
УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Под редакцией
профессора В.С. Плаксиенко

Рекомендовано Министерством образования Российской Федерации в
качестве учебного пособия для студентов, обучающихся по
специальности 200700 – Радиотехника

МОСКВА
Учебно-методический и издательский центр
УЧЕБНАЯ ЛИТЕРАТУРА
2004

Таганрогский государственный радиотехнический университет
Кисловодский гуманитарно-технический институт
(Университет Академии оборонных отраслей промышленности РФ)

УДК 621.391.262(075.8)+621.391.24(075.8)

ББК 32.811.3

П 37

Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие для вузов/В.С. Плаксиенко, Н.Е. Плаксиенко, С.В. Плаксиенко; Под ред. В.С. Плаксиенко. – М.: Учебно-методический издательский центр «Учебная литература», 2004. - 376 с.: ил.

Изложены принципы построения устройств приема и обработки сигналов, описаны основные схемотехнические и системные решения, теоретические основы работы устройств приема и обработки сигналов радиоэлектронных систем профессионального и бытового назначения.

Для студентов вузов и факультетов радиотехнических и телекоммуникационных специальностей.

Рецензент: Главный научный сотрудник Института радиотехники и электроники Российской академии наук (ИРЭ РАН) доктор технических наук, профессор А.С. Багдасарян

УДК 621.391.262(075.8)+621.391.24(075.8)

ББК 32.811.3

П 37

ISBN –5-8367-0026-X

© Плаксиенко В.С.,
© Плаксиенко Н.Е.,
© Плаксиенко С.В.,
2004

Введение

Сложность и многообразие техники радиоприема делают обязательным требованием Государственного образовательного стандарта высшего образования изучение отдельного курса «Устройства приема и обработки сигналов» по специальности 200700 «Радиотехника» направления 654200 «Радиотехника». Аналогичные по содержанию курсы читаются для других специальностей по направлению «Радиотехника»: «Методы и устройства приема и обработки сигналов»- для специальности 071500 «Радиофизика и электроника», «Устройства приема и преобразования сигналов» для специальности 201600 «Радиоэлектронные системы», «Прием и обработка сигналов» для специальности 201500 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура» и по направлению 654400 «Телекоммуникации»: «Радиоприемные устройства»- для специальности 201100 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» «Устройства приема и обработки радиосигналов в системах связи с подвижными объектами»- для специальности 201200 «Средства связи с подвижными объектами» и т.д.

Указанные курсы включают в себя ряд разделов, аналогичных по своему содержанию: классификация и основные показатели устройств приема и обработки сигналов, внутренние шумы радиоприемников и помехи радиоприему, схемотехника и анализ узлов линейного тракта приемника (входные цепи, усилители радиочастоты, преобразователи частоты, амплитудные, частотные и фазовые детекторы), ручные и автоматические регулировки в радиоприемниках и др. Рассматриваются особенности специализированных устройств приема и обработки сигналов, ориентированных на конкретную специальность.

В пособии нашел отражение опыт преподавания курса на соответствующих кафедрах Таганрогского государственного радиотехнического университета, Кисловодского гуманитарно-технического института (Университет академии оборонных отраслей промышленности РФ) и Южно-Российского государственного университета экономики и сервиса (Шахтинский технологический институт бытового обслуживания).

Пособие написано под редакцией профессора Плаксиенко В.С. коллективом авторов. Введение, разделы 1 – 10 и заключение - В.С. Плаксиенко, раздел 12 - совместно В.С. Плаксиенко и С.В. Плаксиенко, разделы 11, 13 и 14 - совместно В.С. Плаксиенко и Н.Е. Плаксиенко.

Пособие будет полезно студентам, обучающимся по направлениям «Радиотехника» и «Телекоммуникации», а также аспирантам и специалистам, занимающимся вопросами разработки и анализа устройств приема и обработки сигналов.

Основные этапы развития теории и техники радиоприёма

История развития радиоприёмных устройств, как и всей радиотехники, неразрывно связана с именем гениального изобретателя радио Александра Степановича Попова.

7 мая 1895 г. на заседании Русского физико-химического общества в Петербурге А. С. Попов демонстрировал работу первого в мире радиоприёмника, названного им грозоотметчиком. Менее чем через год, 24 марта 1896 г., на заседании того же общества А. С. Попов произвёл передачу первой в мире радиограммы на расстояние 250 метров без проводов.

Все последующие годы жизни А. С. Попова были посвящены совершенствованию изобретённого им нового способа связи. Год 1901. Человечество ещё не пришло в себя от изумления: всего 5 лет назад изобретён способ передавать сигналы на расстояние без проводов. В обиход входят новые, непривычные для слуха слова: “радио”, “беспроволочный телеграф”... И вот Маркони задумывает смелый опыт – пытается осуществить связь не на десятки километров, а на гигантские расстояния между континентами. Передатчик установлен в Англии, на полуострове Корнуолл. Приёмное устройство – за тысячи километров, в Северной Америке, на полуострове Ньюфаундленд. С точки зрения теоретиков это был эксперимент, обречённый на неудачу. Не могли радиоволны через тысячи километров Атлантического океана обогнуть выпуклость земного шара, волна непременно должна была затухнуть.

Таков был строгий приговор теории. Но, как это часто бывает, эксперимент с этим обстоятельством не посчитался. Радиосвязь на длинной трассе через просторы Атлантики была осуществлена. И сила сигнала во много раз превышала расчётную! Пришлось срочно искать объяснение этому чуду. Так была открыта ионосфера.

В то время для радиосвязи использовались искровые или дуговые передатчики и детекторные приёмники на основе знаменитого когерера. Когерер использовался для обнаружения электромагнитных колебаний в первых опытах по радиосвязи А. С. Попова и Г. Маркони. Под воздействием поля приходящей волны между опилками возникали микроскопические разряды, образовывались микроскопические “мостики”, и сопротивление когерера резко уменьшалось, что и приводило к срабатыванию реле. В дальнейшем помощники А. С. Попова П. Н. Рыбкин и Д. С. Троицкий обнаружили детекторный эффект когерера, обусловленный нелинейностью вольт - амперной характеристики, и использовали для приёма на головные телефоны (1899). В последующих опытах в 1901 году было замечено, что чувствительность приёмника к слабым сигналам резко возрастала, если с приёмником был связан собственный генератор, пусть

даже маломощный, настроенный на частоту, близкую к частоте принимаемого сигнала. Собственный генератор был назван гетеродином, а приёмник – гетеродинным.

С изобретением кристаллического детектора (1906–1908), и переходом на излучение незатухающих колебаний, гетеродинные приёмники стали незаменимы. При настройке местного гетеродина на частоту, отличающуюся на 0,5-1 кГц от частоты принимаемой станции, они обеспечивали слуховой приём телеграфных сигналов на телефонные трубки, в результате чего чувствительность и селективность приёмника резко возросли, а следовательно, увеличилась и дальность связи. В те годы считалось, что наиболее дальняя связь возможна лишь на сверхдлинных волнах. Для генерации незатухающих колебаний на этих, сравнительно низких частотах, широко использовались мощные электромашинные генераторы. Для приёма сигналов использовали колесо Гольдшмидта, вращаемое моторчиком. Телефоны через коммутатор подключались непосредственно к антенне или к настроенному антенному контуру. Если частота коммутации немного отличалась от частоты принимаемого сигнала, в телефонах были слышны биения со звуковой частотой. По-видимому, это был первый смеситель мультипликативного типа.

11 ноября 1911 г. была впервые установлена односторонняя радиосвязь самолёта с землёй. В начале первой мировой войны под руководством Н. Д. Папалекси была создана радиостанция для двусторонней радиосвязи самолёта с землёй.

В эпоху расцвета гетеродинных приёмников был изобретён генератор на вакуумном триоде (Мейснер, 1913), и супергетеродин (Леви, 1917). Само название супергетеродинные приёмники получили от гетеродинных. Гетеродинный приём около полутора десятилетий безраздельно царил в области телеграфной связи. Но с 20-х годов в передатчиках стали широко использовать амплитудную модуляцию (АМ), а в приёмниках – радиолампы. Приёмники прямого усиления содержали один-два каскада усиления радиочастоты, ламповый детектор и несколько каскадов усиления звуковой частоты. Позиции приёмников прямого усиления значительно укрепил регенератор (Армстронг, 1922). Благодаря введению положительной обратной связи, значительно увеличилась и селективность, и чувствительность приёмника. Широкое использование регенератора позволило выявить несколько аспектов его использования

Для приема АМ-сигналов обратная связь устанавливалась несколько ниже критической, т.е. такой, когда собственные колебания в контуре регенератора ещё не возникали, но потери энергии в контуре в значительной степени компенсировались. Эффективная добротность контура достигала нескольких тысяч, что приводило к увеличению и селективно-

сти, и чувствительности. Для приёма телеграфных сигналов обратная связь в контуре устанавливалась больше критической, в контуре возникали собственные колебания, а в цепи лампы появлялся ток биений с частотой, равной разности частот принимаемых и собственных колебаний. Регенератор превращался в автодинный приёмник. С появлением в 30-х годах ламповых супергетеродинных приёмников, где основная селективность получалась за счёт полосовых фильтров в тракте промежуточной частоты, эти приёмники были забыты.

