежения.

Если постоянная времени фильтра велика, и преобразованная частота изменяется с большей скоростью, чем изменение управляющего напряжения на входе управителя, то подстройка произойдет только в том случае, если величина расстройки не превзойдет полосу захвата. Поэтому полоса захвата меньше полосы удержания. В системе ФАПЧ, содержащей фильтр с достаточно малой постоянной времени, процесс втягивания системы в режим слежения и нарушение этого режима происходят при одних и тех же расстройках преобразованной частоты. Поэтому полоса захвата и полоса удержания одинаковы. Это соответствует условиям, при которых скорость изменения преобразованной частоты меньше или равна скорости слежения системы. На рис. 2.51 приведена регулировочная характеристика системы ФАПЧ.

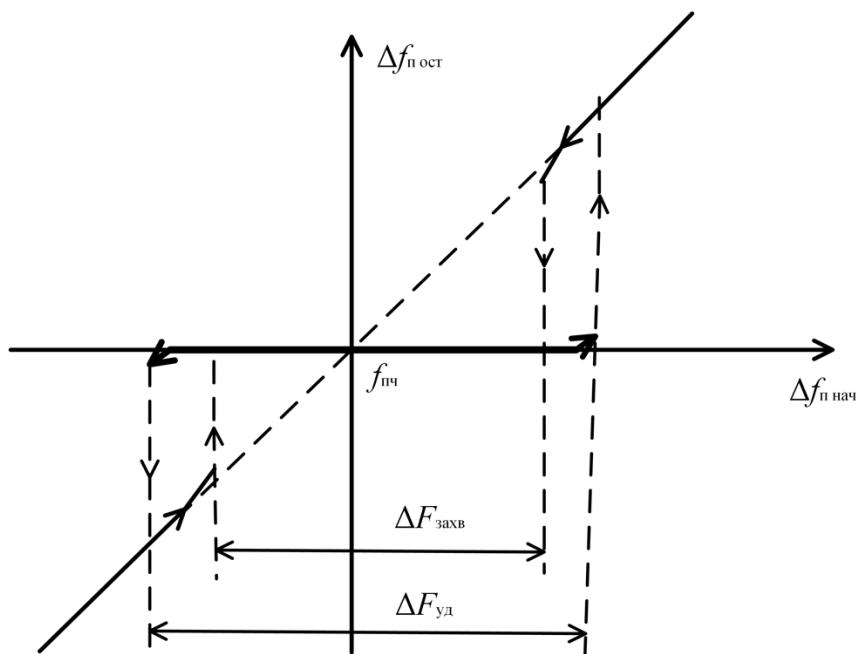


Рис. 2.51. Регулировочная характеристика системы ФАПЧ

2.11.3. Сравнение систем ЧАПЧ и ФАПЧ

При сравнении с системой ЧАПЧ можно выделить следующее:

- полосы удержания и захвата системы ФАПЧ уже, чем у ЧАПЧ;
- в приемнике могут быть использованы обе системы: ЧАПЧ для грубой подстройки и ФАПЧ для точной подстройки;
- на практике ФАПЧ значительно чаще используют для стабилизации не преобразованной частоты ($f_{\text{п}}$), а частоты гетеродина f_{Γ} , т.е. в синтезаторах частот.

Систему ФАПЧ также используют в качестве: частотного детектора, частотного фильтра, умножителя частоты и т.д. Любая система, работа которой основывается на фазовой автоподстройке частоты, является, соответственно, системой ФАПЧ в той или иной ее разновидности. Перечисленные области являются характерными примерами применения системы ФАПЧ. Компоненты, использующие систему ФАПЧ, отличаются разнообразием и высокими техническими характеристиками.

2.12. Регулировка полосы пропускания

2.12.1. Назначение регулировки полосы пропускания

В радиовещательных приемниках регулировка полосы пропускания осуществляется в последетекtorном тракте. В профессиональной радиоприёмной аппаратуре – в тракте промежуточной частоты и в ряде случаев – в последетекторном тракте. Регулировка выполняется как плавно, так и дискретно.

Можно обеспечить прием сигналов и без регулировки полосы пропускания, сделав ее настолько большой, чтобы самый широкополосный сигнал без искажений воспроизводился на выходе приемника. Однако для более узкополосных сигналов такая полоса будет избыточной, и прием будет производиться с пониженней помехоустойчивостью. Целесообразно иметь возможность сужать полосу пропускания до минимально возможной величины, обеспечивающей высокое качество воспроизведения формы сигнала. Иногда в условиях сильных помех приходится даже сужать полосу пропускания так, чтобы она была уже полосы спектра, обеспечивая таким образом максимум отношения сигнал/шум.

Основное назначение регулировки полосы в тракте промежуточной частоты радиоприемного устройства – ослабление сильных помех.

