

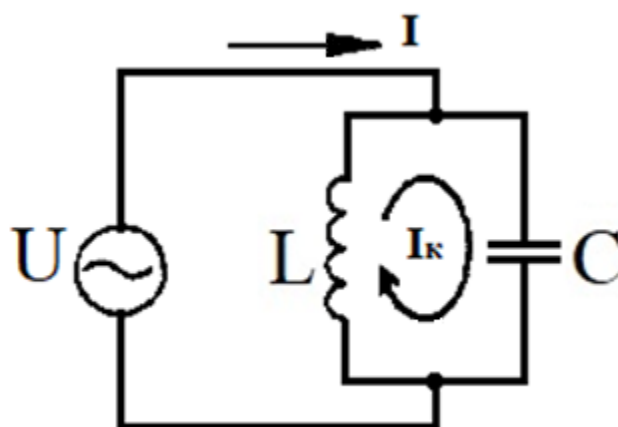


УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

**А.А.Макаренко
М.Ю.Плотников**

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Учебное пособие



**Санкт-Петербург
2019**

Министерство образования и науки Российской Федерации
САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И ОПТИКИ

**А.А.Макаренко
М.Ю.Плотников**

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Учебное пособие

РЕКОМЕНДОВАНО К ИСПОЛЬЗОВАНИЮ В УНИВЕРСИТЕТЕ ИТМО
по направлениям подготовки 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и
системы связи» и 16.04.01 "Техническая физика" в качестве учебного пособия
для реализации основных профессиональных образовательных программ
высшего образования бакалавриата и магистратуры



УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

Санкт-Петербург

2019

А.А. Макаренко, М.Ю. Плотников. Устройства приема и преобразования сигналов. – Учебное пособие. – Университет ИТМО, 2019. – 112 с.

Рецензенты:

Рогачев Виктор Алексеевич, кандидат технических наук, доцент, доцент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А.Бонч-Бруевича.

Рупасов Андрей Викторович, кандидат технических наук, АО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», начальник группы исследования и разработки волоконно-оптических гироскопов.

Учебное пособие знакомит студентов с базовыми принципами построения радиоприемной аппаратуры и основными методами обработки радиосигналов с различными видами модуляции. В учебном пособии излагаются физические принципы работы и описываются схемные решения функциональных узлов радиоприемников.

Учебное пособие ставит своей целью подготовить читателя к углубленному изучению специальной литературы, в которой приводятся количественные характеристики и формулы для расчета параметров функциональных узлов радиоприемников, а также рассматриваются правила их конструирования.

Учебное пособие адресовано студентам и магистрантам, обучающимся по направлениям подготовки 11.03.02 "Инфокоммуникационные технологии и системы связи", 16.04.01 "Техническая физика" и изучающим курсы «Основы радиотехники и мобильная связь» и «Теория электрической связи».



УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

© Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики 2019
©А. А. Макаренко, М. Ю. Плотников 2019

Оглавление

Введение	3
1. Основные принципы радиосвязи	7
Радиосигнал как носитель информации.....	7
Классификация сигналов. Аналоговые и цифровые сигналы. Сигналы связи и их спектры.....	8
Обобщенная функциональная схема системы связи	9
Назначение модулятора в системе связи.....	12
Основные виды аналоговой модуляции	13
Основные виды цифровой модуляции (манипуляции).....	23
Основные виды импульсной модуляции.....	24
Радиоволны. Виды радиоканалов	30
Обобщенная структурная схема радиоприемного устройства и его основные характеристики.	32
Классификация типов радиоприемных устройств	34
Структурные схемы основных типов радиоприемных устройств.....	35
Контрольные вопросы	40
2. Входные цепи радиоприемника	41
Параллельный резонансный контур	41
Одноконтурная входная цепь	46
Двухконтурная входная цепь.....	47
Входные цепи приемников с магнитной антенной	47
Основные электрические характеристики входных цепей	48
Контрольные вопросы	49
3. Усилители радиочастоты	50
Назначение усилителей радиочастоты	50
Однотранзисторные каскады УРЧ	51
Каскодные схемы УРЧ	55
Дифференциальные каскады	58
Контрольные вопросы	74
4. Преобразователи частоты	61
Диодные преобразователи частоты	62
Транзисторные преобразователи частоты.....	64
Внутренний генератор – гетеродин	72

Контрольные вопросы	74
5. Усилители промежуточной частоты (УПЧ).....	75
Назначение УПЧ	75
Структуры УПЧ	79
Контрольные вопросы	82
6. Детекторы радиосигналов	83
Назначение детектора.....	83
Амплитудный детектор.....	83
Частотный детектор.....	89
Фазовый детектор	95
Синхронный детектор	98
Пиковый детектор.....	99
Контрольные вопросы	100
7. Регулировки в радиоприемных устройствах	101
Автоматическая регулировка усиления (АРУ).....	101
Автоматическая подстройка частоты гетеродина (АПЧГ).....	106
Контрольные вопросы	108
Заключение.....	109
Литература	110

Введение

Настоящее учебное пособие знакомит студентов, изучающих методы построения и функционирования инфокоммуникационных систем и устройств, а также для студентов, изучающих системы радиопередачи данных и систем радиолокации.

Учебное пособие знакомит читателей с основными понятиями и правилами построения систем радиосвязи, методами формирования радиосигнала на базе различных методов модуляции, а также с наиболее распространенными типами радиоприемной аппаратуры.

Настоящее учебное пособие, в которых последовательно излагаются принципы функционирования радиоприемника и приводятся описания основных его функциональных элементов, состоит из семи глав.

В **главе 1** изложены основные принципы радиосвязи, представлена обобщенная схема системы радиосвязи, приведено описание основных применяемых на практике методов модуляции несущего колебания, рассмотрена обобщенная структурная схема радиоприемного устройства и представлены описания наиболее распространенных типов радиоприемников.

В **главе 2** изложены физические принципы работы колебательного контура – неотъемлемого элемента радиоприемника. В этой главе представлены описания наиболее распространенных схем построения входных цепей радиоприемных устройств и проанализированы положительные и отрицательные свойства каждой схемы.

Глава 3 посвящена анализу схем усилителей радиочастоты, выполняющих в радиоприемных устройствах функции линейных усилителей высокочастотных колебаний. Рассмотрены различные схемы реализации усилителей радиочастоты: однотранзисторные каскады, каскодные схемы, дифференциальные каскады.

В **главе 4** представлены описание принципов действия преобразователей частоты, рассмотрены варианты реализации преобразователя частоты и приведены несколько схем внутренних генераторов (гетеродинов), входящих в радиоприемники супергетеродинного типа.

В **главе 5** рассмотрены принципы функционирования усилителя промежуточной частоты радиоприемников супергетеродинного типа и представлены схемы различных вариантов построения таких усилителей.

В **главе 6** представлены описания детекторов, входящих в состав радиоприемных устройств. Изложены описания физических принципов работы амплитудных, частотных и фазовых детекторов, и представлены схемы детекторов таких типов.

Глава 7 посвящена описанию наиболее распространенных автоматических регулировок, применяемых в радиоприемной аппаратуре. Представлены описания принципов автоматической регулировки усиления

принимаемого сигнала и принципов автоматической подстройки частоты гетеродина радиоприемников супергетеродинного типа.

Освоение материала, изложенного в настоящем учебном пособии, предполагает наличие у читателя достаточных базовых знаний в области физики, теории электрических цепей и основ теории электрической связи.

Учебное пособие рекомендовано для студентов бакалавриата, обучающихся по направлению 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» ("Оптические системы и сети связи", "Системы радиосвязи и радиодоступа"), и студентов магистратуры, обучающихся по направлению 16.04.01 "Техническая физика" ("Радиочастотные системы и устройства", "Световодная фотоника"). Кроме того, оно может быть полезно для студентов, инженеров и научных работников, занимающихся разработками и исследованиями в области радиотехники.

Настоящее учебное пособие рекомендуется применять в качестве дополнительного материала к лекционным курсам "Теория электрической связи" и "Основы радиотехники и мобильная связь" и использовать для самостоятельной работы при подготовке к практическим занятиям.

В списке использованной аппаратуры приведены названия литературных источников, материалы из которых были использованы при написании учебного пособия и создателям которых авторы настоящего учебного пособия выражают искреннюю благодарность.

1. Основные принципы радиосвязи

Радиосигнал как носитель информации

Под информацией понимают совокупность каких-либо сведений о явлениях, объектах и т.п. Сообщения представляют собой материальную форму существования информации и могут иметь различную физическую природу. Сигналами в электрической связи, частным случаем которой является радиосвязь, служат процессы (функции времени) электрической природы, посредством которых осуществляется передача сообщений на расстояние. Принятые сигналы преобразуются принимающим объектом в данные, а информация, содержащаяся в этих данных, может быть выделена принимающим объектом, если в его структуре имеются необходимые для такого выделения элементы (например, программное обеспечение, осуществляющее анализ принимаемых данных).

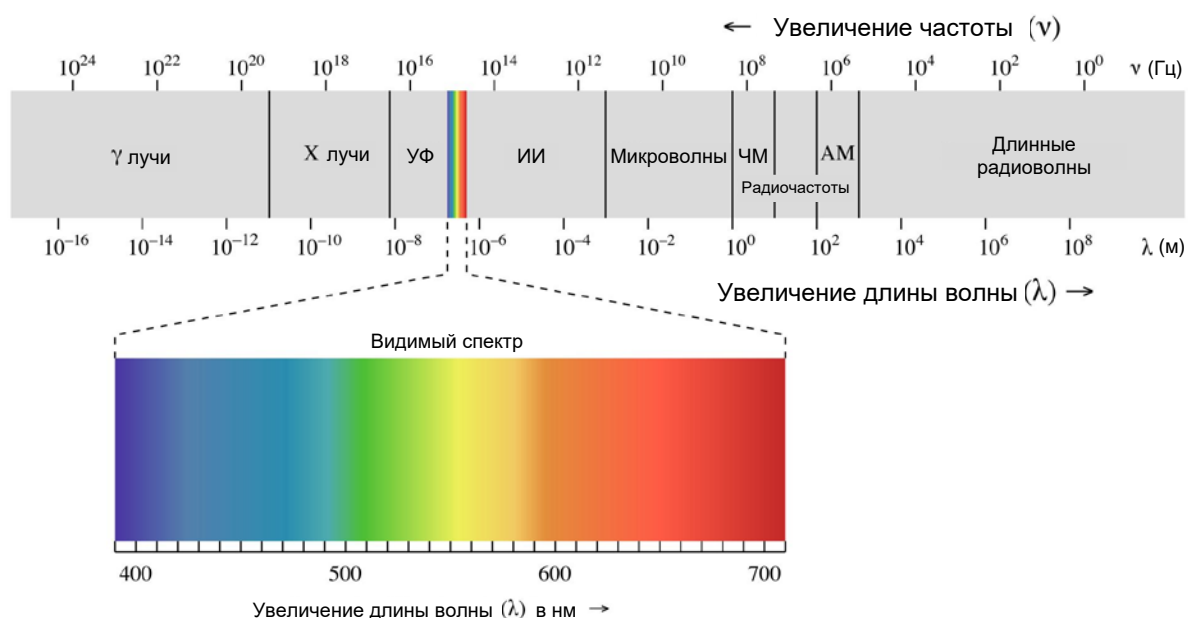


Рис. 1.1 Шкала электромагнитных волн

Радиосигналы, используемые для осуществления радиосвязи, представляют собой электромагнитное излучение, частоты которого располагается в диапазоне от 10^5 Гц до почти 10^{10} Гц. Шкала электромагнитных волн приведена на рис. 1.1.

Классификация сигналов. Аналоговые и цифровые сигналы. Сигналы связи и их спектры

По относительной ширине спектра сигналы делят на низкочастотные (называемые также НЧ, видеосигналы, широкополосные сигналы) и высокочастотные (ВЧ, радиосигналы, узкополосные, полосовые сигналы) [1, 2].

Для НЧ сигналов $\Delta F/F_{cp} > 1$, где

$\Delta F = F_{max} - F_{min}$ – абсолютная ширина спектра сигнала,

$F_{cp} = (F_{max} + F_{min})/2$ – средняя частота спектра сигнала,

F_{max} – максимальная частота в спектре сигнала,

F_{min} – минимальная частота в спектре сигнала.

Для ВЧ сигналов $\Delta F/F_{cp} \ll 1$.

Как правило, первичные сигналы на выходе датчиков являются низкочастотными. Полезно помнить диапазоны частот, в которых располагаются спектры типичных сигналов в системах связи и вещания:

- телефонный – 300–3400 Гц (стандартный канал тональной частоты),
- радиовещательный – от 30–50 Гц до 6–15 кГц,
- телевизионный – 0–6 МГц (для вещательного стандарта разложения изображения, принятого в России).

По своей природе различают сигналы детерминированные и случайные. Детерминированные сигналы считаются известными в каждой точке временной оси. В отличие от них, значения случайных (стохастических) сигналов в каждый момент времени являются случайной величиной с той или иной вероятностью. Очевидно, что детерминированные сигналы в силу своей полной определенности не могут нести никакой информации. Их удобно использовать в теории для анализа различных функциональных узлов (ФУ), а на практике применять в качестве испытательных сигналов для измерения неизвестных параметров и характеристик отдельных звеньев трактов систем связи.

По форме сигналы можно разделить на четыре вида [3], приведенные на рис.1.2, непрерывные по уровню и по времени (аналоговые) – рис. 1.2 а); непрерывные по уровню, но дискретные по времени (импульсные или дискретные) – рис. 1.2 б); дискретные по уровню, но непрерывные во времени – рис. 1.2 в); дискретные как по уровню, так и по времени (цифровые) – рис. 1.2 г).

Непрерывный (аналоговый) сигнал (а) определен в каждый момент времени, и закон его изменения может быть описан непрерывной функцией времени. Амплитуды такого сигнала могут принимать бесконечное множество значений.

Импульсный (дискретный) сигнал (б) – это выборки из непрерывного сигнала, определенные только в моменты времени, следующие друг за другом через постоянный временной интервал - период дискретизации Δt . Амплитуды этих выборок (импульсного сигнала) также могут принимать бесконечное множество значений.

Цифровой сигнал (г) формируется путем дискретизации импульсного сигнала по уровню и представляет собой численное описание величины каждой выборки импульсного сигнала, из которого этот цифровой сигнал формируется.

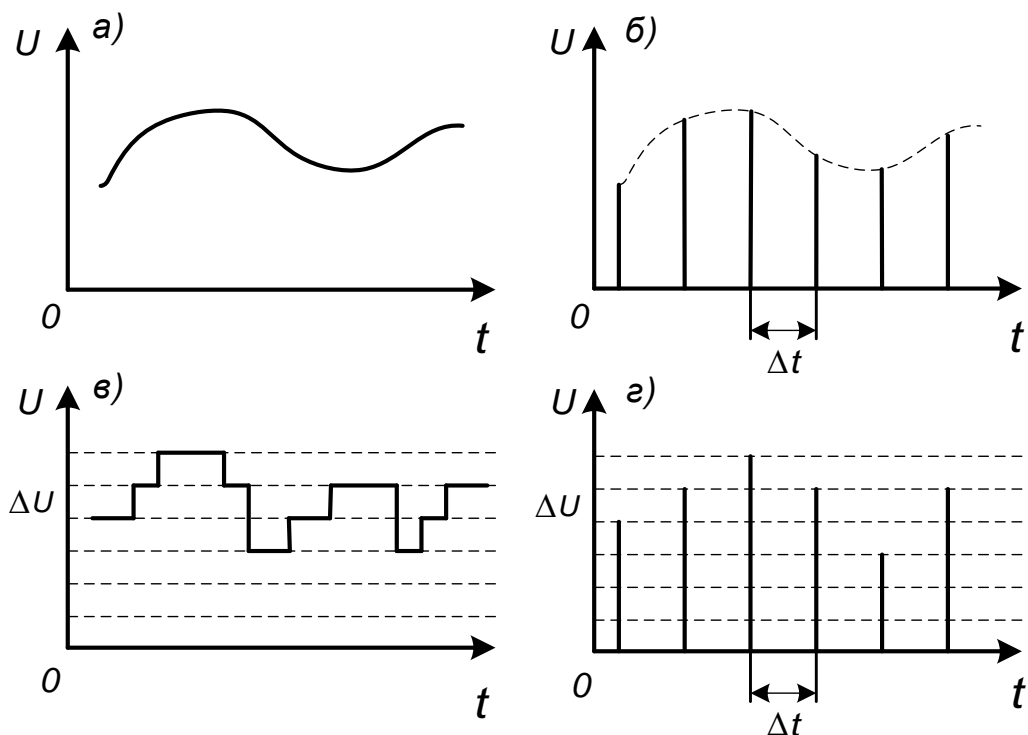


Рис.1.2 Основные виды сигналов

Сигналы можно рассматривать в качестве объектов транспортировки по каналам связи и характеризовать основными параметрами, такими как:

- длительность сигнала T_c ,
- ширина его спектра F_c ,
- динамический диапазон:

$$D_c = 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{\min}} \text{ [дБ]} \quad (1)$$

где P_{\max} и P_{\min} – максимальная и минимальная мгновенные мощности сигнала.

Пользуются также более общей характеристикой – объемом сигнала

$$V_c = T_c \cdot F_c \cdot D_c \quad (2)$$

Очевидно, чем больше объем сигнала, тем он информативнее, но тем и выше требования к качеству канала для его передачи [1–3].

Обобщенная функциональная схема системы связи

Под системой связи (СС) понимают совокупность технических средств и среды распространения сигнала, служащих для передачи сообщений от источника к получателю [1].

Обобщенная структурная схема системы связи приведена на рис. 1.3. Она включает только основные функциональные устройства ФУ (преобразователи сигналов), необходимые для передачи как дискретных, так и непрерывных сообщений.

Любая система связи начинается с источника, сообщения которого требуется доставить получателю сообщений. В зависимости от вида

источника и канала возможны три основных варианта построения систем связи.

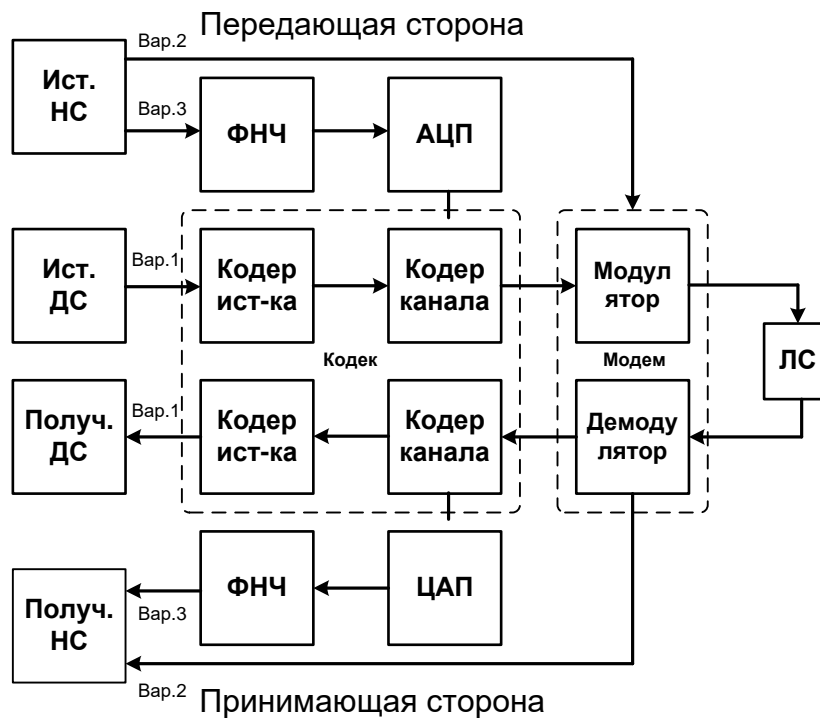


Рис. 1.3 Обобщенная схема системы связи

Вариант 1. Передача дискретных сообщений.

В центральной части рис. 1.3 изображена структура системы передачи дискретных сообщений (СПДС). В нее входят следующие основные ФУ:

- *кодер источника*, служащий, прежде всего, для согласования объемов алфавитов дискретного источника ($m \gg 2$) и дискретного канала ($m=2$). В результате каждый символ источника преобразуется в k -разрядную двоичную комбинацию из 0 и 1.
- *кодер канала*, используемый для повышения помехоустойчивости связи. В нём к входным (информационным) кодовым комбинациям добавляются дополнительные символы, называемые проверочными, которые вместе с правилом их формирования позволяют на приемной стороне обнаруживать и (или) исправлять некоторые из возможных ошибок передачи.
- *модулятор*, служащий для согласования первичного сигнала на выходе кодирующего устройства с характеристиками линии связи. Как правило, это преобразование сводится к преобразованию НЧ сигнала в ВЧ сигнал.
- *линия связи (ЛС)*, представляющая собой среду распространения сигнала в части пространства, разделяющего передающую и приемную стороны СС. В ЛС сигнал подвергается искажениям и действию помех.
- *демодулятор*, осуществляющий анализ смеси сигнала с помехой на своем входе в течение времени его существования (временные параметры анализа обеспечиваются системой синхронизации, которая считается идеально работающей и не показана на данной схеме) и на

его основе принимающий решение (возможно, ошибочное) о том, какой вариант сигнала (из известного множества на входе модулятора) передавался. В результате на выход выдается «чистая» копия этого сигнала, но уже на следующем тактовом интервале.

- *декодер канала*, обнаруживающий и (или) исправляющий некоторые ошибки во входных кодовых комбинациях, вызванные действием помех в ЛС, по известному ему правилу формирования проверочных символов в кодере канала.
- *декодер источника*, преобразующий информационную часть кодовой комбинации в первичное сообщение (символ источника дискретных сообщений) при обнаружении ошибок передачи.

Совокупность кодера и декодера, выполненных в виде самостоятельного ФУ, называют **кодеком**, а пару модулятор и демодулятор – **модемом**.

В тех случаях, когда сообщения по своей природе являются непрерывными (речь, музыка, видео и т.п.), а первичные сигналы соответственно аналоговыми, возможны следующие варианты их передачи.

Варианты 2, 3. Передача непрерывных сообщений.

Вариант 2. Передача аналогового сигнала непосредственно по ЛС, если она пропускает первичный сигнал с допустимым качеством (городская телефонная сеть), либо с использованием модулятора, реализующего прежнюю функцию согласования сигнала с ЛС. При этом несколько меняется функция демодулятора на приемной стороне, который в этой ситуации обычно называют детектором. Его задача теперь заключается в наиболее точном воспроизведении формы первичного сигнала в результате обработки принятого колебания.

Вариант 3. Передача аналогового сигнала по цифровому каналу связи. В этом случае на передающей стороне возникает необходимость преобразования аналогового первичного сигнала в цифровой с помощью АЦП. На приемной стороне полученные после декодирования числовые значения отсчетов с помощью ЦАП преобразуются в соответствующие уровни напряжения и после сглаживания в ФНЧ поступают к получателю в аналоговой форме.

В соответствии с классификацией систем связи по виду передаваемых сообщений различают:

- телеграфию (передача текста),
- телефонию (передача речи),
- фототелеграфию (передача неподвижных изображений),
- телевидение (передача подвижных изображений),
- телеметрию (передача результатов измерений),
- телеуправление (передача управляющих команд),
- передачу данных (в вычислительных системах и АСУ).

По диапазону частот – в соответствии с декадным делением диапазонов электромагнитных волн от гектокиломеровых (0,3–3) кГц до децимиллиметровых (300–3000) ГГц.

По назначению: существуют вещательные системы связи (высококачественная передача речи, музыки, видео от малого числа источников сообщений большому количеству их получателей) и профессиональные (связные), в которых число источников и получателей сообщений имеют один порядок.

Различают следующие режимы работы системы связи (каналов связи):

- симплексный (передача сигналов в одном направлении),
- полудуплексный (поочередная передача сигналов в прямом и обратном направлениях),
- дуплексный (одновременная передача сигналов в прямом и обратном направлениях).

Уточним уже использованный нами термин "канал связи". Под ним принято понимать часть СС между точками А на передающей и Б на приемной сторонах. В зависимости от выбора этих точек, иначе говоря, по виду сигналов на входе и выходе различают каналы:

- непрерывные,
- дискретные,
- дискретно-непрерывные,
- непрерывно-дискретные.

Каналы связи можно характеризовать по аналогии с сигналами, следующими тремя параметрами:

- временем доступа T_k ,
- шириной полосы пропускания F_k ,
- динамическим диапазоном [дБ]:

$$D_k = 10 \lg \frac{P_{k, \text{доп.}}}{P_{\text{ш}}} \quad (3)$$

где

$P_{k, \text{доп.}}$ – максимально допустимая мощность сигнала в канале,

$P_{\text{ш}}$ – мощность собственных шумов канала.

Обобщенным параметром канала является его емкость:

$$V_k = T_k \cdot F_k \cdot D_k \quad (4)$$

Очевидным необходимым условием согласования сигнала и канала является выполнение неравенства $V_c < V_k$.

Менее очевидно то, что это условие является также достаточным, и вовсе не обязательно добиваться аналогичного согласования по частным параметрам (длительности, спектру, динамическому диапазону), так как возможен «обмен» ширины спектра сигнала на его длительность или динамический диапазон.

Назначение модулятора в системе связи

Эффективное излучение электромагнитной энергии возможно лишь в том случае, когда геометрические размеры излучающей системы (передающей антенны) соизмеримы с длиной волны колебаний передаваемого излучения [3–5]. Такое же соотношение должно быть между размерами приемной антенны и длиной волны, улавливающей энергию излучения. Поэтому в радиотехнике, в отличие от электротехники, применяют высокочастотное электромагнитное излучение.

Формирование модулированных сигналов (модуляция) предполагает взаимодействие двух сигналов: управляющего модулирующего и вспомогательного несущего. Назначение управляющего воздействия модулирующего колебания $S_c(t)$ заключается в том, что некоторые параметры γ несущего колебания изменяются в соответствии с модулирующим колебанием. В системах связи в качестве управляющих колебаний используются разнообразные первичные электрические сигналы: телефонные, телеграфные, телевизионные и др.

В качестве несущих колебаний широко применяются гармонические сигналы, собственная частота которых значительно превосходит верхнюю частоту Ω_{\max} спектра информационного модулирующего колебания. Это означает, что модулирующее колебание по отношению к несущему колебанию медленно изменяет свои значения во времени. Медленность изменения $S_c(t)$ подчеркивает, что на период модулирующего колебания приходится тысячи, сотни тысяч и более периодов несущего колебания. При этом, с одной стороны, обеспечивается достаточно полное отображение модулирующего колебания в несущем колебании, а с другой стороны, обуславливается узкополосность спектра модулированного колебания.

Основные виды аналоговой модуляции

Для передачи информации, содержащейся в первичном электрическом сигнале (ПЭС), используется вспомогательное несущее колебание, выполняющее роль переносчика сообщения:

$$S_N(t) = A \cos(\omega_N t + \varphi_N), \omega_N = 2\pi f_N. \quad (5)$$

Обычно полагают $f_N \gg F_I$ где F_I – частота наивысшей гармоники ПЭС.

Процесс изменения одного или нескольких параметров высокочастотного (несущего) колебания в соответствии с первичным (модулирующим) сигналом называется модуляцией. Дискретную модуляцию обычно называют манипуляцией.

При модуляции информационными параметрами несущего колебания (4) могут быть амплитуда A , частота ω_N или фаза φ_N , которые изменяются в соответствии с модулирующим сигналом $S_M(t)$, поэтому различают

амплитудную модуляцию (АМ), частотную модуляцию (ЧМ) и фазовую модуляцию (ФМ).

В модулированных колебаниях изменяемые параметры имеют вид:

- при амплитудной модуляции: $A(t) = A + \Delta A(t) = A + aS_c(t)$,
- при частотной модуляции: $\omega_N(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) = \omega_0 + aS_c(t)$,
- при фазовой модуляции: $\varphi_N(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi(t) = \varphi_0 + aS_c(t)$,

где $\Delta A(t)$, $\Delta\omega(t)$, $\Delta\varphi(t)$ – приращения, пропорциональные модулирующему колебанию $S_c(t)$; a – коэффициент пропорциональности.

Устройство для получения результирующего (модулированного) сигнала $S_{mod}(s_c, t)$ называется модулятором (см. рис. 1.4), на один вход которого подается несущее (модулируемое) колебание $S_N(t)$, на второй вход первичный (модулирующий) сигнал $S_c(t)$.

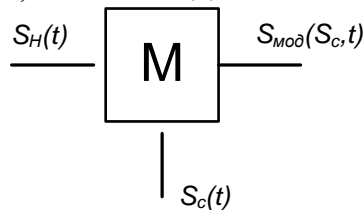


Рис.1.4 Обобщенная схема модулятора

Амплитудная модуляция

Амплитудная модуляция (АМ) – процесс изменения амплитуды несущего колебания, соответствующего изменению управляющего информационного сигнала.

При амплитудной модуляции мгновенная амплитуда несущего колебания определяется выражением:

$$A(t) = aA_0 \cos(\omega_0 t) , \quad (6)$$

где A_0 – амплитуда несущего модулируемого гармонического колебания; a – коэффициент пропорциональности, выбираемый так, чтобы амплитуда $A(t)$ всегда была положительной.

Частота и фаза несущего модулируемого гармонического колебания при АМ остаются неизменными. Для математического описания АМ сигнала в (2.2) вместо коэффициента a , зависящего от конкретной схемы модулятора, вводится индекс модуляции:

$$m_{AM} = \frac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}} . \quad (7)$$

т.е. отношение разности между максимальным и минимальным значениями амплитуд АМ сигнала к сумме этих значений. Для симметричного модулирующего сигнала $S_c(t)$ с АМ сигнал также симметричный, т.е. $A_{max} = A_{min} = 2\Delta A$. Тогда индекс модуляции равен отношению максимального приращения амплитуды к амплитуде несущей:

$$m_{AM} = \frac{\Delta A}{A_0} . \quad (8)$$

Физически индекс модуляции характеризует собой глубину амплитудной модуляции и может изменяться в пределах $0 \leq m_{AM} \leq 1$ (при

глубинах амплитудной модуляции больше 1 наступает «перемодуляция», приводящая к большим искажениям передаваемого сигнала, такой режим обычно не используется на практике). Таким образом, для любого АМ сигнала справедливо:

$$S_{AM}(S_c, t) = A_0[1 + m_{AM} S_c(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (9)$$

Амплитудная модуляция гармоническим колебанием [5-7].

В простейшем случае модулирующий сигнал является гармоническим колебанием с частотой $\Omega \ll \omega_0$. При этом выражение (9) соответствует однотоновому АМ сигналу, представленному на рис. 1.5

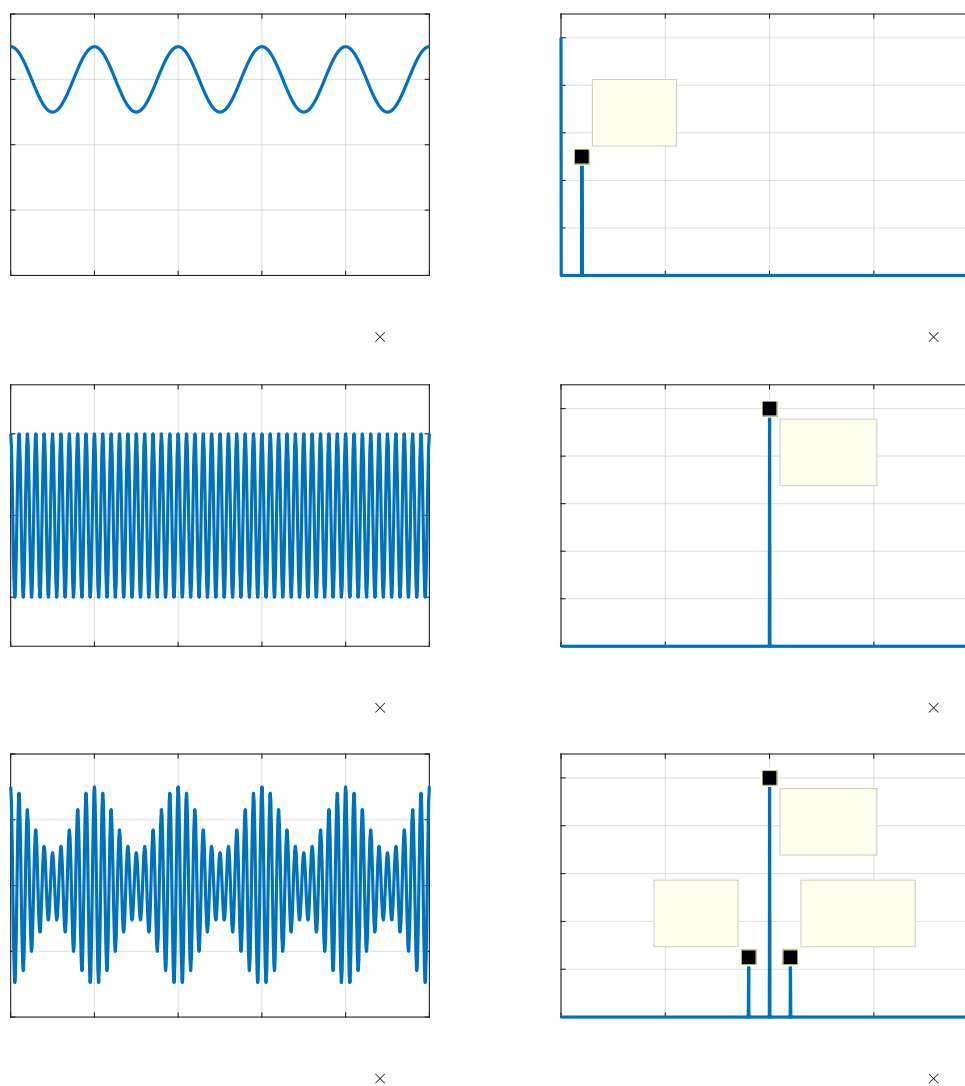


Рис.1.5 Временные и спектральные диаграммы процесса формирования АМ гармонического колебания

Однотоновый АМ сигнал можно представить в виде суммы трех гармонических составляющих с частотами:

ω_0 – несущей, $\omega_0 + \Omega$ – верхней боковой и $\omega_0 - \Omega$ – нижней боковой:

$$S_{AM}(S_c, t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{A_0 m_{AM}}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0] + \frac{A_0 m_{AM}}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0] \quad (10)$$

Спектральная диаграмма однотонового АМ сигнала, построенная по (9), симметрична относительно несущей частоты ω_0 (см. рис. 1.5). Амплитуды боковых колебаний с частотами $\omega_0 - \Omega$ и $\omega_0 + \Omega$ одинаковы и в соответствии с выражением (10) даже при $m_{AM} = 1$ не превышают половины амплитуды несущего колебания A_0 .

Гармонические модулирующие сигналы и соответственно однотоновый АМ сигнал на практике встречаются редко. В большинстве случаев первичные модулирующие сигналы $S_c(t)$ являются сложными функциями времени (рис. 1.6). Любой сложный сигнал $S_c(t)$ можно представить в виде конечной или бесконечной суммы гармонических составляющих, воспользовавшись рядом или интегралом Фурье. Каждая гармоническая составляющая сигнала $S_c(t)$ с частотой Ω_i приведет к появлению в АМ сигнале двух боковых составляющих с частотами $\omega_0 \pm \Omega_i$.

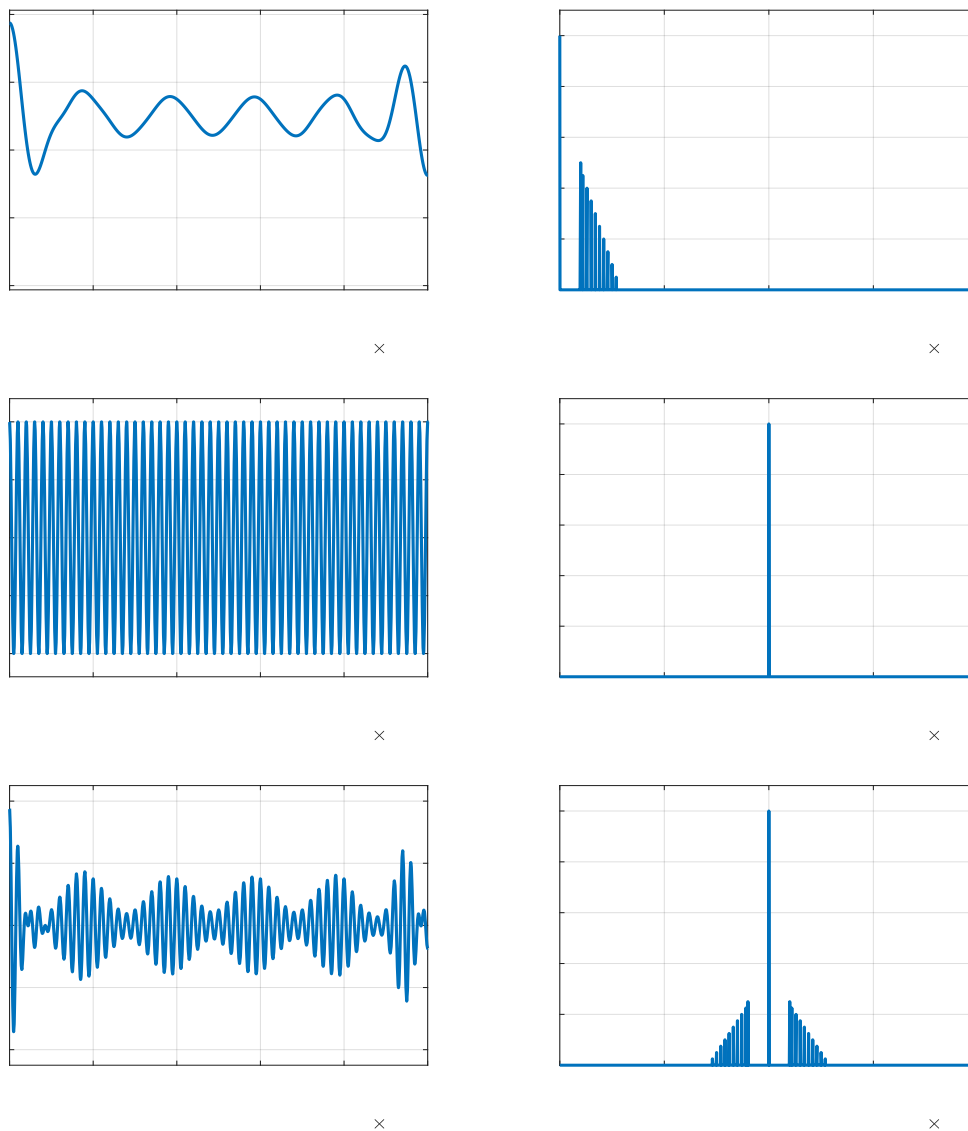


Рис.1.6 Временные и спектральные диаграммы сложного АМ сигнала

Множеству гармонических составляющих в модулирующем сигнале с частотами $N\Omega_i$, $i=1,2,\dots$ будет соответствовать множество боковых

составляющих с частотами $\omega_0 \pm N\Omega_i$, $i=1,2,\dots$. Для наглядности такое преобразование спектра при АМ показано на рис. 1.6. Спектр сложномодулированного АМ сигнала, помимо несущего колебания с частотой ω_0 , содержит группы верхних и нижних боковых колебаний, образующих соответственно верхнюю боковую полосу и нижнюю боковую полосу АМ сигнала.

При этом верхняя боковая полоса частот является масштабной копией спектра информационного сигнала, сдвинутого в область высоких частот на величину ω_0 . Нижняя боковая полоса частот также повторяет спектральную диаграмму сигнала $S_c(t)$, но частоты в ней располагаются в зеркальном порядке относительно несущей частоты ω_0 .

Ширина спектра АМ сигнала $\Delta\omega$ равна удвоенному значению наиболее высокой частоты модулирующего сигнала Ω_{max} .

Наличие двух боковых полос обуславливает расширение занимаемой полосы частот примерно в два раза по сравнению со спектром информационного сигнала. Мощность, приходящаяся на колебание несущей частоты, постоянна.

Мощность, заключенная в боковых полосах, зависит от индекса модуляции и увеличивается с увеличением глубины модуляции. Однако даже в крайнем случае, когда $m_{AM}=1$, только 1/3 всей мощности колебания приходится на две боковые полосы [4].