Супергетеродинные приёмники обычно проектировались для приёма АМ - сигналов и оснащались обычным амплитудным детектором, одинаково хорошо реагиовавшим и на сигнал, и на помехи. Для приёма телеграфных сигналов на биениях служил второй, или “телеграфный”, гетеродин, возбуждавшийся на частоте, близкой к промежуточной. Часто его колебания просто подмешивали к сигналу ПЧ, подаваемому на амплитудный детектор, теряя тем самым дополнительную селективность, обеспечиваемую УЗЧ, и ухудшая качество сигнала из-за его прямого детектирования. Широкое распространение однополосной модуляции заставило ввести в супергетеродин второй смеситель, преобразующий сигнал ПЧ на звуковые частоты.

Безраздельное господство супергетеродинных приёмников привело к тому, что к 50-м годам радиоспециалисты и радиолюбители пребывали в уверенности, что существуют лишь два больших класса радиоприёмных устройств: приёмники прямого усиления и супергетеродины. Первые обладали существенными недостатками (малая чувствительность и селективность, необходимость одновременной перестройки нескольких контуров, неравномерность параметров по диапазону, склонность к самовозбуждению и т.д.), вторые эти недостатки устраняли, но... взамен имели собственные (наличие зеркальных и побочных каналов приёма, интерференционные свисты, необходимость сопряжения контуров и т.д.).

В 40 - 50х годах стремительно развивается СВЧ - техника. Это произошло вследствие развития элементной базы: полупроводниковых и ламповых приборов.

Вспомнили принцип гетеродинного приёма радиолюбители, использующие при работе в эфире самые “дальнобойные” виды сигналов – телеграфные и однополосные телефонные. С конца 60-х годов стали появляться сообщения о хороших результатах, полученных с гетеродинными приёмниками, при использовании чрезвычайно простых схемных решений. Оказалось, что они работают не хуже, а часто даже и лучше, чем сложные ламповые. Например, первый транзисторный гетеродинный приёмник (Бингхем и Хейворд, 1968) обеспечил приём в США азиатских станций в диапазоне 80 метров. Немало способствовала возрождению

гетеродинного приёма и новая элементарная база, ведь создать УЗЧ с чувствительностью в доли микровольта на лампах практически невозможно, а на транзисторах и ИМС – сравнительно несложно. Название появилось новое – приёмник прямого преобразования (direct conversion receiver, DCR), подчёркивающее факт прямого, без предварительного переноса на ПЧ, преобразования радиочастоты в звуковую – именно преобразования, а не детектирования. Этим гетеродинные приёмники радикально отличаются от приёмников прямого усиления, что позволяет выделить их в отдельный класс радиоприёмных устройств. Из других, менее точных названий, использовались и ещё иногда используются такие, как гомодинный приёмник, синхродин и супергетеродин с нулевой ПЧ.

Таким образом, можно сказать, что приёмник – это сложная система взаимодействующих друг с другом частей. Все они неразрывно связаны и работают как одно слаженное целое.

В процессе своего развития приёмник прошёл путь от грозоотметчика (в котором когерер служил своего рода “активным элементом”) до современного супергетеродинного приёмника, конструктивно выполненного в виде одной микросхемы; от громоздкого лампового приёмника, до портативного, размещённого в телефонной трубке. Всё это за каких-то 100 лет! Можно себе представить, что будет дальше. Хотя возможности приёма и ограничены, но кто скажет, что не будут найдены новые технологии, позволяющие повысить чувствительность и дальность приёма до огромных значений? Ведь всегда сначала фантасты что-то “изобретают”, потом это изобретают, но уже без кавычек, наши Кулибины. Может будущее за нейтрино, которое без труда пронизывает сталь, толщиной с галактику?

Современные приёмники позволяют уловить столь ничтожный сигнал, что можно на высоте в 300 км “увидеть” монетку (установка исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния радиоволн) или прощупать вселенную на 20 миллиардов (!) световых лет, хотя представить себе такие расстояния, даже миллиард миллиметров, или 1000 км, не каждый может, хотя это расстояние вполне наше, земное. Так что можно сказать, что радио если не в стадии детства, то по крайней мере в стадии юношества.

1. Назначение и классификация РПрУ

Современные устройства приема и обработки сигналов (УПОС) состоят из собственно радиоприемных устройств (РПрУ) и устройств обработки сигналов. Под радиоприемным устройством понимают часть приемного комплекса, содержащую тракты радиочастоты, промежуточной частоты и демодулятор. Остальную часть, в том числе декодеры, УНЧ и т.д. относят к устройствам обработки. Радиоприемным называется устройство, предназначенное для приема, преобразования и усиления сообщений, передаваемых с помощью электромагнитных волн.

В общем случае РПрУ состоит из приемной антенны, приемника и оконечного устройства.

В антенне (А) под действием электромагнитного поля возникают электрические колебания, которые подаются на вход приемника.

В приемнике происходит выделение нужного сигнала из множества других сигналов. Сигналом называется электрическое отображение сообщения, несущее полезную информацию. Это обычно напряжение или ток, один из параметров которого (амплитуда, частота, фаза и др.) изменяется в зависимости от характера сообщения.

Прием можно разбить на три этапа:

усиление полезного сигнала;

обработка принимаемого сигнала с целью уменьшения влияния помех;

детектирование высокочастотного сигнала для выделения сообщения.

Однако это относительно, так как, например, первый и второй этапы могут выполняться одновременно одним функциональным узлом.

Воспроизводящее устройство (ВУ) регистрирует сообщение. В качестве ВУ может быть громкоговоритель, кинескоп, печатающее устройство (принтер, плоттер, факс) и др. Сообщение может также регистрироваться иными устройствами, с запоминанием нужной информации (АЦП, RAM, магнитная лента, стример и пр.). В настоящее время телевизионное или звуковое сообщение может приниматься ЭВМ, одновременно обрабатываться, записываться, редактироваться и воспроизводиться.

РПрУ классифицируются по их назначению, диапазону принимаемых частот, виду модуляции, способу построения тракта, способу питания, месту установки и т.д. Однако здесь также нет четких границ, поскольку один приёмник может сочетать в себе множество функций (приёмник с АМ и ЧМ, приёмник на ДВ, СВ, КВ, УКВ, портативный со встроенным блоком питания и т.д.).

1.1. Классификация по назначению

Классификация РПрУ по назначению приведена на рис. 1.1.

1.2. Классификация по диапазону принимаемых частот

Диапазон принимаемых частот зависит от назначения РПрУ. Так, для радиовещательных приемников существуют следующие диапазоны.

Для звуковых:

ДВ : от 148 до 285 кГц (новый стандарт) и от 150 до 408 кГц (старый),

СВ : от 525 до 1607 кГц,

КВ : от 3.95 до 26.1 МГц (7 узких участков согласно ГОСТу),

УКВ I : от 65.8 до 74 МГц,

УКВ II : от 100 до 108 МГц.

Для телевизионных:

МВ : от 48,5 до 230 МГц (12 каналов)

ДМВ : от 470 до 958 МГц (48 каналов)

На ДВ и СВ станции расположены с шагом 9 кГц. На ДВ всего 15 каналов: 1-й – 153 кГц...15-й – 279 кГц. На СВ всего 120 каналов: 1-й – 531 кГц...120-й – 1602 кГц. На КВ станции расположены с сеткой 5 кГц, но в одном регионе с шагом 10 кГц.

По рекомендации МККРТ (Международный консультативный комитет по радиовещанию и телевидению), спектр радиочастот делится на диапазоны, которые приведены в таблице.

Таблица

Волны	Название диапазона	Частоты
100 – 10 км	Мириаметровые	3 – 30 кГц
10 – 1 км	Километровые (длинные – ДВ)	30 – 300 кГц
1 – 0,1 км	Гектометровые (средние – СВ)	300 – 3000 кГц
100 – 10 м	Декаметровые (короткие – КВ)	3 – 30 МГц
10 – 1 м	Метровые	30 – 300 МГц
100 – 10 см	Дециметровые	300 – 3000 МГц
10 – 1 см	Сантиметровые	3 – 30 ГГц
10 – 1 мм	Миллиметровые	30 – 300 ГГц
1 - 0,1 мм	Децимиллиметровые	300 – 3000 ГГц