2.12.2. Способы регулировки полосы пропускания

Простейший способ регулировки полосы состоит в изменении эквивалентного затухания контура резонансного УПЧ путем подключения к нему резистора с регулируемым сопротивлением, что изменяет коэффициент усиления резонансного усилителя.

Расширение АЧХ с увеличением связи между контурами можно использовать для регулировки полосы пропускания фильтра. Изменяя связь между контурами можно как механическим, так и электронным способами. Однако, при такой регулировке форма амплитудной и фазочастотной характеристик фильтра искажается, что приводит к дополнительным искажениям принимаемого сигнала. Поэтому в профессиональных радиоприемных устройствах регулировка полосы пропускания производится в основном путем переключения полосовых фильтров.

Регулировка полосы пропускания радиоприемника в принципе не является односторонней, поскольку при увеличении полосы пропускания

каскада его коэффициент усиления уменьшается. Поэтому регулировка полосы пропускания должна быть сопряжена с регулировкой усиления.

Регулировка может выполняться также изменением взаимной расточки резонансных каскадов многокаскадного усилителя. Наиболее часто применяется дискретная регулировка полосы пропускания УПЧ с помощью фильтров (кварцевых, пьезокерамических и др.), включаемых в зависимости от вида принимаемого сигнала и имеющих различные полосы пропускания и средние частоты настроек.

2.12.3. Регулировка полосы пропускания двухконтурным фильтром

Наиболее просто регулировка полосы осуществляется в приемниках, где избирательность по соседним каналам обеспечивается двухконтурными фильтрами. Изменять полосу пропускания двухконтурного фильтра можно изменением: затухания контуров; коэффициента связи между ними; взаимной расстройкой контуров относительно средней частоты. Как известно, характеристика избирательности такого фильтра при коэффициенте связи между контурами $\eta \leq 1$ описывается выражением

$$\sigma = \frac{1}{1+\eta^2} \sqrt{(1+\eta^2 - \xi^2)^2 + 4 \cdot \xi^2},$$

где ξ – обобщенная расстройка, η – параметр связи между контурами фильтра.

Решая данное уравнение относительно полосы пропускания получаем:

$$\Delta F_3 = f_0 d_3 \sqrt{\sqrt{\sigma^2 (1+\eta^2)^2 - 4\eta^2} + \eta^2 - 1}.$$

Отсюда видно, что изменение полосы можно осуществить, изменения эквивалентное затухание d_3 , или коэффициент связи между контурами η . Однако регулировка путем изменения затухания используется редко. Это обусловлено малыми пределами регулировки, ухудшением прямоугольности характеристики при увеличении d_3 , и изменением коэффициента усиления каскада. Ограниченностя регулировки за счет затухания, вызвана тем, что его увеличение не приводит к пропорциональному росту полосы пропускания, так как одновременно происходит уменьшение параметра связи η , что приводит к сужению полосы. Лучшие результаты дает регулировка за счет изменения параметра связи η (изменения сопротивления связи).

Увеличение η в 4 раза расширяет полосу примерно в 3 раза. Пределы регулировки ограничены допустимыми изменениями η . Известно, что при возрастании η от единицы и далее кривая избирательности приобретает двугорбый характер. Из условий неискаженного усиления спектра недопустимо, чтобы ордината максимума превышала 1,41, т.е. ординату отсчета полосы пропускания. Изменение η осуществляется при емкостной связи с помощью конденсаторов переменной емкости (КПЕ), варикапов, при индуктивной – изменением пространственного расположения катушек связи.

2.12.4. Регулировка полосы пропускания многозвенными ФСИ

Более эффективно регулировку можно осуществить при использовании многозвенных ФСИ фильтров. Фильтр представляет собой совокупность звеньев того или иного вида, нагруженных на активное сопротивление, равное его волновому сопротивлению.

Наряду с высокой прямоугольностью резонансной характеристики ФСИ позволяют осуществить регулировку полосы пропускания в широких пределах (до 10 раз). Принципиальное отличие таких фильтров от двухконтурного заключается в том, что требуемая полоса пропускания формируется выбором номиналов L и C. Регулировка полосы пропускания достигается изменением емкости связи между контурами.

Плавная регулировка полосы избирательных систем сопровождается изменением коэффициента прямоугольности и ФЧХ фильтров, а, следовательно, изменением избирательности приемника и шумовой полосы. Если приемник рассчитывается на прием ограниченного числа типов сигналов, то проще использовать дискретную регулировку полосы пропускания. Она может быть реализована либо переключением ФСИ, либо переключением всего тракта УПЧ.

В первом случае фильтры (например, фильтры на поверхностноакустических волнах, электромеханические) меняются только в нагрузке смесителя. Такие фильтры должны обладать высокой избирательностью, определяющей избирательность всего приемного устройства, а избирательные системы УПЧ иметь полосу, большую полосы пропускания самого широкополосного фильтра.