Балансная модуляция

Анализ спектрального состава АМ сигнала показал, что первичный модулирующий сигнал находит свое отображение лишь в составляющих боковых полос спектра АМ сигнала. В процессе отображения первичного сигнала в модулированном колебании составляющая спектра частоты ω_0 выполняет лишь роль своеобразного начала отсчета для частот боковых спектральных составляющих. Поэтому ее можно исключить из спектра передаваемого сигнала и восстановить па приемном конце.

Если модулированное колебание не содержит составляющей несущей частоты ω_0 , то модуляцию называют балансной (БМ). Такой вид модуляции целесообразен с энергетической точки зрения, поскольку при обычной амплитудной модуляции на несущую частоту приходится 2/3 всей мощности модулированного колебания [4]. При прочих равных условиях высвободившаяся мощность позволит либо реализовать большую дальность связи, либо при прежней дальности улучшить качество связи.

Однополосная модуляция

Балансная модуляция позволяет более рационально распределить энергию сигнала, однако ширина спектра БМ $\Delta\Omega$ остается такой же, как и для обычной амплитудной модуляции. В то же время симметрия спектра АМ сигнала означает, что отдельно взятая верхняя боковая полоса и отдельно взятая нижняя боковая полоса полностью отображает модулирующее

колебание. При этом вторая боковая полоса не несет никакой дополнительной информации, вдвое расширяя спектр. Вид модуляции, при котором в спектре амплитудно-модулированного колебания сохраняется лишь одна боковая полоса (верхняя или нижняя), называется однополосной модуляцией.

Угловая модуляция (частотная – ЧМ и фазовая – ФМ)

При фазовой и частотной модуляции сигнал имеет постоянную амплитуду и может быть записан в следующем виде:

$$S_{\text{ФМ(ЧМ)}}(t) = A_0 \cos(\varphi(t)) . \quad (11)$$

В отсутствие модуляции аргумент гармонического колебания мгновенная (полная) фаза $\varphi(t) = \omega_0 t$ изменяется с постоянной скоростью ω_0 , т.е. является линейной функцией времени. И фазовая, и частотная модуляция предполагают зависимость изменения фазы $\varphi(t)$ от информационного сигнала $S_c(t)$. Эта общность позволяет объединить оба вида модуляции одним названием – **угловая модуляция**.

При угловой модуляции линейность изменения $\varphi(t)$ нарушается, и в каждый момент времени t скорость изменения $\varphi(t)$ определяется мгновенной частотой $\omega(t)$, причем

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}, \quad \varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt . \quad (12)$$

Фазовая модуляция – процесс изменения мгновенной фазы несущего колебания пропорционально изменению непрерывного информационного сигнала:

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi(t) = \omega_0 t + aS_c(t) \quad (13)$$

Таким образом

$$S_{\text{ФМ}} = A_0 \cos[\omega_0 t + aS_c(t)] \quad (14)$$

Максимальное отклонение фазы называется индексом фазовой модуляции:

$$a|S_c(t)|_{\max} = m_{\text{ФМ}} \quad (15)$$

Если модуляция осуществляется гармоническим колебанием (тональная модуляция) с частотой Ω , то ФМ

$$S_{\text{ФМ}}(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + aA_{0\Omega} \cos\Omega t) = A_0 \cos(\omega_0 t + m_{\text{ФМ}} \cos\Omega t) \quad (16)$$

Заметим, что индекс модуляции ФМ пропорционален амплитуде модулирующего колебания.

На рис. 1.7 показано, как изменяются мгновенная частота и фаза при тональной фазовой модуляции.

Информационный однотоновый сигнал $S_c(t) = A_0 \cos\Omega t$ (рис. 1.7а) модулирует несущее колебание $S_n(t)$ (рис. 1.7б). При этом закон изменения мгновенной фазы несущего колебания $\varphi(t)$ повторяет закон изменения $S_c(t)$ (рис. 1.7в), т.е. на линейное изменение фазы (пунктир на рисунке) накладывается переменное приращение $\Delta\phi(t) = m_{\text{ФМ}} \cos\Omega t$, а закон изменения

мгновенной частоты несущего колебания $\omega(t)$ (рис. 1.7г) определяется производной:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d}{dt}(\omega_0 t + aA_{0\Omega} \cos \Omega t) = \omega_0 - aA_{0\Omega} \sin \Omega t \quad (17)$$

Фазомодулированное колебание (рис. 1.7д) построено на основании графика $\omega(t)$.

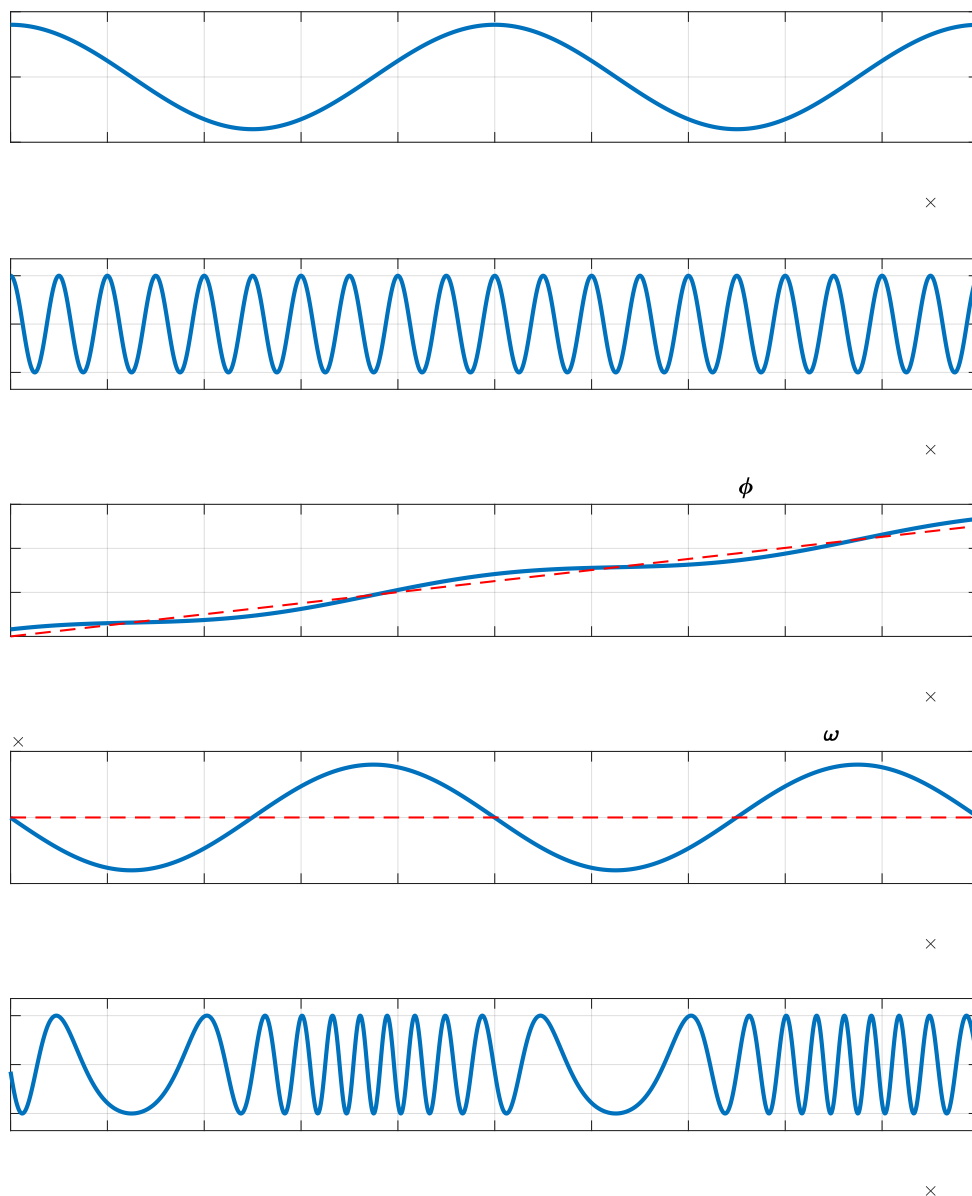


Рис.1.7 Временные диаграммы процесса формирования ФМ сигнала

Частотная модуляция – процесс изменения мгновенной частоты несущего колебания в соответствии с изменением информационного сигнала:

$$\omega(t) = \omega_0 + aS_c(t) . \quad (18)$$

Рассмотрим наиболее простой способ однотоновой частотной модуляции.

На рис. 1.8 изображены временные диаграммы изменения мгновенной частоты и фазы для однотоновой частотной модуляции.

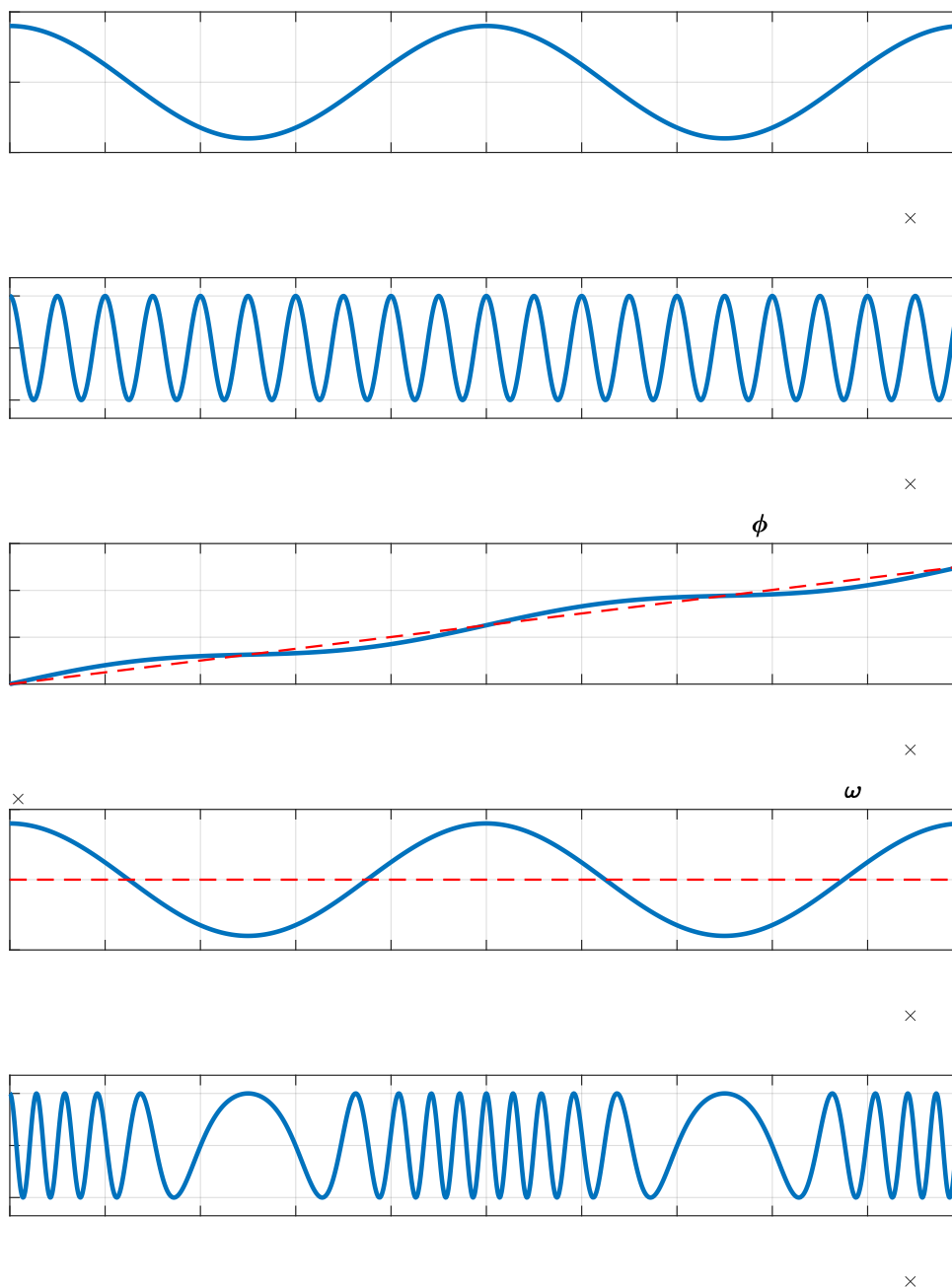


Рис.1.8 Временные диаграммы процесса формирования ЧМ сигнала

Информационный однотоновый сигнал $S_c(t)=A_0\cos\Omega t$ (рис.1.8а) модулирует несущее колебание $S_n(t)$ (рис.1.8б), при этом закон изменения мгновенной частоты несущего колебания $S_n(t)$ повторяет закон изменения $S_c(t)$ (рис.1.8в). Девиацией частоты называется максимальное отклонение частоты от среднего значения ω_0 :

$$a|S_c(t)|_{\max} = \Delta\omega_m \quad (19)$$

Отношение девиации частоты $\Delta\omega_m$ к частоте модулирующего колебания Ω называется индексом частотной модуляции:

$$m_{\text{ЧМ}} = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \quad (20)$$

Закон изменения мгновенной фазы несущего колебания $\varphi(t)$ (рис.1.8г) определяется интегрированием:

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t)dt, \quad \varphi(t) = \omega_0 t + m_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t . \quad (21)$$

Учитывая связь частоты и фазы, выражение для частотномодулированного сигнала запишется следующим образом:

$$S_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \cos\left[\int_0^t \omega(t)dt\right] = A_0 \cos\left[\omega_0 t + a \int_0^t S_c(t)dt\right]. \quad (22)$$

Для тональной частотной модуляции формула (22) принимает вид

$$S_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + m_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t) \quad (23)$$

Сравнение выражений (16) и (23) показывает, что при ФМ приращение фазы пропорционально модулирующему колебанию $S_c(t)$, а при ЧМ – интегралу от $S_c(t)$. Если сначала проинтегрировать $S_c(t)$, а затем этим колебанием модулировать несущую частоту по фазе, то получится ЧМ сигнал. Такой способ формирования ЧМ сигнала применяется практически. Подобным же образом, если продифференцировать $S_c(t)$ и это колебание использовать для модуляции частоты, то получим ФМ сигнал [4].

Сигналы с угловой модуляцией, как и при АМ, могут быть представлены в виде суммы гармонических колебаний. Сравнительно просто это можно сделать для тональной модуляции. При тональной модуляции спектры ФМ и ЧМ одинаковы. Поэтому будем рассматривать только спектр ЧМ сигнала.

Преобразуем (23) по формуле косинуса суммы двух аргументов:

$$S_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t) = A_0 \cos(\omega_0 t) \cos(m \sin \Omega t) - A_0 \sin(\omega_0 t) \sin(m \sin \Omega t) \quad (24)$$

Из теории функций Бесселя известны следующие соотношения:

$$\cos(m \sin \Omega t) = J_0(m) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(m) \cos 2k\Omega t, \quad (25)$$

$$\sin(m \sin \Omega t) = 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(m) \sin(2k-1)\Omega t,$$

где $J_k(m)$ – функция Бесселя k -го порядка от аргумента m . Подставляя (25) в (24), выполняя обычные алгебраические преобразования и раскрывая произведение тригонометрических функций, получаем:

$$S_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 J_0(m) \cos(\omega_0 t) + \sum_{k=1}^{\infty} A J_k(m) \cos(\omega_0 + k\Omega)t + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k A_0 J_k(m) \cos(\omega_0 - k\Omega)t \quad (26)$$

Таким образом, спектр даже для однотональной угловой модуляции является довольно сложным. В формуле (26) первый член – гармоническая составляющая с частотой несущей. Группа гармонических составляющих с частотами $\omega_0 + k\Omega$ ($k=1,2, \dots$) определяет верхнюю боковую полосу частот, а группа составляющих с частотами $\omega_0 - k\Omega$ ($k=1,2, \dots$) – нижнюю боковую

полосу частот. Число верхних и нижних гармоник боковых частот теоретически бесконечно. Боковые гармонические колебания расположены симметрично относительно ω_0 на расстоянии Ω . Амплитуды всех компонент спектра, в том числе и с частотой ω_0 , пропорциональны значениям функций Бесселя $J_k(m)$.

Формулу (26) можно представить в более компактном виде:

$$S_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) \cos(\omega_0 + k\Omega)t. \quad (27)$$

График функций Бесселя $J_k(m)$ представлен на рис. 1.9.

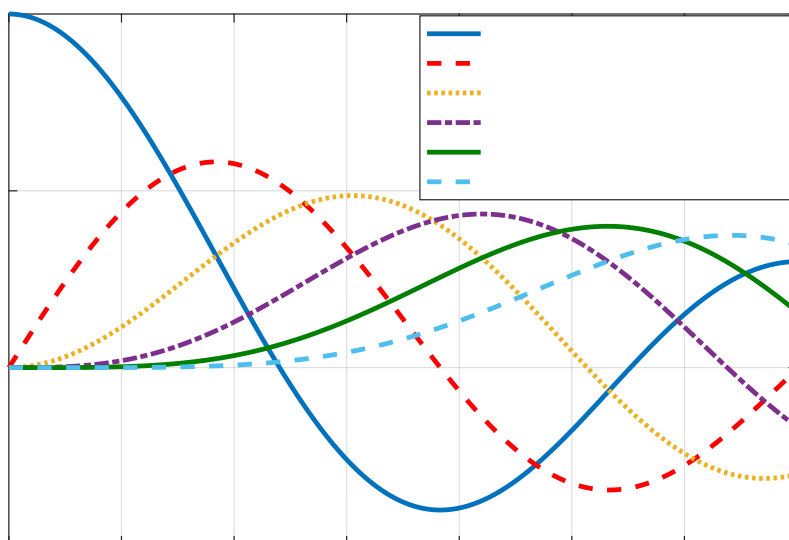


Рис.1.9 Графики функций Бесселя

Для построения спектральных диаграмм необходимо знание функций Бесселя $J_k(m)$ при различных значениях k и m . Эти сведения имеются в математических справочниках [8]. На рис. 1.9 приведены графики функций Бесселя при $k = 0, 1, \dots, 5$. Значения функций Бесселя, отсутствующих на графиках, можно найти по рекуррентной формуле:

$$J_{k+1}(m) = \left(\frac{2k}{m}\right)J_k(m) - J_{k-1}(m) \quad (28)$$

Пример временной и спектральной диаграммы частотно-модулированного сигнала с однотональной модуляцией с индексом модуляции $m=3$ для частоты несущей $f_H=10$ кГц и частоты модуляции 1 кГц приведен на рис. 1.10.

Анализ графиков функций Бесселя показывает, чем больше порядок k функции Бесселя, тем при больших аргументах m наблюдается ее максимум. Однако при $k > m$ значения функций Бесселя оказываются малой величиной. Следовательно, малыми будут и соответствующие составляющие спектра, и ими можно пренебречь. Поэтому ширину спектра сигналов с угловой модуляцией можно приближенно определить по формуле УМ:

$$\Delta\omega_{\text{УМ}} \approx 2(m+1)\Omega, \quad (29)$$

где Ω – частота модулирующего сигнала. Для передачи модулированного сигнала с высокой точностью иногда считают, что надо учитывать спектральные составляющие с уровнем не менее 1% от уровня несущей. Тогда ширина спектра с угловой модуляцией определяется следующим выражением [4]:

$$\Delta\omega_{\text{УМ}} \approx 2(m + \sqrt{m + 1})\Omega, \quad (30)$$

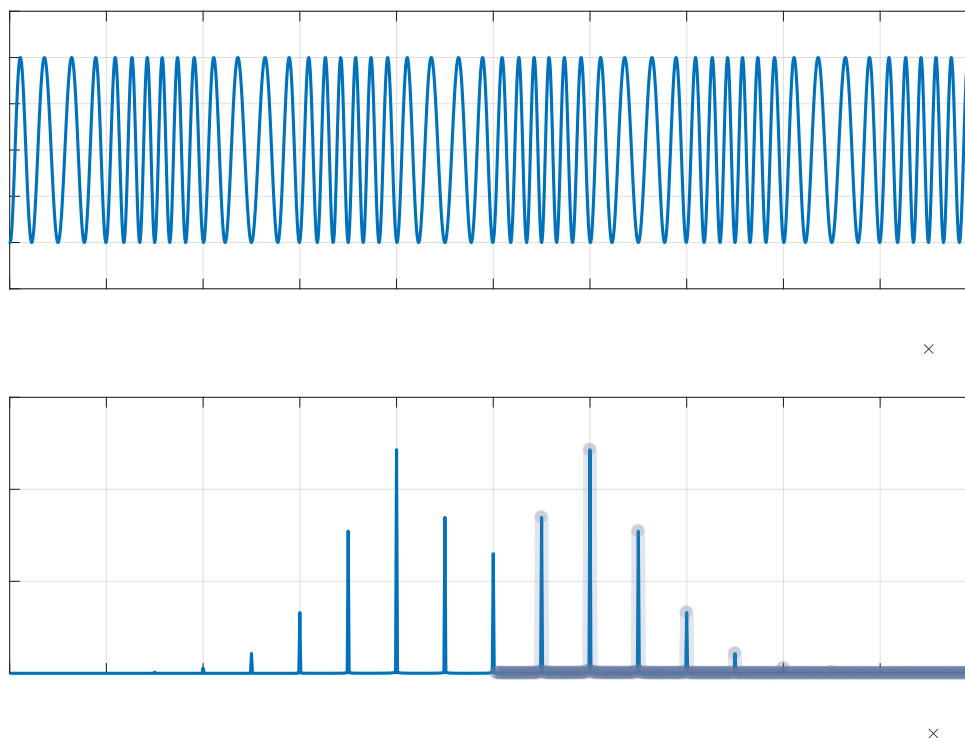


Рис.1.10 Спектральная диаграмма сигналов с однотональной угловой модуляцией при $m=3$

Если $m < 0,6$, то ширина спектра угловой модуляции соизмерима с шириной спектра амплитудной модуляции. Если $m \gg 1$ то при угловой модуляции из (27) и (29) следует, что ширина полосы частот примерно равна удвоенной девиации частоты.

Основные виды цифровой модуляции (манипуляции)

При использовании в качестве сигнала-переносчика гармонического колебания $S(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$ возможна реализация трех видов модуляции: амплитудной (АМ), частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ). При использовании в качестве управляющего колебания закодированной последовательности двоичных кодовых символов получим дискретную (цифровую) модуляцию, которую принято называть *манипуляцией*.

Поясним сказанное с помощью рис.1.11. При АМ символу «1» соответствует передача колебания на несущей частоте в течение времени T (длительность посылки), а символу «0» – отсутствие колебания (пауза). При ЧМ осуществляется поочередная передача колебаний с частотой f_1 что соответствует передаче символа «1», и колебаний с частотой f_0 , что соответствует передаче символа «0». При двоичной ФМ происходит

изменение фазы несущего колебания на 180° при каждой смене полярности в управляющей последовательности прямоугольных посылок.

Длительность посылки T управляющего сигнала позволяет определить техническую скорость передачи (скорость манипуляции), которую принято выражать числом посылок, передаваемых в секунду. Данная единица измерения скорости получила наименование бод (по имени французского изобретателя телеграфного аппарата и кода Ж.-М. Э. Бодо). Один бод соответствует передаче одной электрической посылки в течение одной секунды. Если длительность посылки задается в секундах, то скорость передачи $v = 1/T$, Бод.

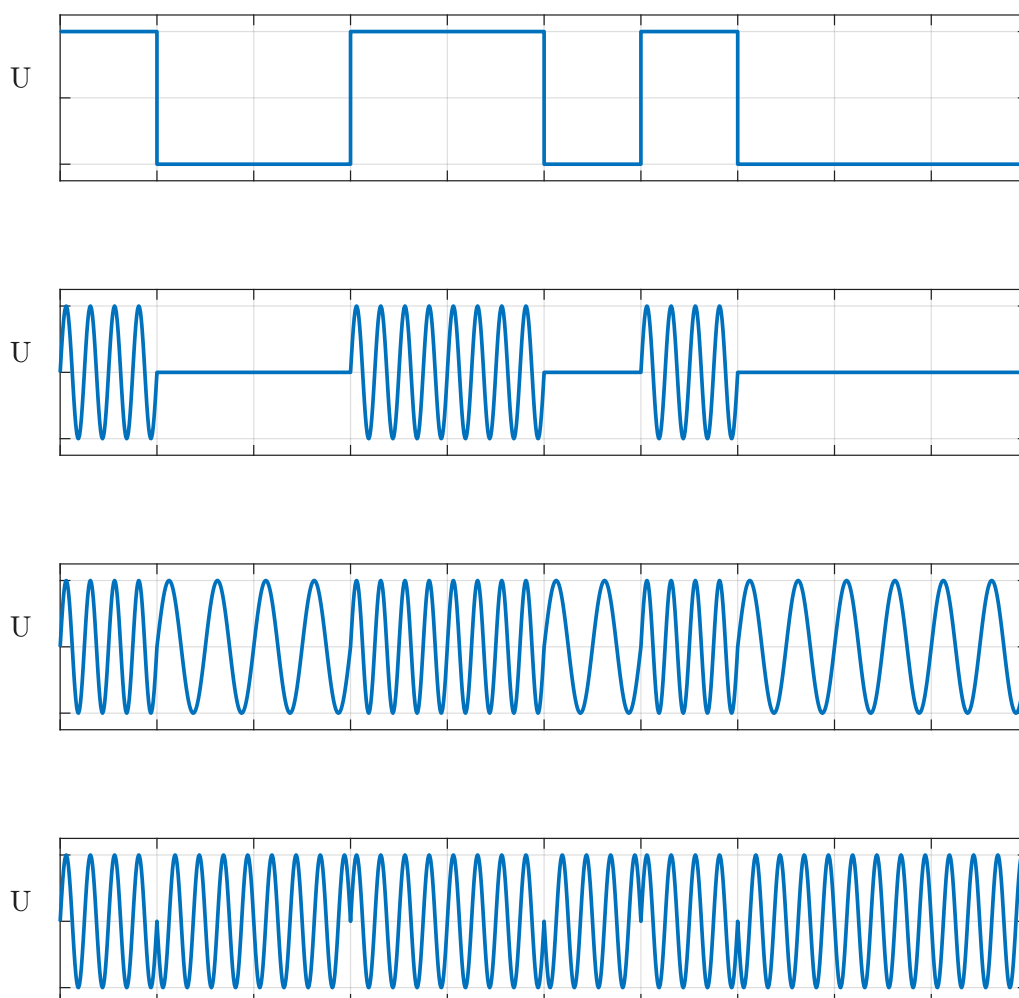


Рис.1.11 Виды дискретной манипуляции сигналов:
а – модулирующий сигнал; б – амплитудная модуляция; в – частотная модуляция
г – фазовая модуляция

Основные виды импульсной модуляции

Импульсная модуляция (ИМ) не является в действительности каким-то особым типом модуляции. Этот термин характеризует скорее вид

модулирующего сигнала. Далее различают импульсную амплитудную и импульсную частотную модуляции. Здесь учитывают то, каким образом информация представлена – с помощью импульса или ряда импульсов. Можно рассматривать в качестве модулируемой величины или амплитуду импульса, или его ширину, или его положение в последовательности импульсов и т. д. Поэтому существует большое разнообразие методов импульсной модуляции. Все они используют в качестве формы передачи или АМ, или ЧМ.

Последовательность импульсов, отображающих число 37 в двоично-десятичном коде (младший значащий разряд первый), представлена на рис 1.12.

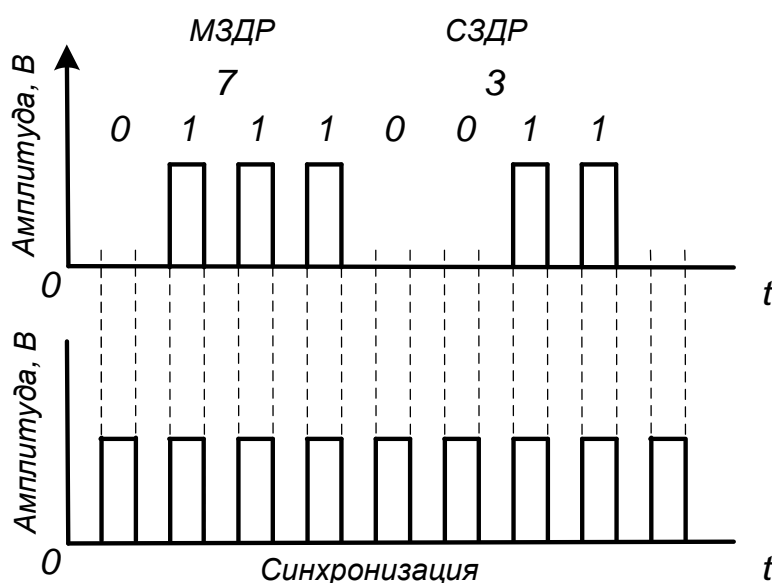


Рис.1.12 Последовательность импульсов, отображающих число 37 в двоично-десятичном коде (младший значащий разряд первый)

Импульсная модуляция может быть использована для передачи как цифровых, так и аналоговых форм сигнала. Когда речь идет о цифровых сигналах, мы имеем дело с логическими уровнями – высоким и низким, и мы можем модулировать несущую (с помощью АМ или ЧМ) рядом импульсов, который представляет цифровое значение. Например, если для числа 37 передается код ДКД (двоично-кодированное десятичное число – см. рис. 1.12) 00110111, то для модуляции несущей просто должна использоваться указанная последовательность нулей и единиц. Каждый нуль может быть представлен низким уровнем 0В, а каждая единица представлена высоким уровнем, например, 5В. Образованная в результате последовательность импульсов показана на рис. 1.12 вместе с синфазным рядом синхронизирующих импульсов, необходимых для идентификации положения единиц и нулей. В указанной последовательности важен порядок импульсов. Сначала передается МЗДР (младший значащий десятичный разряд) 7, а затем СЗДР (старший значащий десятичный разряд) 3. В каждом десятичном разряде на первом месте старший двоичный разряд (бит).

Отметим, что, даже если все импульсы имеют полную амплитуду 5В, обычно допускается изменение цифровых уровней в широком диапазоне напряжений, что не приводит к нарушению нормальной работы системы. Например, логический уровень «1» может изменяться в пределах от (2,4 – 5,5) Вольт.

При использовании импульсных методов для передачи аналоговых сигналов необходимо сначала преобразовать аналоговые данные в импульсную форму. Это преобразование также относится к модуляции, так как аналоговые данные используются для модулирования (изменения) последовательности импульсов или импульсной поднесущей.

На рис. 1.13а показана модуляция синусоидальным сигналом амплитуд последовательности импульсов.

Амплитуда каждого импульса в модулированной последовательности зависит от мгновенного значения аналогового сигнала. Синусоидальный сигнал может быть восстановлен из последовательности модулированных импульсов путем простой фильтрации.

На рис.1.13б графически показан процесс восстановления первоначального сигнала путем соединения вершин импульсов прямыми линиями. Однако восстановленная на рис.1.13б форма колебаний не является хорошим воспроизведением первоначального сигнала из-за того, что число импульсов на период аналогового сигнала невелико. При использовании большего числа импульсов, т.е. при большей частоте следования импульсов по сравнению с частотой модулирующего сигнала, может быть достигнуто более хорошее воспроизведение (рис.1.13в). Этот процесс амплитудно-импульсной модуляции (АИМ), относящийся к модуляции поднесущей последовательности импульсов, может быть выполнен путем выборки аналогового сигнала через постоянные интервалы времени импульсами выборки с фиксированной длительностью. Импульсы выборки – это импульсы, амплитуды которых равны величине первоначального аналогового сигнала в момент выборки. В соответствии с теоремой Котельникова частота выборки (число импульсов в секунду) должна быть как минимум в два раза большей, чем самая высокая частота аналогового сигнала. Для более точного восстановлению значения модулирующего сигнала частота выборки обычно устанавливается в 5 раз большей самой высокой частоты модуляции.

Кроме амплитудно-импульсной модуляции (АИМ), существуют другие типы импульсной модуляции:

ШИМ – широтно-импульсная модуляция (модуляция импульсов по длительности);

ЧИМ – частотно-импульсная модуляция;

КИМ – кодово-импульсная модуляция.

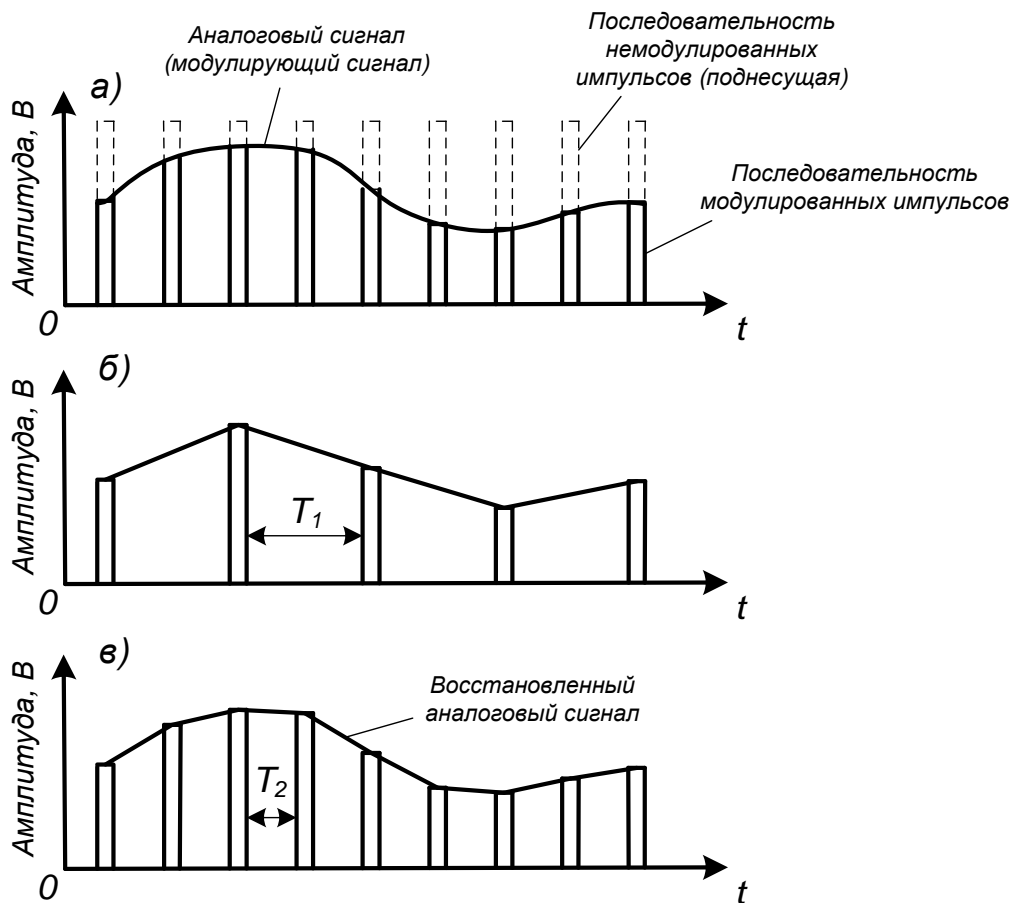


Рис. 1.13. Форма сигналов амплитудно-импульсной модуляции
 а – форма модулированного сигнала; б – воспроизведенная форма сигнала при низкой частоте следования импульсов, T_1 – период последовательности импульсов;
 в – воспроизведенная форма сигнала при высокой частоте следования импульсов, T_2 – период последовательности импульсов

Широтно-импульсная модуляция преобразует уровни выборок напряжений в серии импульсов, длительность которых прямо пропорциональна амплитуде напряжений выборок (рис. 1.14). Отметим, что амплитуда этих импульсов постоянна; в соответствии с модулирующим сигналом изменяется лишь длительность импульсов. Интервал выборки (интервал между импульсами) также фиксирован.

Частотно-импульсная модуляция преобразует уровни выборок напряжений в последовательность импульсов, мгновенная частота которых, или частота повторения, непосредственно связана с величиной напряжений выборок. И здесь амплитуда всех импульсов одинакова, изменяется только их частота. По существу, все аналогично обычной частотной модуляции, лишь несущая имеет несинусоидальную форму, как в случае обычной ЧМ, а состоит из последовательности импульсов.

Кодово-импульсная модуляция преобразует выборки напряжения в кодированное сообщение. К примеру, дискретный уровень, равный 5,5 В,

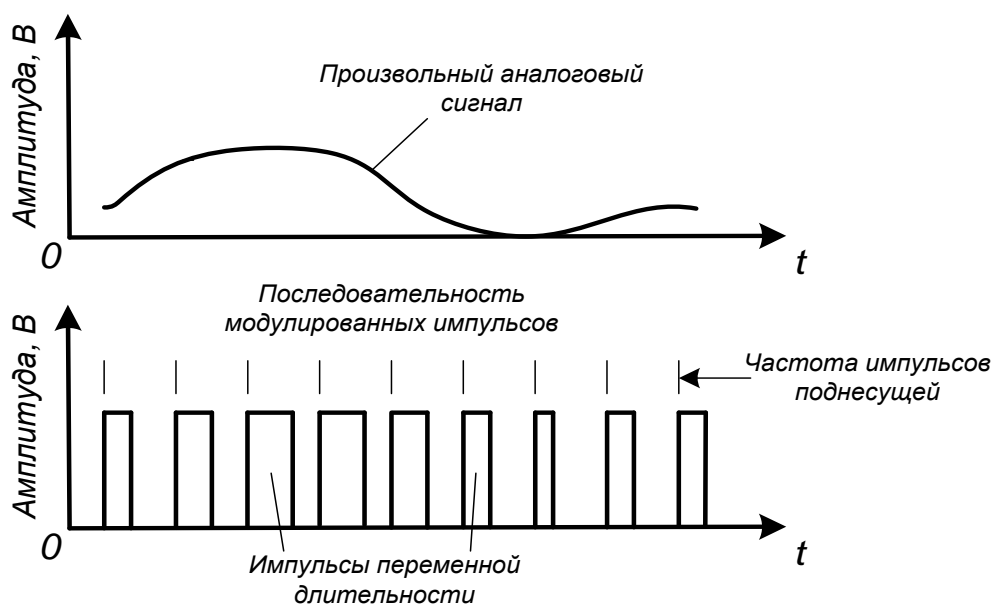


Рис. 1.14. Широтно-импульсная модуляция

может быть представлен двоичным числом $101.101=5,5$ с помощью аналого-цифрового преобразователя. Кодовое сообщение 101.101 представляет собой некоторую выборку напряжения V_s . Подобным кодированием (в данном случае двоичным кодом) преобразуют каждую выборку. Последовательность таких кодовых сообщений представляет собой серию чисел, описывающих последовательные выборки. Код может быть любым: двоичным с шестью разрядами, как представленный выше, или двоичным кодом с N разрядами, или двоично-кодированным десятичным и т. д.

Приведенные выше модуляционные схемы – это только некоторые представители большого числа используемых методов. Подчеркнем, что рассмотренная здесь широтно-импульсная модуляция относится к модуляции поднесущей, т.е. модуляции последовательности импульсов, которые затем используются в системах АМ или ЧМ. Речь идет о двух следующих друг за другом модуляциях. Во-первых, информация модулирует последовательность импульсов. Здесь может быть использована АИМ, ШИМ, ЧИМ, КИМ или любой другой вид модуляции. Во-вторых, содержащая информацию поднесущая модулирует синусоидальную несущую.

Частотно-импульсная модуляция синусоидальной несущей приводит к девиации частоты несущей скачкообразным отклонением от несущей. Например, частотная модуляция логических уровней «0» и «1» (0 В и 5 В) дает две частоты – ω_0 (для логического уровня «0») и $\omega_0 + D\omega_0$ (для уровня «5»). По существу, мы просто сдвигаем частоту несущей от ω_0 к $\omega_0 + D\omega_0$ для изображения логического уровня «1». Этот тип частотной модуляции называется также и частотной манипуляцией и обычно используется в передаче сигналов с помощью телеграфа и других цифровых устройств связи

(см. рис. 1.11). Для восстановления логических уровней из частотно-манипулированной несущей может быть использована цепь фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Методы импульсной модуляции очень широко распространены в приложениях телеметрии.

Кодово-импульсная модуляция (КИМ) - импульсно-кодовая (ИКМ) используется для оцифровки аналоговых сигналов. Практически все виды аналоговых данных (видео, аудио (голос, музыка), телеметрия) допускают применение ИКМ

При импульсно-кодовой модуляции аналоговый передаваемый сигнал преобразуется в цифровую форму посредством трёх операций: дискретизации по времени, квантования по амплитуде и кодирования.