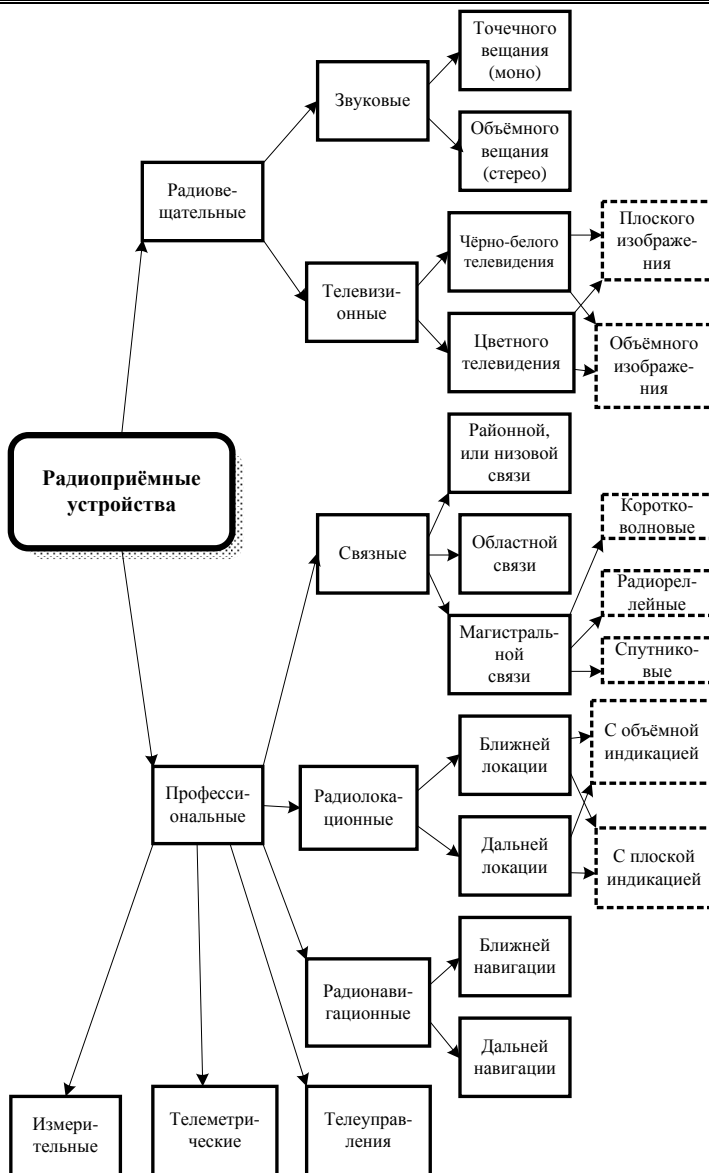


Рис. 1.1

Приёмник может быть предназначен для работы на одной или нескольких фиксированных частотах, в непрерывном или прерывном диапазоне частот. Для диапазонных приёмников определяется число поддиапазонов, коэффициенты перекрытия для них и запасы перекрытия по частоте между поддиапазонами.

1.3. Классификация по виду модуляции

В зависимости от вида модуляции принимаемых сигналов, РПрУ можно разделить на два больших типа: это приёмники с амплитудной модуляцией (АМ) и с частотной модуляцией (ЧМ).

Непрерывные АМ - сигналы наибольшее применение нашли в радиовещании, системах связи, радиуправления, радионавигации и телеметрии. АМ - приёмники охватывают диапазоны от ДВ до КВ. В зависимости от режима работы радиолинии, различают одноканальные и многоканальные системы. В одноканальных линиях модулирующим служит одно низкочастотное напряжение с диапазоном модулирующих частот от $F_{\text{мин}}$ (F_H) до $F_{\text{макс}}$ (F_B) или с фиксированной частотой F . Оно непосредственно модулирует сигнал с несущей частотой f . В многоканальных линиях модулирующий сигнал состоит из нескольких различных низкочастотных напряжений, которыми вначале модулируются сигналы с поднесущими частотами $f_{\text{п}}$, отстоящими друг от друга на равный интервал $f_{\text{п}}$. Затем эти сигналы с модулированными поднесущими складываются и образуют результирующий сигнал, с помощью которого модулируется передаваемый сигнал с частотой f (несущая). Иначе говоря, многоканальные АМ - системы создаются по принципу частотного разделения каналов и имеют двухступенчатую амплитудную модуляцию (АМ – АМ).

Параметры вещательных АМ - сигналов:

диапазон рабочих частот: от 148 кГц до 26,1 МГц (ДВ, СВ, КВ диапазоны),

F_B – до 5 кГц, промежуточная частота $f_{\text{п}} = 465$ кГц,

частотное расстояние между соседними каналами $\Delta f_{\text{СК}} - 9$ кГц – для ДВ и СВ, 10 кГц для КВ,

Непрерывные ЧМ - сигналы чаще всего применяются в радиовещании и в системах связи, радиуправления и телеметрии. Обычно в приёмниках ЧМ ставится ограничитель амплитуды перед частотным детектором. Поскольку полезная информация заложена в изменении частоты, то с помощью ограничителя амплитуды существенно ослабляется паразитная амплитудная модуляция сигнала помехами, а это позволяет улучшить качество приёма. Радиолинии с частотной модуляцией также могут быть одноканальными и многоканальными. Методы построения

многоканальных линий связи с частотной модуляцией для передачи телеграфных, телефонных и телеметрических сигналов различаются характером построения декодирующих устройств, включаемых на выходе приёмника для разделения каналов. Так же, как и в линиях с АМ, собственно ЧМ - приёмник закачивается групповым, или линейным усилителем, с выхода которого неразделённые канальные сигналы передаются на декодирующее устройство. Системы управления с ЧМ сигналами обычно строятся так, что для передачи каждого единичного сигнала управления выбирается определённая частота модуляции. Чтобы иметь необходимый набор различных команд, используется несколько различных частот модуляции, равных нужному количеству команд.

После частотного детектора в подобных приёмниках ставятся фильтры, настроенные на частоты модуляции сигнала. За каждым фильтром включается свой низкочастотный тракт, при необходимости имеющий усилительные каскады.

Параметры отечественных вещательных ЧМ - сигналов:

диапазон рабочих частот: УКВ I (65,8-74 МГц), УКВ II (100-108 МГц),

девиация – \pm (50 или 75) КГц, промежуточная частота $f_{\text{ПР}} = 10,7$ МГц,

$\Delta f_{\text{СК}} - 120 - 180$ КГц.

Следует особо выделить приёмники сигналов с одной боковой полосой (ОБП), которые, как правило, используются в телеметрии. Сигналы с ОБП позволяют практически вдвое сузить ширину спектра сигнала и увеличить дальность действия радиолинии при той же мощности радиопередатчика, что и в линиях с двухполосными сигналами. Приёмники сигналов с ОБП, в соответствии с характером принимаемого сигнала, бывают двух типов: с восстановлением несущей принимаемого сигнала по пилот-сигналу и с восстановлением несущей без пилот-сигнала (от местного гетеродина).

Различают также телевизионный (ТВ) сигнал. У него амплитудная модуляция с частично подавленной боковой полосой для изображения и частотная модуляция – для звукового сопровождения.

В профессиональных приёмниках часто применяют дискретные сигналы - амплитудная, частотная, фазовая манипуляция или телеграфия (АТ, ЧТ, ФТ). В радиолокации, радионавигации, телеуправлении, радиотелеметрии, импульсной радиосвязи и в ряде других областей радиотехники применяют импульсные сигналы. В основном это приёмники метровых, дециметровых и сантиметровых волн. Как правило, они работают на фиксированных частотах. Переход от одной фиксированной частоты к другой осуществляется либо полной сменой высокочастотного блока,

либо частичной заменой элементов этого блока и перестройкой гетеродина. Значительно реже такие приёмники имеют перестраиваемые преселекторы.

1.4. Классификация по способу построения тракта

В приёмниках применяется либо прямое усиление сигналов до демодулятора, либо усиление с гетеродинным преобразованием частоты. Приёмники прямого усиления просты, однако характеризуются сравнительно низкими показателями качества. Их чувствительность ограничена уменьшающимся с повышением рабочей частоты усилением, а селективность – возможным числом перестраиваемых в диапазоне частот, сопряжённых в настройке, колебательных контуров и трудностью сопряжения большого числа контуров. Приёмники прямого усиления находят, как правило, применение в диапазонах ДВ и СВ. В них усилитель радиочастоты (УРЧ) усиливает сигналы и осуществляет основную селекцию. Демодулятор выделяет сообщение (например, звуковой программы), которое через регулятор усиления поступает на усилитель звуковых частот (УЗЧ). В УЗЧ повышается мощность сигнала до значения, необходимого для нормальной работы оконечного устройства (громкоговорителя).

Для повышения усиления и селективности приёмников прямого усиления применяют положительную обратную связь (ПОС). Степень ПОС обычно регулируется, например конденсатором переменной ёмкости. Такой приёмник называется регенеративным. Недостатки регенеративных приёмников – усложнение настройки, зависимость параметров от напряжения питания и других факторов, значительные искажения сигналов.

В диапазоне УКВ применяют сверхрегенеративные приёмники. Принцип сверхрегенерации состоит в применении глубокой ПОС, достаточной для самовозбуждения радиочастотных колебаний в УРЧ, и в периодическом прерывании самовозбуждения со сверхзвуковой частотой. При этом среднее за период прерывание усиления может достигать миллиона, что позволяет получить высокую чувствительность приёмника. Однако селективность сверхрегенеративного приёмника невелика.

Супергетеродинные приёмники характеризуются высокими показателями качества, однако имеют более сложную схему. Входная цепь (ВЦ) и УРЧ осуществляют усиление и предварительную селекцию сигналов, что способствует уменьшению искажений в смесителе преобразователя частоты (ПЧ). В смесителе происходит преобразование модулированного колебания с частотой принимаемого сигнала в модулированное колебание промежуточной частоты (постоянной для данного приёмника) без

изменения формы огибающей. Частота принимаемого сигнала определяется частотой гетеродина и промежуточной частотой (обычно $f_c = f_r - f_{\Pi}$). Усилитель ПЧ выполняет основную селекцию принимаемого сигнала и усиливает его до уровня, достаточного для нормальной работы детектора. Постоянство настройки фильтра промежуточной частоты (ФПЧ) позволяет увеличить число резонансных контуров или использовать пьезокерамические, электромеханические фильтры сосредоточенной селекции (ФСС), фильтры на ПАВ и др. Таким образом достигается высокая селективность по соседнему каналу приёма. Чувствительность супергетеродинных приёмников почти не зависит от частоты настройки, поскольку усиление сигнала осуществляется, в основном, в усилителе промежуточной частоты (УПЧ). Легко достижимый запас усиления позволяет применить систему автоматической регулировки усиления (АРУ) и расширить тем самым динамический диапазон приёмника. Недосток супергетеродинных приёмников – наличие побочных каналов приёма, из которых основными (наиболее опасными) являются зеркальный и прямой каналы. Ослабление приёма по побочным каналам осуществляется повышением селективности преселектора и линейности УРЧ, а также правильным выбором значения промежуточной частоты f_{Π} .