В приемниках на транзисторах удобнее переключать всю линейку УПЧ, чем обеспечивается более высокая надежность радиоприемного устройства, легче решаются вопросы межкаскадного согласования, выше стабильность характеристик УПЧ.

Регулировка полосы в последетекторном тракте осуществляется изменением АЧХ в области верхних и нижних частот. Для регулировки АЧХ используют пассивные частотно-зависимые цепи либо цепь частотно-зависимой отрицательной обратной связи.

2.13. Контрольные вопросы

1. Структурная схема приемника супергетеродинного типа. Назначение узлов приемника.
2. Преимущества и недостатки супергетеродина по сравнению с приемником прямого усиления.
3. Чувствительность приемника, количественная оценка чувствительности.
4. Односигнальная избирательность приемника, количественная оценка.

5. Методы улучшения избирательности приемника по соседнему каналу.
6. Методы улучшения избирательности по зеркальному и другим дополнительным каналам приема.
7. Какие задачи решает тракт промежуточной частоты приемника.
8. Чем обусловлено возникновение нелинейных искажений в УРЧ?
9. Какие виды нелинейных искажений возможны в УРЧ?
10. Как проявляется эффект блокирования.
11. Как проявляется эффект перекрестной модуляции. Методы борьбы с ним.
12. Как проявляются интермодуляционные искажения. Методы борьбы с ними.
13. За какой вид избирательности приемника (по зеркальному, соседнему каналу, каналу ПЧ) «ответственен» тракт ПЧ.
14. Какие параметры характеризуют избирательные свойства приемника вблизи частоты настройки.
15. Явление насыщения представляет собой линейный или нелинейный эффект.
16. Как связаны эффект насыщения и искажения огибающей АМ сигнала.
17. Почему в приемниках сигналов с угловыми видами модуляции последние каскады УПЧ работают в режиме ограничения (глубокого насыщения).
18. Назначение преобразователя частоты в супергетеродинном приемнике.
19. Из каких соображений выбирают напряжение гетеродина преобразователя частоты.
20. Какова причина возникновения дополнительных каналов приема.
21. Методы борьбы с дополнительными каналами приема.
22. Чем балансные и кольцевые схемы преобразователей частоты лучше простых.
23. Какова причина возникновения пораженных точек приема.
24. Как борются с пораженными точками приема.
25. Назначение системы АРУ в радиоприемных устройствах.
26. Принцип работы инерционной системы АРУ с обратной регулировкой.
27. Чем отличаются системы АРУ с обратной и прямой регулировками.
28. Как оценивают эффективность систем АРУ.
29. Как выбирают постоянную времени ФНЧ системы АРУ.
30. Почему в качестве ФНЧ системы АРУ используют ФНЧ 1-го порядка.

31. Сравнить характеристики схем диодных детекторов последовательного, параллельного типов.
32. Каковы отличия характеристик амплитудного детектора в режиме сильных и слабых сигналов?
33. Что такое детекторная характеристика и как улучшить ее линейность?
34. Детекторная характеристика ЧД и требования к ней.
35. Проблема подавления паразитной АМ при частотном детектировании.
36. Виды частотных детекторов и принцип их работы.
37. Принцип работы системы ФАПЧ.
38. Основные параметры, характеризующие систему ФАПЧ.
39. Чем ограничены полосы удержания и захвата системы ФАПЧ.
40. Как систему ФАПЧ можно использовать для детектирования ЧМ сигналов.
41. Способы регулировки полосы пропускания.

Литература

1. ГОСТ 24375-80. Радиосвязь. Термины и определения.
2. Першин В.Т. Формирование и генерирование сигналов в цифровой радиосвязи. – М.: «ИНФРА-М», 2015.
3. Радиопередающие устройства/ В.В.Шахгильдян и др.; под ред. В.В.Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003.
4. Проектирование радиопередатчиков/ В.В.Шахгильдян и др.; под ред. В.В.Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2000.
5. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах/ Б.Е.Петров, В.А.Романюк – М.: Высшая школа, 1989.
6. Афанасьев А.И., Рыжков А.Е. Устройства генерирования и формирования радиосигналов в системах подвижной связи: учебное пособие. – ГОУ ВПО СПбГУТ – 2008.
7. Шахгильдян В.В., Карякин В.Л. Проектирование устройств генерирования и формирования сигналов в системах подвижной радиосвязи. – М.: Солон-Пресс, 2011.
8. Марков Ю. В., Боков А. С., Никитин Н. П. Проектирование устройств приема и обработки сигналов. – 2015.
9. Колесовский Е. А. Устройства приема и обработки сигналов. – Научно-техническое издательство Горячая линия-Телеком, 2012.\
10. Головин О. В. Радиоприемные устройства: Учебник для техникумов. – М. : Горячая линия-Телеком, 2004.
11. Фомин Н. Н. Радиоприемные устройства: Учебник для ВУЗов. – М. : Горячая линия-Телеком 2007.