Для преобразования аналогового сигнала в цифровой используется аналого-цифровой преобразователь (АЦП). АЦП через равные промежутки времени измеряет амплитуду аналогового сигнала — получает мгновенные значения или выборки сигнала, затем преобразует эти выборки в двоичные слова.

Мгновенное измеренное значение (выборка) аналогового сигнала квантуется по уровням (округляется от ближайшего целого). Число уровней квантования обычно равно или кратно целой степени числа 2. Номер уровня кодируется двоичными словами длиной 3, 4, 5 и т. д. бит.

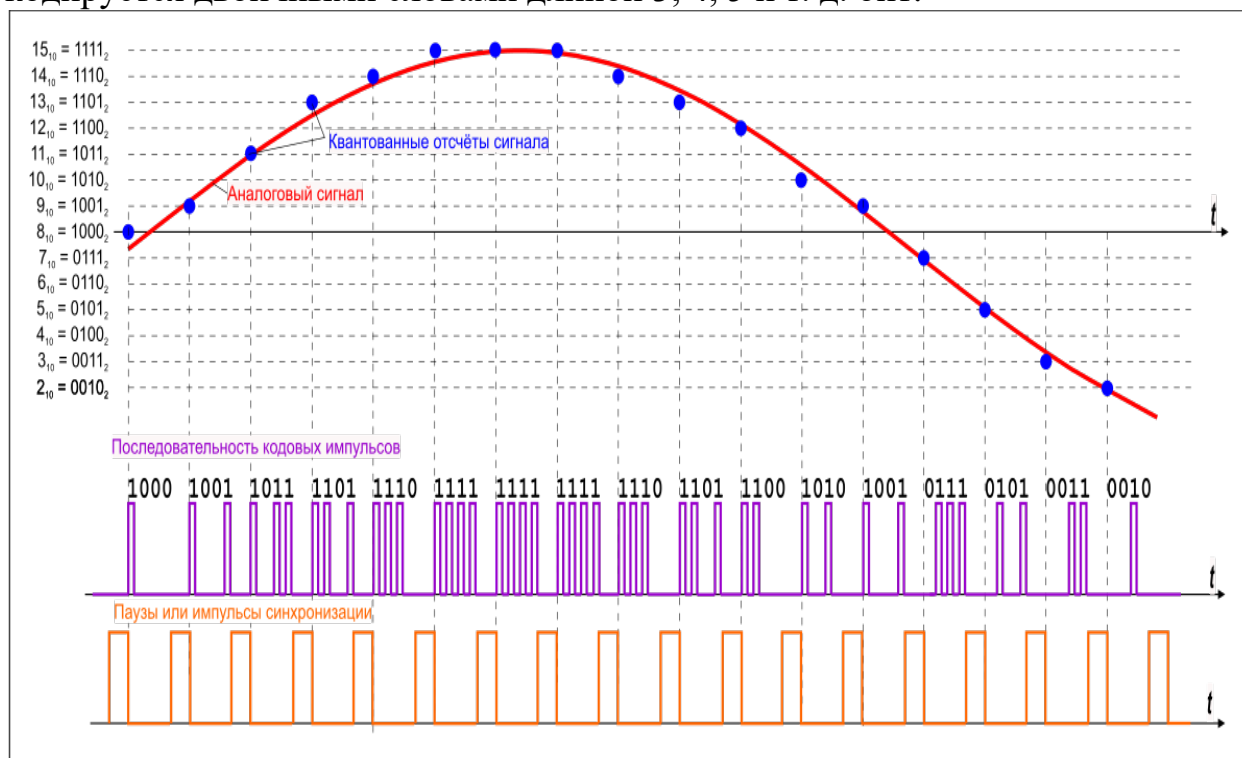


Рис. 1.15. Импульсно-кодовая модуляция

Затем выходные слова АЦП в параллельном коде подвергаются кодированию при помощи передачи на регистр сдвига, тактируемый вспомогательным генератором сдвига. На выходе регистра сдвига (рис. 1.15)

формируются пачки (последовательности) кодированных импульсов в последовательном коде. Затем пачки импульсов передаются в канал связи.

Частота отсчетов сигнала (или скорость оцифровки, частота дискретизации) для исключения потерь информации в соответствии с теоремой Котельникова должна быть не меньше удвоенной максимальной частоты в спектре аналогового сигнала.

Существуют специализированные интегральные микросхемы – цифровые сигнальные процессоры (DSP), совмещающие АЦП и ЦАП, цифровые процессоры, регистры, тактовые генераторы и другие устройства, использующие импульсно-кодированную модуляцию в процессе работы.

Радиоволны. Виды радиоканалов

Дадим определение электромагнитному излучению. Электромагнитное излучение (электромагнитная волна) – это распространяющееся в пространстве возмущение (изменение состояния) электромагнитного поля.

Радиоволновый диапазон и его классификация

Частотный диапазон применяемого в радиосвязи и радионавигации электромагнитного излучения можно условно разделить на следующие интервалы:

- от 300 ГГц до 3000 ГГц – децимиллиметровые (радиолокация, радионавигация).
- от 30 ГГц до 300 ГГц – микроволны (радиолокация, радионавигация).
- от 3 ГГц до 30 ГГц – сантиметровые волны (связь, радиолокация, радионавигация).
- от 300 МГц до 3 ГГц – дециметровые волны (связь, радиолокация).
- от 30 МГц до 300 МГц – метровые волны (связь, радиолокация).
- от 3 МГц до 30 МГц – короткие волны (связь).
- от 300 кГц до 3 МГц – средние волны (связь).
- от 30 кГц до 300 кГц – длинные волны (связь).
- от 3 кГц до 30 кГц – сверхдлинные (мираметровые) волны (связь с подводными лодками, грозопеленгация).
- от 300 Гц до 3 кГц – гектокилометровые волны (связь с подводными лодками, геофизические исследования).
- от 30 Гц до 300 Гц – мегамерные волны (геофизические исследования).
- от 3 Гц до 30 Гц – декамегамерные волны (геофизические исследования).

Понятие о радиоканалах и видах их использования.

Радиоканал – это комплекс устройств, обеспечивающих формирование, обработку, передачу и прием радиосигналов. Радиоканалы бывают двух основных типов: связной радиоканал и радиолокационный радиоканал. Основное различие между ними заключается в том, что в радиоканале связного типа радиопередатчик и радиоприемник имеют индивидуальные

антенно-фидерные устройства и территориально всегда расположены в разных местах, а радиопередатчик и радиоприемник радиолокационного радиоканала чаще всего совмещены в единую систему и имеют одну общую антенно-фидерную систему.

Радиоканал включает в себя модулятор-радиопередатчик, радиолинию (среда распространения радиоволн), радиоприемник и его демодулятор.

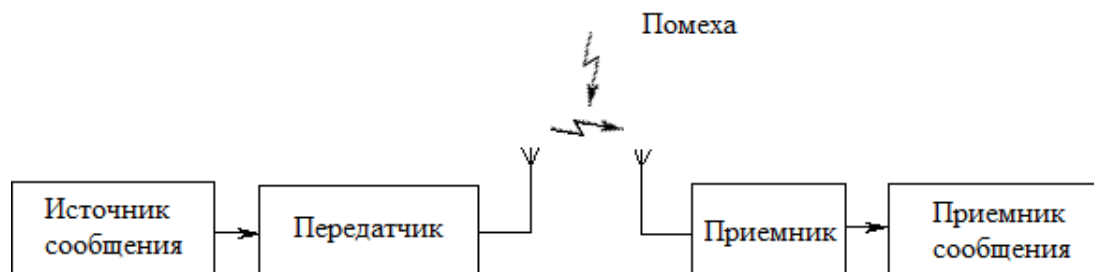


Рис.1.16 Структурная схема радиоканала

Радиоканал связного типа может обеспечивать одностороннюю связь (радиовещание, телевидение) и двухстороннюю связь (радиотелефония).

Как и другие виды систем связи, связной радиоканал может быть построен на основе следующих режимов работы:

- *симплексный режим* – для передачи и приема используется одна частота; связь происходит «поочередно» в одном направлении и в обратном направлении за счет переключения устройства на передачу и прием (к таким системам относится, например, связь между двумя ведомственными радиостанциями (МВД, строители и др.)); достоинство – эффективное использование частоты;
- *полудуплексный режим* – для передачи и приема используются две радиочастоты (связь двухсторонняя, однако в определенный момент времени передача происходит только в одном направлении, причем это происходит по инициативе пользователя); достоинство – не надо вводить фильтр развязки на передачу и прием;
- *дуплексный режим* – и передача, и прием могут вестись одновременно на двух разных частотах. Такой способ ведения связи используется в большинстве радиотелефонных систем; особенность – необходима установка фильтр развязки для исключения возможности попадания выходного сигнала радиопередатчика на вход радиоприемника своей радиостанции.

Распространение радиоволн и их дифракция определяются соизмеримостью длины волны с препятствиями. Если эти величины соизмеримы, то происходит "огибание" препятствия за счет дифракции.

Виды распространения радиоволн:

- *поверхностное (надземное) распространение* – волны распространяются у поверхности Земли (за счет дифракции происходит "огибание" ее выпуклостей).

- пространственное (ионосферное) распространение – радиоволны могут распространяться на большие высоты и возвращаться на Землю вследствие отражения от ионосферы (рефракции в ионосфере). В точке приема поверхностная и отраженная волна могут складываться или вычитаться, и уровень принимаемого сигнала может увеличиваться или уменьшаться в зависимости от разности фаз этих лучей. Изменение уровня сигнала в точке приема называется федингом. Посредством пространственных радиоволн осуществляется связь на коротких волнах.
- распространение радиоволн лучом – прямолинейное распространение радиоволн в пределах прямой видимости. Посредством прямолинейного распространения радиоволн осуществляется связь на ультракоротких волнах.

Обобщенная структурная схема радиоприемного устройства и его основные характеристики.

Обобщенная структурная схема (рис. 1.17) радиоприемного устройства (радиоприемника) включает в себя антенно-фидерную подсистему (АФ), тракт высокочастотной обработки принимаемых сигналов (ТВЧО), подсистему преобразования спектра принимаемого сигнала, состоящую из каскадов нелинейного усиления и детектора (ППС+Д), тракт низкочастотного линейного усиления (ТНЧЛУ), оконечное устройство (ОУ) – потребитель передаваемого сообщения и источник электропитания (ИП).

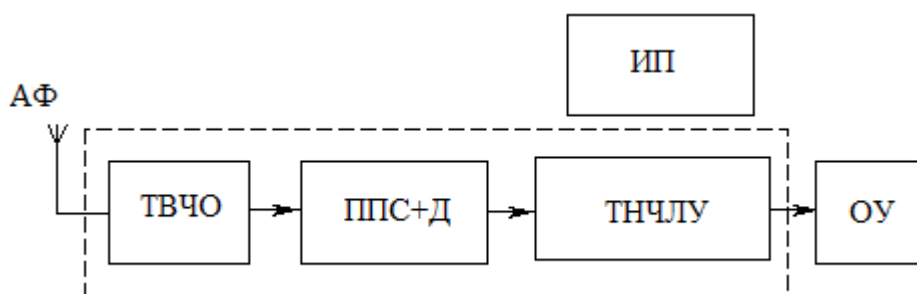


Рис. 1.17 Обобщенная структурная схема радиоприемника

Антенно-фидерная подсистема предназначена для приема энергии электромагнитного поля и преобразования ее в высокочастотные токи или напряжения, подаваемые на вход радиоприемника.

Тракт высокочастотной обработки принимаемых сигналов предназначен для выделения посредством применения колебательного контура сигнала с частотой выбранного источника сообщения, предварительного усиления этого сигнала и подавления сигналов на других несущих частотах.

Подсистема преобразования спектра принимаемого сигнала осуществляет усиление и (в зависимости от типа радиоприемника) линейную или нелинейную обработку принимаемого сигнала, а также посредством

входящего в нее детектора выделяет модулирующий сигнал, в котором содержится передаваемое сообщение.

Тракт низкочастотного линейного усиления предназначен для усиления принятого сигнала по мощности, требуемой для нормальной работы оконечного устройства.

Источник электропитания предназначен для обеспечения энергией всех узлов радиоприемника.

Основными функциями радиоприемника являются:

- выделение принимаемого радиосигнала на фоне помех;
- усиление принимаемого радиосигнала;
- преобразование принимаемого радиосигнала в электрический сигнал, подаваемый из радиоприемника в оконечное устройство.

Радиотехнические устройства приема и преобразования сигналов характеризуются следующим основными показателями:

- **чувствительность** – способность радиоприемника принимать слабые сигналы и воспроизводить их с требуемыми для номинальной работы силой и качеством; реальная чувствительность – это наименьшая ЭДС сигнала в антенне, при которой обеспечивается нормальная выходная мощность при заданном соотношении сигнал/шум; предельная чувствительность m это наименьшая ЭДС в антенне при соотношении сигнал/шум = 1;
- **избирательность** – способность радиоприемника выделять полезный сигнал из совокупности сигналов и помех, воздействующих на вход приемника; избирательность может быть количественно охарактеризована коэффициентом избирательности, показывающим во сколько раз по сравнению с сигналом ослабляется равная ему по величине помеха при заданной расстройке;
- **диапазон частот** – интервал частот, в пределах которого радиоприемник может быть плавно или дискретно перестроен, быть настроенным на заданную частоту и обеспечивать при этом качественные показатели, заданные техническим условиями;
- **полоса пропускания** – это интервал частот, в пределах которого при данной настройке приемника частотные искажения не превышают заданного уровня (может быть от нескольких десятков герц для телеграфных приемников до десятков мегагерц у радиолокационных и телевизионных приемников);
- **динамический диапазон** – это интервал значений входного сигнала, в котором нелинейные искажения сигнала, вносимые усилительными каскадами и каскадами преобразования сигнала, не превышают заданного уровня; минимальный уровень входного сигнала определяется реальной или предельной чувствительностью приемника при заданном уровне нелинейных искажений;
- **качество воспроизведения сигналов** - допустимые для номинального режима работы оконечного устройства величины частотных искажений

(зависимость коэффициента усиления от частоты усиливаемого сигнала), нелинейных искажений и фазовых искажений (искажений, обусловленных нелинейностью фазовой характеристики усилительного тракта);

- **автоматические регулировки** – автоматическая регулировка усиления (АРУ), характеризующаяся величиной наибольшего допустимого изменения выходного напряжения приемника, при котором уровень выходного сигнала соответствует заданному уровню; автоматическая подстройка частоты (АПЧ), которая характеризуется полосой рабочих частот, в которых радиоприемное устройство обеспечивает захват частоты настройки на выбранный сигнал и удержание этой настройки.

Классификация типов радиоприемных устройств

Рассмотрим вариант классификации радиоприемных устройств, основанный на группе признаков, определяющих основные технические характеристики радиоприемной аппаратуры.

По функциональному назначению радиоприемники делятся на:

- профессиональные радиоприемники (связные, разведывательные, радиолокационные, радионавигационные и др.);
- радиовещательные радиоприемники (профессиональные, бытовые).

По схеме построения радиоприемники делятся на:

- детекторные приемники;
- приемники прямого усиления;
- супергетеродинные приемники;
- регенеративные приемники;
- суперрегенеративные приемники.

Следует отметить, что радиоприемники последних двух групп (регенеративные и суперрегенеративные) в наше время в силу своего относительного несовершенства практически не используются даже в радиолюбительской практике. Поэтому их описания здесь не приводятся.

По типу принимаемого сигнала радиоприемники делятся на:

- радиоприемники непрерывных сигналов;
- радиоприемники импульсных сигналов;
- универсальные радиоприемники (для приема непрерывных и импульсных сигналов).

По виду модуляции принимаемого сигнала радиоприемники делятся на:

- радиоприемники амплитудно-модулированных сигналов;
- радиоприемники частотно-модулированных сигналов;
- универсальные радиоприемники (для приема амплитудно-модулированных и частотно-модулированных сигналов);
- радиоприемники фазомодулированных сигналов;
- радиоприемники сигналов с однополосной модуляцией (SSB);
- радиоприемники импульсно-модулированных сигналов.

По роду работы радиоприемники делятся на:

- радиотелефонные приемники;
- радиотелеграфные приемники (слухового, буквопечатающего приема);
- фототелеграфные приемники;
- специальные приемники радиотелеуправления;
- профессиональные приемники, которые могут быть комбинированными и предназначенными для приема различного рода радиосигналов.

По способу перестройки радиоприемники делятся на:

- радиоприемники с плавной настройкой;
- радиоприемники с дискретной настройкой;
- радиоприемники с комбинированной настройкой.

По месту установки радиоприемники делятся на:

- стационарные радиоприемники;
- транспортируемые радиоприемники (автомобильные, самолетные, корабельные);
- переносные радиоприемники.

По диапазону принимаемых частот радиоприемники делятся на:

- длинноволновые приемники;
- средневолновые приемники;
- коротковолновые приемники;
- ультракоротковолновые приемники;
- всеволновые приемники;
- микроволновые (радиолокационные) приемники.

По системе электропитания радиоприемники делятся на:

- сетевые приемники;
- аккумуляторные или батарейные приемники;
- универсальные (сетевые и аккумуляторные или батарейные) приемники.

Структурные схемы основных типов радиоприемных устройств

Рассмотрим структурные схемы некоторых типов радиоприемников, которые к настоящему времени не потеряли своей актуальности в профессиональной и радиолобительской практике.

Детекторный приемник – самый простой, базовый вид радиоприемника (рис.1.18), с которого обычно начинается любая радиолобительская практика.

Такой приемник не имеет усилительных элементов и не нуждается в источнике электропитания, так как для своей работы он использует исключительно энергию принимаемого радиосигнала. Важные достоинства детекторного приёмника – он не требует источника питания, очень дешев и может быть собран из подручных средств.

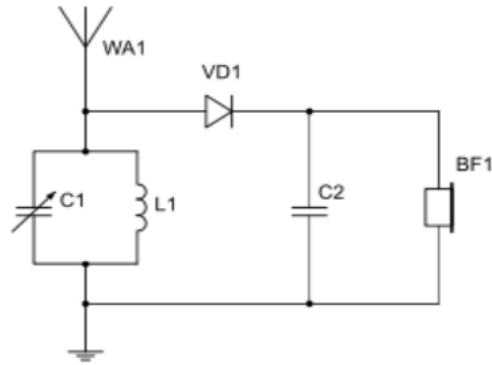


Рис.1.18 Принципиальная схема детекторного радиоприемника

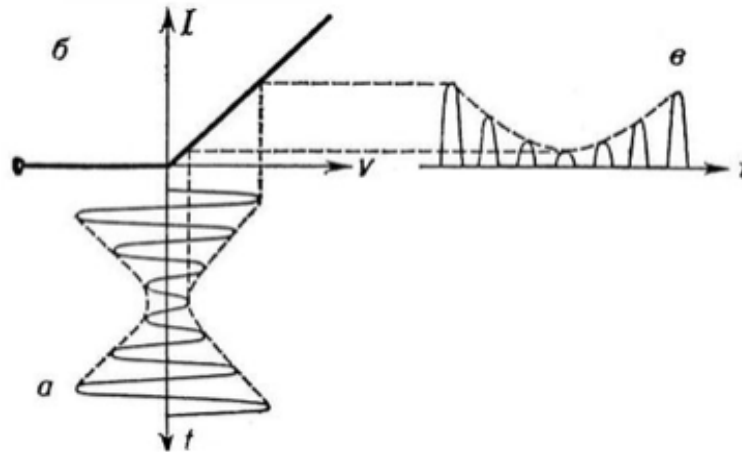


Рис. 1.19 Принцип работы детекторного радиоприемника

Приемник прямого усиления – радиоприемник (рис. 1.19), в котором, выделенное входным контуром и отфильтрованное от соседних каналов колебание принимаемой радиостанции подвергается широкополосному линейному усилению и затем подается непосредственно на детектор для выделения модулирующего и несущего передаваемые сведения сигнала.

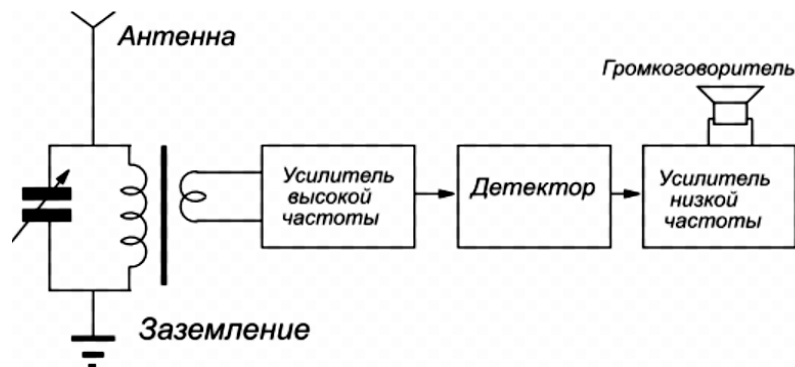


Рис. 1.20. Структурная схема приемника прямого усиления

Основное преимущество приёмника прямого усиления — простота конструкции и дешевизна (см. рис. 1.20). Кроме того, радиоприёмники прямого усиления отличаются отсутствием паразитных излучений в эфир, что может быть важно, если необходима полная скрытность приёмника.

Основные недостатки приёмника прямого усиления — это низкая чувствительность и плохая (недостаточная) селективность (избирательность), то есть малое ослабление сигналов соседних радиостанций по сравнению с сигналом станции, на которую настроен приёмник. Поэтому этот тип приёмников удобно использовать только для приёма мощных радиостанций, работающих в длинноволновом или средневолновом диапазоне. Из-за этого недостатка приёмники прямого усиления в основном используются только в радиоловительской практике и не производятся радиопромышленностью.

Приёмник прямого преобразования, также называемый **гомодинным** — радиоприёмник, в котором радиосигнал непосредственно преобразуется в сигнал звуковой частоты с помощью маломощного генератора (гетеродина), частота которого равна (почти равна) или кратна частоте принимаемого сигнала. В приёмнике прямого преобразования функции детектора выполняет преобразователь частоты (подсистема преобразования спектра принимаемого сигнала).

По сходству принципа действия такой приёмник иногда называют супергетеродином с нулевой промежуточной частотой.

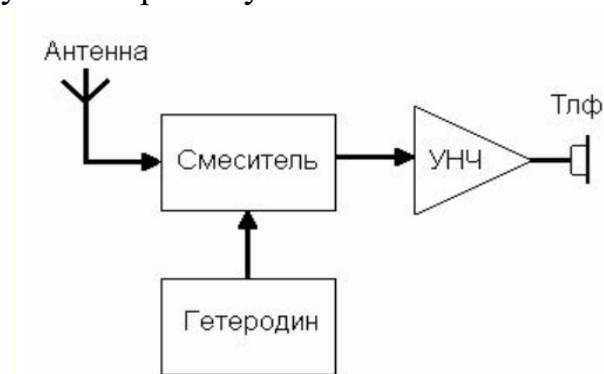


Рис. 1.21. Структурная схема приёмника прямого преобразования

Ключевой недостаток, он же ключевое достоинство этого вида приёмников — близость зеркального канала приема к принимаемому каналу. Практически это соседние каналы, и отфильтровать зеркальный канал приема на низкой частоте достаточно сложно. В ряде применений зеркальный канал фильтровать не надо вовсе, поскольку он почти гарантированно свободен. Такая ситуация наблюдается в УКВ радиовещании, когда при лицензировании частот соседний канал рядом с мощной радиостанцией стараются оставить пустым. Поэтому приёмники прямого преобразования для УКВ радиостанций можно вообще не снабжать входным фильтром, а все остальное легко укладывается в одну микросхему без навесных элементов.

В случае применения приёмника прямого преобразования на КВ, например, для любительской радиосвязи, двухполосный прием становится серьёзным недостатком, так как на узких любительских диапазонах много помех от соседних станций. Подавить нежелательный канал приема можно, однако при этом приёмник сразу лишается своего важнейшего преимущества — простоты устройства и регулировки.

Регенеративный радиоприёмник (регенератор) – радиоприемник с положительной обратной связью в одном из каскадов усиления радиочастоты. Отличается высокой чувствительностью (ограничена шумами) и избирательностью (ограничена устойчивостью параметров), пониженной устойчивостью работы.

Сигнал с антенны (рис 1.22) или предыдущего каскада УВЧ (ВЧ вход на схеме) подаётся на резонансный контур, включённый в цепь затвора полевого транзистора. Изменение ВЧ напряжения сигнала на затворе создаёт пропорциональное изменение тока стока. Ток стока подаётся на катушку обратной связи, откуда сигнал возвращается обратно в колебательный контур.

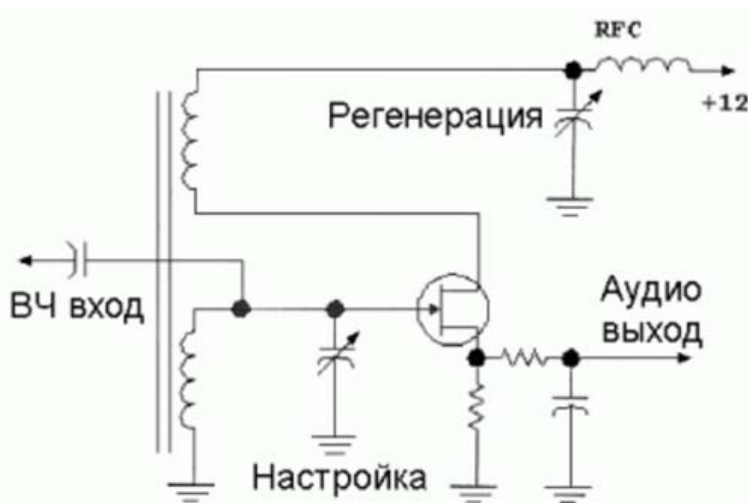


Рис 1.22. Принципиальная схема регенеративного приемника

К достоинствам регенеративного приемника следует отнести высокую чувствительность и хорошую избирательность, простоту и дешевизну, а также низкое потребление энергии.

Недостатками регенеративного приемника можно считать излучение помех при работе в режиме генерации (и, как следствие, отсутствие скрытности) и тот факт, что высокая чувствительность и избирательность достигаются ценой стабильности работы (склонность к самовозбуждению).

Супергетеродинный радиоприёмник (супергетеродин) – один из типов радиоприёмников, основанный на принципе преобразования принимаемого сигнала в сигнал фиксированной промежуточной частоты (ПЧ) с последующим её усилением. В супергетеродинном приемнике сигнал высокой частоты преобразуется в сигнал промежуточной частоты с помощью подсистемы преобразования спектра принимаемого сигнала, в которую входят преобразователь частоты, состоящий из смесителя и гетеродина. Основное преимущество приемника супергетеродинного типа заключается в том, что наиболее критичные для качества приема части приемного тракта (узкополосный фильтр, усилитель ПЧ и детектор) не должны

перестраиваться под разные частоты, что позволяет выполнить их со значительно лучшими характеристиками.

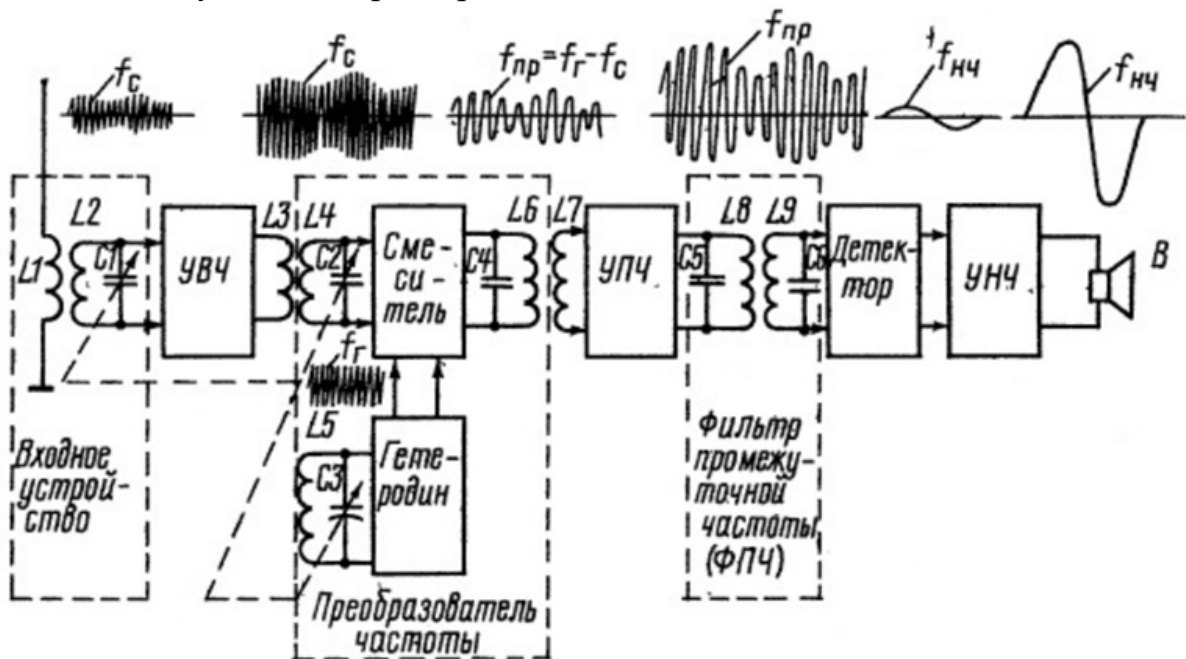


Рис.1.23 Функциональная схема супергетеродинного приемника

Отличительной особенностью супергетеродинного приемника является то, что независимо от частоты принимаемого сигнала промежуточная частота фиксирована, а величину её выбирают так, чтобы обеспечить требуемые усиление и избирательность. При перестройке промежуточная частота остается постоянной. Поэтому, осуществив основное усиление сигнала в каскадах усилителя промежуточной частоты, можно получить высокие избирательность и чувствительность.

Принцип преобразования частоты заключается в следующем. Принятый сигнал с частотой f_c и сигнал гетеродина с частотой $f_{гр}$ поступают на смеситель. Гетеродин представляет собой маломощный генератор, вырабатывающий колебания высокой частоты $f_{гр}$. Частота гетеродина выше частоты принятого сигнала на величину, равную значению промежуточной частоты $f_{пр}$. Смеситель работает как нелинейный элемент, в выходной цепи которого возникает целый ряд колебаний с комбинационными частотами $(f_c + f_{гр})$, $(f_{гр} - f_c)$ и т. д. Для выделения промежуточной частоты $f_{пр}$ в выходную цепь смесителя включают колебательный контур, настроенный на промежуточную частоту $f_{пр}$.

Чтобы обеспечить постоянство промежуточной частоты при перестройке приемника, частоту гетеродина нужно изменять в соответствии с законом изменения частоты принятого сигнала.

На выходе смесителя сохраняется информация, заложенная в процессе модуляции сигнала высокой частоты. Поэтому после усиления сигнала промежуточной частоты производится операция детектирования, как в обычном приемнике прямого усиления.

Большое число каскадов усилителя промежуточной частоты (УПЧ) с контурами, настроенными только на одну частоту $f_{\text{ПР}}$, позволяют получить высокие избирательность и чувствительность приемника супергетеродинного типа в широком диапазоне частот.

Можно сказать, что супергетеродинный приемник представляет своего рода комбинацию из преобразовательного каскада и приемника прямого усиления, работающего на фиксированной частоте. Роль такого приемника выполняет усилитель промежуточной частоты (УПЧ) и последующие за ним каскады.

Контрольные вопросы

- Каков диапазон частот радиоволн?
- Чем отличаются аналоговые и цифровые сигналы?
- В каких режимах может работать обобщенная функциональная система связи?
- Каково назначение модулятора в системе связи?
- Какие существуют виды аналоговой модуляции, чем они отличаются?
- Какие существуют виды аналоговой амплитудной модуляции?
- Чему равна ширина спектра сигналов с амплитудной модуляцией?
- Чем определяется ширина спектра сигналов с частотной и фазовой модуляцией?
- Каковы основные виды цифровой модуляции (манипуляции)?
- Какие существуют виды радиоканалов?
- Что входит в обобщенную структурную схему радиоприемного устройства?
- Каковы основные характеристики радиоприемного устройства?

2. Входные цепи радиоприемника

Параллельный резонансный контур

Входной цепью называется часть схемы приемника, соединяющая антенно-фидерную систему и вход первого каскада приемника. Входные цепи предназначены для передачи сигнала из антенны в последующие цепи и предварительного подавления помех.

Входная цепь обычно представляет собой пассивный четырехполюсник, содержащий одно или несколько частотно-селективных звеньев (в частности, резонансных контуров), выделяющих принимаемый сигнал. Наиболее распространены одноконтурные входные цепи. Двухконтурные и многоконтурные цепи применяются лишь при специальных требованиях к селективности.

Колебательный контур представляет собой электрическую цепь (рис.2.1), состоящую из катушки индуктивности L и емкости конденсатор C . В такой схеме могут возникать электрические колебания. Резонансная частота таких колебаний определяется по формуле Томсона.

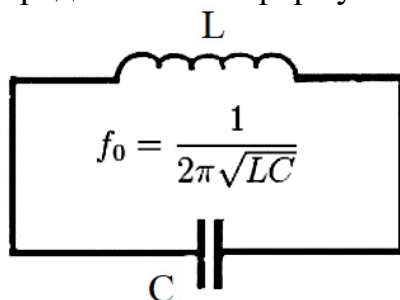
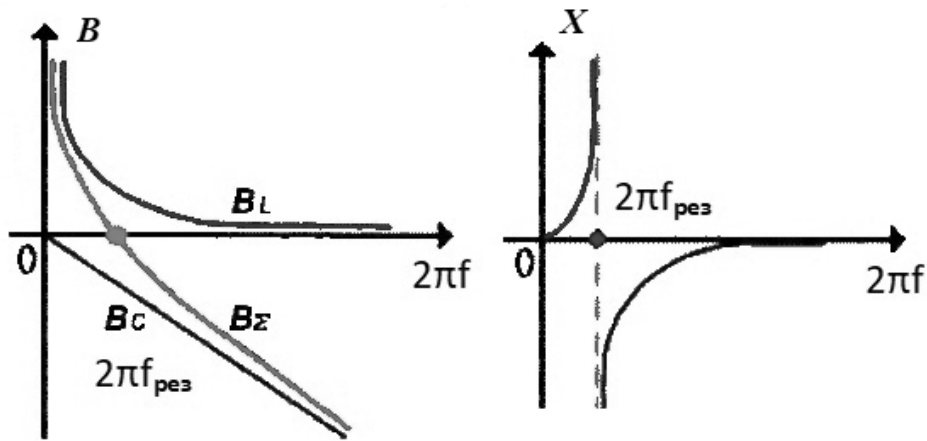


Рис. 2.1 Электрическая цепь колебательного контура

Рассмотрим схемы применения параллельного колебательного контура во входных цепях радиоприемной аппаратуры.

В данной цепи параллельно соединены два реактивных элемента с разным типом реактивности. На рисунке 2.2 рассмотрены графические зависимости проводимостей индуктивности $B_L=1/2\pi L$ и емкости конденсатора $B_C=-2\pi C$, а также общей проводимости B_Σ . Обе проводимости носят реактивный характер. В этом колебательном контуре имеется резонансная частота, на которой реактивные сопротивления обоих компонентов одинаковы по абсолютной величине. Отсюда следует, что (см. рис 2.2) на этой частоте проводимость параллельного колебательного контура переменному току теоретически равна нулю (т.е. сопротивление колебательного контура на резонансной частоте стремится к бесконечности).

На других частотах сопротивление параллельного колебательного контура падает и приобретает индуктивный характер на более низких частотах, а на более высоких частотах характер сопротивления становится емкостным.



B_{Σ} - суммарная проводимость
 B_L - проводимость индуктивности
 B_C - проводимость емкости

Рис. 2.2 Проводимость конденсатора

Дважды за период происходит энергетический обмен между индуктивностью и емкостью. Энергия поочередно копится то в электрическом поле конденсатора, то в магнитном поле катушки индуктивности. При этом через цепь идет контурный ток I_K (см. рис. 2.3).

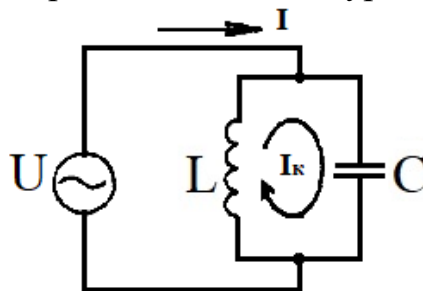


Рис. 2.3 Электрическая цепь с LC контуром

Рассмотрим (рис. 2.4) зависимость коэффициента передачи $K = U_{ВЫХ} / U_{ВХ}$ колебательного контура, представленного в виде четырехполюсника, от частоты входного сигнала $U_{ВХ}$.

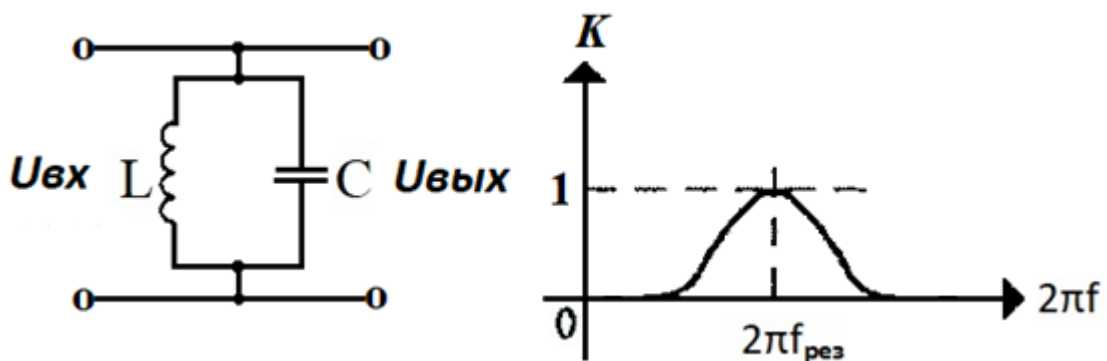


Рис. 2.4 Зависимость коэффициента передачи колебательного контура от частоты входного сигнала

В четырехполюснике при частоте входного сигнала $2\pi f = 2\pi f_{PE3}$ сопротивление колебательного контура будет очень большим, и коэффициент передачи K будет максимален и будет стремиться к единице. При существенном отличии частоты от резонансной коэффициент передачи колебательного контура K будет стремиться к нулю, а источник сигнала окажется практически зашунтированным.

Основным назначением входных цепей является передача полезного сигнала от антенны к входу первого активного элемента и предварительное выделение принимаемого полезного сигнала из всей совокупности сигналов, индуцируемых в антенной цепи [14].

Входные устройства (преселекторы) радиоприемных устройств представляют собой резонансную систему, схема которой определяется типами связи с антенной и с первым каскадом приемника.

К входным цепям радиоприемника относится система контуров, соединяющая антенну с входом первого каскада. Входные цепи должны создать на входе первого каскада наибольшее напряжение полезного сигнала и отфильтровать напряжение всех остальных частот. Основные типы входных цепей представлены на рис. 2.5.

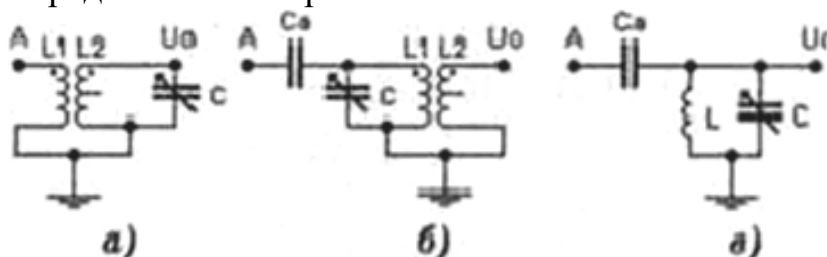


Рис.2.5. Входные устройства с индуктивной (а), трансформаторно-емкостной (б) и емкостной (в) связью с антенной.

Входное устройство по схеме рис.2.5а предназначено для применения в первом каскаде приемника резонансного усилителя с достаточно высоким входным сопротивлением (каскад на полевом транзисторе), катушка $L1$ в этом случае носит название катушки связи, если $L1$ и $L2$ намотаны на одном каркасе.

Входное устройство по схеме рис.2.5б предназначено для приемников с магнитной антенной и возможностью подключения дополнительно внешней антенны (через конденсатор связи C_a) при трансформаторной связи с первым каскадом приемника (емкость C_a связи мала).