В приёмниках прямого преобразования частота гетеродина равна частоте принимаемого сигнала, поэтому ПЧ равна нулю. Следовательно, модулированное колебание с частотой принимаемого сигнала преобразуется в смесителе в напряжение сообщения, которое выделяется ФНЧ, а смеситель является синхронным детектором. Для синхронизации гетеродина необходимо применять систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Чувствительность приёмника прямого преобразования определяется усилением УЗЧ, а селективность – крутизной спада АЧХ ФНЧ. Достоинства такого приёмника – простота, отсутствие высокочастотного зеркального канала и комбинационных помех. Недостатки – наличие низкочастотного зеркального канала приёма, чувствительность к наводкам фона переменного тока, возможность самовозбуждения УЗЧ вследствие большого усиления, повышенное излучение с частотой гетеродина, возможность прямого детектирования сильных сигналов с АМ от местных радиостанций.

1.4.1. Приемник прямого усиления

Структурная схема приемника прямого усиления изображена на рис. 1.2.

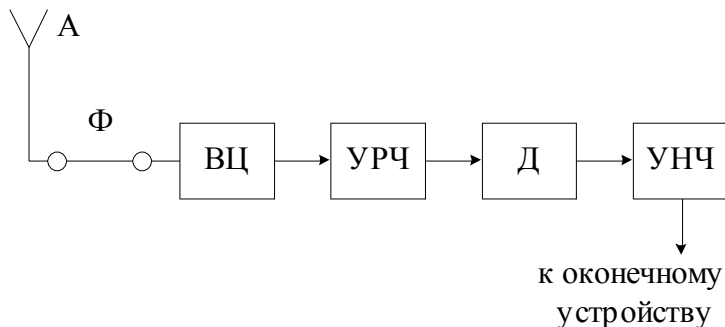


Рис. 1.2

Электромагнитные колебания, наводимые в антенне (А) через соединительный фидер (Ф), подаются во входную цепь (ВЦ), представляющую резонатор, настроенный на частоту принимаемого сигнала. Выделенный сигнал усиливается в усилителе радиочастоты (УРЧ), в котором также могут использоваться резонансные цепи, что дополнительно обеспечивает частотную избирательность.

После усиления сигнал детектируется: для АМ - сигнала - амплитудным детектором (АД), а для ЧМ – частотным (ЧД). Детектор (Д) из ВЧ - колебания выделяет полезный модулирующий сигнал, который усиливается в усилителе низкой частоты (УНЧ) и поступает на окончательное исполнительное устройство.

В приемнике прямого усиления основное усиление осуществляется в УРЧ, коэффициент усиления которого $K_y=10^6-10^7$.

1.4.2. Регенеративный приемник

Регенеративный приёмник – это приёмник прямого усиления с положительной обратной связью (ПОС) в УРЧ. В нём положительная обратная связь периодически меняется с некоторой высокой частотой (вносимое в контур сопротивление - отрицательное). Амплитуда вносимых колебаний превышает амплитуду сигнала в 10^4 раз.

1.4.3. Супергетеродинный приемник

Структурная схема супергетеродинного приемника изображена на рис.1.3.

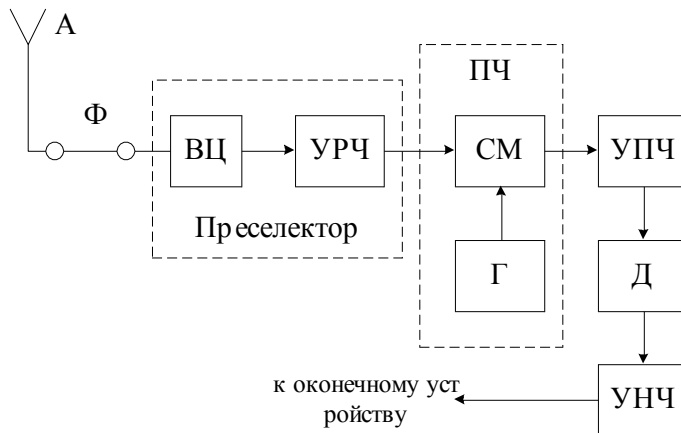


Рис. 1.3

В приемной антенне возникает ЭДС E_A с частотой сигнала f_c . Входная цепь и УРЧ содержат резонансные цепи, настроенные на частоту f_c . Усиленное напряжение сигнала U_c с выхода УРЧ поступает на преобразователь частоты (ПЧ). С выхода ПЧ сигнал поступает на усилитель промежуточной частоты (УПЧ), содержащий избирательную систему и собственно усилитель. Часть приемника до ПЧ называют преселектором. ПЧ состоит из смесителя (СМ) и гетеродина (Г). Г - вспомогательный генератор, частота которого изменяется вместе с настройкой преселектора. СМ - нелинейный шестиполусник, который осуществляет перенос спектра частот из одной области в другую. ПЧ, изменяя частоту сигнала, не влияет на форму модулирующей функции, т.е. *действует по отношению к принимаемому сигналу как линейная параметрическая цепь*. Поэтому часть РПУ до детектора называют линейной по отношению к принимаемому сообщению.

Из теории нелинейных электрических цепей известно, что если на входе СМ действуют сигналы с частотами f_c и f_r , то на его выходе получим ряд комбинационных частот $|\pm n f_r \pm m f_c|$, где $n, m = 1, 2, 3, \dots$

Резонансная цепь на выходе смесителя настроена на промежуточную частоту $f_{\Pi} = f_r - f_c$ или $f_{\Pi} = f_c - f_r$.

Если $f_r > f_c$ - это верхняя настройка частоты гетеродина, если $f_r < f_c$ - нижняя настройка частоты гетеродина.

Чаше, особенно в бытовых приемниках, $f_{\Pi} < f_c$, т.е. преобразователь понижает частоту принимаемого сигнала.

Иногда спектр частот переносят вверх, тогда супергетеродинный приемник называют инфрадином.

Если сигнал принимают в некотором диапазоне частот, то для сохранения постоянного значения промежуточной частоты частоту гетеродина изменяют вместе с настройкой преселектора так, чтобы

$$f_{\Pi} = f_{\Gamma} - f_{\text{с}} = \text{const.}$$

Преобразование принимаемых частот в постоянную частоту имеет ряд преимуществ:

- резонансные цепи УПЧ не перестраивают, что упрощает их конструкцию;
- перенос спектра в область более низких частот позволяет легко осуществить основное усиление в УПЧ;
- использование пониженной частоты позволяет сузить полосу пропускания (повысить избирательность), повысить коэффициент усиления и устойчивость УПЧ;
- на низкой частоте схемные решения более простые.

Супергетеродинный приемник имеет и недостаток - наличие побочных каналов приема, основные из которых - зеркальный и прямой.

Если на вход приемника поступит сигнал с частотой побочного канала, равной $f_{\text{зк}} = f_{\text{с}} + 2f_{\Pi}$, то после преобразования получим

$$f_{\text{зк}} - f_{\Gamma} = f_{\text{с}} + 2f_{\Pi} - f_{\Gamma} = f_{\Gamma} + f_{\Pi} - f_{\Gamma} = f_{\Pi},$$

т.е. частота зеркального канала преобразуется в частоту f_{Π} и в УПЧ усиливается также, как и частота сигнала. Из диаграммы, приведенной на рис. 1.4, видно, что зеркальный канал может быть подавлен только в преселекторе.

Если частота соседнего канала $f_{\text{ск}} = f_{\text{с}} - \Delta f$, то после преобразования получим:

$$f_{\Gamma} - f_{\text{ск}} = f_{\Gamma} - (f_{\text{с}} - \Delta f) = f_{\Pi} + \Delta f.$$

Соседний канал не попадает в полосу УПЧ, т.е. избирательность по соседнему каналу обеспечивается в УПЧ.

Прямой канал - это частота, совпадающая с частотой настройки УПЧ - f_{Π} .

1.4.4. Приемник прямого преобразования

На рис. 1.5 приведена структурная схема приемника прямого преобразования.

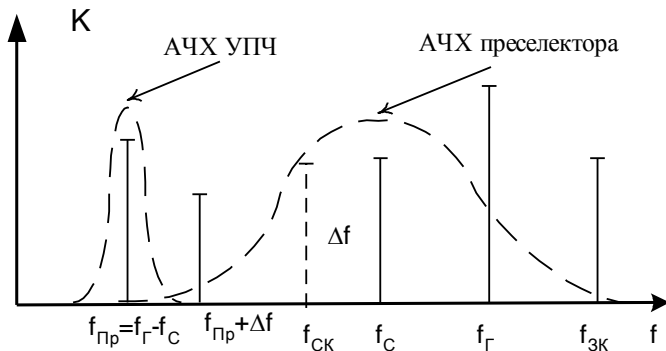


Рис.1.4

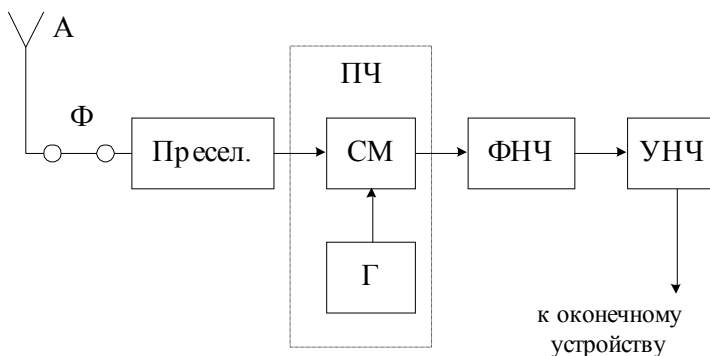


Рис. 1.5

Так, для телефонного канала полоса принимаемого сообщения равна 3кГц. Частота гетеродина должна быть отстроена от частоты принимаемого сигнала на (0,5 - 1) кГц так, чтобы на выходе СМ не было нулевых биений.

В таком приемнике основное усиление осуществляется в УНЧ, коэффициент усиления которого $K_y = 10^4 - 10^6$. Такое усиление позволяет получить чувствительность до долей микровольта.

Достоинством такого приемника является простота, недостаток - наличие двух боковых полос приема.

К приемникам прямого преобразования относится синхродина, схема которого представлена на рис. 1.6, где ЦС – цепь синхронизации; СГ – синхронный гетеродин.

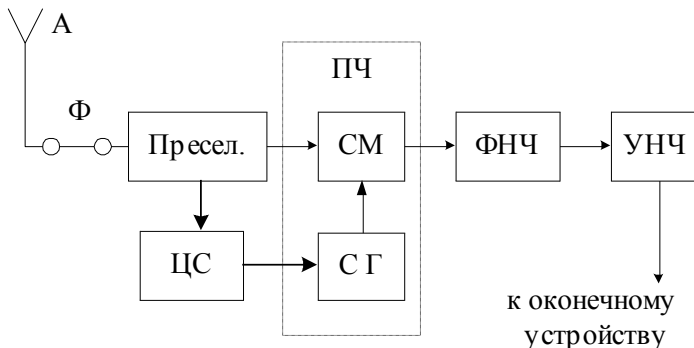


Рис. 1.6

Возможно построение асинхронного приемника с двумя квадратурными каналами. При этом не нужна синхронизация до фазы.

1.5. Классификация по способу питания

По способу питания РПрУ делят на приемники:

- с автономным или внешним источником;
- от аккумуляторов (батареи) или сети;
- с универсальным источником питания.

Эти способы часто сочетаются друг с другом, поэтому здесь четких границ нет.

Выводы

1. В радиотракте супергетеродинного приемника помимо усиления происходит преобразование частоты принимаемого сигнала.
2. При любой частоте принимаемого сигнала частота гетеродина такова, что промежуточная частота всегда приблизительно постоянна. Это существенно упрощает систему настройки и технологию изготовления приемника.
3. Результирующая АЧХ радиотракта приемника определяется в основном АЧХ селективных цепей тракта промежуточной частоты.
4. Основные недостатки супергетеродинного приемника – наличие побочных каналов приема и паразитного излучения с частотой гетеродина.

2. Качественные показатели РПрУ

Современные РПрУ характеризуются большим числом показателей и эксплуатационно-технических характеристик. Рассмотрим некоторые из них без учета назначения РПрУ.

Основные показатели РПрУ должны определять меру его пригодности для приема сигналов в условиях действия помех.

К основным показателям относятся:

- Чувствительность.
- Избирательность (частотная селективность).
- Помехоустойчивость, стабильность работы.
- Уровень искажений принимаемых сигналов.
- Динамический диапазон.
- Диапазон принимаемых частот.
- Электромагнитная совместимость.
- Надежность.
- Габариты, вес (особенно актуально на летательных аппаратах).
- Стоимость.

Рассмотрим некоторые из них поподробнее.

2.1. Чувствительность РПрУ

Под чувствительностью понимают *способность приемника принимать слабые сигналы*. Количественно чувствительность *оценивается минимальным уровнем принимаемого сигнала*, при котором еще обеспечивается нормальное функционирование исполнительного устройства, при заданном отношении сигнал/шум на выходе приемника.

На умеренно высоких частотах чувствительность оценивается *минимальной ЭДС* или *минимальной напряженностью поля*, для более *высоких частот* - *минимальной мощностью* сигнала на входе приемника.

Различают чувствительность, ограниченную усилением (потенциальную), реальную, пороговую, тангенциальную и максимальную (предельную).

Чувствительность, ограниченная усилением, характерна для приемников со сравнительно малым усилением в условиях, когда собственные шумы мало влияют на прием, т.е. она определяется заданной мощностью на выходе.

Реальная чувствительность учитывает влияние собственных шумов. Она определяется как минимальный уровень сигнала на входе, реализующий заданное соотношение сигнал/шум, при котором на выходе РПрУ обеспечивается нормальная мощность (50 мВт для аппаратов с номи-

нальной выходной мощностью более 150 мВт и 5 мВт для аппаратов с номинальной выходной мощностью 150 мВт и менее). Для АМ это – 20 дБ, для ЧМ – 26 дБ, для ЧМ - стерео – 36 дБ.

Максимальная (пороговая или предельная) чувствительность отличается от реальной тем, что она измерена при соотношении сигнал/шум на выходе детектора 6 дБ).

Тангенциальная чувствительность (рис. 2.1) используется для оценки приемников импульсных сигналов.

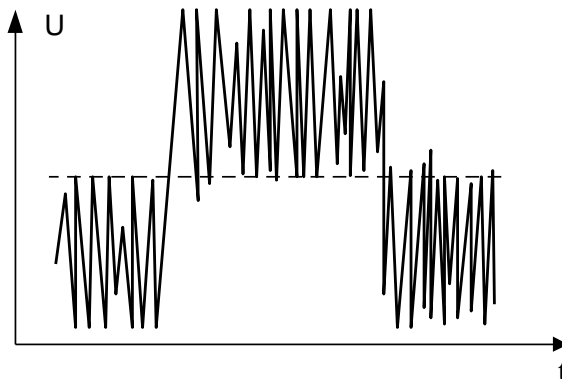


Рис. 2.1

Она равна минимальной мощности сигнала, при которой на экране осциллографа (в эюре напряжения на выходе детектора) наблюдается совпадение верхней и нижней границы шумов при отсутствии и наличии сигнала.

Иногда для характеристики чувствительности РПрУ вводят оценки коэффициента шума, эквивалентной шумовой температуры и т.д.

2.2. Частотная селективность

Частотной селективностью называется свойство приемника выделять полезный сигнал из множества других сигналов, отличных по частоте.

При оценке селективности по частотной характеристике каскадов РПрУ используют соотношение

$$\sigma_{\Delta f} = 20 \lg \frac{K_0}{K_{\Delta f}} [\text{дБ}],$$

где K_0 – резонансный коэффициент передачи,

$K_{\Delta f}$ – коэффициент передачи при заданной расстройке Δf .

Кривая селективности приведена на рис. 2.2.

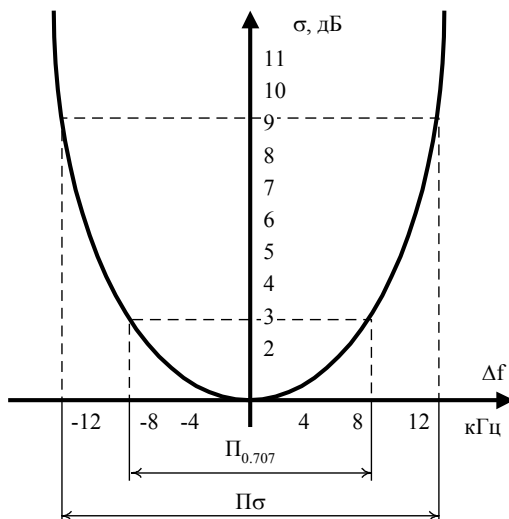


Рис. 2.2

Величина σ характеризует ослабление мешающего сигнала при расстройке.

Идеальной с точки зрения селективности является прямоугольная характеристика, где в полосе приема $\sigma=0$, а за ее пределами $\sigma \rightarrow \infty$.

Можно говорить, что селективность – это функция, обратная к амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) избирательных цепей приёмника. В полосе приёма, для идеального каскада, коэффициент передачи бесконечен, а за её пределами – равен нулю.

Обычно полосу пропускания измеряют на уровне

$$\sigma = -3 \text{ дБ} \left(\frac{K}{K_0} = 0,707 \right) \text{ или } \sigma = -6 \text{ дБ} \left(\frac{K}{K_0} = 0,5 \right).$$

Степень близости реальной характеристики к идеальной оценивается коэффициентом прямоугольности

$$k_{\Pi\sigma} = \frac{\Pi_{\sigma}}{\Pi_{0,7}},$$

где $\Pi_{0,7}$ – полоса пропускания на уровне 0.7,

Π_{σ} – полоса пропускания при ослаблении σ

Для идеальной характеристики $k_{\Pi\sigma} = 1$, а для реальной $k_{\Pi\sigma} > 1$.

Иногда в литературе встречается величина, обратная коэффициенту прямоугольности.

При оценке РПрУ одной из основных оценок является селективность по соседнему каналу. В ДВ- и СВ- диапазонах несущие частоты радиовещательных станций распределены с шагом 9 кГц, а в УКВ – 120 кГц. Селективность по соседнему каналу определяется ФСС УПЧ (для супергетеродинов).

Супергетеродинный приемник помимо селективности по соседнему каналу характеризуется селективностью по побочным каналам и прежде всего на частотах зеркального и прямого канала. Эти виды селективности определяются преселектором.