Входное устройство по схеме рис.2.5в является наиболее простым и широко используемым практически на всех диапазонах. При необходимости согласования с входным каскадом приемника от катушки L делается отвод, который подключается к входному каскаду (автотрансформаторная связь с нагрузкой).

Весь спектр высоких частот в радиоприемнике разбивается на диапазоны, каждый из которых имеет свой контур. При переключении диапазонов один определенный контур подключается к входу первого

каскада радиоприемника. Разбивка на диапазоны делается потому, что конструктивно невозможно выполнить настройку одним контуром на весь спектр радиочастот.

Когда необходимо увеличить плавность настройки приемника на коротких волнах, коротковолновый диапазон делят на несколько поддиапазонов.

В многодиапазонных приемниках наибольшее распространение получили одноконтурные входные цепи. В профессиональных приемниках могут применяться двухконтурные и многоконтурные входные цепи. Двухконтурная цепь позволяет обеспечить более близкую к прямоугольной частотную характеристику, позволяющую повысить селективность.

Емкостная связь с антенной используется чаще всего из-за своей простоты. Емкостная связь подразделяется на **внешнеемкостную** и **внутриемкостную** (рис. 2.6). Выбирать C_2 большим емкости антенны нет смысла, так как при этом увеличивается влияние антенны на входной контур. Принимать его слишком малым также нецелесообразно, поскольку это резко уменьшает коэффициент передачи напряжения. Поэтому C_2 выбирают примерно равным 10 пФ. В рассмотренном случае активное сопротивление, вносимое антенной во входной контур, не учитывалось, хотя в действительности оно увеличивает сопротивление потерь в контуре, т. е. понижает добротность и коэффициент передачи напряжения.

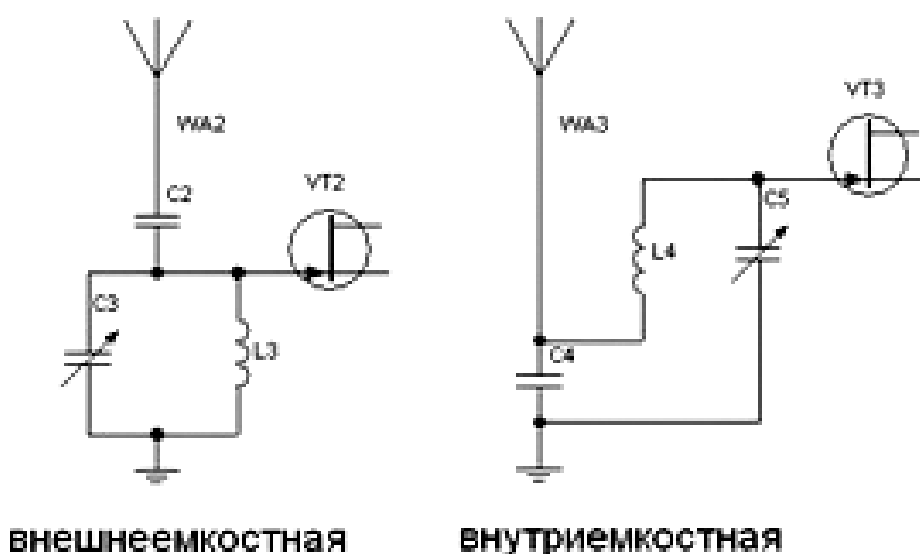
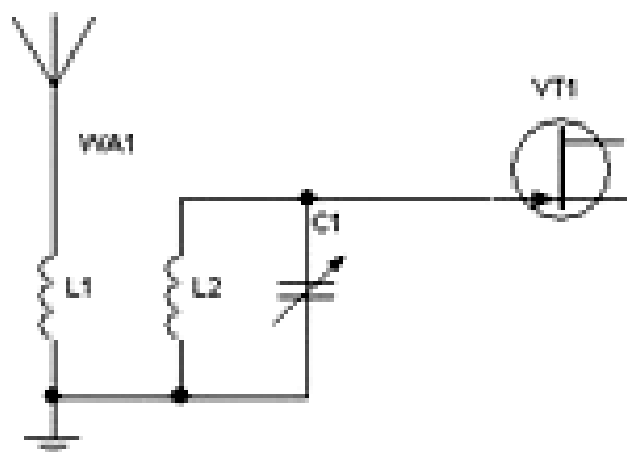


Рис.2.6. Виды емкостной связи с антенной.

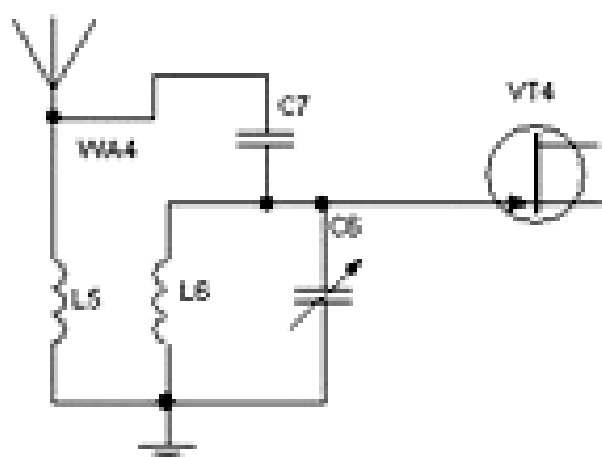
Связь антенны и входной цепи может осуществляться при помощи индуктивности (рис. 2.7). **Индуктивная** связь еще называется **трансформаторной**. Такая связь обеспечивает более стабильный коэффициент передачи напряжения контура, чем емкостная связь. Влияние антенны на входной контур незначительно, что объясняется относительно слабой связью между контурами. Однако антенна вносит во входной контур индуктивное сопротивление и изменяет его настройку.



ИНДУКТИВНАЯ

Рис.2.7. Индуктивная связь с антенной

Максимальную равномерность коэффициента передачи напряжения входной цепи позволяет получить **комбинированная** связь (рис. 2.8). Такая связь применяется в том случае, когда требуется получить сравнительно постоянный коэффициент передачи напряжения в заданном диапазоне частот. В этой схеме, кроме индуктивной связи, осуществляемой через катушку L_5 , используют связь через конденсатор связи C_7 . В результате одновременного действия обоих видов связи коэффициент передачи напряжения получается большим и почти постоянным по всему выбранному диапазону.



комбинированная

Рис.2.8. Комбинированная связь с антенной.

Одноконтурная входная цепь

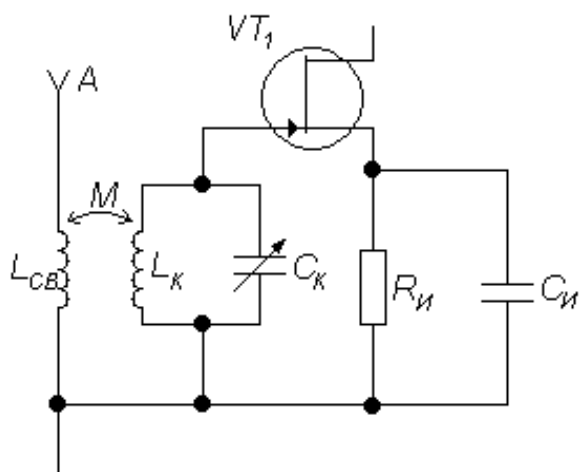


Рис.2.9. Схема с индуктивной (трансформаторной) связью между контуром входной цепи $L_K C_K$ и антенной А

В диапазоне длинных, средних и коротких волн наиболее часто применяются одноконтурные входные устройства, имеющие связь с антенной: индуктивную (трансформаторную), внешнеемкостную, комбинированную (индуктивно-емкостную).

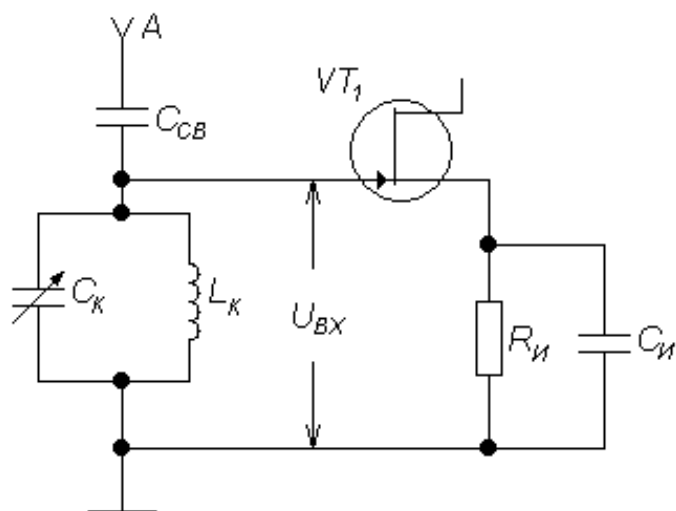


Рис.2.10. Входная цепь с емкостной связью с антенной А

Входное устройство с емкостной связью (рис. 2.10) используется при работе с ненастроенными несимметричными антеннами. Это устройство отличается простотой выполнения. Выбором конденсатора C_{CB} можно изменять значение коэффициента связи с антенной в процессе работы, что позволяет применять его с различными антеннами, имеющими большой разброс параметров. Недостатком этого входного устройства является резкое изменение коэффициента передачи в диапазоне частот.

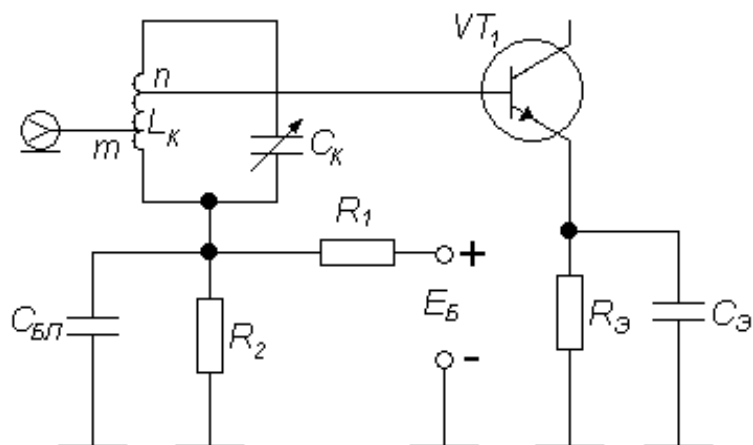


Рис.2.11. Неполное включение контура входной цепи $L_k C_k$ (активный элемент - биполярный транзистор) - автотрансформаторная связь

В целях уменьшения неравномерности коэффициента передачи в радиоприемниках с большим перекрытием поддиапазона применяются входные устройства с комбинированной связью (см. рис. 2.11).

Двухконтурная входная цепь

Схема часто применяемой двухконтурной входной цепи представлена на рис. 2.12.

Связь первого контура с антенной – трансформаторная. Связь между контурами – внутриемкостная через конденсатор C_{CB} . Активный прибор – полевой транзистор, подключенный полностью во второй контур.

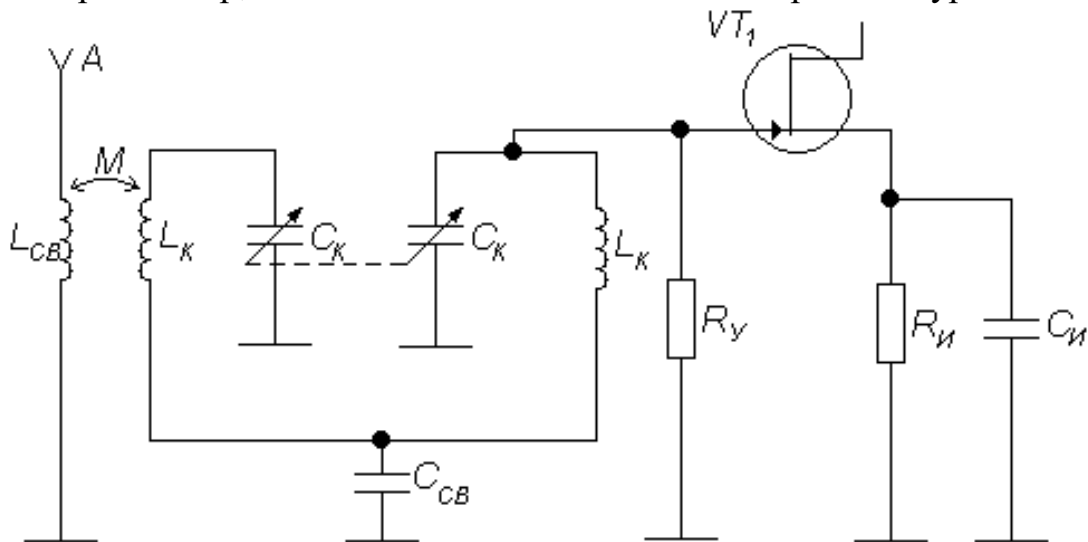


Рис.2.12. Схема двухконтурной входной цепи

Входные цепи приемников с магнитной антенной

Магнитные антенны относятся к антеннам, встроенным в корпус приемника. Магнитные антенны подразделяются в свою очередь на рамочные и ферритовые антенны.

Достоинствами магнитной антенны являются их малый размер в сравнении со штыревыми, высокая помехозащищенность и пространственная селективность. К недостаткам относится их малая чувствительность.

В состав ферритовой антенны (рис. 2.13) входят контурная катушка L_K (1) и катушка связи L_C (2), которые намотаны на каркасах (3) из изоляционного материала. Обе катушки размещены на сердечнике (4) из высокочастотного ферромагнитного материала (феррита) с большой магнитной проницаемостью.

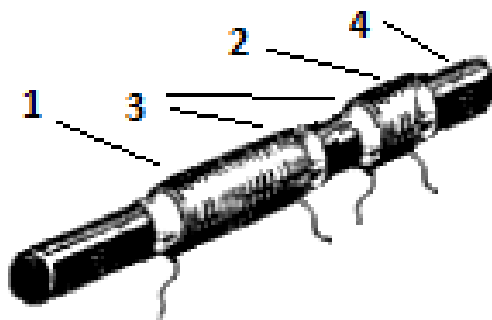


Рис.2.13. Магнитная антенна

Рассмотрим схемы связи магнитной антенны с каскадами усиления радиочастоты (рис. 2.14). Более применима на практике трансформаторная связь. При этом катушка связи должна наматываться поверх контурной, или располагаться как можно ближе к ней, чтобы избежать ложных резонансов в диапазоне рабочих частот ферритовой антенны. Автотрансформаторная и внутриемкостная связь в этом случае более применима.

Основные электрические характеристики входных цепей

Коэффициентом передачи входной цепи по напряжению называется отношение напряжения сигнала на входе первого активного элемента приемника к величине ЭДС в антенне, а в случае ферритовой антенны – к напряженности поля сигнала.

Полоса пропускания – ширина области частот, в пределах которой сохраняется допустимая неравномерность коэффициента передачи.

Избирательность входных цепей определяет степень уменьшения коэффициента передачи напряжения при заданной расстройке по сравнению с резонансным значением.

Диапазон рабочих частот. Входная цепь должна обеспечить возможность настройки на любую частоту заданного диапазона приемника при удовлетворении требований, предъявляемых к изменению коэффициента передачи, полосы пропускания, избирательности.

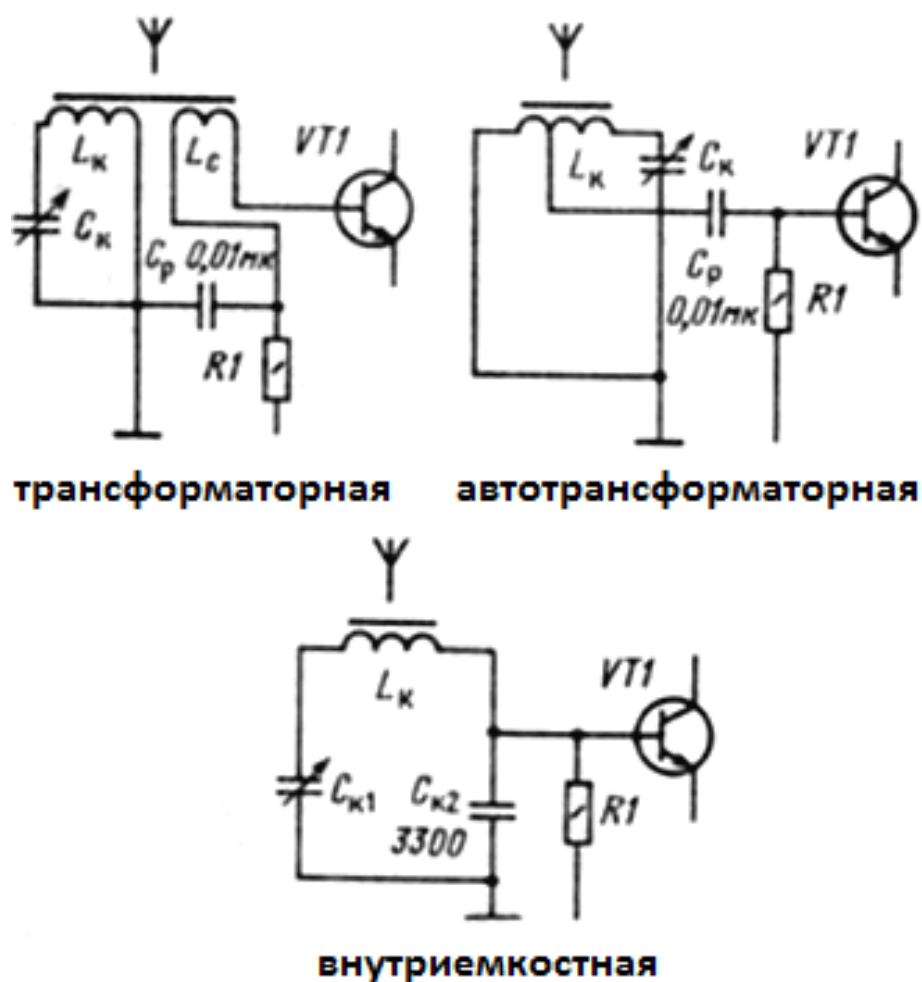


Рис.2.14. Схемы связи магнитной антенны с каскадами усиления радиочастоты

Контрольные вопросы

- Какими основными показателями характеризуются радиоприемники?
- В чем заключается противоречие между избирательностью и полосой пропускания?
- Что собой представляет и что характеризует коэффициент прямоугольности резонансной кривой?
- Причины возникновения нелинейных и частотных искажений в приемнике.
- Каковы преимущества комбинированной связи антенны с входным контуром по сравнению с другими видами связи?
- Нарисуйте схему входного устройства с ферритовой антенной.
- Почему во входных устройствах транзисторных приемников прибегают к автотрансформаторной связи?

3. Усилители радиочастоты

Назначение усилителей радиочастоты

Усилители радиочастоты (УРЧ) осуществляют усиление радиосигнала на его несущей частоте и обеспечивают необходимые избирательные свойства приемника. УРЧ относятся к классу резонансных (или полосовых) усилителей, в которых нагрузками усилительных элементов (транзисторов или электронных ламп) являются колебательные контуры, либо настроенные на какую-то фиксированную рабочую частоту УРЧ, либо перестраиваемые в каком-то интервале частот в диапазонных УРЧ (УРЧ, предназначенных для работы в различных диапазонах). Перестройка резонансных частот контуров чаще всего производится изменением емкости конденсаторов – элементов колебательных контуров.

В диапазонных УРЧ используются одноконтурные и двухконтурные каскады. Из-за простоты и экономичности в радиовещательных приемниках используются, как правило, одноконтурные УРЧ. В профессиональной и специальной аппаратуре часто применяются двухконтурные УРЧ.

УРЧ выполняют в приёмнике важнейшие функции:

- УРЧ должны обеспечить усиление принимаемых радиосигналов при незначительном добавлении собственных шумов. Этим самым улучшается реальная чувствительность приёмника. Для её улучшения необходимо на входе приёмника использовать каскады, обладающие малыми собственными шумами и возможно большим коэффициентом усиления по мощности.
- УРЧ совместно с входными цепями обеспечивают избирательность по внеполосным каналам приёма и защиту цепи антенны от проникновения сигнала собственного гетеродина, который может создать помеху соседним радиоприёмным устройствам.

Отношение выходного напряжения усилителя $U_{\text{вых}}$ к входному напряжению $U_{\text{вх}}$ называется коэффициентом усиления K_y :

$$K_y = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \quad (31)$$

Если коэффициенты усиления выражены в относительных единицах, коэффициент многокаскадного усиления K_y равен произведению коэффициентов усиления всех каскадов:

$$K_y = K_1 \cdot K_2 \dots K_n \quad (32)$$

В *логарифмическом* масштабе коэффициент многокаскадного усиления K_y равен сумме выраженных в децибелах коэффициентов усиления всех каскадов.

К числу основных параметров и свойств усилителей относятся следующие характеристики УРЧ [9]:

- резонансный коэффициент усиления;
- селективность;
- коэффициент шума,

- искажения сигнала и устойчивость (способность усилителя сохранять в процессе эксплуатации основные свойства и характеристики).

В усилителях радиосигналов применяют в основном два варианта включения усилительного элемента:

- с общим эмиттером и с общей базой в каскадах на биполярных транзисторах;
- с общим истоком и с общим затвором в каскадах на полевых транзисторах;
- с общим катодом и общей сеткой в ламповых каскадах.

Усилители с общим эмиттером (истоком, катодом) в диапазонах метровых и более длинных волн позволяют получить наибольшее усиление мощности. Усилители с общей базой (затвором, сеткой) отличаются большей устойчивостью против самовозбуждения, поэтому часто используются в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн.

Рассмотрим далее различные варианты построения и функционирования УРЧ на примере транзисторных схем. Принципы построения и анализа резонансных усилителей идентичны для различных типов усилительных приборов и вариантов их включения.

Однотранзисторные каскады УРЧ

- с общим эмиттером (ОЭ);
- с общим истоком (ОИ);
- с общей базой (ОБ);
- с общим затвором (ОЗ).

Однотранзисторные каскады УРЧ с общим эмиттером [9]

Среди однотранзисторных схем с биполярными транзисторами в УРЧ на умеренно высоких частотах наибольшее распространение получила схема с ОЭ, позволяющая получить максимальное усиление номинальной мощности при небольшом уровне собственных шумов.

В схеме однокаскадного УРЧ на дискретных элементах (рис. 3.1) $L_{K2}C_{K2}$ служат резонансной нагрузкой УРЧ; емкости C_{P1} и C_{P2} разделяют по постоянному току рассматриваемый каскад от предыдущего каскада и последующего. Резистор $R_Э$ осуществляет термостабилизацию каскада, создавая отрицательную обратную связь по постоянному току.

Резистор $R_Ф$ и конденсатор $C_Ф$ образуют развязывающий фильтр. Делитель $R_{Д1}, R_{Д2}$ обеспечивает подачу прямого смещения на эмиттерный переход транзистора, т. е. обеспечивает выбранный режим УРЧ по постоянному току. Через блокировочный конденсатор $C_Б$ напряжение сигнала подается непосредственно на эмиттерный переход транзистора, минуя делитель $R_{Д1}, R_{Д2}$.

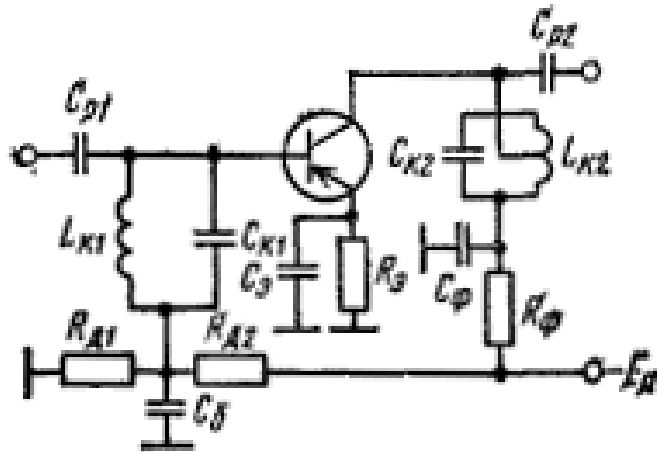


Рис.3.1. УРЧ по схеме с общим эмиттером (ОЭ)

В УРЧ по схеме на рис. 3.2 резонансный колебательный контур $L_K C_K$ через обмотку L_{CB} индуктивно (трансформаторно) связан с коллектором транзистора данного каскада и автотрансформаторно связан с входом следующего каскада. В каскадах на биполярных транзисторах трансформаторное и автотрансформаторное подключение колебательного контура к усилительным элементам используется не только для повышения устойчивости, но и для уменьшения шунтирования колебательного контура сравнительно малыми входными и выходными сопротивлениями транзисторов.

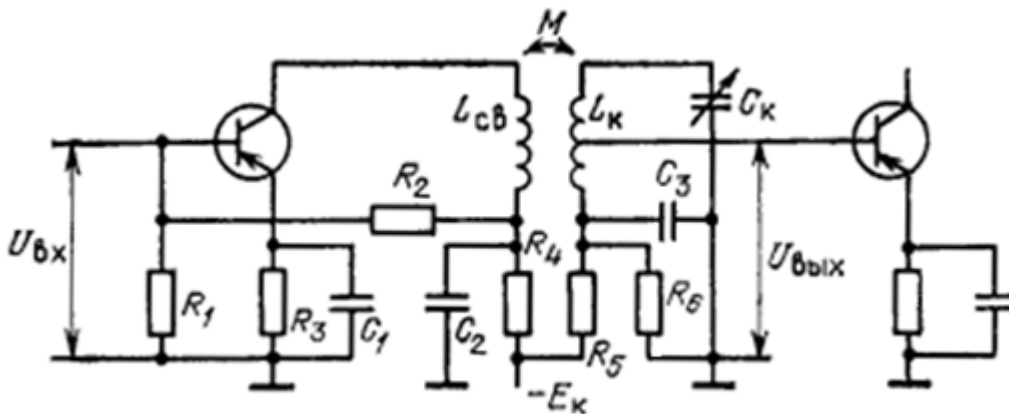


Рис.3.2. Контур автотрансформаторно связан с входом следующего каскада. [9]

По количеству используемых резонансных контуров УРЧ делятся на одноконтурные и двухконтурные. В перестраиваемых двухконтурных УРЧ (см. рис. 3.3) связь между резонансными контурами, как правило, является индуктивной (трансформаторной) [11].

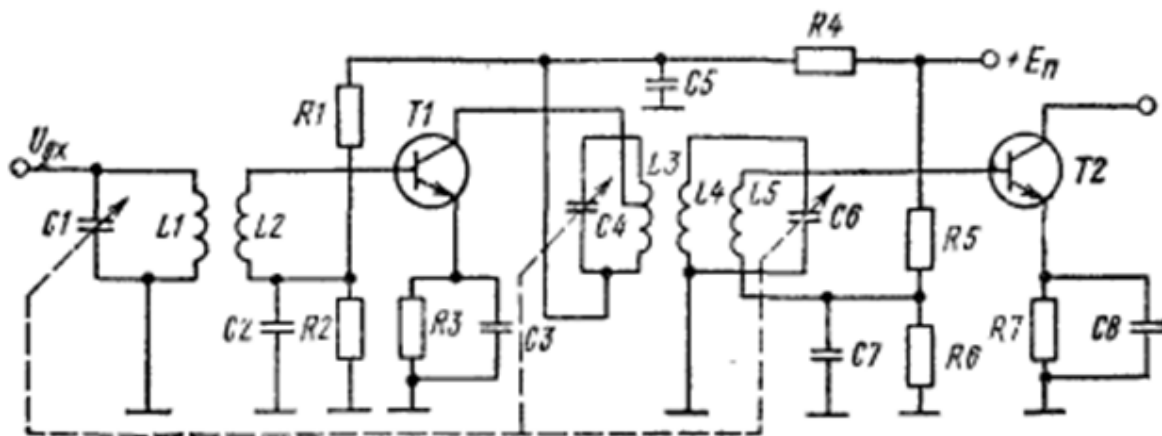


Рис.3.3. Схема каскада двухконтурного УРЧ с индуктивной связью между контурами

Однотранзисторный каскад УРЧ с общим истоком

При использовании полевых транзисторов наибольшее распространение получила схема с общим истоком (ОИ) (рис. 3.4), которая позволяет улучшить коэффициент шума приемника [11]. Резистор $R_{И}$ служит для создания напряжения обратного смещения на затворе и для термостабилизации тока стока. В тех случаях, когда величина $R_{И}$, необходимая для термостабилизации, больше требуемой, для получения нужного обратного смещения используют делитель $R_{Д1}$, $R_{Д2}$, который создает на затворе напряжение прямого смещения, компенсирующее избыточное обратное смещение.

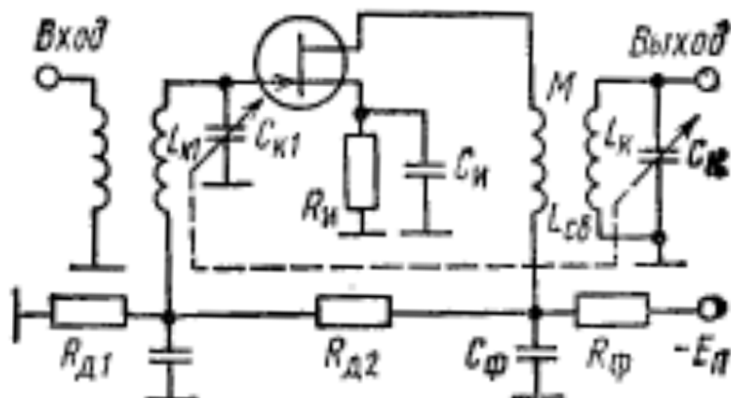


Рис.3. 4. УРЧ по схеме с общим истоком ОИ

Однотранзисторный каскад УРЧ с общей базой

Схема с общей базой (рис. 3.5) [13] отличается от схемы с общим эмиттером тем, что в ней база является общим электродом для входной и выходной цепей и соединена с корпусом по ВЧ через ёмкость $C_{Б}$, и соответственно её потенциал по ВЧ равен нулю.

Основная особенность схемы УРЧ с общей базой заключается в том, что в ней образуется 100% отрицательная обратная связь (ООС) по току

вследствие того, что вся переменная составляющая коллекторного тока протекает по входной цепи. Входной ток является суммой коллекторного и базового токов. В результате выходной ток меньше входного, т. е. коэффициент усиления по току УРЧ по схеме с общей базой меньше единицы.

Сигнал усиливается только по напряжению. Но за счёт глубокой ООС уменьшаются линейные и нелинейные искажения в усилителе, и повышается устойчивость работы каскада за счёт нейтрализации проводимости, вызываемой ёмкостью положительной обратной связи перехода коллектор-база. Таким образом, за счёт глубокой ООС в УРЧ с общей базой отсутствует усиление по току, но значительно возрастает, по сравнению со схемой с общим эмиттером, допустимый коэффициент устойчивого усиления по напряжению, который в схеме с общим эмиттером резко уменьшается с ростом частоты. Поэтому схема УРЧ с общей базой преимущественно используется в верхней части коротковолнового диапазона и в диапазоне метровых волн.

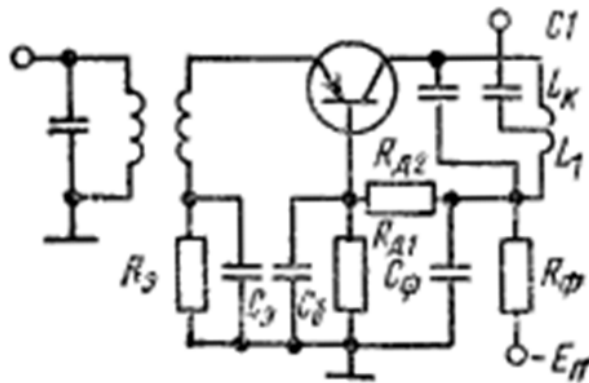


Рис. 3.5. УРЧ по схеме с общей базой (ОБ)

Однотранзисторный каскад УРЧ с общим затвором

Важнейшие характеристики каскада УРЧ по схеме с общим затвором (ОЗ), представленной на рис. 3.6, аналогичны характеристикам УРЧ по схеме с общей базой (рис. 3.5).

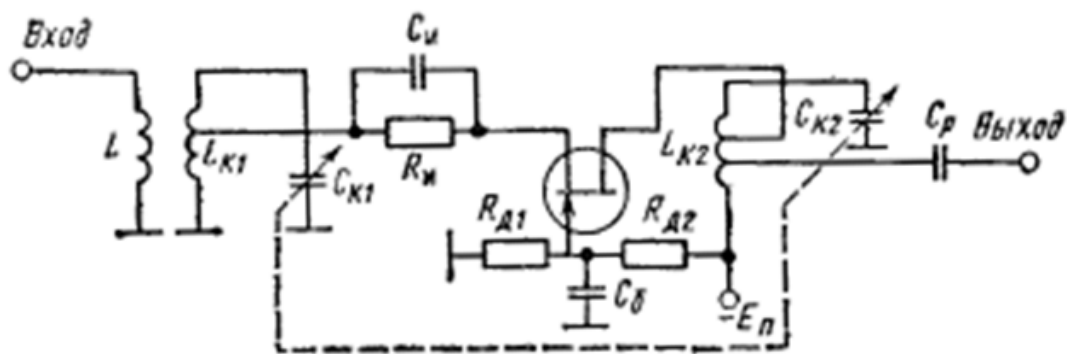


Рис.3.6. УРЧ по схеме с общим затвором (ОЗ)

Каскодные схемы УРЧ

«Каскод» произошло от ламповой схемотехники в результате соединения частей слов из словосочетания «КАСКаД в (или «через») катОД» (англ. "CASCade to cathODE").

В УРЧ нашли своё применение следующие каскодные схемы:

- с общим эмиттером – общей базой (ОЭ-ОБ);
- с общим истоком – общим затвором (ОИ-ОЗ);
- с общим истоком – общей базой (ОИ-ОБ);
- с общим истоком – общим эмиттером (ОИ-ОЭ).

Среди каскодных УРЧ наилучшими показателями обладают УРЧ, построенные по схемам ОЭ-ОБ (рис.17 или рис.18) и ОИ-ОЗ (рис.19), аналогичные по своим основным свойствам.

Каскодные схемы УРЧ «общий эмиттер – общая база»

УРЧ по схеме «общий эмиттер – общая база» (ОЭ-ОБ) (рис. 3.7, 3.8) применяется на относительно высоких частотах, в частности, в метровом диапазоне или в достаточно широкополосных радиоприемниках.

В первом каскаде УРЧ, выполненного по схеме ОЭ-ОБ, усилительный элемент $T1$ включён по схеме с ОЭ, а во втором усилительный элемент $T2$ – по схеме с ОБ. Нагрузкой первого усилительного элемента $T1$ является входное сопротивление второго усилительного элемента $T2$. Выходной контур $L_K C_K$ включён в коллекторную цепь второго усилительного элемента $T2$.

Нагрузкой первого каскада с ОЭ является входное сопротивление каскада с ОБ, которое близко к нулю. По этой причине первый каскад не имеет усиления по напряжению; второй каскад с ОБ не имеет усиления по току (коэффициент передачи несколько меньше единицы), но обладает высоким коэффициентом усиления по напряжению. Таким образом, усилительная способность каскодной схемы по мощности сопоставима с усилительной способностью схемы с ОЭ, нагруженной на резонансную нагрузку с большим сопротивлением.

Устойчивость каскодной схемы аналогична устойчивости схемы с ОБ, так как первый каскад имеет коэффициент усиления по напряжению меньше единицы и не влияет на устойчивость всей схемы.

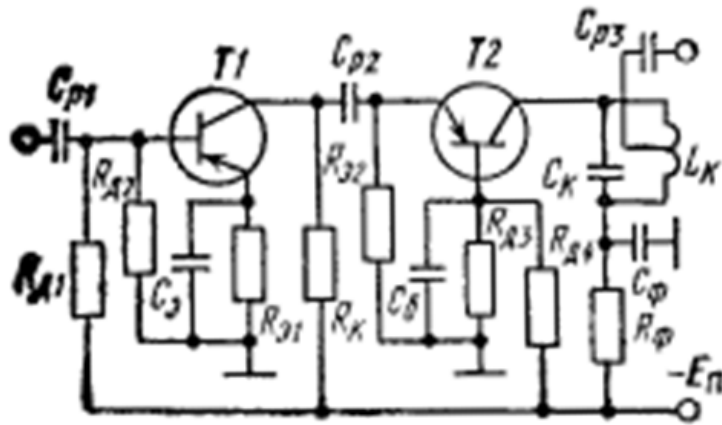


Рис. 3.7. УРЧ по схеме «общий эмиттер – общая база» с параллельным питанием транзисторов

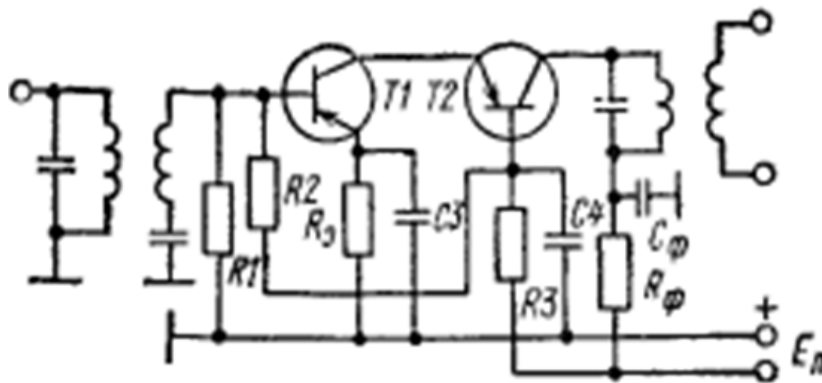


Рис.3.8. УРЧ по схеме «общий эмиттер – общая база» с последовательным питанием транзисторов

Каскодная схема УРЧ «общий исток – общий затвор»

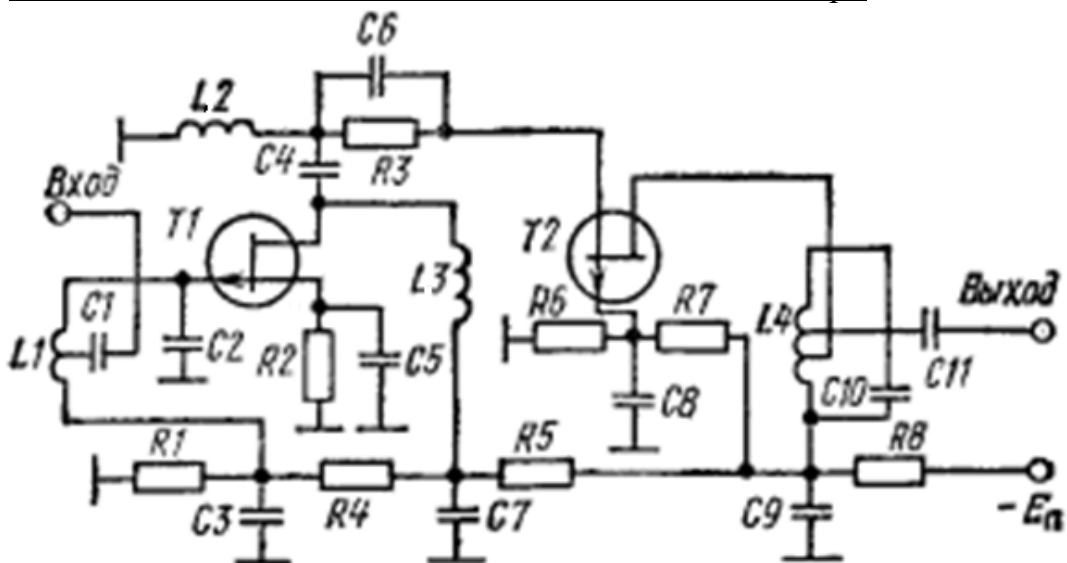


Рис.3.9. Каскодная схема УРЧ «общий исток – общий затвор» (ОИ-ОЗ)

Сочетание полевых и биполярных транзисторов в каскодной схеме «общий исток – общий затвор» (ОИ-ОЗ) (рис. 3.9) обеспечивает высокое усиление по мощности, так как полевые транзисторы обеспечивают значительное усиление по току, а биполярные позволяют получить значительное усиление по напряжению при работе на достаточно высокоомную нагрузку.

Рассмотрим далее два варианта выполнения УРЧ на основе смешанных каскодных схем.

Каскодная схема УРЧ «общий исток – общая база»

УРЧ по схеме «общий исток – общая база» (ОИ-ОБ) (рис. 3.10) характеризуется высоким коэффициентом усиления и большим входным сопротивлением. Эта схема наиболее пригодна для узкополосных УРЧ.