Если для оценки селективности на вход РПрУ подключают один источник сигнала, то в этом случае говорят об односигнальной селективности, которая определяется только линейными селективными цепями.

В реальных условиях на входе РПрУ присутствует несколько сигналов, которые могут взаимодействовать между собой за счет нелинейности приемного тракта.

Для более точной оценки влияния помех, учитывающей нелинейные эффекты при одновременном действии сигнала и помехи, используют многосигнальные методы измерения селективности (в основном двух или трехсигнальные методы) – таким образом, получают *реальную* селективность (избирательность).

2.3. Искажения принимаемого сигнала

Все искажения сигнала, создаваемые РПрУ, можно разделить на линейные и нелинейные.

Линейными искажениями является неточность в передаче соотношений между различными спектральными составляющими сигнала. Степень линейных искажений оценивается по частотным характеристикам отдельных каскадов и всего тракта РПрУ.

Частотная характеристика приемника по всему тракту называется кривой верности или верностью воспроизведения.

По частотной характеристике определяют значения верхних F_B и нижних F_H частот пропускания, полосу пропускания $\Delta F = F_B - F_H$, ко-

эффициент неравномерности АЧХ на нижней $M_H = \frac{K_0}{K_H}$ и верхней

$M_B = \frac{K_0}{K_B}$ частотах.

Нелинейными искажениями принимаемого сигнала называют эффект появления в выходном сигнале спектральных составляющих, отсутствующих во входном сигнале. Для РПрУ под входным сигналом следует понимать низкочастотное модулирующее напряжение.

Нелинейные искажения оцениваются по следующим параметрам:

– коэффициент нелинейных искажений

$$k_H = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}};$$

– коэффициент гармоник

$$k_G = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1};$$

– коэффициент интермодуляционных искажений

$$k_{И} = \frac{\sqrt{(U_{f_2-f_1} + U_{f_2+f_1})^2 + (U_{f_2-2f_1} + U_{f_2+2f_1})^2 + \dots}}{U_{f_2}},$$

где $U_1, U_2 \dots$ - действующие (или амплитудные) значения напряжения первой, второй и т.д. гармоник выходного колебания.

Ряд параметров оценивают степень нелинейных искажений в режиме приема стереофонических сигналов. Сюда относятся переходные затухания, подавление надтональных частот и их комбинаций со звуковыми частотами.

Кроме того, к нелинейным искажениям следует отнести фон сети, генерацию и микрофонный эффект. Их уменьшают различными схемотехническими решениями (для уменьшения фона сети – стабилизаторы питания, для подавления микрофонного эффекта – незначительное, на несколько Гц, изменение частоты сигнала, принятого микрофоном).

2.4. Динамический диапазон РПрУ

Динамическим диапазоном РПрУ принято называть отношение максимального входного сигнала к минимальному:

$$D = 20 \lg \left[\frac{U_{\max}}{U_{\min}} \right];$$

Уровень максимального сигнала ограничен допустимыми нелинейными искажениями, возникающими из-за перегрузки последних каскадов УПЧ. Минимальный уровень входного сигнала определяется чувствительностью приемника.

В современном РПрУ $D = 60 \div 120$ дБ.

Расширение динамического диапазона достигается повышением чувствительности и повышением диапазона действия АРУ.

2.5. Диапазон принимаемых частот

Диапазоном рабочих частот называется полоса, в пределах которой может перестраиваться РПрУ.

Относительная ширина диапазона оценивается коэффициентом перекрытия

$$k_D = \frac{f_{0\max}}{f_{0\min}};$$

Значение k_D ограничено в первую очередь конструктивными возможностями переменного конденсатора, у которого $\frac{C_{\max}}{C_{\min}} \approx 25 \div 50$, тогда

$$k_D = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} \approx 5 \div 7;$$

С учетом паразитных емкостей реальное значение $k_D \leq 2 \div 3$ и уменьшается с ростом частоты.

Часто диапазон частот разбивают на поддиапазоны, при этом, диапазоны частично перекрывают друг друга для обеспечения возможности настроиться на любую частоту в пределах всего диапазона.

Обычно перестраиваются по поддиапазону, используя конденсаторы переменной ёмкости. Но в некоторых приёмниках перестройку осуществляют переменными индуктивностями или связанными индуктивно-

стями (вариометры, ферровариометры). Такой способ нашел широкое применение в старых автомобильных приёмниках.

2.6. Помехоустойчивость

Помехоустойчивость характеризует способность РПрУ обеспечивать прием переданных сообщений с заданной достоверностью.

Для количественной оценки помехоустойчивости используют:

- 1) при приеме дискретных сигналов – вероятность ошибки при заданном соотношении сигнал/шум;
- 2) при приеме аналоговых сигналов – требуемое отношение сигнал/шум на входе РПрУ при заданном отношении сигнал/шум на выходе;
- 3) для телефонных каналов – артикулярный критерий (разборчивость речи);
- 4) в радиолокации применяют вероятность ложной тревоги. Это вероятность того, что произойдет фиксация несуществующей цели.

2.7. Внутренние шумы РПрУ

Даже при короткозамкнутом входе приемника или усилителя на их выходе всегда есть напряжение, обусловленное собственными (внутренними) помехами. Эти помехи можно разделить на две основные группы.

К первой группе следует отнести помехи, обусловленные недостаточной фильтрацией пульсаций источника питания и наводки внешних полей. Уровень этих помех можно понизить с помощью схемотехнических или конструктивных решений.

Ко второй группе помех относят собственные флуктуационные шумы, обусловленные тепловыми и электрическими процессами в цепях. Флуктуационные шумы принципиально неустранимы и являются основной причиной ограничения чувствительности.

Любая цепь, имеющая омическое сопротивление, является источником теплового шума.

Средний квадрат значения ЭДС шума определяется формулой Найквиста для бесконечно малой полосы df

$$\overline{dE_{ш}^2} = 4kTRdf ,$$

где $k \approx 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{град}}$ – постоянная Больцмана,

T – абсолютная температура шумящей цепи,

R – омическое сопротивление шумящей цепи.

В этом случае шумящую цепь с сопротивлением R можно представить в виде идеального нешумящего сопротивления R и эквивалентного генератора ЭДС $dE_{\text{ш}}$. Если перейти от генератора ЭДС к генератору тока $dI_{\text{ш}}$, то шумящая цепь представляется в виде проводимости $G = \frac{1}{R}$, подключенной параллельно генератору тока

$$\overline{dI_{\text{ш}}^2} = 4kTGdf.$$

Для расчетов интерес представляет шумовая ЭДС для полосы, ограниченной частотной характеристикой РПРУ.

Средний квадрат напряжения шума на выходе РПРУ:

$$\overline{U}^2 = 4kTR \int_0^{\infty} K^2(f) df,$$

где $K(f)$ – коэффициент передачи избирательного усилителя.

За эквивалентную ЭДС шума принимают величину $E_{\text{ш}} = \frac{U_{\text{ш}}}{K(f_0)}$, где

$U_{\text{ш}} = \sqrt{\overline{U}^2}$, $K(f_0)$ — коэффициент передачи на частоте настройки f_0 .

Учитывая, что спектр шума в полосе приема является величиной постоянной, можно записать: $E_{\text{ш}}^2 = 4kTR \int_0^{\infty} \left[\frac{K^2(f)}{K(f_0)} \right]^2 df$,

где $\Pi_{\text{э}} = \int_0^{\infty} \left[\frac{K(f)}{K(f_0)} \right]^2 df$ – эффективная шумовая полоса приема.

На практике для одиночного контура обычно $\Pi_{\text{э}} \approx 1,1 \cdot \Pi_{0,707}$, для резонансных цепей более высокого порядка $\Pi_{\text{э}} \approx \Pi_{0,707}$.

Тогда используя понятие шумовой полосы пропускания, запишем ЭДС и ток шума следующим образом:

$$E_{\text{ш}}^2 = 4kTR\Pi_{\text{э}}, \quad I_{\text{ш}}^2 = 4kTG\Pi_{\text{э}}.$$

2.7.1. Коэффициент шума

Рассмотрим усилительный каскад с входным сопротивлением $R_{ВХ}$, ко входу которого подключен эквивалентный генератор с внутренним сопротивлением $R_{И}$, создающим ЭДС (рис.2.3):

$$E_{Ш}^2 = 4kTR\Pi_{\Theta} \quad (2.1)$$

Выделяемая на сопротивлении мощность шума

$$P_{Ш} = \frac{E_{Ш}^2 \cdot R_{ВХ}}{(R_{И} + R_{ВХ})^2}.$$

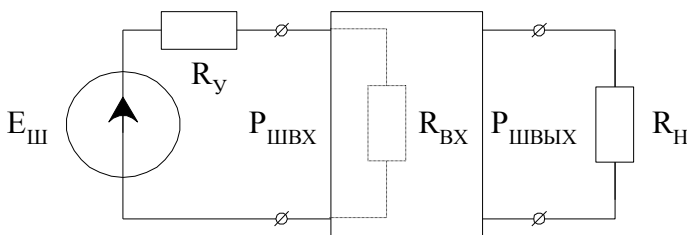


Рис. 2.3

В случае согласования (при $R_{И} = R_{ВХ}$) четырехполоснику отдается максимально возможная мощность шума $P_{Ш.ВХ.НОМ}$.

$$P_{Ш.ВХ.НОМ} = \frac{E_{Ш}^2}{4R_{ВХ}} = \frac{E_{Ш}^2}{4R_{И}}, \quad (2.2)$$

Она называется номинальной мощностью шума источника (на входе), и не зависит от сопротивления источника.