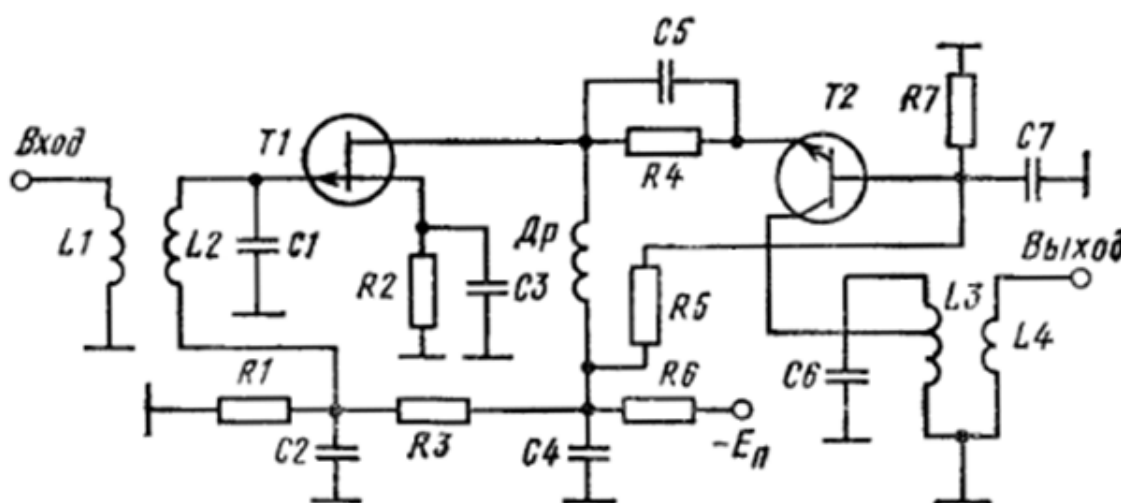


Рис. 3.10. Каскодная схема УРЧ «общий исток - общая база» (ОИ-ОБ)

Каскодная схема УРЧ «общий исток – общий эмиттер»

УРЧ по схеме «общий исток – общий эмиттер» (ОИ-ОЭ), представленной на рис. 3.11, по сравнению с УРЧ по схеме ОИ-ОБ (рис. 3.10) обладает на порядок меньшим выходным сопротивлением, что позволяет строить широкополосные УРЧ на ее основе.

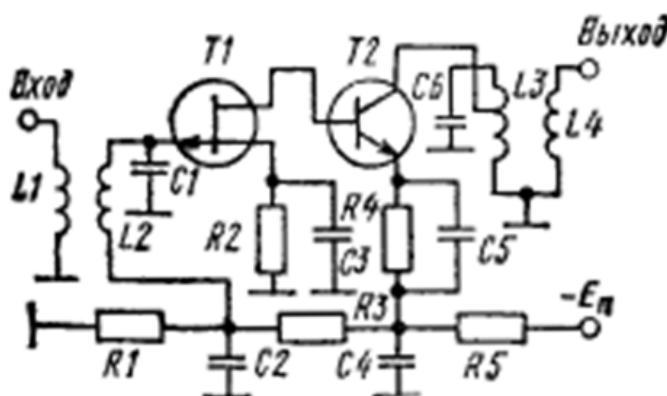


Рис.3.11. Каскодная схема УРЧ «общий исток – общий эмиттер» (ОИ-ОЭ)

Дифференциальные каскады

В УРЧ, выполненных по интегральной технологии, широко используются дифференциальные схемы. Этому способствует ряд свойств этих схем, перспективных для интегральной схемотехники, а именно [9]:

- универсальность. Дифференциальная схема на частотах 0–300 МГц способна выполнять функции усиления, смещения, детектирования, сравнения, ограничения, регулирования, коммутирования. Кроме того, дифференциальная схема может иметь как симметричный, так и несимметричный вход и выход;
- способность усиливать разность поступающих на входы схемы напряжений и подавлять одинаковые по обоим входам сигналы. Последнее позволяет обеспечить высокую стабильность каскада при изменении окружающей температуры и питающих напряжений;
- малая паразитная обратная связь между выходом и входом. Это свойство позволяет использовать дифференциальные усилители на высоких частотах без нейтрализации паразитных обратных связей.

Дифференциальный усилитель (ДУ) состоит из двух симметричных половин (рис. 3.12).

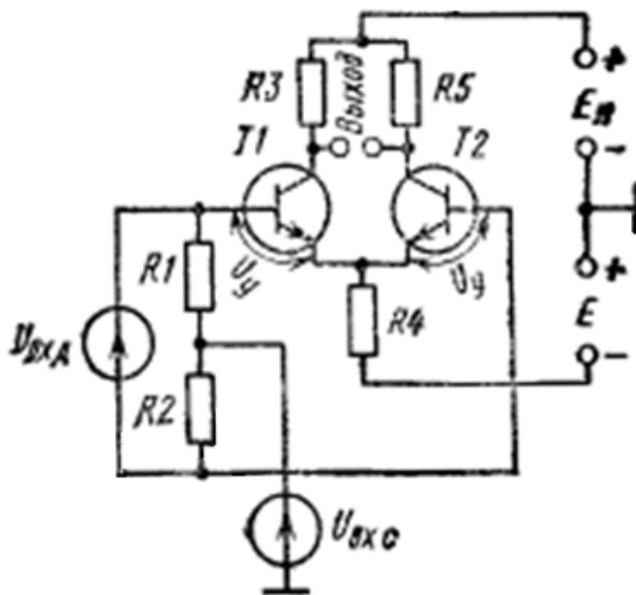


Рис. 3.12. Дифференциальный усилитель (ДУ) с симметричным выходом

Оба транзистора совместно с резисторами в цепях коллекторов образуют мостовую схему, которая будет сбалансирована при идентичности транзисторов и резисторов. При противофазной подаче сигналов на входы ДУ $U_{вхД}$ напряжения на входах транзисторов будут равны по амплитуде и противоположны по фазе. В результате ток одного транзистора (например, $T1$) возрастет, и при строгой одинаковости параметров обеих половин схемы ток другого транзистора уменьшится на ту же величину. Таким образом, на

коллекторе $T1$ напряжение упадет, а на коллекторе $T2$ возрастет. Вследствие этого на выходе ДУ появится разностное напряжение, пропорциональное коэффициенту усиления любой половины ДУ.

При синфазной подаче сигналов на входы ДУ $U_{ВХС}$ (такой сигнал может быть вызван наводками, нестабильностью питающих напряжений, изменением температуры окружающей среды и т. д.) напряжения на входе каждого транзистора будут равны не только по амплитуде, но и по фазе. В результате изменения токов транзисторов и потенциалов коллекторов будут одинаковыми, мост будет оставаться сбалансированным, а выходное (разностное!) напряжение будет оставаться равным нулю. Следовательно, ДУ усиливает парафазные и подавляет синфазные сигналы.

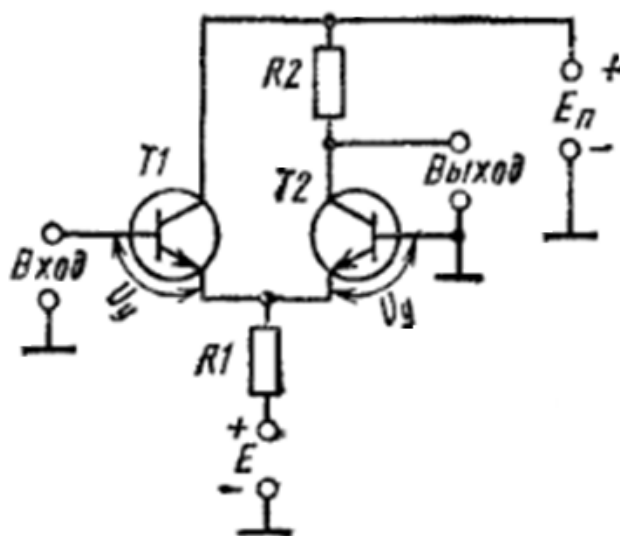


Рис. 3.13. Дифференциальный усилитель (ДУ) с несимметричным выходом

На практике не всегда удобно иметь симметричный выход. Поэтому в ряде случаев используется ДУ с несимметричным выходом (рис. 3.13). Однако следует помнить, что коэффициент усиления ДУ с несимметричным выходом вдвое меньше, чем коэффициент усиления ДУ с симметричным выходом!

Применение ДУ в качестве усилительного элемента УРЧ иллюстрируется схемой на рис. 3.14.

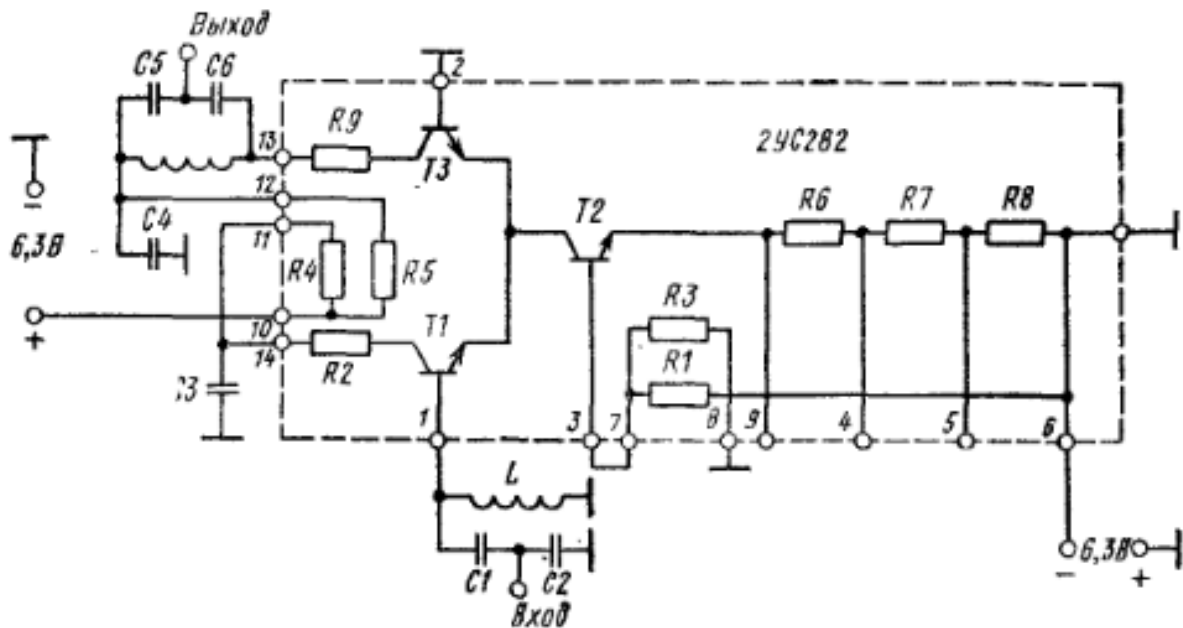


Рис. 3.14. Резонансный дифференциальный усилитель

Контрольные вопросы

- Нарисуйте схему усилителя высокой частоты с полным включением контура в коллекторную цепь и расскажите о принципе работы.
- Чем отличается полосовой усилитель от резонансного усилителя?
- Каковы особенности усилителя высокой частоты на полупроводниковых приборах?
- В чем особенности каскодной схемы усилителя высокой частоты?
- Каковы причины нелинейных искажений?
- Как проявляются нелинейные искажения в приемнике?

4. Преобразователи частоты

Преобразователь частоты супергетеродинного радиоприемника осуществляет функцию перемещения (транспозиции) спектра принимаемого сигнала F из одной области частот (f_H) в другую ($f_{ПР}$). Это перемещение происходит в преобразователе без значительных нарушений ширины спектра и с сохранением характера модуляции (рис. 4.1).

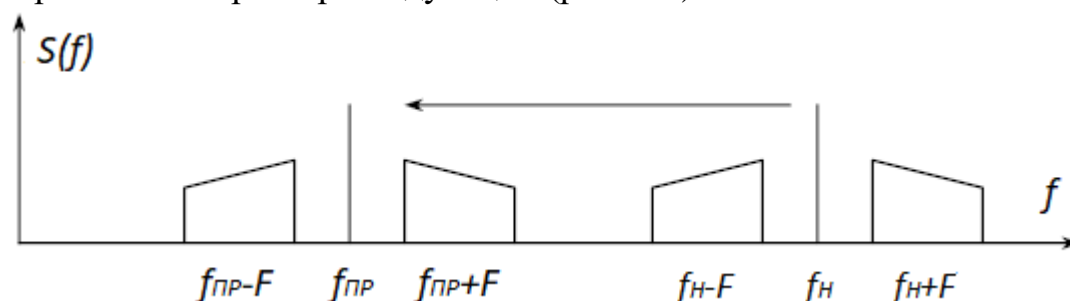


Рис. 4.1. Перемещение спектра F принимаемого сигнала из области несущей частоты в область промежуточной частоты

Хотя преобразование частоты является нелинейной процедурой, преобразователь частоты рассматривается как элемент линейной части супергетеродинного приемника, обеспечивающей практически линейную зависимость между амплитудой промежуточной частоты и амплитудой напряжения принимаемого сигнала.

Спектр принимаемого радиосигнала состоит из несущей и боковых частот, состав которых зависит от вида используемой модуляции (АМ, ЧМ, ИМ и т.п.) и содержащейся в сигнале информации.

Сдвиг спектра можно определить также как понижение (или как повышение) всех боковых частот сигнала в соответствии с новым значением несущей частоты при сохранении исходных разностных соотношений между несущей и боковыми частотами.

В приемнике спектр колебаний переносится из любого участка диапазона радиочастот в полосу пропускания усилителя промежуточной частоты при помощи нелинейной цепи с переменным коэффициентом передачи. Для изменения параметров в цепь включают один или несколько элементов с нелинейными характеристиками и воздействуют на них переменным напряжением от гетеродина. В качестве преобразующего нелинейного элемента используются преимущественно диоды или транзисторы (в зависимости от диапазона частот принимаемого сигнала).

В приемнике с преселектором, настроенном на какую-либо частоту, частоты настройки входных контуров и гетеродина постоянно должны отличаться на одно и то же значение – промежуточную частоту. При изменении настройки входного контура синхронно должна изменяться и частота работы гетеродина, что обеспечивается синхронным изменением емкостей конденсаторов, входящих во входные контура и в гетеродин. Этот метод получил название "сопряжение колебательных контуров". В

представленной на рис. 4.2 схеме приемника сопряжение показано штриховой линией.

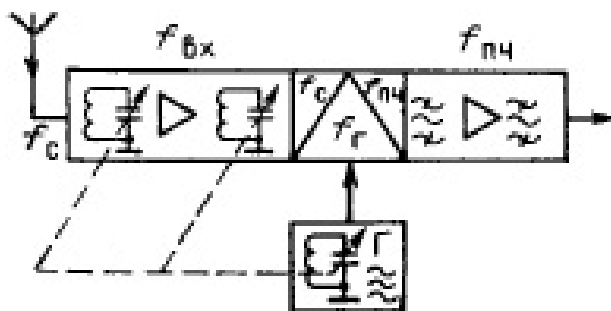


Рис.4.2. Сопряжения колебательных контуров (показано штриховой линией)

Преобразователи частоты супергетеродинных приемников состоят из преобразующего нелинейного элемента, генератора высокой частоты (гетеродина) и резонансной системы.

Диодные преобразователи частоты

В диодном преобразователе частоты (рис. 4.3) источник сигнала U_C и гетеродин U_r включаются в цепь диода. В этой же цепи формируется напряжение промежуточной частоты $f_{пч}$, которое выделяется резонансным контуром.

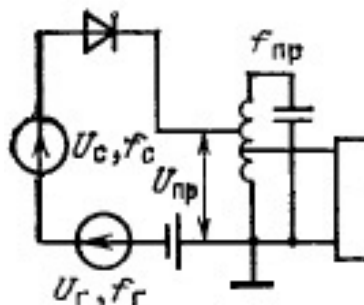


Рис.4.3. Диодный преобразователь частоты

Балансные диодные преобразователи частоты

В схеме балансного диодного преобразователя частоты на рис. 4.4а [10, 12] напряжение от гетеродина Γ подается на диоды D_1 и D_2 синфазно, а напряжение принимаемого сигнала подается через трансформатор Tr_1 противофазно, т.е. ток i_1 является суммой токов сигнала и гетеродина, а ток i_2 является разностью этих сигналов. В первичной обмотке трансформатора Tr_2 эти токи также противоположны, и выходное напряжение промежуточной частоты $U_{пч}$ трансформатора Tr_2 пропорционально их разности.

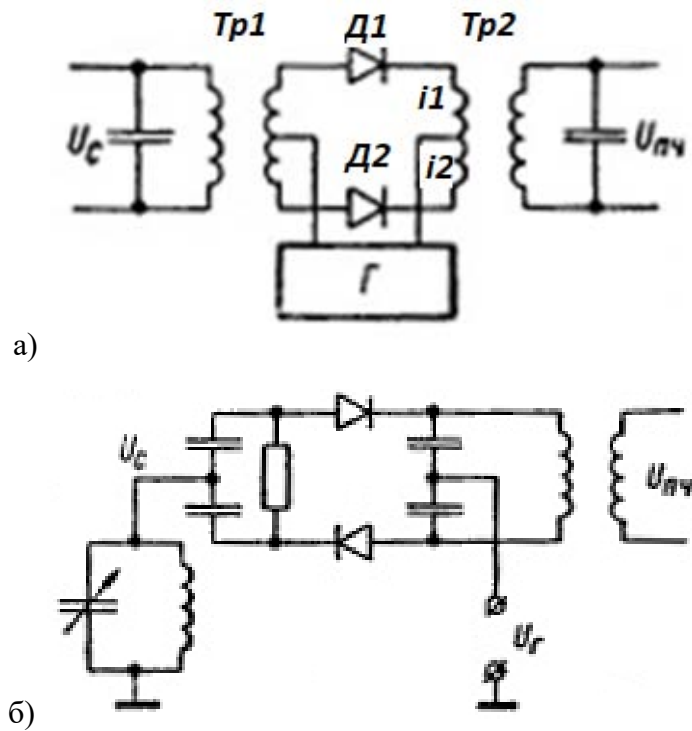


Рис.4.4. Балансные диодные преобразователи частоты

Другой вариант балансного преобразователя частоты представлен на рис. 4.4б. Характеристики такого преобразователя частоты близки к характеристикам преобразователя частоты по схеме на рис. 4.4а.

Схема кольцевого диодного преобразователя (являющимся по сути параллельным соединением двух балансных диодных преобразователей) представлена на рис. 4.5. В спектре выходного сигнала $U_{ПР}$ кольцевого преобразователя присутствуют комбинационные (разностные и суммарные) составляющие частоты принимаемого сигнала f_c и частоты гетеродина f_r , а также комбинационные (разностные и суммарные) составляющие только нечетных гармоник частоты принимаемого сигнала f_c и нечетных гармоник частоты гетеродина f_r . Это существенно облегчает подавление ненужных компонентов результатов преобразования и выделения сигналов промежуточной частоты.

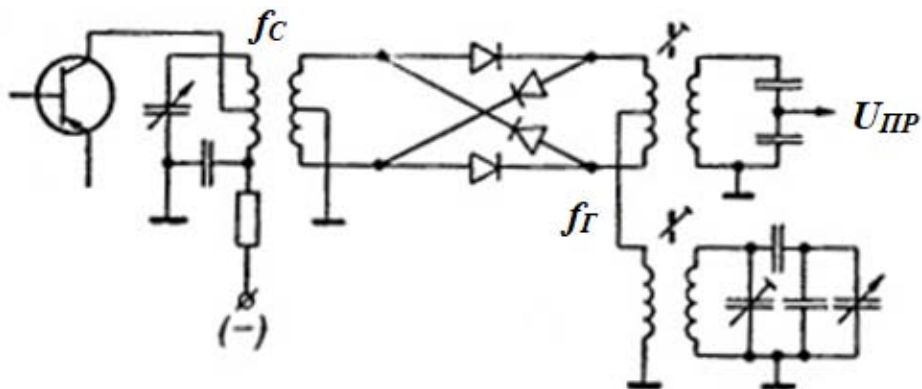


Рис.4.5. Диодный кольцевой преобразователь частоты

Транзисторные преобразователи частоты

Преобразователь частоты на биполярном транзисторе

Схема преобразователя частоты на биполярном транзисторе с внешним гетеродином представлена на рис.4.6.

Напряжение гетеродина U_G поступает в цепь эмиттера транзистора смесителя, и по отношению к гетеродину смеситель оказывается включенным по схеме с общей базой.

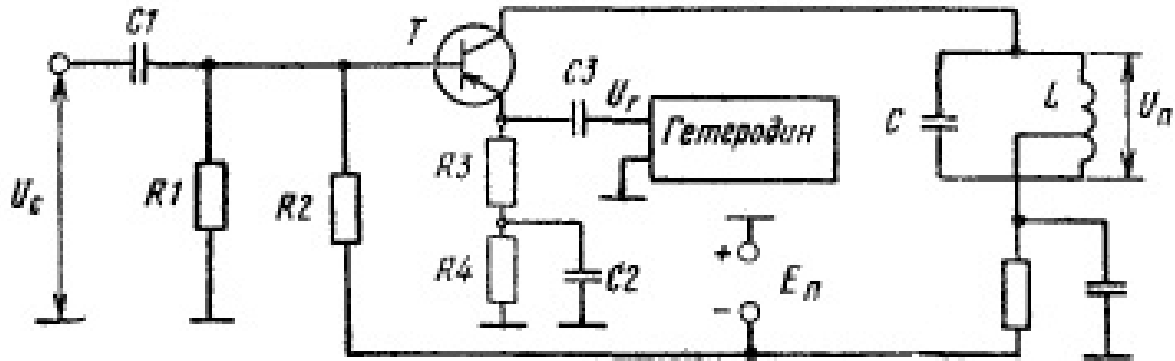


Рис. 4.6. Преобразователь частоты на биполярном транзисторе с внешним гетеродином

Сигнал U_C от входных цепей или выходного каскада УРЧ подается на базу биполярного транзистора смесителя, включенного по схеме с общим эмиттером (для входного сигнала).

Подача сигнала U_C и напряжения гетеродина на различные электроды ослабляет связь между их цепями и повышает стабильность частоты гетеродина. В цепь коллектора включен резонансный контур, настроенный на промежуточную частоту.

Вариант схемы преобразователя частоты, в котором источник сигнала и гетеродин включаются в цепь перехода база–эмиттер, показан на рис. 4.7. Напряжение промежуточной $U_{\text{пр}}$ частоты $f_{\text{пр}}$ выделяется резонансным контуром.

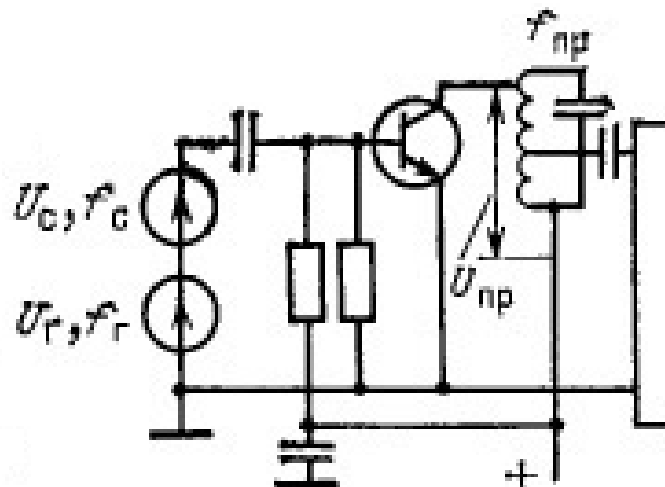


Рис. 4.7. Преобразователь частоты на биполярном транзисторе

В схеме на рис. 4.8 обеспечена более слабая связь между входом преобразователя частоты и гетеродином, поскольку напряжение U_C сигнала f_C поступает на базу транзистора смесителя, а напряжение гетеродина U_G с частотой f_G подается в эмиттерную цепь.

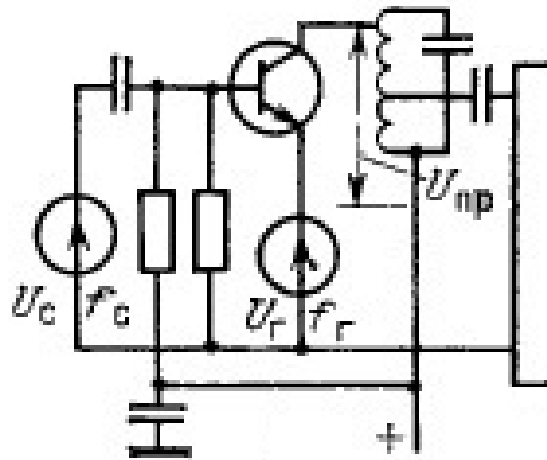


Рис.4.8. Вариант схемы преобразователя частоты на биполярном транзисторе

Преобразователь частоты на полевом транзисторе

Рассмотрим некоторые варианты реализуемых на базе одного однозатворного полевого транзистора схем преобразователей частоты с внешним гетеродином.

Напряжения сигнала и гетеродина могут подаваться на разные электроды. Напряжение гетеродина U_G в схеме на рис. 4.9 поступает в цепь истока транзистора смесителя, и по отношению к гетеродину смеситель оказывается включенным по схеме с общим затвором.

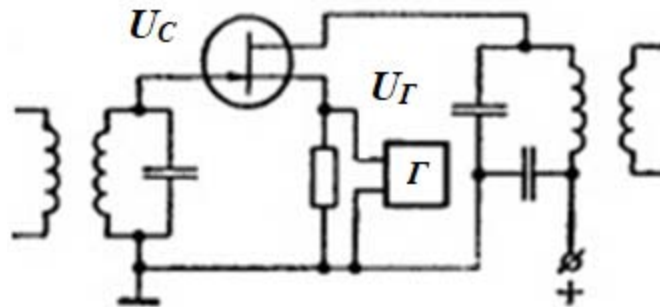


Рис. 4.9. Преобразователь частоты на однозатворном полевом транзисторе

Сигнал U_C от входных цепей или выходного каскада УРЧ подается на затвор полевого транзистора смесителя, включенного по схеме с общим истоком (для входного сигнала).

В другом варианте построения преобразователя частоты (рис. 4.10) напряжения сигнала U_C и гетеродина U_G подаётся в обратном порядке.

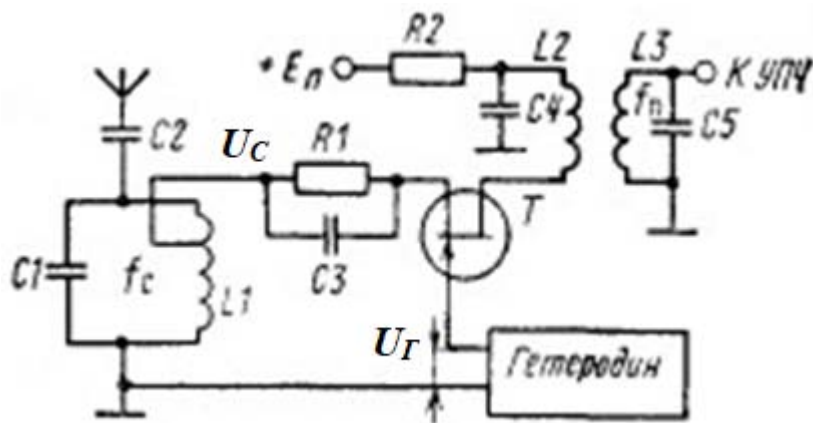


Рис. 4.10. Преобразователь частоты на однозатворном полевом транзисторе

При необходимости значительно усилить развязку между входными цепями и гетеродином, расширить динамический диапазон и обеспечить относительно малый уровень собственных шумов целесообразно применять двухзатворные полевые транзисторы (рис. 4.11). Напряжения принимаемого сигнала U_C и гетеродина U_G при этом подаются на разные затворы (двухзатворный смеситель). Рис. 4.11а поясняет принцип организации такого преобразователя частоты, а на рис. 4.11б представлен вариант схемной реализации применения двухзатворного полевого транзистора.

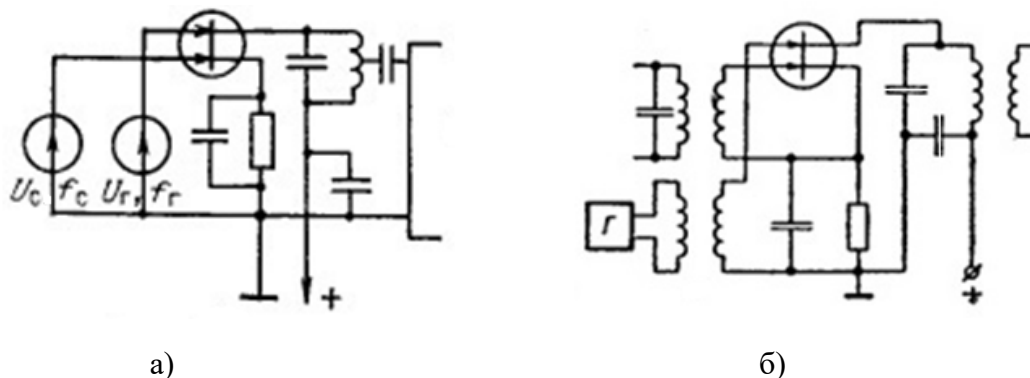


Рис.34. Преобразователь частоты на двухзатворном полевом транзисторе

Преобразователь частоты со смесителем может быть реализован на основе применения двух полевых транзисторах (рис. 4.12). Напряжения подаются на управляющие электроды двух транзисторов, соединенных последовательно. Такое включение позволяет обеспечить очень высокую степень развязки входных цепей и гетеродина. Рис. 4.12а поясняет принцип организации такого преобразователя частоты, а на рис. 4.12б представлен другой возможный вариант применения двухзатворного полевого транзистора в преобразователе. [10,12]

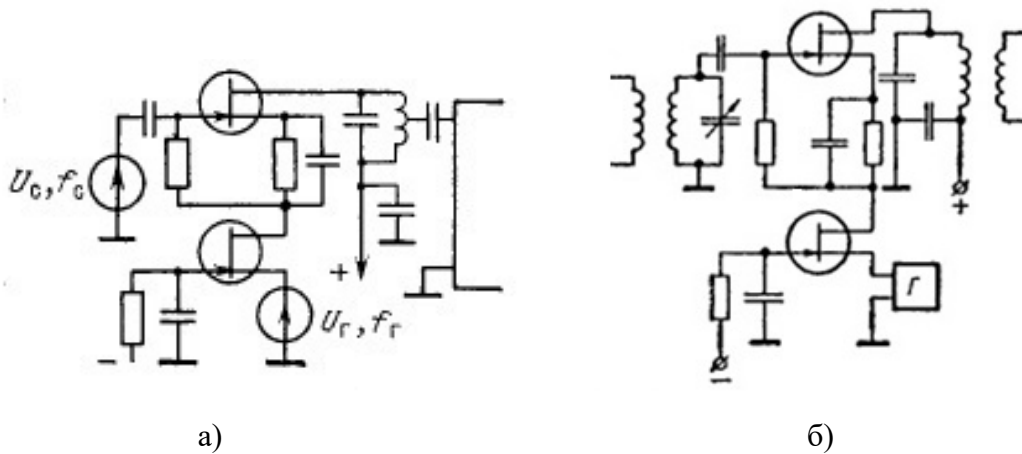


Рис.4.12. Преобразователь частоты на двух последовательно соединенных однозатворных полевых транзисторах

Построение преобразователя частоты на основе последовательного соединения двух полевых транзисторов может быть выполнено и по схеме, представленной на рис. 4.13.

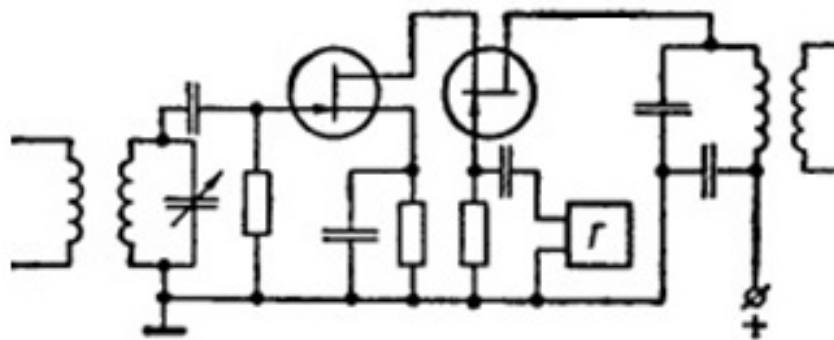


Рис. 4.13. Преобразователь частоты на двух последовательно соединенных однозатворных полевых транзисторах

Балансный преобразователь частоты

На основе дифференциального усилителя может быть построен балансный преобразователь частоты, схема которого представлена на рис. 4.14 [9]. Коллекторное напряжение на транзисторы VT_1 и VT_2 подается через среднюю точку катушки индуктивности контура, настроенного на частоту $f_{пр}$. Входной контур, настроенный на частоту преобразуемого сигнала f_c , включен между базами транзисторов VT_1 и VT_2 , поэтому преобразуемое напряжение на этих транзисторах оказывается в противофазе. Напряжение гетеродина с частотой f_g , поданное на базу транзистора VT_3 , действует на базы транзисторов VT_1 и VT_2 с одинаковой фазой. Уменьшение или увеличение тока VT_3 влечет соответствующее изменение токов VT_1 и VT_2 , а, следовательно, и их крутизны с частотой гетеродина. Поэтому при одновременном действии напряжения сигнала будет происходить преобразование частоты.

Существуют и другие варианты балансных преобразователей. Общий принцип их действия состоит в том, что из напряжений сигнала и гетеродина одно приложено в обоих плечах синфазно, а второе – противофазно. В частности, в варианте на рис. 4.15 входы для напряжений преобразуемого сигнала и от гетеродина поменяны местами.

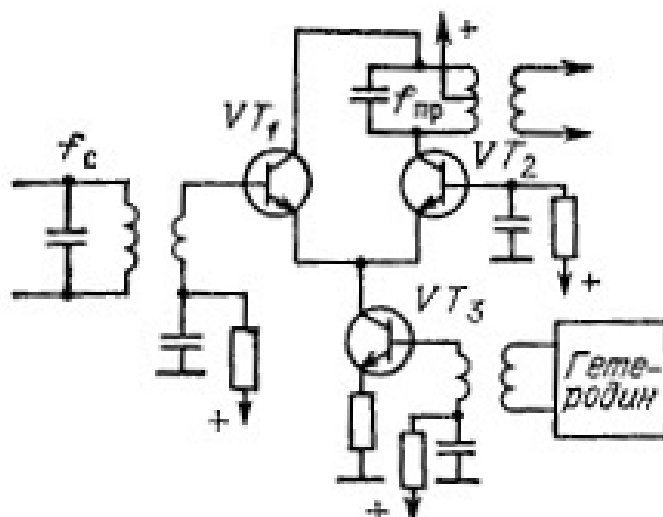


Рис. 4.14. Балансный преобразователь частоты с синфазной подачей напряжения гетеродина

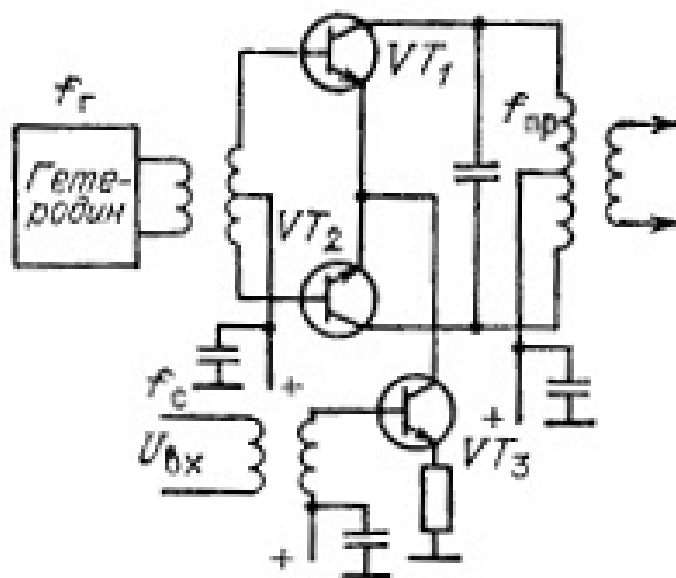


Рис. 4.15. Балансный преобразователь частоты с синфазной подачей напряжения входного сигнала

Цепи подключения напряжения принимаемого сигнала и напряжение гетеродина могут быть сделаны балансными и со стороны входа преобразователя частоты и для сигнала, и для гетеродина. Схема преобразователя частоты с двойным балансом изображена на рис. 4.16.

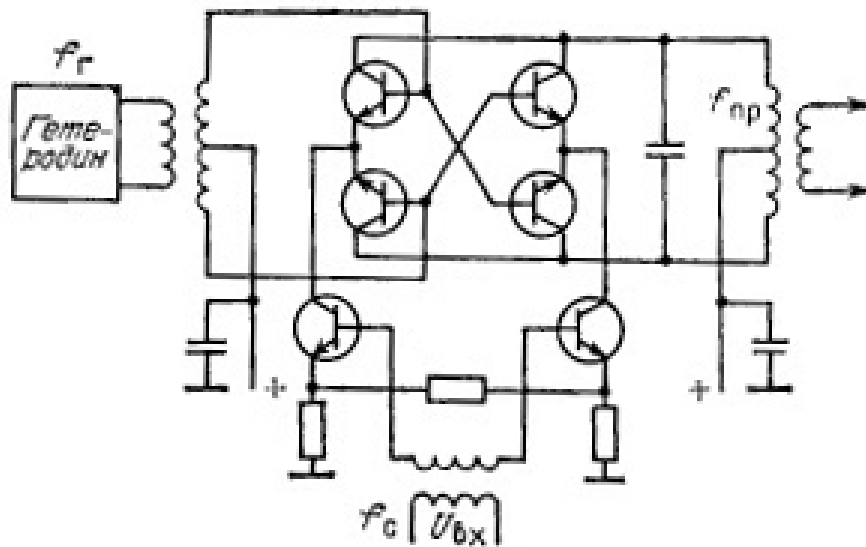


Рис.4.16. Схема преобразователя частоты с двойным балансом

Преобразователь частоты с внутренним гетеродином может быть реализован на основе применения микросхемы дифференциального усилителя (рис. 4.17) [11].

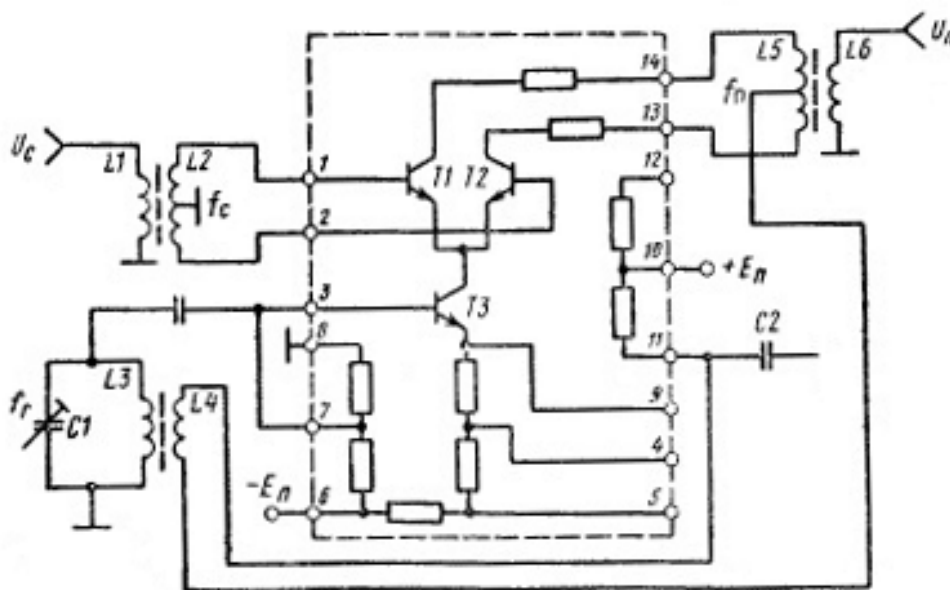


Рис. 4.17. Преобразователь частоты на основе микросхемы

Сигнал подается между базами интегральной пары T_1 - T_2 и снимается с нагрузки, включенной между коллекторами. Гетеродин собран на транзисторе T_3 . Транзисторы T_1 и T_2 , коллекторные цепи которых являются нагрузкой гетеродина, возбуждаются сигналом в противофазе, а гетеродином - в фазе. При условии симметрии схемы напряжение гетеродина в выходной обмотке трансформатора ПЧ отсутствует. При этом же условии в цепи средней точки отсутствуют токи сигнала и промежуточной частоты, что

устраняет возможность срыва колебаний гетеродина. Глубокая отрицательная обратная связь, создаваемая транзистором $T3$ в цепях базы дифференциального каскада, практически устраняет напряжение гетеродина на базах, улучшая линейность смесителя и уменьшая паразитное излучение гетеродина.

Схема с отдельным гетеродином

Преобразователь частоты может быть построен по отдельной схеме [15], в которой преобразователь и гетеродин реализованы в отдельных каскадах на независимых полупроводниковых элементах (рис. 4.18). Напряжение сигнала f_C поступает от усилителя высокой частоты на базу смесителя. В эмиттерную цепь смесителя от контура гетеродина через конденсатор C_p поступает напряжение с частотой гетеродина f_H . Гетеродин собран по схеме с индуктивно-емкостной обратной связью. Напряжения с частотами f_C и f_H смешиваются, и в коллекторной цепи выделяется разностная (промежуточная) частота, на которую настроен нагрузочный контур смесителя LC . Затем напряжение промежуточной частоты подается на усилитель промежуточной частоты для дальнейшего усиления. Однако эта схема склонна к самовозбуждению при работе с частотами сигнала f_C , близкими к промежуточной f_H .

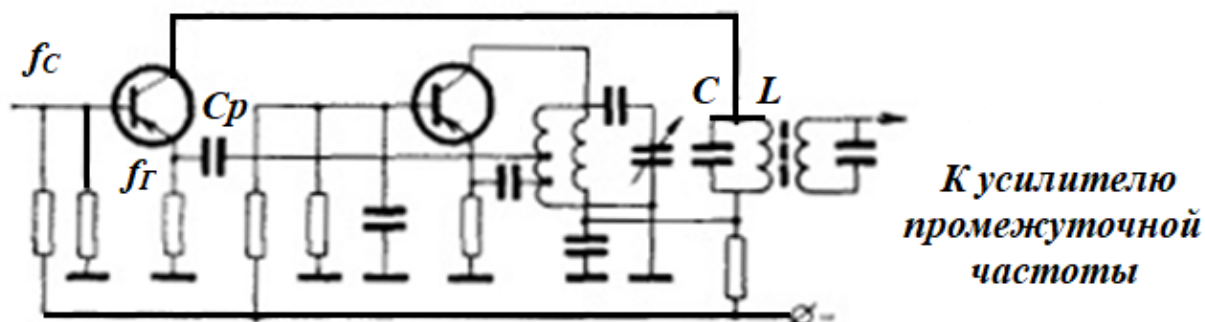


Рис.4.18. Преобразователь частоты с отдельным гетеродином

Схемы с совмещенным гетеродином

Чаще применяется схема с совмещенным гетеродином (рис. 4.19).

Напряжение с частотой сигнала f_C через катушку L_{CB} подается на базу преобразователя.

Напряжение гетеродина с частотой f_H также подается на базу транзистора преобразователя, и, таким образом, происходит преобразование частоты. В результате преобразования в коллекторной нагрузке выделяется напряжение промежуточной частоты f_{HP} , которое через катушку L поступает на усилитель промежуточной частоты.

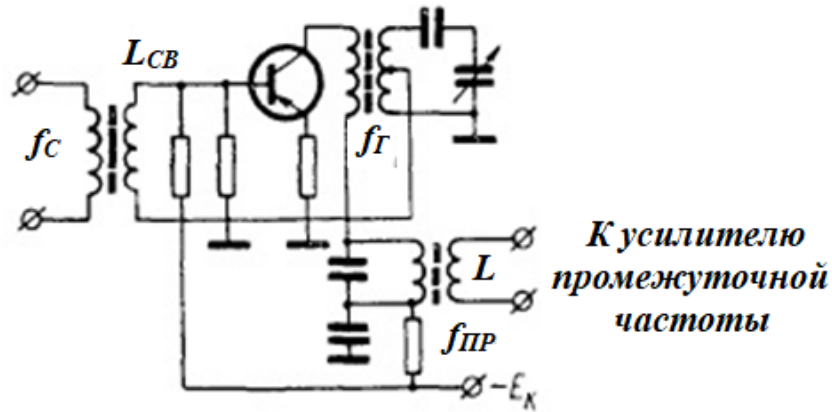
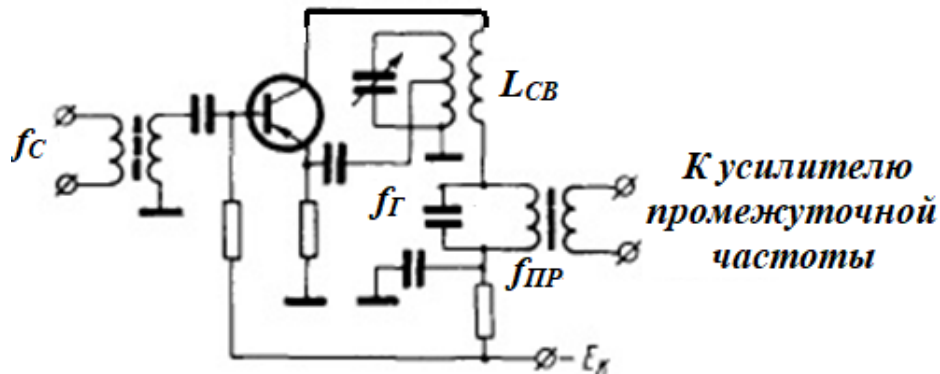
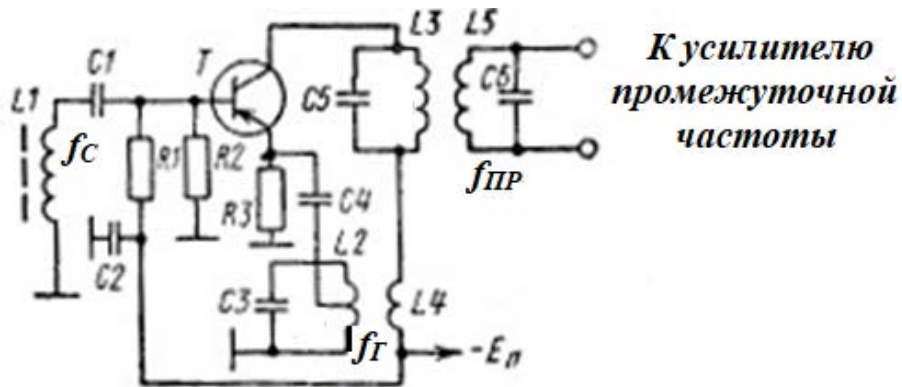


Рис. 4.19. Преобразователь частоты с совмещенным гетеродином

Схема с совмещенным гетеродином может быть реализована и несколько иначе (рис. 4.20а).



а)



б)

Рис. 4.20. Преобразователи частоты с совмещенным гетеродином

Напряжение с частотой сигнала f_c в этой схеме поступает на базу, а напряжение с частотой гетеродина f_Γ – на эмиттер. Катушка обратной связи L_{CB} включена в цепь коллектора, последовательно с ней соединен колебательный контур промежуточной частоты. Порядок соединения колебательных контуров может быть и противоположным (рис. 4.20б).

Внутренний генератор – гетеродин

Гетеродин – автогенератор, предназначенный для создания колебаний высокой стабильности по частоте и по амплитуде. Он является неотъемлемой составной частью преобразователя частоты супергетеродинного радиоприемника [15].

Принципиально гетеродин может быть построен по схеме с индуктивной, емкостной или автотрансформаторной обратной связью.

Частота гетеродина выбирается выше, чем частота сигнала. Гетеродин приемника формирует вспомогательное гармоническое напряжение, необходимое для преобразования частоты. Основными требованиями, предъявляемыми к гетеродину, являются:

- обеспечение необходимого значения рабочей частоты и перестройки ее в заданном диапазоне;
- стабильность частоты генерируемых колебаний;
- обеспечение необходимой амплитуды выходного напряжения и ее постоянство;
- минимальный уровень гармоник выходного напряжения.

Простейшие гетеродины представляют собой однокаскадные генераторы с самовозбуждением на транзисторах (рис. 4.21– 4.23).

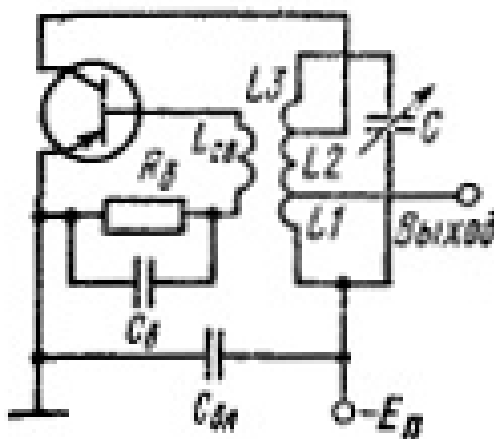


Рис. 4.21. Гетеродин с трансформаторной обратной связью

В определенном диапазоне высоких частот в составе гетеродина роль контурного конденсатора может играть варикап (рис. 4.24). Такая замена позволяет осуществить электронную стабилизацию частоты работы гетеродина и, тем самым, повысить стабильность его работы.

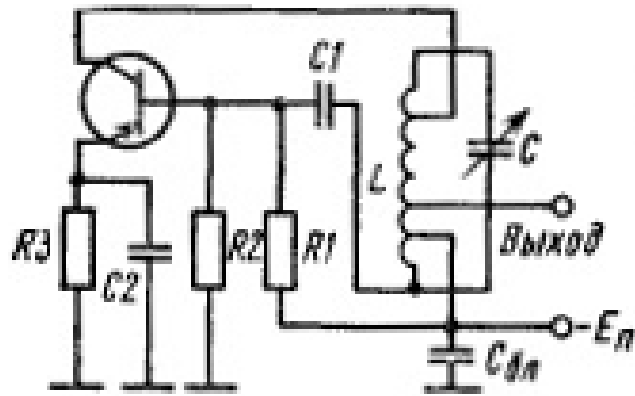


Рис. 4.22. Гетеродин с автотрансформаторной обратной связью

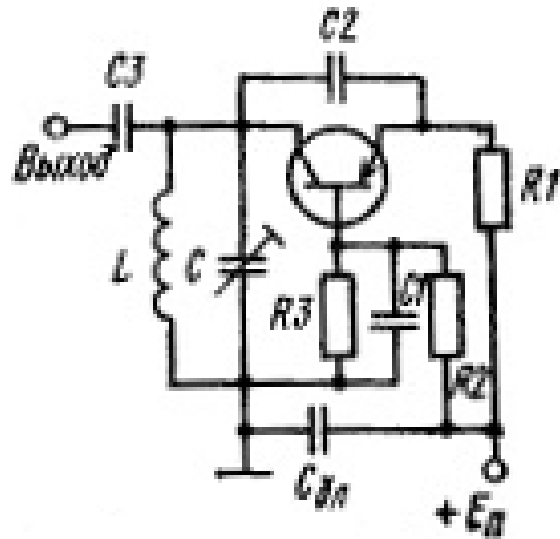


Рис. 4.23. Гетеродин с емкостной обратной связью

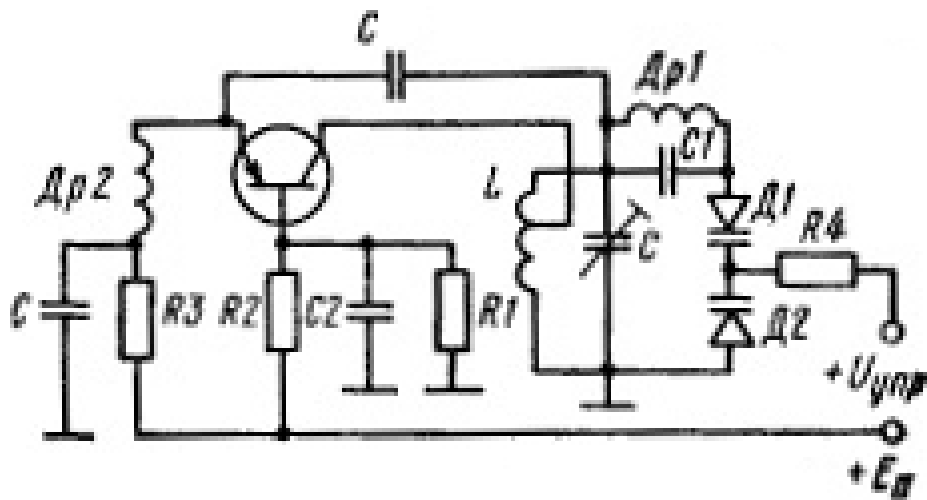
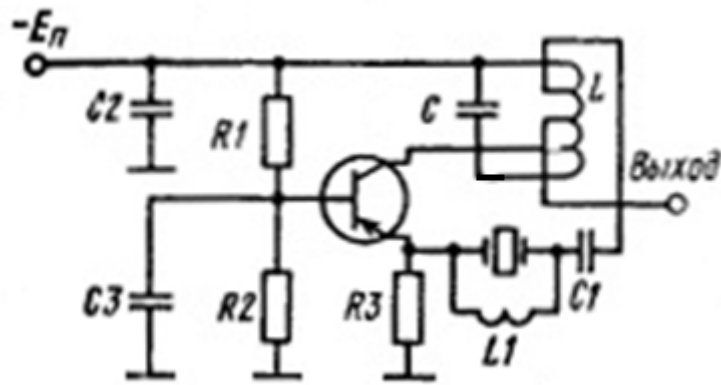
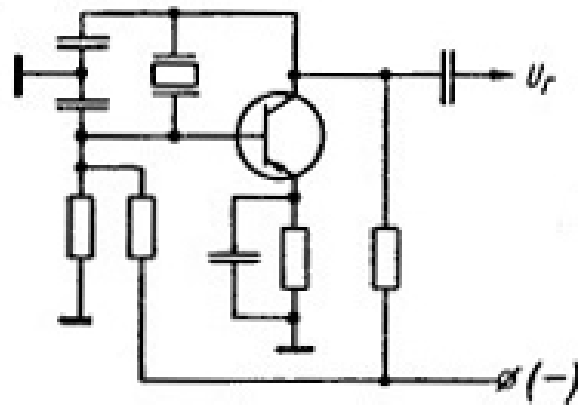


Рис. 4.24. Гетеродин с электронной настройкой частоты



а)



б)

Рис.4.25. Гетеродины с кварцевой стабилизацией частоты

Стабильность работы гетеродина может быть повышена путем применения кварцевых резонаторов, включаемых в цепь обратной связи (рис. 4.25 а, б).

Контрольные вопросы

- Что такое преобразование частоты? Для чего применяются «преобразователи частоты в приемниках?
- Какие контуры используются в преобразователях частоты?
- В чем заключаются преимущества и недостатки совмещенных и отдельных преобразователей частоты?
- Нарисуйте схему гетеродина с обратной индуктивной связью. Как работает эта схема?
- Для чего применяется двойное преобразование частоты?
- Охарактеризуйте побочные каналы приема. Меры борьбы с этими каналами.

5. Усилители промежуточной частоты (УПЧ)

Назначение УПЧ

Резонансный усилитель – это усилитель, в качестве нагрузки которого используется колебательный контур. В схеме резонансного усилителя с общим эмиттером (рис. 5.1) в качестве коллекторной нагрузки используется параллельный колебательный контур.

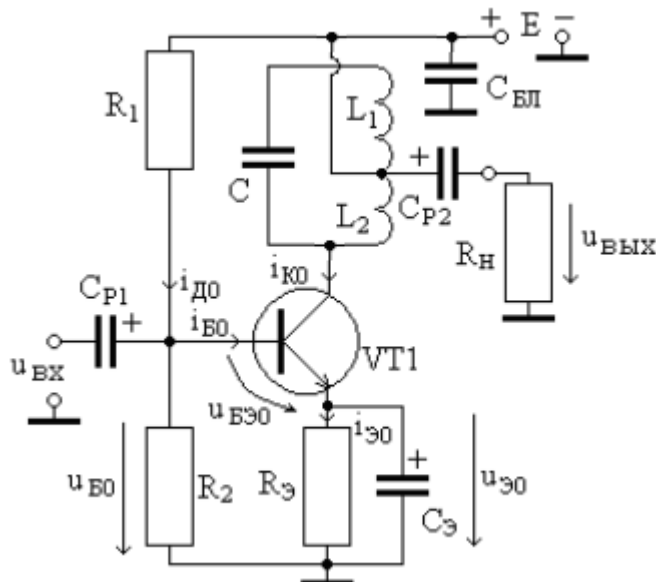


Рис.5.1. Резонансный усилитель по схеме с общим эмиттером

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) является резонансным (чаще всего многокаскадным) усилителем, в середине полосы пропускания которого находится значение промежуточной частоты супергетеродинного приемника. УПЧ обеспечивает основное усиление и селективность по соседнему каналу. Коэффициент усиления УПЧ имеет порядок 10^4 – 10^6 . УПЧ входит в тракт промежуточной частоты супергетеродинного приемника.

Тракт промежуточной частоты (рис. 5.2) радиоприемника включает в себя часть схемы приемника от входа первого преобразователя частоты до входа детектора.

Тракт промежуточной частоты должен обеспечивать преобразование различной принимаемой частоты сигнала (в соответствии с частотой настройки приемника) к постоянной основной промежуточной частоте, на которой осуществляются выполнение требований основного усиления и основной избирательности сигнала по соседним каналам приема.

В некоторых профессиональных приемниках тракт промежуточной частоты может являться составной частью общей системы стабилизации частоты.

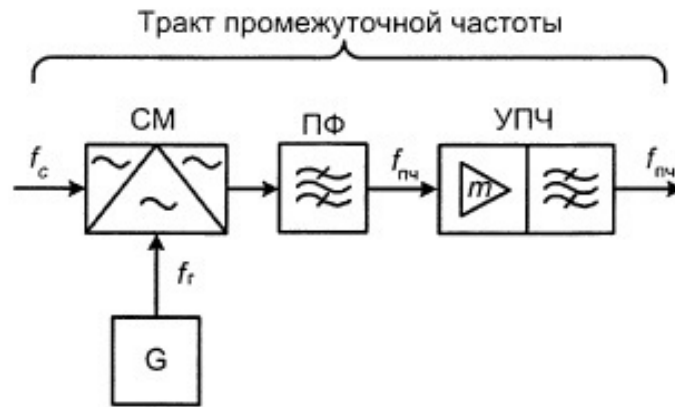


Рис.5.2. Структурная схема тракта промежуточной частоты

УПЧ, входящий в тракт промежуточной частоты, выполняет следующие функции:

- основное усиление, обеспечивающее нормальный режим работы детектора и реализацию возможностей приемника по чувствительности. Как правило, это усиление реализуется с помощью многокаскадного усилителя, охваченного системами автоматической и ручной регулировок усиления;
- основная избирательность по соседним каналам приема. Полоса пропускания и прямоугольность характеристики избирательности приемника определяются в основном полосой пропускания и прямоугольностью характеристики избирательности тракта основной промежуточной частоты. Если приемник рассчитан для приема сигналов с разной шириной спектра, то в тракте основной промежуточной частоты реализуется регулировка полосы пропускания.

Для профессиональных приемников ДВ, СВ и КВ диапазонов 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 вещательных приемников ДВ, СВ и КВ диапазонов установлены стандартные номиналы промежуточных частот: 110 или 465 кГц.

Для приемников метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов рекомендованы следующие значения промежуточной частоты: 10, 23, 30, 70, 120, 140, 300 МГц.

Для обеспечения высокой избирательности по соседним каналам приёма УПЧ должны иметь близкую по форме к прямоугольной **амплитудно-частотную характеристику**. Частотная избирательность УПЧ определяется крутизной скатов его амплитудно-частотной характеристики: чем они круче, тем лучше избирательность.

К важнейшим характеристикам УПЧ также следует отнести **полосу пропускания** и связанный с ней коэффициент прямоугольности АЧХ УПЧ.

Полосой пропускания УПЧ (рис. 5.3) называется полоса частот, в пределах которой коэффициент усиления K уменьшается не более до уровня $0,707 K_{max}$.

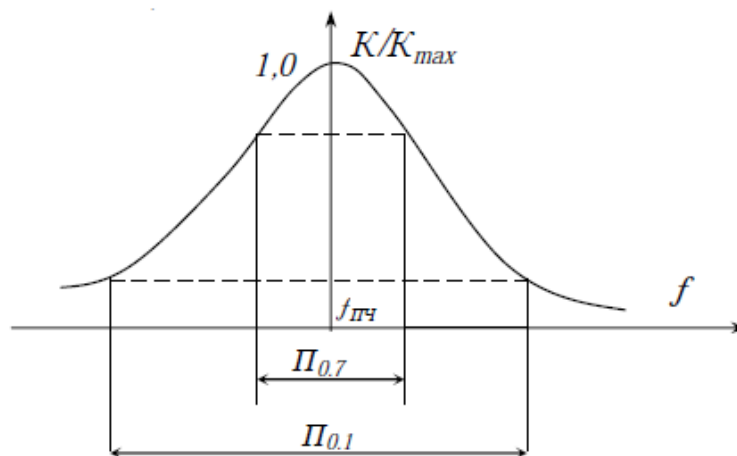


Рис. 5.3. Полоса пропускания УПЧ

В зависимости от формы и ширины необходимой полосы пропускания УПЧ строятся по одноконтурной или двухконтурной схеме, УПЧ с взаимно расстроенными контурами в каждом каскаде, УПЧ с фильтром сосредоточенной селекции, УПЧ с фильтром на поверхностных акустических волнах и др.

По режиму работы каскадов УПЧ различают усилители в режиме максимального усиления и в режиме фиксированного усиления. Первый режим применяют тогда, когда внутренняя обратная связь не оказывает заметного влияния на характеристики УПЧ и когда возможное избыточное усиление не превышает допустимой нормы. Второй режим используют, когда величина коэффициента усиления ограничена либо из соображений устойчивости, либо из-за недопустимости большого избыточного усиления.

По способу включения транзисторов УПЧ можно классифицировать на усилители с общим эмиттером и с каскодным соединением двух транзисторов. Основным способом включения транзисторов в УПЧ является схема с общим эмиттером, обладающая из-за большей величины входного сопротивления большими, чем схема с общей базой, усилительными возможностями.

Рассмотрим далее несколько вариантов построения УПЧ.

Одноконтурный вариант УПЧ

В одноконтурном усилителе все контуры настраиваются либо на выбранное значение промежуточной частоты (рис. 5.4, 5.5), либо на относительно небольшую взаимную расстройку резонансных контуров (от значения промежуточной частоты) для расширения полосы пропускания усилителя (УПЧ с каскадами, настроенными на три частоты – см. ниже).

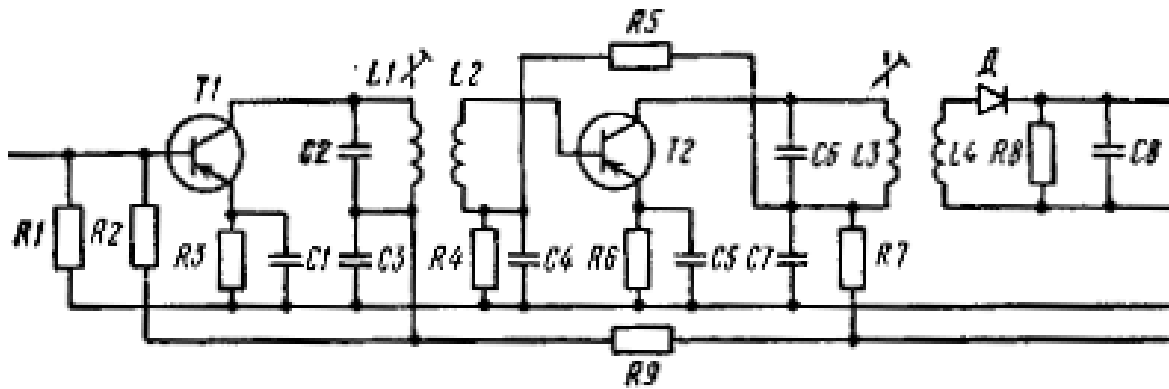


Рис.5.4. Двухкаскадный одноконтурный УПЧ по схеме с общим эмиттером

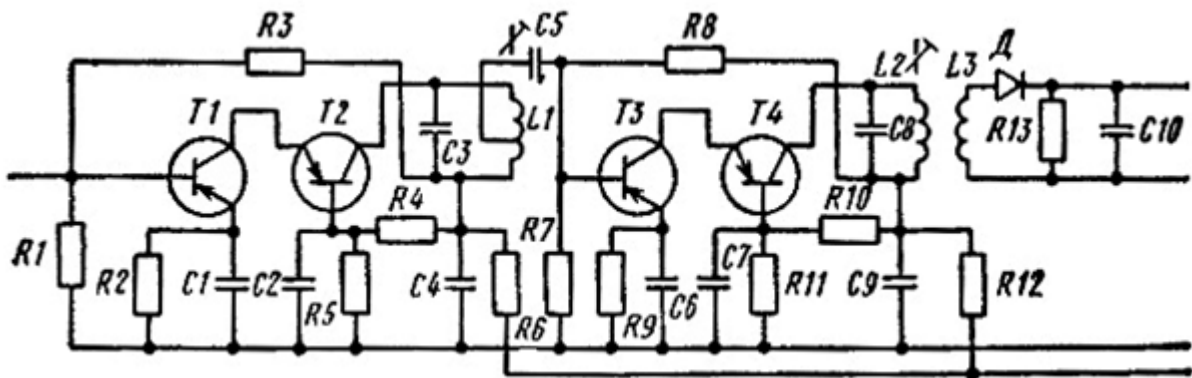


Рис.5.5. Двухкаскадный каскодный одноконтурный УПЧ

Двухконтурный вариант УПЧ

В двухконтурных усилителях (рис. 5.6) избирательность обеспечивается полосовым фильтром, образованным системой двух связанных контуров. В ряде случаев находят применение усилители с чередующимися одноконтурными и двухконтурными каскадами (смешанная схема).

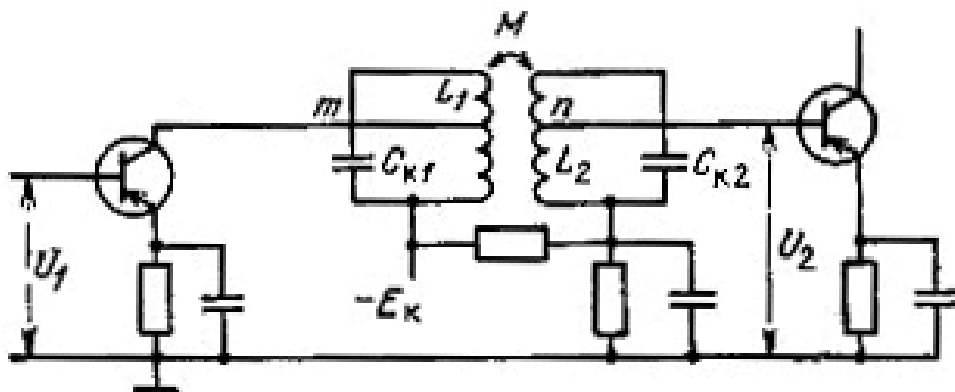


Рис. 5.6. Однокаскадный двухконтурный УПЧ с индуктивной связью между контурами

Наиболее распространены индуктивная связь (рис. 5.7) и внешнеемкостная связи (рис. 5.8) между контурами. Связь контуров с

усилительными приборами обычно бывает автотрансформаторная или с помощью емкостного делителя.

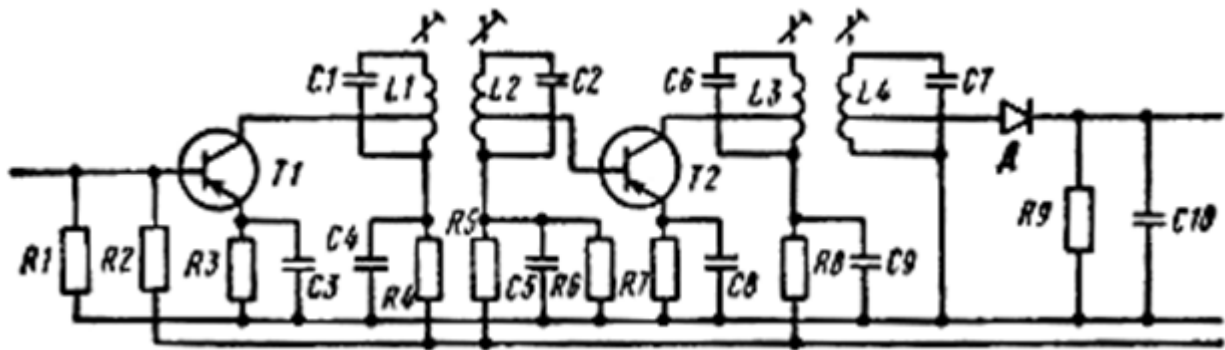


Рис.5.7. Двухкаскадный двухконтурный УПЧ с индуктивной связью между контурами

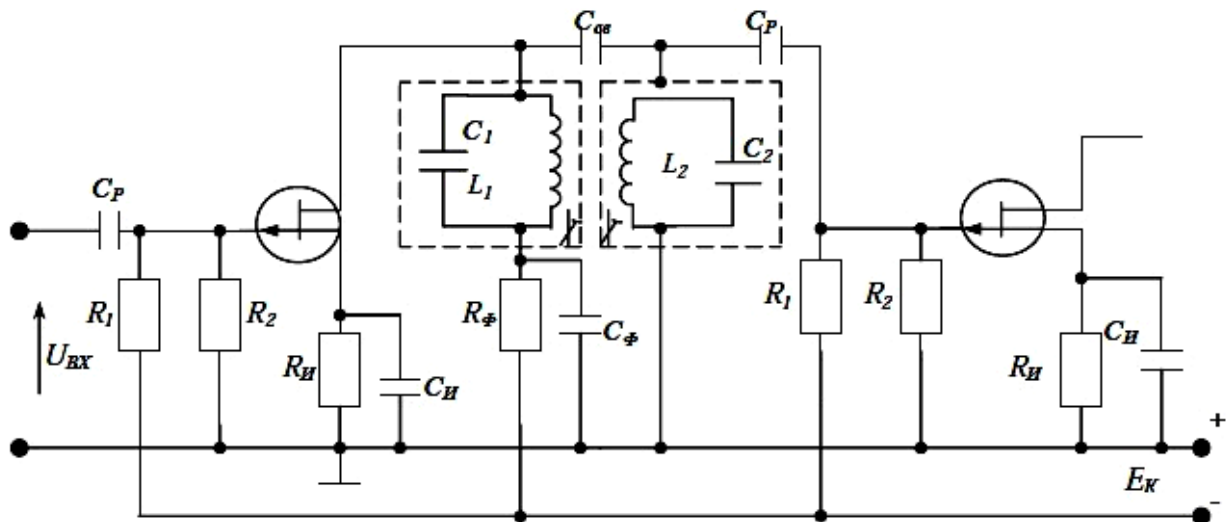


Рис.5.8. Однокаскадный двухконтурный УПЧ на полевых транзисторах с емкостной связью между контурами

Помимо активных элементов и колебательных контуров, в схемы каскадов УПЧ входят радиоэлементы (резисторы и конденсаторы), предназначенные для обеспечения требуемых параметров рабочей точки транзисторов, поддержания температурной стабилизации работы транзисторных каскадов, устранения цепей паразитной прямой и обратной связей, обеспечения гальванической развязки между каскадами УПЧ.

Структуры УПЧ

УПЧ с распределенным усилением

В радиоприёмных устройствах СВЧ диапазона радиолокационных, радиорелейных и спутниковых систем связи часто возникает необходимость в обеспечении усиления в тракте промежуточной частоты до 120 дБ при полосе пропускания до десятков мегагерц. Такое усиление в широкой полосе возможно в многокаскадных УПЧ, когда каскады разбиваются на группы.

Каждая группа может содержать два, три, четыре и более одноконтурных каскадов, расстроенных друг относительно друга и настроенных на различные частоты спектра усиливаемого сигнала. Количество усилителей в группе определяется требуемой полосой пропускания УПЧ, а количество групп – требуемым коэффициентом усиления [13].

Процедура формирования АХЧ УПЧ с парами взаимно расстроенных одноконтурных каскадов приведена на рис. 5.9.

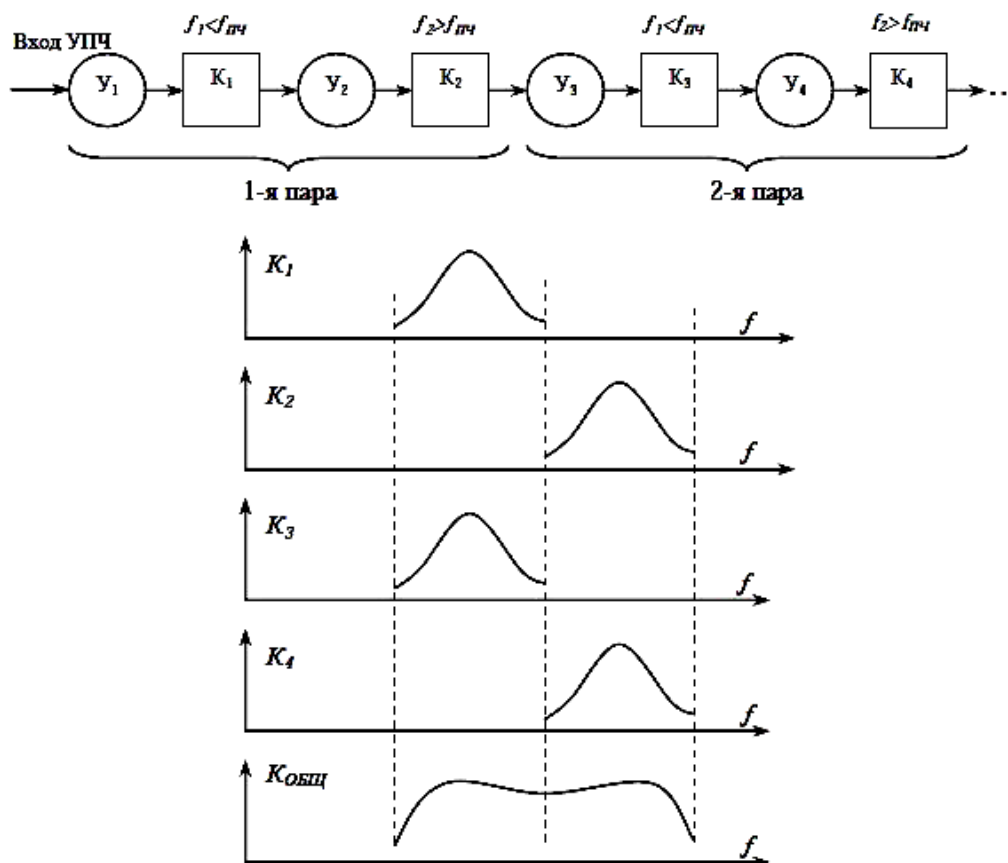


Рис. 5.9. Структура УПЧ с парами взаимно расстроенных одноконтурных каскадов

Процедура формирования АХЧ УПЧ с тройками взаимно расстроенных одноконтурных каскадов приведена на рис. 5.10.

УПЧ с фильтром сосредоточенной селекции

УПЧ может быть успешно построен на базе применения фильтра сосредоточенной селекции (фильтра сосредоточенной избирательности).

Фильтры сосредоточенной селекции (ФСС) служат для получения высокой селективности и одновременно хорошей равномерности усиления в заданной полосе пропускания. Их применение особенно целесообразно, если в УПЧ используются активные элементы в интегральном исполнении, обеспечивающие значительное усиление.

Параметрами ФСС в основном определяется частотная характеристика всего тракта промежуточной частоты. Если требуются дополнительные каскады, то их полосу пропускания делают более широкой, чем у ФСС, чтобы не ухудшить частотную характеристику всего тракта промежуточной частоты.

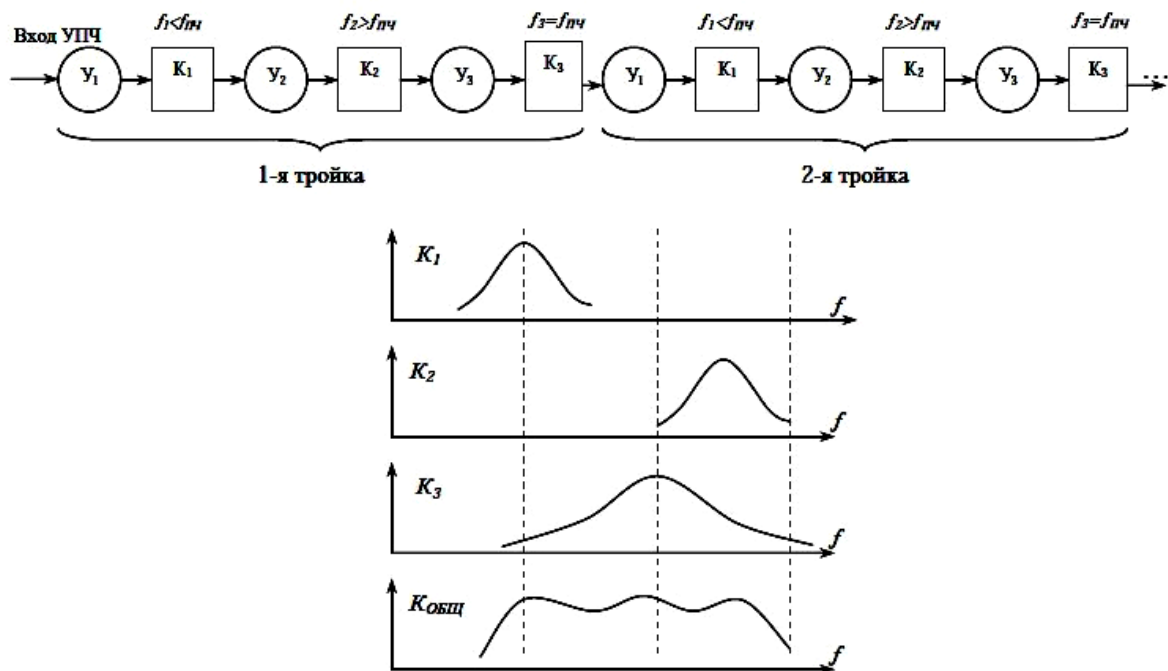


Рис. 5.10. Структура УПЧ с тройками взаимно расстроенных одноконтурных каскадов

Сосредоточение селективности в одном каскаде обеспечивает большую устойчивость работы всего УПЧ и обеспечивает лучшую стабильность формы частотной характеристики тракта при изменении температуры и режима питания.

Большое распространение в радиоприемных устройствах получили фильтры, образованные каскадным включением звеньев, представленных на рис. 5.11. Фильтры сосредоточенной селекции представляют собой последовательное соединение (обычно до четырёх) таких звеньев.

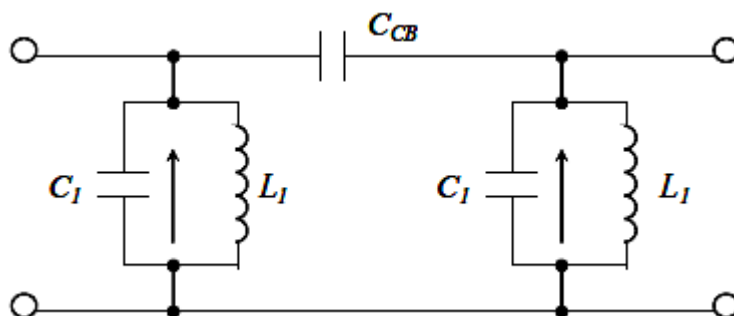


Рис.5.11. Элементарное звено фильтра сосредоточенной селекции (фильтра сосредоточенной избирательности).

Схема одного каскада, выполненного на базе трехзвенного ФСС усилителя промежуточной частоты, представлена на рис.5.12.