Подставляя (2.1) в (2.2) имеем

$$P_{Ш.ВХ.НОМ} = kT\Pi_{\Theta}.$$

В реальных условиях усилительный каскад может быть не согласован с источником сигнала ($R_{И} \neq R_{ВХ}$), тогда, введя понятие коэффициента рассогласования

$$b = \frac{P_{\text{ш.вх.}}}{P_{\text{ш.вх.ном}}}, \quad (2.3)$$

можно записать: $P_{\text{ш.вх.}} = bP_{\text{ш.вх.ном}} = bkT\Pi_{\text{Э}}$.

На выходе усилителя действует мощность шума $P_{\text{ш.вых.}}$, которая складывается из усиленных шумов источника сигнала $P_{\text{ш.вых.ид}}$ и собственных шумов усилителя $P_{\text{ш.соб.}}$:

$$P_{\text{ш.вых.}} = P_{\text{ш.вых.ид}} + P_{\text{ш.соб.}}$$

Если сам усилитель не шумит, то есть является идеальным с точки зрения шумов, то мощность шума на его выходе

$$P_{\text{ш.вых.ид}} = P_{\text{ш.вх.}} \cdot K_p = bkT\Pi_{\text{Э}}K_p, \quad (2.4)$$

где $K_p = \frac{P_{\text{ш.вых.ид}}}{P_{\text{ш.вх.}}}$ – коэффициент усиления усилителя по мощности.

Отличие $P_{\text{ш.вых.}}$ реального (шумящего) усилителя от $P_{\text{ш.вых.ид}}$ – идеального характеризует его шумовые свойства.

Величина, показывающая во сколько раз мощность шумов на выходе реального усилителя $P_{\text{ш.вых.}}$ больше мощности шумов на выходе идеального усилителя $P_{\text{ш.вых.ид}}$, называется коэффициентом шума

$$\text{Ш} = \frac{P_{\text{ш.вых.}}}{P_{\text{ш.вых.ид}}} = \frac{P_{\text{ш.вых.ид}} + P_{\text{ш.соб.}}}{P_{\text{ш.вых.ид}}} = 1 + \frac{P_{\text{ш.соб.}}}{bkT\Pi_{\text{Э}}K_p} \quad (2.5)$$

Для идеального усилителя $\text{Ш} = 1$.

Для однозначности оценки коэффициента шума за источник сигнала условно принимают генератор ЭДС, находящийся при комнатной температуре $T_0 = 293 \text{ K}$ (20°C), тогда коэффициент шума – это отношение полной выходной мощности шумов к той части этих шумов на выходе, которая обусловлена тепловым шумом сопротивления источника при комнатной температуре

$$\text{Ш} = 1 + \frac{P_{\text{ш.соб.}}}{bkT_0\Pi_{\text{Э}}K_p}.$$

Можно дать иную интерпретацию понятию коэффициента шума. На входе усилителя сигнал присутствует всегда на фоне шумов и характери-

зуются отношением $\frac{P_{C.BX.}}{P_{Ш.BX.}}$. После прохождения усилителя добавляются

собственные шумы и соотношение сигнал/шум на выходе $\frac{P_{C.ВЫХ.}}{P_{Ш.ВЫХ.}}$ будет

меньше чем на входе. Коэффициент шума характеризует во сколько раз ухудшается отношение сигнал/шум при прохождении сигнала через усилитель

$$Ш = \frac{\frac{P_{C.BX.}}{P_{Ш.BX.}}}{\frac{P_{C.ВЫХ.}}{P_{Ш.ВЫХ.}}} = \frac{P_{C.BX.} \cdot P_{Ш.ВЫХ.}}{P_{Ш.BX.} \cdot P_{C.ВЫХ.}}.$$

На практике часто коэффициент шума выражают в дБ

$$Ш_{дБ} = 10 \lg Ш.$$

2.7.2. Шумовая температура

Наряду с коэффициентом шума широко используется понятие шумовой температуры:

$$T_{Ш} = (Ш - 1) \cdot T_0, \quad Ш = 1 + \frac{T_{Ш}}{T_0} = \frac{T_0 + T_{Ш}}{T_0} \quad (2.6)$$

Шумовая температура характеризует собственные шумы и показывает, на сколько градусов должен быть нагрет эквивалент антенны, чтобы вызванные им шумы на входе равнялись собственным шумам. При этом полагается, что сам четырехполосник не шумит.

Понятие шумовой температуры удобно применять к малошумящим усилителям, коэффициент шума которых близок к единице.

2.7.3. Коэффициент шума пассивного четырехполосника

Эквивалентная схема цепи с пассивным четырехполосником (ЧП) имеет вид, представленный на рис. 2.4.

Суммарная выходная мощность ЧП с несогласованной нагрузкой

$$P_{ШВЫХ} = bkT_0 P_{\text{вх}},$$

где b -коэффициент рассогласования выхода пассивного ЧП со входом последующего активного.

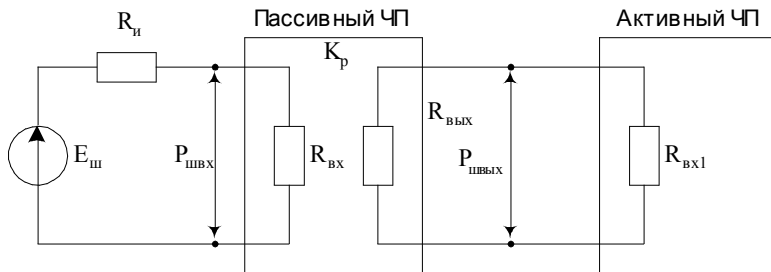


Рис. 2.4

Если ЧП идеальный нешумящий, то при $R_{и}=R_{вх}$

$$P_{ш.вх.ид.} = K_p k T_0 \Pi_{\Sigma}.$$

Тогда по определению

$$\Pi = \frac{P_{ш.вх.ид.}}{P_{ш.вх.ид.}} = \frac{b}{K_p}.$$

При согласовании ЧП с нагрузкой $R_{вх}=R_{вх1}$ и $b=1$, тогда

$$\Pi = \frac{1}{K_p},$$

то есть чем больше коэффициент передачи по мощности пассивного ЧП, тем меньше его коэффициент шума (при $K_p \rightarrow 1$, $\Pi \rightarrow 1$).

2.7.4. Коэффициент шума многокаскадного усилителя

Рассмотрим коэффициент шума многокаскадного усилителя (рис. 2.5), если известны коэффициенты передачи по мощности K_{pi} и коэффициенты шума Π_i каждого каскада, а также коэффициенты согласования b_i между каскадами усилителя.

Общий коэффициент усиления по мощности

$$K_{p\Sigma} = K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot K_{p3} \dots\dots$$

Мощность шума на выходе первого каскада

$$P_{швх1} = P_{швх1} \cdot K_{p1} + P_{шсобр1},$$

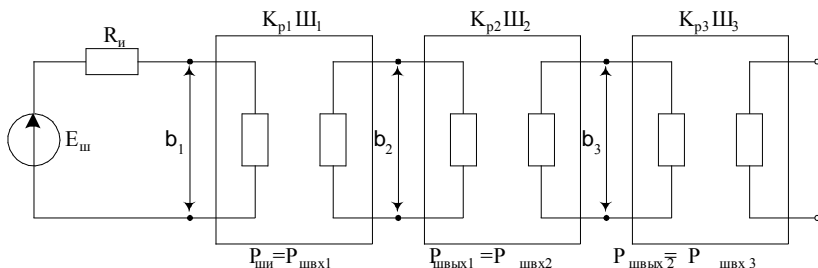


Рис. 2.5

где $P_{швх1} = b_1 k T_0 \Pi_{\Sigma}$ номинальная мощность источника шума.

Мощность шума на выходе второго каскада

$$P_{швых2} = P_{швх2} \cdot K_{p2} + P_{шсоб2} = P_{швх1} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2} + P_{шсоб1} \cdot K_{p2} + P_{шсоб2} \cdot$$

Мощность шума на выходе i -го каскада

$$P_{швых i} = P_{швх1} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2} \dots K_{pi} + P_{шсоб1} \cdot K_{p2} \cdot K_{p3} \dots K_{pi} + \\ + P_{шсоб2} \cdot K_{p3} \dots K_{pi} + \dots + P_{шсоб i}$$

Если бы усилитель сам не шумел, то мощность шума на его выходе была бы равна

$$P_{швыхид} = P_{швх1} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot K_{p3} \dots K_{pi} = P_{швх1} \cdot K_{p\Sigma}.$$

Тогда согласно определению коэффициента шума:

$$\Pi_{\Sigma} = \frac{P_{швых}}{P_{швыхид}} = 1 + \frac{P_{шсоб1}}{P_{швх1} \cdot K_{p1}} + \frac{P_{шсоб2}}{P_{швх1} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2}} + \dots + \frac{P_{шсоб i}}{P_{швх1} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2} \dots K_{pi}}.$$

Выражения для коэффициентов шума отдельных каскадов в соответствии с (2.5) запишутся в виде