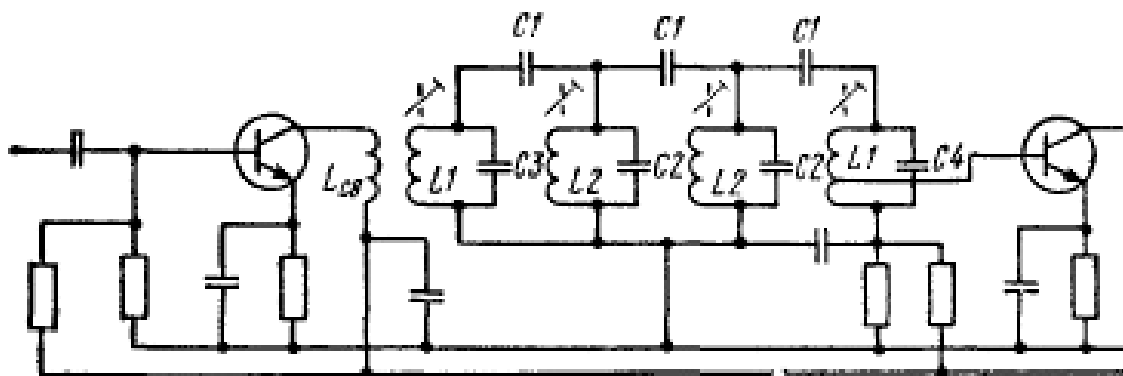


Рис.5.12. Принципиальная схема каскада УПЧ с трехзвенным фильтром сосредоточенной селекции

В настоящее время в профессиональных приёмниках всё более широкое применение находят электромеханические и пьезокерамические фильтры, имеющие явное преимущество перед LC фильтрами. Они имеют высокую избирательность, хорошую стабильность и малые габариты. В диапазонах метровых и дециметровых волн применяются фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) (рис.5.13) [9].

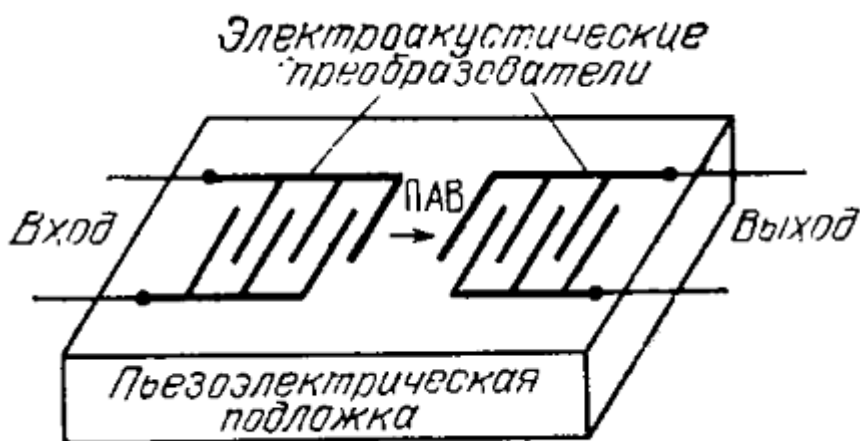


Рис.5.13. Фильтр на поверхностных акустических волнах (ПАВ)

Контрольные вопросы

- Назначение и функции, выполняемые усилителем промежуточной частоты в супергетеродинном приемнике.
- Основные характеристики УПЧ.
- Причины возникновения интермодуляции в УПЧ.
- Способы регулировки усиления в УПЧ.
- Распределение усиления и частотной избирательности между каскадами УПЧ. Сосредоточенная и рассредоточенная частотная селективность.
- Назначение и функции фильтра сосредоточенной селекции (фильтра сосредоточенной избирательности).

6. Детекторы радиосигналов

Назначение детектора

Детектор – это каскад радиоприёмного устройства, в котором производится преобразование входного высокочастотного модулированного радиосигнала или сигнала промежуточной частоты в низкочастотный сигнал, изменяющийся по закону первичного низкочастотного модулирующего сигнала, т.е. детектор – это каскад радиоприемника, который создает ток (или напряжение) модулирующей частоты.

Детекторы преобразуют принимаемые модулированные сигналы в напряжение, соответствующее передаваемому сообщению путем преобразования спектра принимаемого сигнала из области верхних частот (радиодиапазона) в область нижних частот (спектра звуковых сигналов, сигналов изображения или сигналов дистанционного управления). В зависимости от вида модуляции различают амплитудные, частотные и фазовые детекторы.

Амплитудное детектирование возможно при помощи нелинейных цепей или синхронных детекторов. Детекторы с нелинейными элементами как более простые получили преимущественное применение.

В качестве нелинейного элемента детектора используется либо диод, либо усилительный прибор (транзистор, интегральный модуль). Наибольшее применение имеют диодные детекторы, позволяющие сформировать сигнал в большом диапазоне уровней и относительно небольшими искажениями.

Амплитудный детектор

Идеальное (чисто теоретическое) амплитудно-модулированное колебание (рис. 6.1) содержит в своем составе только несущую составляющую f_n и один модулирующий тон F . Спектр такого колебания (рис. 6.1.) состоит из трех компонентов:

- несущего колебания f_n ,
- комбинационные частоты f_n+F и f_n-F .

Поскольку в составе спектра отсутствует модулирующая составляющая с частотой F , с помощью *ЛИНЕЙНОЙ* обработки выделить её не представляется возможным.

Для того чтобы сформировать сигнал, в составе спектра которого появилась бы составляющая с частотой F , необходимо выполнить *НЕЛИНЕЙНОЕ* преобразование сигнала с помощью нелинейного элемента. В качестве такого элемента (НЭ) используется диод с односторонней проводимостью. В результате нелинейного преобразования амплитудно-модулированное колебание преобразуется в однополярный (в первом приближении импульсный) высокочастотный сигнал с огибающей колебаний, пропорциональной модулирующему сигналу (рис. 6.1).

В спектре преобразованного сигнала имеются постоянная составляющая и составляющая модулирующего тона F . Они выделяются посредством применения фильтра нижних частот.

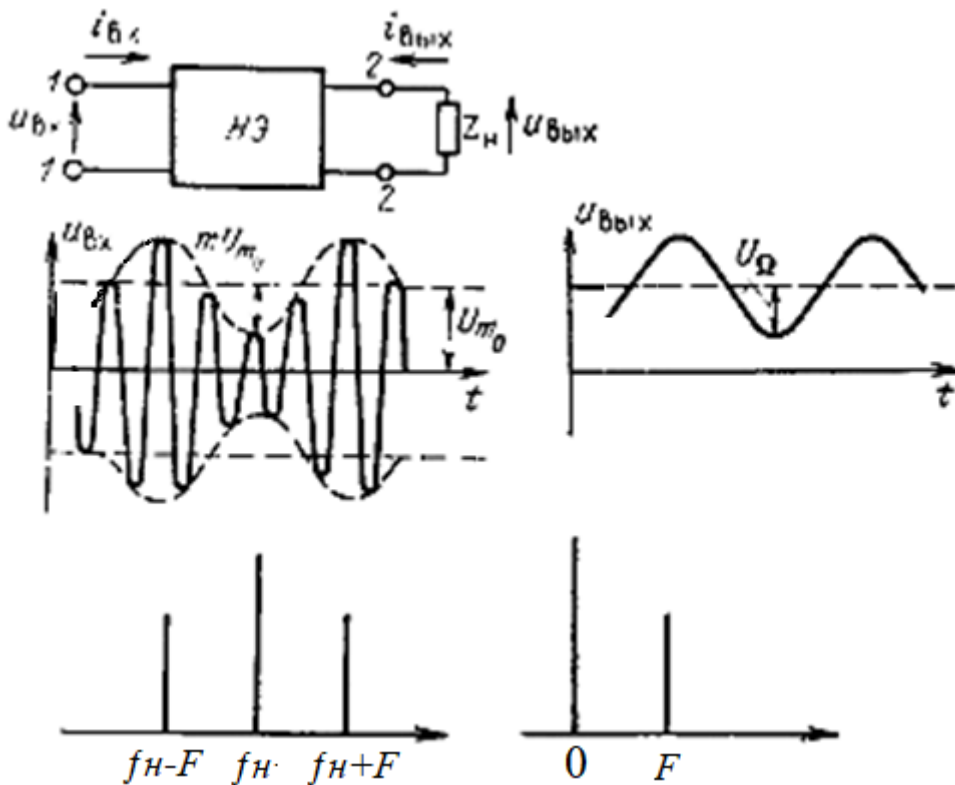


Рис.6.1 Принципы амплитудного детектирования

Существуют две схемы амплитудных детекторов, выполненных на основе применения нелинейного элемента: последовательная и параллельная.

Последовательная схема амплитудного детектора.

В последовательной схеме (рис. 6.2) источник амплитудно-модулированного колебания, нелинейный элемент и нагрузка включены последовательно.

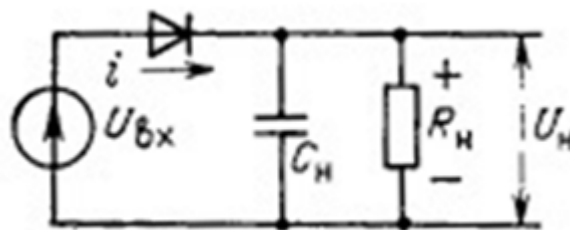


Рис. 6.2 Последовательная схема амплитудного детектора

При положительном полупериоде (диод открыт) напряжения ВЧ колебаний конденсатор C_H быстро заряжается до амплитудного значения через малое сопротивление открытого диода. При отрицательном полупериоде (диод закрыт) конденсатор незначительно разряжается через большое сопротивление R_H . В результате на конденсаторе будет поддерживаться напряжение U , близкое по величине амплитуде входного напряжения (рис. 6.3). Высокочастотные составляющие тока через диод

замыкаются через конденсатор C_H , реактивное сопротивление которого очень мало. Поэтому напряжение $U_H = -I_H R_H$ пропорционально среднему значению модулированных импульсов тока, протекающего через диод.

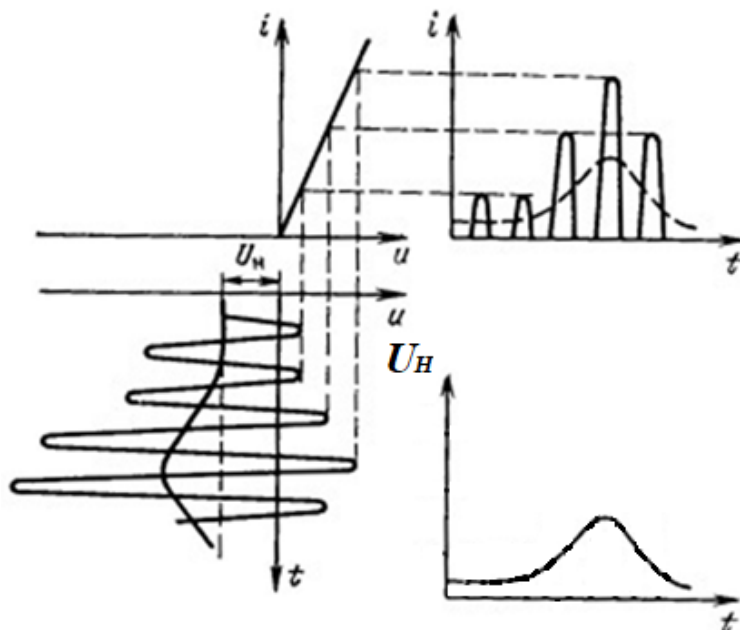


Рис. 6.3 Принцип работы последовательной схемы амплитудного детектора

Для обеспечения линейного детектирования, т. е. $U_H(t) = k \cdot U_{вх}$, необходимо выполнить условия:

- сопротивление диода для токов ВЧ должно быть значительно больше сопротивления конденсатора C_H ; при этом входное напряжение полностью приложено к диоду и его не будет на нагрузке.
- постоянная времени $\tau = R_H \cdot C_H$ должна быть значительно больше периода высокочастотного колебания и значительно меньше периода модулирующего колебания.

Выполнение данного неравенства обеспечивает близость выделенного напряжения на нагрузке огибающей амплитуды входного амплитудно-модулированного сигнала.

Последовательная схема (рис. 6.4) амплитудного детектора применяется при отсутствии во входном сигнале постоянной составляющей, которая может изменять режим работы диода.

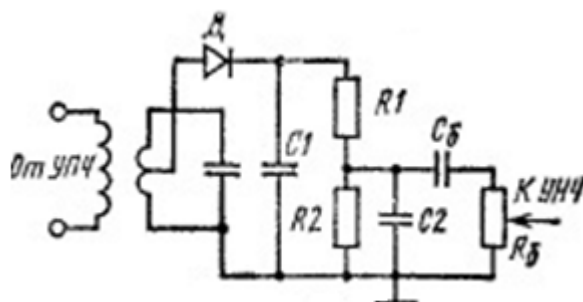


Рис. 6.4 Схема последовательного амплитудного детектора

Параллельная схема амплитудного детектора.

В параллельной схеме источник сигнала, нелинейный элемент и нагрузка включены параллельно (рис. 6.5).

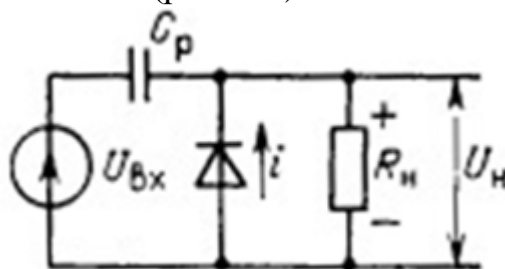


Рис 6.5 Параллельная схема амплитудного детектора

Принцип работы параллельной схемы амплитудного детектора такой же, как и последовательной: быстрый заряд конденсатора C_p через малое сопротивление диода в прямом направлении и незначительный разряд через большое сопротивление R_H за время периода высокочастотного колебания.

В параллельной схеме возникает опасность прохождения высокочастотных составляющих на выход детектора.

Для устранения этого явления на выходе детектора включается дополнительный фильтр нижних частот.

Параллельная схема применяется в случае наличия во входном сигнале постоянной составляющей. Её влияние на режим работы диода устраняется соответствующим включением ёмкости C_p (схема имеет закрытый вход).

В общем виде входной сигнал – колебание, модулированное сообщением и поступающее на вход детектора можно представить следующим образом:

$$U_{вх} = [U_c + \Delta U_c(t)] \cos((\omega_c + \Delta\omega(t))t + \varphi_c + \Delta\varphi(t)), \quad (33)$$

где $U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ - исходное несущее колебание, $\Delta U_c(t)$, $\Delta\omega(t)$ и $\Delta\varphi(t)$ - изменения амплитуды, частоты и фазы, возникшие в результате модуляции сообщением и воздействия помех.

В результате детектирования выделяется сообщение из принятого колебания. Амплитудный детектор входной сигнал $u_{вх}$ преобразует в выходной $u_{вых} = [U_c + \Delta U_c(t)]$ с точностью до постоянного множителя.

Рассмотрим работу амплитудного детектора с использованием нелинейного элемента. Если подать сигнал $u_{вх}$ на односторонний ограничитель с характеристикой, подобной рис. 6.3, то на выходе, предположив для простоты $\Delta\omega(t)=0$, $\Delta\varphi(t)=0$ и $\varphi_c=0$, формируется сигнал в виде полусинусоид, который можно представить в виде следующего ряда:

$$U_{вх} = [U_c + \Delta U_c(t)] \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \omega_c t + \frac{2 \cos 2\omega_c t}{\pi \cdot 1.3} + \dots \right]. \quad (34)$$

Гармонические составляющие сигнала с частотами ω_c , $2\omega_c$, ... и т. д. отфильтровываются в фильтре нижних частот $R_2 C_2$ (рис 6.6), и на выходе фильтра остается исходный модулирующий сигнал $u_{вых} = 1/\pi \cdot [U_c + \Delta U_c(t)]$.

Если постоянная составляющая U_c/π не нужна, она задерживается разделительной емкостью C_B , пропускающей только частоты модуляции.

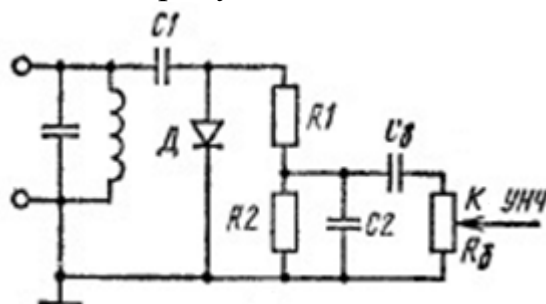


Рис 6.6 Схема параллельного амплитудного детектора

В детекторах на транзисторах одновременно с детектированием производится усиление обрабатываемого сигнала. Нелинейность проходной характеристики биполярного или полевого транзистора обеспечивается формированием такого напряжения начального смещения рабочей точки каскада, при которой транзистор работает в режиме, близком к режиму отсечки.

Транзисторный детектор на биполярном транзисторе (рис. 6.7) может быть выполнен по схеме с нагрузкой в коллекторной цепи. Детектирование происходит благодаря нелинейности проходной характеристики $i_K = \varphi(U_{БЭ})$. Для детектирования используется также нелинейность входной характеристики $i_B = \varphi(U_{БЭ})$.

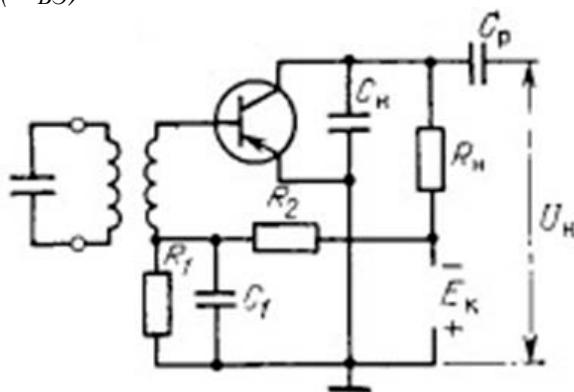


Рис 6.7 Транзисторный детектор с нагрузкой в коллекторной цепи

Транзисторный детектор на биполярном транзисторе (рис. 6.8) может быть выполнен по схеме с нагрузкой в эмиттерной цепи. И в этом случае детектирование происходит благодаря нелинейности проходной характеристики $i_K = \varphi(U_{БЭ})$. В таком детекторе существует практически 100%-ная обратная связь по огибающей (модулирующему сигналу). Это обеспечивает отсутствие перегрузки детектора сигналами с большой амплитудой и высокое входное сопротивление. Коэффициент передачи транзисторного детектора с нагрузкой в эмиттерной цепи по напряжению меньше единицы, но такой детектор может обеспечить относительно большое усиление по току.

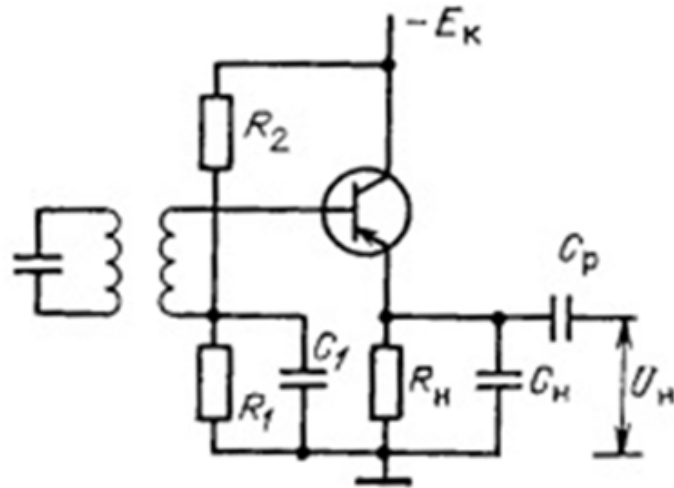


Рис 6.9 Транзисторный детектор с нагрузкой в эмиттерной цепи

Транзисторный детектор на полевом транзисторе (рис. 6.10) может быть выполнен по схеме с нагрузкой в стоковой цепи. Детектирование происходит благодаря нелинейности проходной характеристики $i_C = \varphi(U_3)$ (рис. 6.10). Источник E_3 в цепи затвора создает исходное смещение, при котором транзистор почти заперт.

При подаче на вход сигнала $U_{ВХ}$ в стоковой цепи появляются импульсы тока. Выпрямленный ток, медленно меняющийся с частотой модуляции, создает напряжение на резисторе R_H . Гармонические составляющие сигнала с частотами $\omega_C, 2\omega_C, \dots$ и т. д. отфильтровываются посредством конденсатора C_H . Детектор имеет большое входное сопротивление.

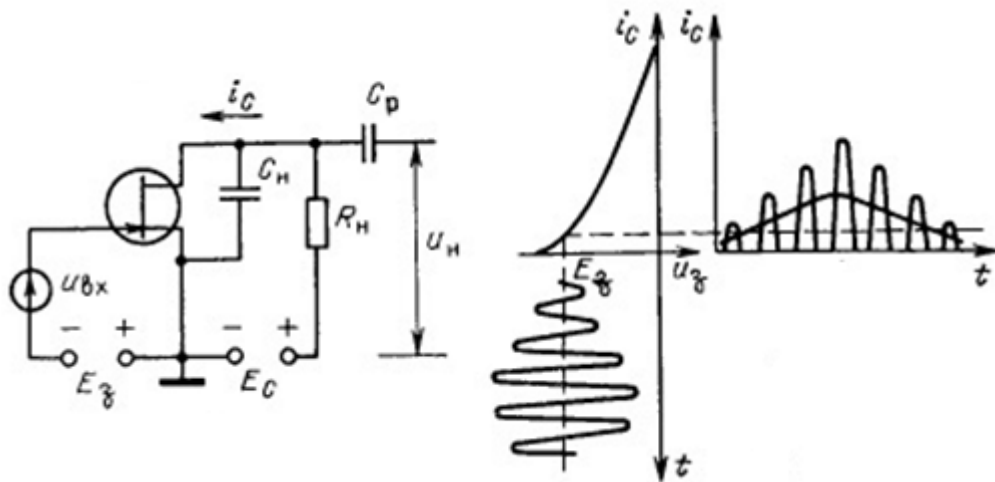


Рис. 6.10 Схема детектора на полевом транзисторе с нагрузкой в цепи стока

В работе амплитудного детектора вследствие инерционности нагрузки могут возникнуть определенные искажения (рис. 6.11).

При положительной полуволне входного напряжения диод открывается, и конденсатор C_H быстро заряжается через его малое сопротивление, что приводит к запирающему диода. После этого конденсатор

C_H начинает разряжаться через R_H . Постоянная времени разряда $C_H R_H$ велика, и напряжение убывает медленнее, чем оно нарастало. До момента времени t_1 напряжение на нагрузке соответствовало форме огибающей входного сигнала. Если постоянная времени разряда слишком велика, то с момента t_1 (точка А), когда амплитуда входного сигнала уменьшается, напряжение U_H не успевает отслеживать это уменьшение огибающей. Это приводит к возникновению искажений.

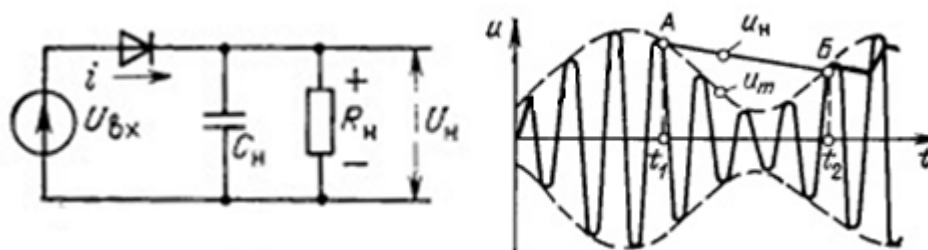


Рис 6.11 Искажения в амплитудном детекторе, вызванные инерционностью нагрузки

Частотный детектор

Частотный детектор – это нелинейный функциональный узел радиоприемника, ориентированного на работу с частотно-модулированным сигналом. Выходное напряжение частотного детектора изменяется пропорционально изменению частоты входного частотно-модулированного сигнала.

Для детектирования частотно-модулированных непрерывных сигналов чаще всего используются три типа частотных детекторов:

- дифференциальный детектор со связанными и настроенными в резонанс на промежуточную частоту контурами,
- дробный детектор (детектор отношений);
- дифференциальный детектор с расстроенными контурами.

Все три типа детекторов содержат в своем составе следующие устройства:

- преобразователь вида модуляции, преобразующий изменение частоты входного частотно-модулированного сигнала в пропорциональное изменение амплитуды выходного сигнала преобразователя,
- два одинаковых (обычно диодных) амплитудных детектора.

Прием сигналов с частотной или фазовой модуляцией может сопровождаться приводящими к дополнительным искажениям нежелательными изменениями амплитуды сигналов. Для устранения паразитной амплитудной модуляции частотно-модулированных сигналов в состав преобразователей модуляции вводятся амплитудные ограничители, включаемые перед частотным различителем (рис 6.12). Они состоят из нелинейного элемента и частотно-селективной цепи.

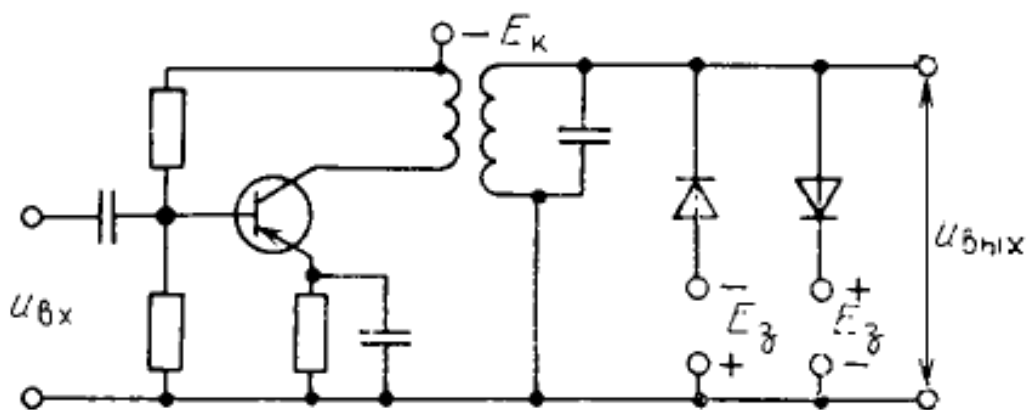


Рис. 6.12 Симметричный диодный ограничитель

Качество ограничителя характеризует его амплитудная характеристика (рис. 6.13). У идеального ограничителя при превышении амплитудой входного сигнала порогового напряжения $U_{пор}$ амплитуда на выходе должна оставаться постоянной (кривая 2). Характеристики реального ограничителя (кривая 1) обычно незначительно отличаются от характеристики идеального.

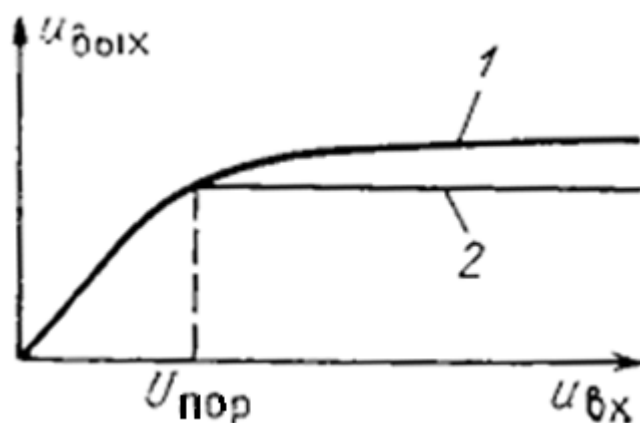


Рис. 6.14. Амплитудная характеристика ограничителя

Зависимость величины изменения напряжения на выходе частотного детектора от величины изменения частоты входного сигнала называется детекторной характеристикой частотного детектора. Если детекторная характеристика в рабочей области линейна, то детектирование будет также линейным.

Количественно эффективность работы частотного детектора оценивается значением крутизны S детекторной характеристики:

$$S = \frac{\Delta U}{\Delta F}. \quad (35)$$

Частотный детектор со связанными контурами

Схема дифференциального частотного детектора с индуктивной связью между контурами представлена на рис. 6.15. В состав такого детектора входит цепь из индуктивно связанных контуров L_1C_1 и L_2C_2 , являющиеся

основным элементом преобразователя модуляции (на наличие индуктивной связи между контурами указывает символ М на рис. 6.15). Контур L_1C_1 и L_2C_2 настроены на среднюю частоту принимаемого сигнала (или на промежуточную частоту в приемнике супергетеродинного типа).

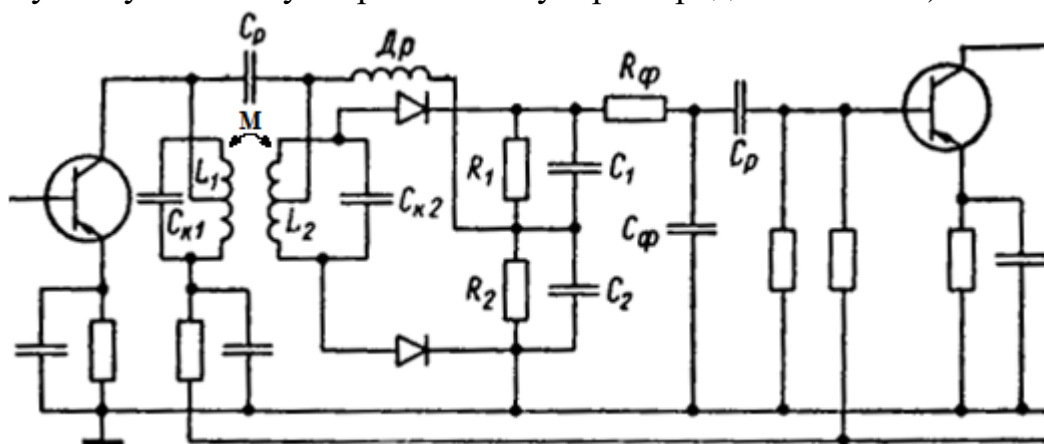


Рис. 6.15. Схема дифференциального частотного детектора с индуктивной связью между контурами [10]

На принципиальной схеме частотного детектора со связанными контурами, высокочастотный дроссель $Др$ практически разрывает по высокой частоте цепь тока, в которую он включен.

Фильтр $R_φC_φ$ служит для фильтрации высокочастотного напряжения. Этот фильтр также корректирует частотную характеристику детектора в зоне верхних частот и называется фильтром предискажений.

При отсутствии модуляции напряжение на втором контуре U_2 сдвинуто на 90° по отношению к напряжению на первом контуре U_1 , а при наличии частотной модуляции в сигнале между U_1 и U_2 появляется дополнительный сдвиг по фазе, пропорциональный изменению частоты. Напряжения U_1 и U_2 подаются на диоды детектора.

Напряжение U_1 здесь играет роль опорного сигнала и приложено к диодам синфазно. Оно снимается с первого контура через разделительный конденсатор C_p . Напряжение U_2 приложено к диодам противофазно. На каждом из диодов (рис. 6.16) напряжение равно геометрической сумме напряжений первого контура и половины напряжения второго $U_{д1}=U_1+0,5 \cdot U_2$ и $U_{д2}=U_1-0,5 \cdot U_2$. Напряжение на выходе определяется разностью выпрямленных напряжений:

$$U_{ВЫХ} = (|U_{д1}| - |U_{д2}|) \quad (36)$$

Изменение частоты вызывает изменение сдвига фаз между U_1 и U_2 и соответствующее изменение напряжений $U_{д1}$ и $U_{д2}$ и их разности. Значение и полярность выходного напряжения зависят от значения и направления изменения частоты входного сигнала. Влияние изменения частоты входного сигнала на величину выходного сигнала отражено на векторных диаграммах, представленных на рис. 6.17 – 6.19.

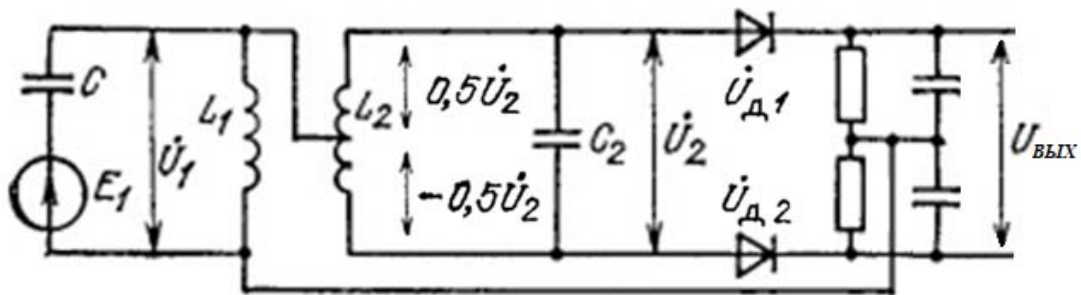
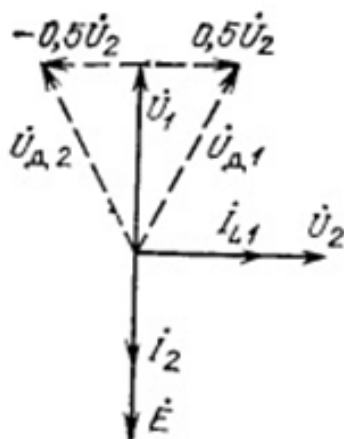
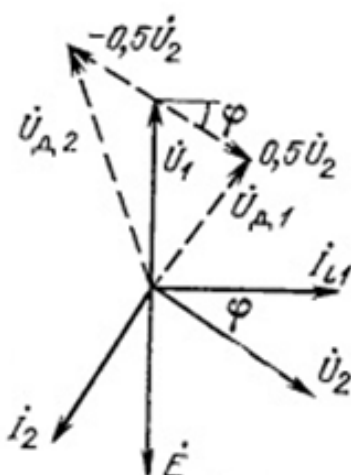


Рис 6.16. Эквивалентная схема дифференциального частотного детектора [10]



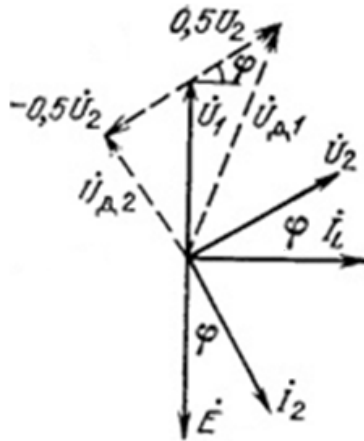
Отсутствие модуляции $f_c = f_0 \quad \varphi = 0$
 U_2 совпадает по фазе с I_{L1}
 $|U_{Д1}| = |U_{Д2}|$
 $U_{ВЫХ} = 0$

Рис. 6.17 Отсутствие модуляции



Наличие модуляции $f_c > f_0 \quad \varphi > 0$
 U_2 отстает по фазе от I_{L1}
 $|U_{Д1}| < |U_{Д2}|$
 $U_{ВЫХ} < 0$

Рис. 6.18. Наличие модуляции $f_c > f_0$



Наличие модуляции $f_c < f_0$ $\varphi < 0$
 U_2 опережает по фазе I_{L1}
 $|U_{Д1}| > |U_{Д2}|$
 $U_{ВЫХ} > 0$

Рис. 6.19. Наличие модуляции $f_c < f_0$

Дробный частотный детектор

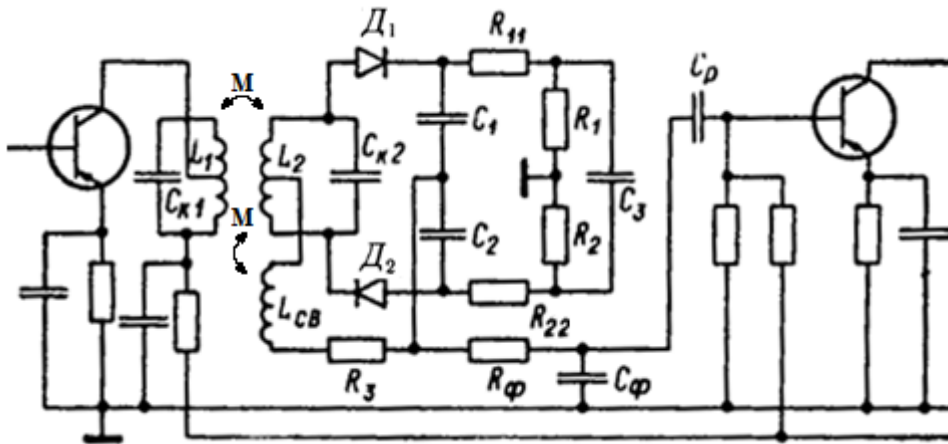


Рис. 6.20. Схема дробного частотного детектора

В схеме дробного частотного детектора (детектора отношений), представленной на рис. 6.20, диоды D_1 и D_2 включены встречно, и выпрямленные напряжения складываются. Зависимости изменений напряжений на диодах от частоты входного для детектора сигнала также определяются векторными диаграммами на рис. 6.17 – 6.19.

Благодаря тому, что параллельно C_1 и C_2 включен конденсатор большой емкости C_3 , сумма напряжений $U_{C1} + U_{C2} = U_{C3}$ остается практически неизменной при изменениях амплитуды напряжения на входе детектора.

На принципиальной схеме дробного частотного детектора гальваническая связь контуров выполняется посредством катушки связи L_{CB} .

Резистор R_3 , ухудшает добротность катушки связи для устранения резонансных явлений в цепи связи. Он также способствует уменьшению импульсных помех, проникающих на вход детектора через цепь связи. Для предотвращения перекомпенсации паразитной амплитудной модуляции входного сигнала включены незашунтированные большой емкостью резисторы R_{11} и R_{22} .

Главное отличие этой схемы от схемы дифференциального детектора со связанными контурами (рис. 6.15) заключается в способе получения выходного напряжения и в наличии стабилизирующего напряжения на конденсаторе C_3 , которое и определяет постоянное значение напряжения на цепи из конденсаторов C_1 , и C_2 .

Напряжение низкой частоты будет появляться на выходе детектора тогда и только тогда, когда изменится отношение *продетектированных* напряжений на конденсаторах C_1 , и C_2 , а это отношение изменится лишь при изменении частоты ЧМ-сигнала.

Переменные составляющие токов диодов протекают соответственно по цепям $D_2, L_2, L_{CB}, R_3, C_2$ и $D_1, C_1, R_3, L_{CB}, L_2$, создавая на конденсаторах C_1 , и C_2 напряжения модулирующих частот U_{C1} и U_{C2} . При частотной модуляции соотношения между U_{C1} и U_{C2} меняются (при этом суммарное значение $U_{C1}+U_{C2}=U_{C3}=const$ остается постоянным). Изменение напряжений U_{C1} и U_{C2} приводит к изменению отношения U_{C1}/U_{C2} . Поэтому детектор назван дробным (детектором отношений).

Выходное напряжение снимается между точками соединения C_1, C_2 и R_1, R_2 :

$$U_{ВЫХ} = U_{C1} - U_{C2} = U_{C1} - 0,5U_{C3} \quad (37)$$

Его значение изменяется пропорционально отклонению частоты и очень слабо зависит от колебаний амплитуды входного сигнала, поскольку напряжение U_{C3} поддерживается постоянным. Это позволяет в дробном детекторе обходиться без предварительного ограничителя амплитуды.

Частотный детектор с расстроенными контурами

В частотных детекторах с расстроенными контурами преобразователем частотной модуляции в амплитудную модуляцию является (рис. 6.21) двухконтурная система с взаимно расстроенными контурами относительно средней частоты входного сигнала f_0 и двумя амплитудными диодными детекторами.

В частотном детекторе с расстроенными контурами контуры L_2C_{K2} , L_3C_{K3} частотного различителя расстроены на ΔF в разные стороны относительно среднего значения частоты входного сигнала детектора f_0 . Один из контуров настроен на частоту $f_1=f_0+\Delta f_0$ несколько выше средней частоты принимаемого сигнала f_0 , второй – на частоту $f_2=f_0-\Delta f_0$ ниже f_0 .

При возрастании частота сигнала $f_{ВХ}$ (рис. 6.22) приближается к резонансной частоте первого контура f_1 и удаляется от частоты настройки второго контура f_2 . Напряжение на первом контуре увеличивается, а на

втором уменьшается. Сигнал с частотной модуляцией становится амплитудно-частотно-модулированным.

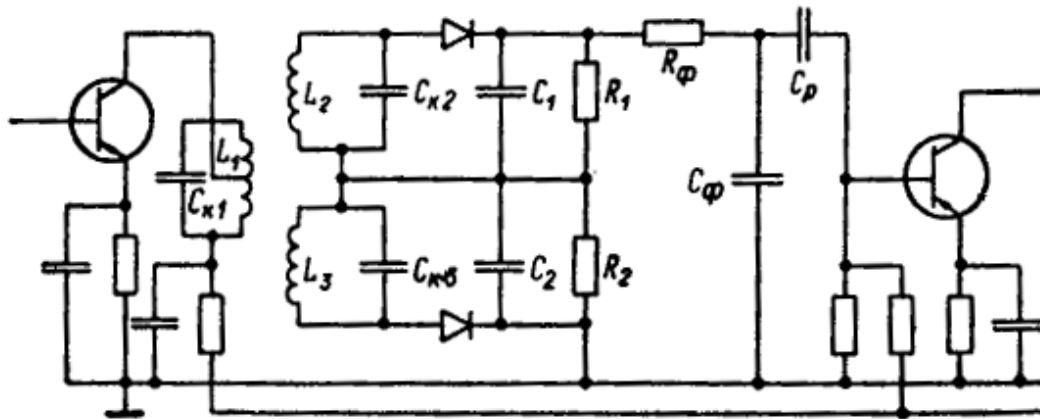


Рис. 6.21 Схема частотного детектора с расстроенными контурами

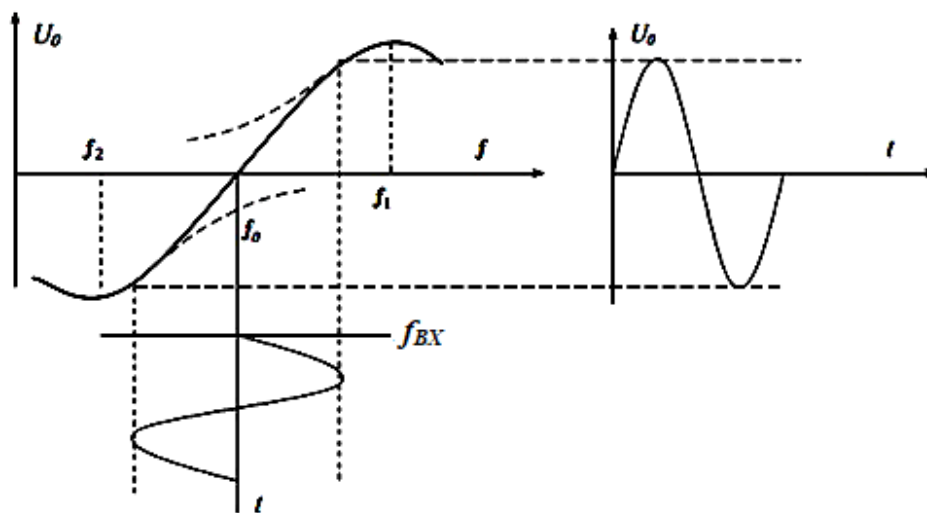


Рис. 6.22 Зависимость выходного напряжения детектора от частоты

Из контуров напряжения поступают на амплитудные диодные детекторы.

Результирующее напряжение образуется как разность двух напряжений:

$$u_{ВЫХ} = u_{R1} - u_{R2} = K_{\delta}(U_{R1} - U_{R2}), \quad (38)$$

где K_{δ} — коэффициент передачи диодных детекторов.

Фильтр нижних частот $R_{\Phi}C_{\Phi}$ служит для предотвращения проникновения колебаний высокой частоты в последующие каскады.

Фазовый детектор

Фазовый детектор — это нелинейный каскад, у которого выходное напряжение изменяется пропорционально разности фаз двух поданных на него колебаний *ОДИНАКОВОЙ* частоты.

Принцип работы фазового детектора (рис. 6.23) основан на сравнении фазы входного сигнала u_1 с фазой опорного вспомогательного напряжения u_2 , частота которого равна частоте несущей входного сигнала u_1 .

В качестве фазового детектора обычно используется или балансная, или кольцевая схема преобразователя частоты.

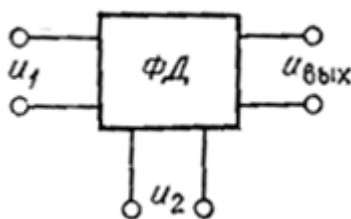


Рис. 6.23 Фазовый детектор

Фазовые детекторы преобразуют напряжение, модулированное по фазе, в напряжение, изменяющееся по закону модулирующей функции. Напряжение на выходе детектора определяется разностью фаз сравниваемых колебаний u_1 и u_2 :

$$u_1 = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \quad u_2 = U_{m2} \cos(\omega_1 t + \varphi_2), \quad (39)$$

где u_1 является напряжением детектируемого сигнала, а u_2 – опорным.

Напряжение на выходе, пропорциональное разности фаз, формируется в результате перемножения u_1 и u_2 :

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_{\delta} U_{m1} U_{m2} \cos[(\omega_1 - \omega_1) t + \varphi_1 - \varphi_2] = K_{\delta} U_{m1} U_{m2} \cos \varphi, \quad (39)$$

где K_{δ} – коэффициент передачи диодных детекторов (отношение амплитуды выходного напряжения детектора к амплитуде огибающей входного модулированного напряжения).

Составляющая спектра выходного сигнала детектора, имеющая частоту $2\omega_1$, подавляется фильтром нижних частот.

Основной характеристикой фазового детектора (рис. 6.24) является детекторная характеристика – зависимость выходного напряжения $u_{\text{ВЫХ}}$ от разности фаз φ сравниваемых колебаний.

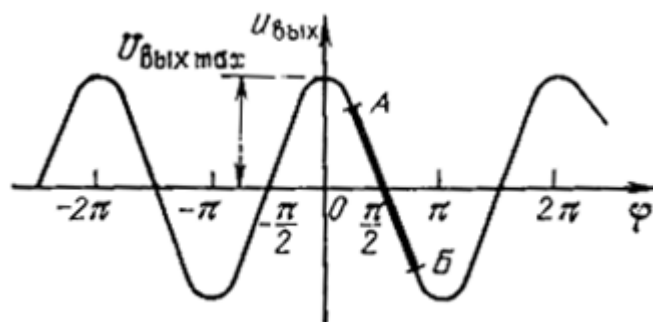


Рис. 6.24. Детекторная характеристика фазового детектора

Балансный фазовый детектор (рис. 6.25) состоит из двух включенных встречно амплитудных детекторов, нагрузкой которых являются резисторы и конденсаторы $C1, R1, C2, R2$.

Опорное напряжение u_2 приложено к диодам синфазно, а напряжение детектируемого сигнала u_1 – противофазно.

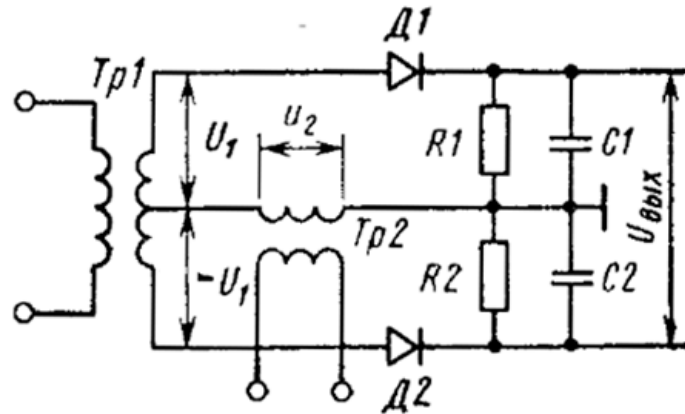


Рис. 6.25. Схема балансного фазового детектора

$$u_1 = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \quad -u_1 = -U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1).$$

$$u_2 = U_{m2} \cos(\omega_1 t + \varphi_2).$$

$$U_{Д1} = (U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2 U_{m1} U_{m2} \cos \varphi)^{1/2}.$$

$$U_{Д2} = (U_{m1}^2 + U_{m2}^2 - 2 U_{m1} U_{m2} \cos \varphi)^{1/2}.$$

$$u_{ВЫХ} = (U_{Д1} - U_{Д2}) K_{\delta} =$$

$$= K_{\delta} [(U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2 U_{m1} U_{m2} \cos \varphi)^{1/2} - (U_{m1}^2 + U_{m2}^2 - 2 U_{m1} U_{m2} \cos \varphi)^{1/2}]$$

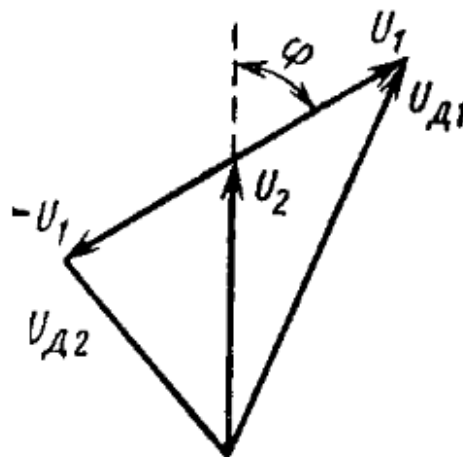


Рис. 6.26 Поясняющие формулы и векторная диаграмма работы фазового детектора

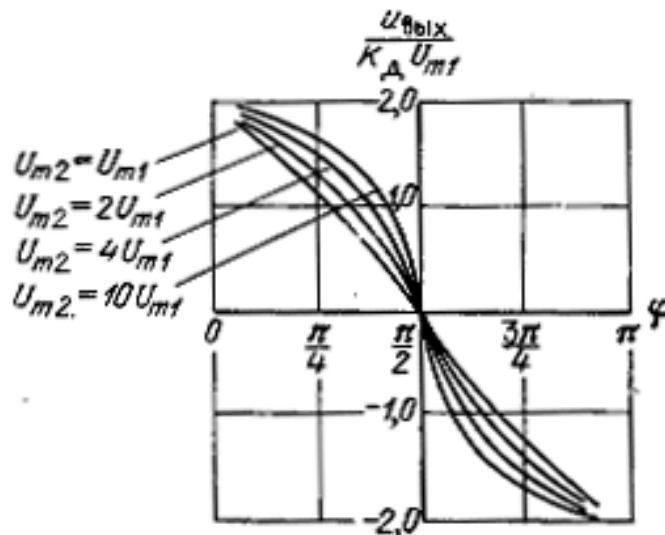


Рис. 6.27. Обобщенные амплитудно-фазовые характеристики фазового детектора

Более высоким качеством детектирования обладает кольцевой фазовый детектор (рис. 6.28).

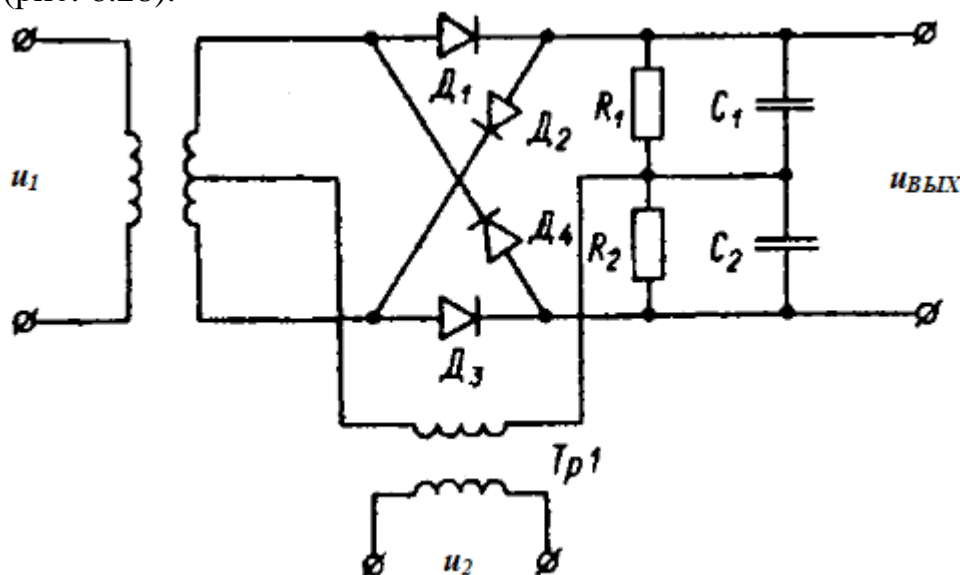


Рис. 6.28 Схема кольцевого фазового детектора

Синхронный детектор

Синхронный детектор – это вариант фазового детектора, в котором используется опорное вспомогательное колебание, совпадающее по частоте и фазе с основным колебанием. Вследствие линейности зависимости величины выходного напряжения фазового детектора от величины входного напряжения синхронный детектор можно использовать для детектирования амплитудно-модулированных сигналов.

Опорное напряжение u_2 (рис. 6.29), вырабатываемое местным управляемым генератором УГ, с точностью до фазы синхронизируется с равной несущей частотой входного сигнала $u_{ВХ}$. Требуемые для синхронной работы частота и фаза опорного напряжения u_2 вырабатываются схемой

фазовой автоподстройки частоты $\PhiАПЧ$. Входной и опорный сигналы перемножаются в перемножителе Π , а составляющая спектра выходного сигнала перемножителя, имеющая частоту $2\omega_1$, подавляется выходным фильтром нижних частот $\PhiНЧ$.

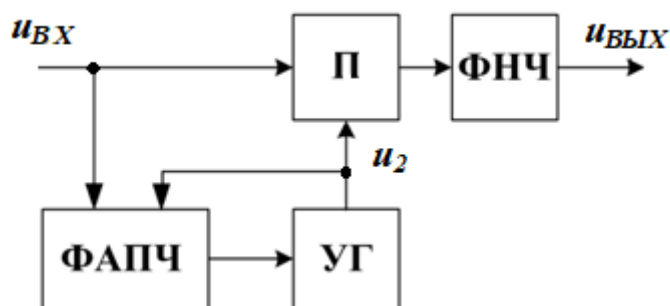


Рис. 6.29. Схема синхронного детектора

Напряжение на выходе детектора $u_{ВЫХ}$ максимально при нулевой разности фаз между $u_{ВХ}$ и u_2 ($\phi=0^\circ$). При $\phi=90^\circ$ напряжение на выходе отсутствует, а при $\phi=180^\circ$ полярность выходного напряжения $u_{ВЫХ}$ меняется на противоположную.

Синхронное детектирование нашло применение, например, в стандарте PAL цветного телевидения.

Пиковый детектор

Пиковый детектор – это последовательное соединение диода и конденсатора (рис. 6.30). Пиковый детектор предназначен для детектирования однополярных импульсов постоянного тока (видеоимпульсов).

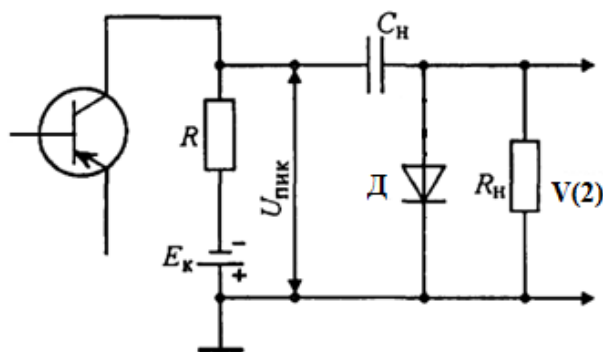


Рис. 6.30 Схема пикового детектора видеоимпульсов

На вход пикового детектора с коллектора транзистора поступают видеоимпульсы положительной полярности (рис. 6.31).

До воздействия первого импульса диод закрыт. Первый импульс открывает диод, и конденсатор C_H начинает заряжаться через диод и источник питания E_K . По окончании действия импульса диод будет смещен в обратном направлении, блокируя протекания тока из конденсатора обратно в

источник, а конденсатор C_H начинает разряжаться через транзистор и резистор R_H . Благодаря большой постоянной времени цепи разряда к моменту прихода следующего импульса напряжение на емкости нагрузки уменьшается незначительно. Таким образом, конденсатор сохраняет пиковое значение даже тогда, когда мгновенное значение входного сигнала падает до нуля.

Процесс устанавливается, когда за время заряда емкости накапливается такое же количество энергии, какое теряется за время разряда.

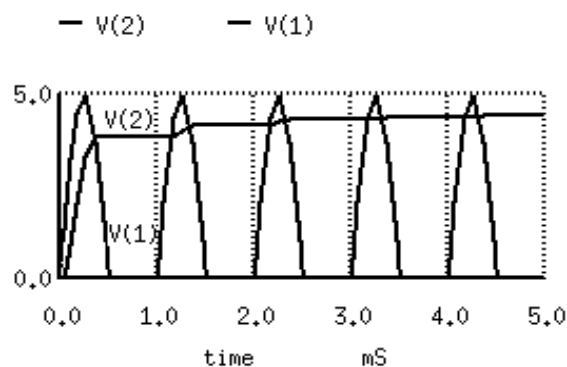


Рис. 6.31 Установление напряжения на выходе пикового детектора

Источник импульсного постоянного напряжения, подключенный к пиковому детектору, заряжает конденсатор C_H до пикового значения на входе.

Коэффициент передачи пикового детектора определяется скважностью входных импульсов, крутизной характеристики диода и сопротивлением нагрузки.

Контрольные вопросы

- Назначение амплитудного детектора. Принцип работы.
- Перечислите основные типы амплитудных детекторов.
- Назначение частотного детектора. Принцип работы.
- Перечислите основные типы частотных детекторов.
- Каковы особенности работы схем частотных детекторов?
- Назначение фазового детектора. Принцип работы.
- Перечислите основные типы фазовых детекторов.
- Каковы особенности работы схем фазовых детекторов?
- Назначение пикового детектора. Принцип работы.
- Каковы особенности работы схем пиковых детекторов?

7. Регулировки в радиоприемных устройствах

К наиболее распространенным автоматическим регулировкам приемников относят автоматическую регулировку усиления (АРУ) и автоматическую подстройку частоты (АПЧ) [9].

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) обеспечивает поддержание на выходе усилителя промежуточной частоты уровня сигнала, достаточно высокого и стабильного для воспроизведения сообщений от радиостанций различной мощности, находящихся на разных расстояниях и в меняющихся условиях распространения радиоволн. Благодаря простоте АРУ применяется почти во всех радиоприемниках.

Автоматическая подстройка частоты (АПЧ) должна непрерывно обеспечивать оптимальное расположение спектра принимаемого сигнала в полосе пропускания приемника при вызываемых различными причинами изменениях частоты передатчика и настройки цепей приемника. АПЧ применяется почти во всех видах профессиональной и вещательной радиоприемной аппаратуры.

Автоматическая регулировка усиления (АРУ)

Когда напряжение на входе усилительного тракта минимально, коэффициент усиления должен быть наибольшим для того, чтобы на входе детектора обеспечить напряжение, необходимое для нормального воспроизведения передаваемых сообщений или правильного исполнения радиокоманд дистанционного управления. При возрастании напряжения на входе усилительного тракта коэффициент усиления должен уменьшаться до величины, обеспечивающей значения сигналов, не выходящие за пределы линейного динамического диапазона усилительных каскадов.

По способу построения системы АРУ делятся на разомкнутые (без обратной связи) и замкнутые (на основе применения обратной связи). Разомкнутые системы АРУ при воздействии внешних факторов (например, изменение напряжения питания) в принципе неспособны обеспечить требуемые параметры регулируемого сигнала, поскольку в таких системах не осуществляется контроль его параметров, так как нет обратной связи. Поэтому разомкнутые системы АРУ не получили широкого распространения.

Самыми распространенными на практике являются инерционные системы АРУ с обратной связью, которые включают в себя следующие основные функциональные узлы:

- детекторы для обеспечения возможности измерения выходных сигналов тракта промежуточной частоты и формирования регулирующих напряжений;
- дополнительные усилители для увеличения регулирующего напряжения при необходимости повысить эффективность АРУ;
- цепи, обеспечивающие пороговое напряжение для получения регулировки с задержкой;

- фильтры нижних частот для подавления продуктов обработки сигнала в цепях формирования регулирующего напряжения.

Рассмотрим далее структурные схемы системы АРУ с обратной связью.

Самая простая схема (рис. 7.1) такой системы АРУ включает в себя только цепи передачи управляющего напряжения в регулируемый усилитель РУ (тракт промежуточной частоты приемника супергетеродинного типа). Управляющим в данном случае является выделенное в детекторе Д радиоприемника и обработанное в фильтре нижних частот ФНЧ модулирующее колебание несущей частоты.

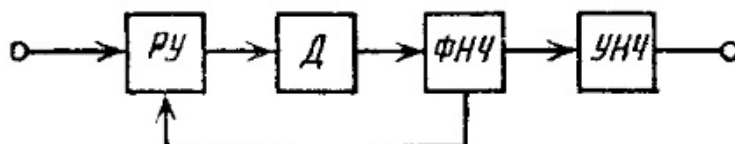


Рис. 7.1 Структурная схема неусиленной системы АРУ с совмещенным детектированием

Система АРУ (рис. 7.2) может иметь и собственный детектор ДАРУ.

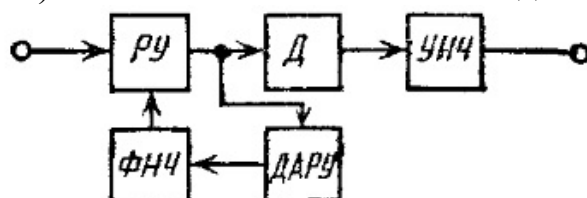


Рис. 7.2 Структурная схема неусиленной системы АРУ с отдельным детектированием

Для повышения точности работы и расширения собственного динамического диапазона в систему АРУ может входить каскады усиления либо по переменному току (рис. 7.3), либо по постоянному (рис. 7.4).

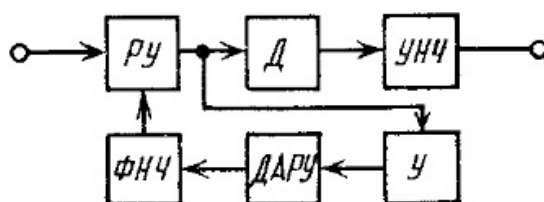


Рис. 7.3 Структурная схема усиленной системы АРУ с отдельным детектированием и усилением по переменному току

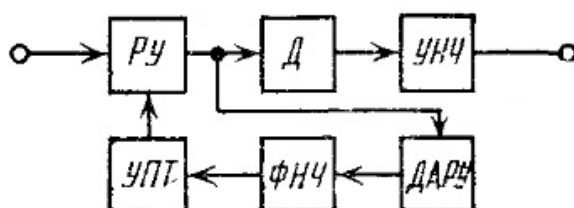


Рис. 7.4 Структурная схема усиленной системы АРУ с отдельным детектированием и усилением по постоянному току

Регулировкой усиления (как показано ниже на примере приемника супергетеродинного типа) обычно охватываются каскады усиления высокой частоты и усилитель промежуточной частоты. Петлей АРУ могут быть охвачены и каскады усиления низкой частоты или каскады видеоусиления. Управление параметрами видеоусиления осуществляется импульсными системами АРУ [11].

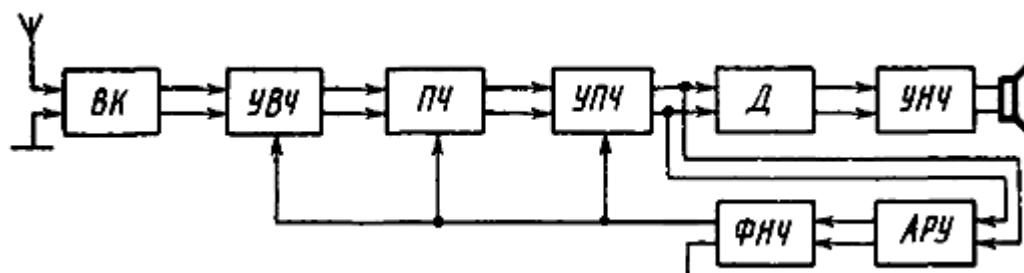


Рис. 7.5 Структурная схема супергетеродинного приемника с системой АРУ

На рис. 7.5 показана структурная схема супергетеродинного приемника с системой АРУ. Входной сигнал формируется во входном контуре ВК и поступает в усилитель высокой частоты УВЧ. Регулирование осуществляется за счет изменения режимов работы усилительных каскадов (изменения коэффициентов усиления). С выхода усилителя промежуточной частоты УПЧ напряжение поступает на детектор основного сигнала Д и детектор, который входит в структуру АРУ и детектирует напряжение промежуточной частоты. Выходной сигнал модуля АРУ подается через фильтр нижних частот ФНЧ на управляемые каскады усилителя промежуточной частоты УПЧ, преобразователя частоты ПЧ и усилителя высокой частоты УВЧ. Управляющее напряжение, которое поступает от модуля АРУ, с заданной точностью обеспечивает постоянство среднего значения амплитуды колебаний несущей частоты полезного сигнала, подаваемого из УПЧ в детектор Д.

Системы АРУ делятся на *АРУ с задержкой* и *АРУ без задержки*.

В современных приемниках наиболее часто применяется система *АРУ с задержкой*. При использовании *АРУ с задержкой* регулировка усиления начинается лишь после превышения сигналом некоторого минимального значения, соответствующего выбранному порогу срабатывания, называемому напряжением задержки АРУ (см. рис. 7.6).

В *АРУ без задержки* порог срабатывания не вводится, и регулирование осуществляется при наличии сигнала любой величины (см. рис. 7.6).

В транзисторных радиоприемниках применяются различные способы регулирования усиления.

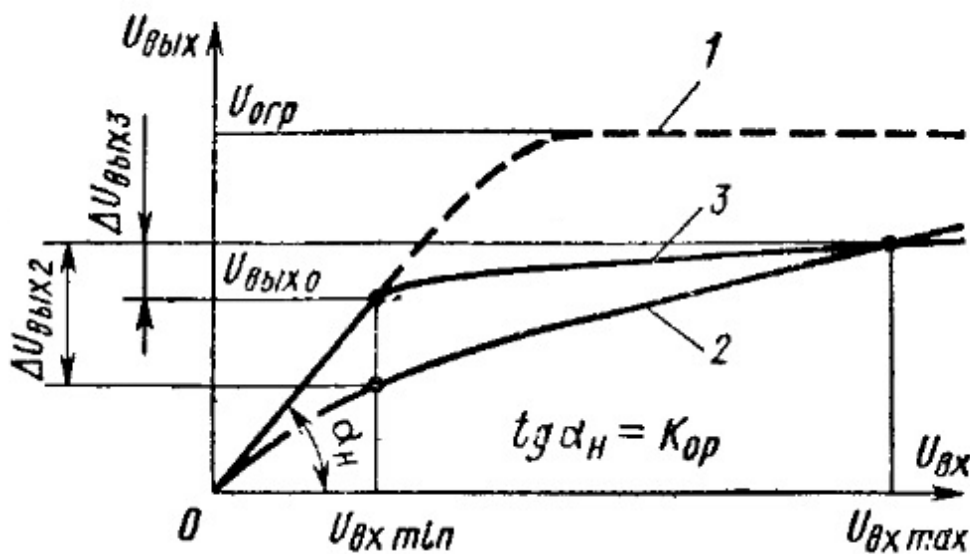


Рис. 7.6. Амплитудные характеристики приемника без АРУ (1), с АРУ без задержки (2) и АРУ с задержкой (3)

Простейший и часто применяемый на практике способ регулирования – изменение режима работы биполярного транзистора по постоянному току, когда регулирующее (управляющее) напряжение подается на базу транзистора (рис.7.7). Крутизна и коэффициент усиления каскада уменьшаются при уменьшении управляющего напряжения. Однако при больших значениях регулирующего напряжения возрастает влияние нелинейности транзистора, что приводит к возникновению нелинейных искажений в регулируемых каскадах.

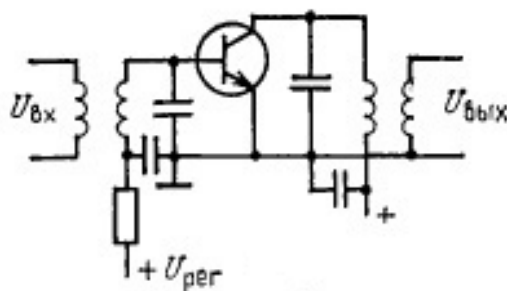


Рис.7.7 Каскад с регулировкой усиления по постоянному току

В каскаде на полевом транзисторе регулирующее напряжение может быть подано на второй затвор двухзатворного транзистора (рис. 7.8). Потенциал на втором затворе управляет значением крутизны (аналог каскада на электровакуумных приборах).

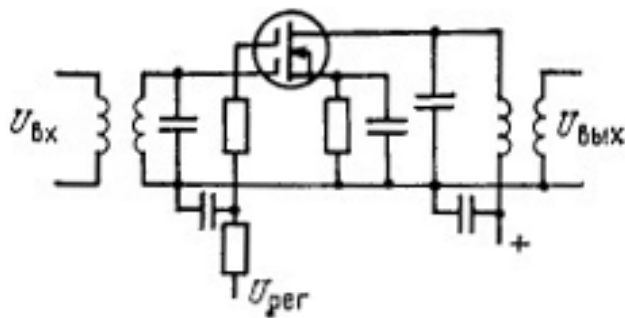


Рис.7.8. Каскад с регулировкой усиления подачей регулирующего напряжения на второй затвор полевого транзистора

Для построения управляемого усилителя может быть применен дифференциальный усилитель (рис. 7.9). Регулирующее напряжение $U_{РЕГ}$ вызывает перераспределение тока транзистора VT_1 между VT_2 и VT_3 . С увеличением тока в VT_2 ток в VT_3 уменьшается, и наоборот. При уменьшении тока через VT_3 в этом транзисторе уменьшается и переменная составляющая, вызванная переменным напряжением $U_{ВХ}$ на входе усилительного каскада, что равносильно уменьшению крутизны, т.е. усилению всего этого каскада.

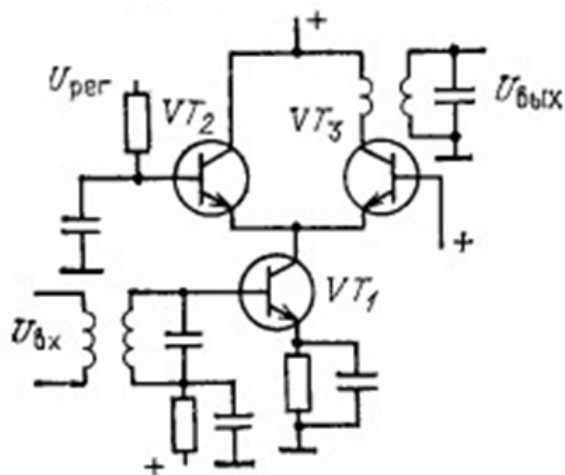


Рис.7.9. Дифференциальный каскад с регулировкой усиления

Управлять коэффициентом передачи усилительного каскада можно по схеме "регулируемый аттенуатор" (рис. 7.10).

В таком каскаде регулирующим элементом является полевой транзистор, работающий в режиме резистора переменного и управляемого сопротивления (цепь сток–исток). В пределах нескольких десятков милливольт изменение сопротивления носит линейный характер.

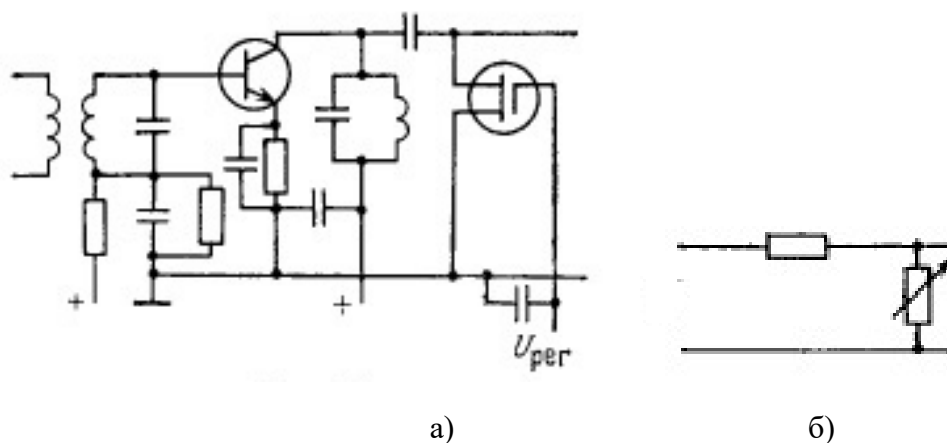


Рис.7.10. Каскад с регулировкой усиления по схеме "регулируемый аттенюатор" (а), эквивалентная схема каскада (б)

Автоматическая подстройка частоты гетеродина (АПЧГ)

В современных супергетеродинных радиоприемных устройствах различного назначения предусматривается автоматическая регулировка (подстройка) частоты гетеродина.

Указанная регулировка обеспечивает наилучшие условия приема сигналов при возможных нестабильностях частот принимаемых сигналов или изменении параметров полупроводниковых приборов, конденсаторов и контурных катушек, вызванных изменением условий окружающей среды.

По цели изменения частоты подстраиваемого гетеродина системы АПЧГ делятся на две группы:

- системы АПЧГ, стабилизирующие частоту гетеродина.
- системы АПЧГ, стабилизирующие промежуточную частоту работы приемника.

В системе АПЧГ первого типа, *стабилизирующей частоту гетеродина* супергетеродинного приемника, осуществляется подстройка частоты гетеродина под эталонную частоту (рис.7.11).

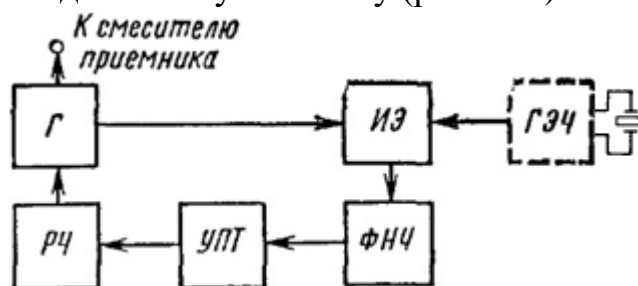


Рис.7.11 Схема фазовой автоподстройки частоты гетеродина (ФАПЧ)

В качестве источника колебаний эталонной частоты обычно используется генератор эталонной частоты (ГЭЧ) с кварцевой стабилизацией частоты. Колебания подстраиваемого гетеродина Г и генератора эталонной частоты ГЭЧ сравниваются в измерительном элементе ИЭ. Измерительный элемент (ИЭ) представляет собой фазовый детектор. При расхождении

частот Γ и ГЭЧ схема измерительного элемента формирует управляющее напряжение. После обработки в фильтре нижних частот ФНЧ это напряжение усиливается в усилителе постоянного тока УПТ воздействует на регулятор частоты РЧ и подстраивает гетеродин Γ . Задача, решаемая фильтром нижних частот, как и в цепи автоматической регулировки усиления, – подавление изменения напряжения, вызванное модуляцией несущей частоты сигнала передаваемыми данными.

Поскольку данный метод подстройки частоты основан на сопоставлении фаз двух колебаний в фазовом детекторе, такой метод носит название "**фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)**".

В системе АПЧГ второго типа **стабилизируется промежуточная частота** работы тракта промежуточной частоты приемника f_{II} (рис. 7.12).

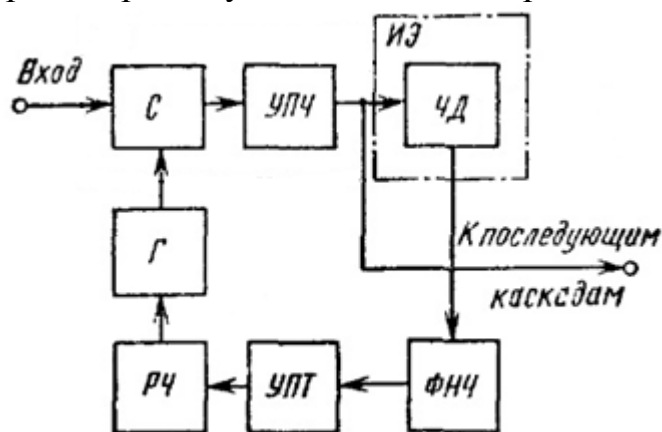


Рис.7.12. Схема частотной автоподстройки частоты гетеродина (ЧАПЧ)

Частоты сигнала (передатчика) f_C и гетеродина f_{Γ} могут независимо меняться под действием различных причин. Система АПЧГ этого типа компенсирует такие изменения, обеспечивая наилучший режим работы УПЧ путем стабилизации значения промежуточной частоты работы тракта промежуточной частоты.

В системе ЧАПЧ за опорную частоту принимается промежуточная частота работы УПЧ и (она же) резонансная частота цепи, входящей в состав частотного детектора ЧД, являющегося в данном случае измерительным элементом ИЭ. При отклонении частоты сигнала (передатчика) f_C и гетеродина f_{Γ} от значения, соответствующего точной настройке на промежуточную частоту, изменяется значение частоты сигнала, формируемого смесителем С. Это приводит к тому, что на выходе частотного детектора ЧД появляется напряжение, соответствующее направлению и значению отклонения частоты от опорного значения.

Напряжение с выхода фильтра нижних частот, назначение которого описано выше, поступает в усилитель постоянного тока УПТ и далее на управляющую цепь регулятора частоты РЧ. Под воздействием управляющего сигнала РЧ частота гетеродина изменяется в направлении, в котором расстройка уменьшается.

Данный метод подстройки частоты основан на сопоставлении двух частот в частотном детекторе. Поэтому такой метод носит название "*частотной автоподстройки частоты (ЧАПЧ)*".

Контрольные вопросы

- Для чего в приемниках нужно регулировать усиление?
- Каковы причины, вызывающие изменение выходного напряжения приемника?
- Как осуществляется ручная регулировка усиления и где она применяется?
- В каких ступенях радиоприемника можно вручную регулировать усиление?
- Перечислите виды автоматической регулировки усиления.
- Принцип действия фазовой автоматической подстройки частоты.
- Принцип действия частотной автоматической подстройки частоты.

Заключение

При разработке настоящей работы авторы испытывали некоторое затруднение, как в ограниченном объёме учебного пособия рассмотреть столь обширный перечень вопросов. Было принято решение: теоретические и практические вопросы построения радиоприёмной аппаратуры изложить, основываясь на небезосновательном предположении, что читатели знакомы с элементной базой радиоэлектроники и имеют достаточные базовые знания в области физики, теории электрических цепей и основ теории электрической связи.

Настоящее учебное пособие ориентировано только на освещение основных принципов построения радиоприёмной аппаратуры и ставит своей целью подготовить читателя к углубленному изучению специальной литературы, в которой приводятся количественные характеристики и формулы для расчета параметров функциональных элементов радиоприемников, а также рассматриваются правила их конструирования.

Литература

1. Сальников А.П. Теория электрической связи: Конспект лекций, часть 1/ СПбГУТ. –СПб., 2002. –93 с.: ил.
2. Сальников А. П. Теория электрической связи: конспект лекций //СПб.: Линк. – 2007.
3. Биккенин Р.Р., Михаил Н.Ч. Теория электрической связи, 2010.
4. Васильев К.К., Глушков В.А., Дормидонтов А.В., Нестеренко А.Г. Теория электрической связи, 2008.
5. Акулиничев Ю.П. "Теория электрической связи: учеб. пособие." СПб.: Лань, 2010.
6. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Дрофа, 2006.
7. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И., & Назаров М.В. Теория электрической связи. М.: Радио и связь, 1998, 433 стр.
8. Ватсон Г.Н. Теория Бесселевых функций. Часть первая/М: Издательство иностранной литературы, 1949. – 800 с.
9. Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И. / под ред. Чистякова Н.И. Радиоприемные устройства. – М.: Радио и связь, 1986.
10. Горшелев В.Д. [и др.]. Основы проектирования радиоприемников. – Л.: Энергия, 1977.
11. Проектирование радиоприемных устройств/ под ред. А.П. Сиверса. Учебное пособие для вузов. – М., «Советское радио», 1976.
12. Радиоприёмные устройства: учебник для вузов /под ред. Н.Н. Фомина. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2003.
13. Садовомовский А.С. Приёмо-передающие радиоустройства и системы связи: учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2007.
14. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1988.
15. Супрун Б.К., Шерепа В.Ф. Радиопередающие и радиоприемные устройства. – М.: Издательство Комитета стандартов, мер и измерительных приборов при Совете министров СССР, 1968.
16. Теория электрической связи/под ред. Д.Д.Кловского. – М.: Радио и связь, 1999.

Александр Александрович Макаренко

Михаил Юрьевич Плотников

Устройства приема и преобразования сигналов

Учебное пособие

В авторской редакции

Редакционно-издательский отдел Университета ИТМО

Зав. РИО

Н.Ф. Гусарова

Подписано к печати

Заказ №

Тираж

Отпечатано на ризографе

Редакционно-издательский отдел
Университета ИТМО
197101, Санкт-Петербург, Кронверкский пр., 49