Для первого каскада

$$\Pi_1 = 1 + \frac{P_{шсоб1}}{b_1 k T_0 \Pi_{\Sigma} K_{p1}}$$

Для второго каскада

$$\Pi_2 = 1 + \frac{P_{шсоб2}}{b_2 k T_0 \Pi_{\Sigma} K_{p2}}$$

отсюда

$$\frac{P_{\text{ШСОБ2}}}{b_2 k T_0 \Pi_3 K_{P2}} = \text{Ш}_2 - 1$$

Для i -го каскада

$$\text{Ш}_i = 1 + \frac{P_{\text{ШСОБ}i}}{b_i k T_0 \Pi_3 K_{Pi}},$$

отсюда

$$\frac{P_{\text{ШСОБ}i}}{b_i k T_0 \Pi_3 K_{Pi}} = \text{Ш}_i - 1.$$

С учетом выражений для коэффициентов шума отдельных каскадов получаем (рис. 2.4)

$$\text{Ш}_\Sigma = \text{Ш}_1 + \frac{b_2}{b_1} \frac{\text{Ш}_2 - 1}{K_{P1}} + \frac{b_3}{b_1} \frac{\text{Ш}_3 - 1}{K_{P1} \cdot K_{P2}} + \dots \frac{b_i}{b_1} \frac{(\text{Ш}_i - 1)}{K_{P1} \dots K_{Pi-1}} \quad (2.7)$$

Рассмотрим коэффициент перед вторым слагаемым с учетом того,

что $\frac{P_{\text{ШВХ}}}{P_{\text{ШВХНОМ}}} = \frac{P_{\text{ВХ}}}{P_{\text{НОМ}}}$, а

$$\frac{b_2}{b_1 K_{P1}} = \frac{P_{\text{ШВХ2}}/P_{\text{ШВХ2НОМ}}}{(P_{\text{ШВХ1}}/P_{\text{ШВХ1НОМ}})(P_{\text{ВХ1}}/P_{\text{ВХ1}})} = \frac{P_{\text{ВХ1НОМ}}}{P_{\text{ВХ2НОМ}}} = \frac{P_{\text{ВХ1НОМ}}}{P_{\text{ВХ1НОМ}}} = \frac{1}{K_{P1НОМ}},$$

где $K_{P1НОМ}$ – номинальный коэффициент усиления по мощности (при согласовании по входу и выходу) каскада, соответственно

$$\frac{b_3}{b_1 K_{P1} K_{P2}} = \frac{1}{K_{P1НОМ} K_{P2НОМ}} \text{ и т.д.}$$

тогда

$$\text{Ш}_\Sigma = \text{Ш}_1 + \frac{\text{Ш}_2 - 1}{K_{P1НОМ}} + \frac{\text{Ш}_3 - 1}{K_{P1НОМ} \cdot K_{P2НОМ}} + \dots \quad (2.8)$$

Из полученных соотношений следует, что результирующее значение коэффициента шума для многокаскадного усилителя в основном определяется значениями Ш_1 и K_{P1} первого усилительного каскада.

Для многокаскадных усилителей с учетом (2.6) и (2.8) имеем

$$T_{\text{Ш}} = T_{\text{Ш1}} + \frac{b_2}{b_1} \frac{T_{\text{Ш2}}}{K_{P1}} + \frac{b_3}{b_1} \frac{T_{\text{Ш3}}}{K_{P1} \cdot K_{P2}} + \dots \quad (2.9)$$

2.7.5. Шумовые свойства РПРУ

Шумовые свойства приемника (рис. 2.6), по аналогии с многокаскадным усилителем, оцениваются коэффициентом шума.

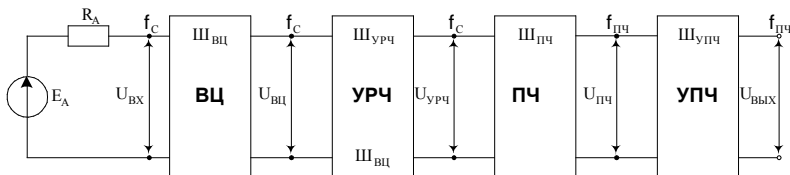


Рис. 2.6

Источником сигнала приемника является антенна.

Для радиотракта можно записать

$$\text{Ш}_{\text{ПР}} = \text{Ш}_{\text{ВЦ}} + \frac{\text{Ш}_{\text{УРЧ}} - 1}{K_{\text{рВЦНОМ}}} + \frac{\text{Ш}_{\text{ПЧ}} - 1}{K_{\text{рВЦНОМ}} \cdot K_{\text{рУРЧНОМ}}} + \frac{\text{Ш}_{\text{УПЧ}} - 1}{K_{\text{рВЦНОМ}} \cdot K_{\text{рУРЧНОМ}} \cdot K_{\text{рПЧНОМ}}}, \quad (2.10)$$

где $\text{Ш}_{\text{ВЦ}}$, $\text{Ш}_{\text{УРЧ}}$, $\text{Ш}_{\text{ПЧ}}$, $\text{Ш}_{\text{УПЧ}}$ - коэффициенты шума соответственно входной цепи, УРЧ, преобразователя частоты, УПЧ,
 $K_{\text{рВЦНОМ}}$, $K_{\text{рУРЧНОМ}}$, $K_{\text{рПЧНОМ}}$, $K_{\text{рУПЧНОМ}}$ - коэффициенты усиления по мощности соответственно входной цепи, УРЧ, преобразователя частоты, УПЧ.

Коэффициент шума приемника в значительной степени зависит от того, есть ли УРЧ, или нет, так как $\text{Ш}_{\text{УРЧ}} < \text{Ш}_{\text{ПЧ}}$.

На выходе приемника сигнал присутствует на фоне шумов и характеризуется отношением

$$\frac{P_{\text{СВЫХ}}}{P_{\text{ШВЫХ}}} = \gamma_{\text{ВЫХ}}^2.$$

По определению, чувствительность приемника - это такая мощность на его входе $P_{\text{СВХ}} = P_{\text{А}}$, при которой на выходе обеспечивается требуемая мощность при заданном соотношении сигнал/шум $\gamma_{\text{ВЫХ}}^2$.

Тогда чувствительность, ограниченную внутренними шумами приемника можно записать в виде

$$P_{\text{СВХ}} = P_A = \frac{P_{\text{СВЫХ}}}{K_P} = \frac{P_{\text{СВЫХ}}}{K_P} \frac{P_{\text{ШВЫХ}}}{P_{\text{ШВЫХ}}} = \frac{P_{\text{ШВЫХ}}}{K_P} \gamma_{\text{ВЫХ}}^2. \quad (2.11)$$

По определению

$$\text{Ш}_{\text{ПР}} = \frac{P_{\text{ШВЫХ}}}{kT_0 \Pi_{\text{Э}} K_P},$$

отсюда

$$P_{\text{ШВЫХ}} = \text{Ш}_{\text{ПР}} kT_0 \Pi_{\text{Э}} K_P. \quad (2.12)$$

Подставив (2.12) в выражение (2.11) получим

$$P_A = kT_0 \Pi_{\text{Э}} \text{Ш}_{\text{ПР}} \gamma_{\text{ВЫХ}}^2 = k(T_0 + T_{\text{ШПР}}) \Pi_{\text{Э}} \gamma_{\text{ВЫХ}}^2.$$

Выражение устанавливает зависимость чувствительности приемника от его коэффициента шума, либо шумовой температуры.

Если чувствительность выражена как ЭДС в цепи антенны, то используя соотношение

$$P_A = \frac{E_A^2}{4R_A},$$

получим соотношение, описывающее связь чувствительности приемника с его коэффициентом шума

$$E_A = \sqrt{4kT_0 \Pi_{\text{Э}} R_A \text{Ш}_{\text{ПР}} \gamma_{\text{ВЫХ}}^2}, \quad (2.13)$$

или

$$E_A = \sqrt{4k(T_0 - T_{\text{ШПР}}) \Pi_{\text{Э}} R_A \gamma_{\text{ВЫХ}}^2}. \quad (2.14)$$

Итак, для “увеличения” чувствительности приемника необходимо:

- уменьшать шумы радиотракта;
- сужать полосу приема;
- уменьшать требуемое значение $\gamma_{\text{ВЫХ}}^2$ (за счет применения помехоустойчивых сигналов);

Выводы

1. К основным показателям приемника относят чувствительность, селективность, помехоустойчивость и степень искажения сигнала, которые в общем случае взаимосвязаны.

2. Чувствительность радиоприемника ограничена либо усилением, либо помехами. Предел чувствительности приемника ограничивается его внутренними шумами.

3. Для повышения чувствительности следует уменьшать шумы радиотракта, использовать помехоустойчивые сигналы, сужать полосу пропускания радиотракта.

4. Уменьшение коэффициента шума радиотракта достигается включением в него малошумящего усилителя радиочастоты, так как результирующий коэффициент шума определяется первыми активными каскадами приемника.

5. Селективность приемника основана на использовании отличительных признаков между сигналами и помехами. Различают пространственные, временную и частотную селективности.

6. При сильных помехах в радиотракте возникают нелинейные эффекты, ухудшающие селективность. Это перекрестная модуляция, блокирование и интермодуляция.

7. Различают одно- и многосигнальную селективность. Односигнальная дает оценку ослабления помех по соседнему каналу, зеркальному и прямому каналам, а также по комбинационным каналам. Многосигнальная (реальная) селективность учитывает нелинейные явления в радиотракте.

8. Повысить реальную селективность можно, уменьшая уровень помех на входе первого активного элемента за счет повышения селективности входных цепей и повышая линейность активного элемента.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите классификацию РПрУ по основному функциональному назначению, по радиодиапазонам, по виду используемой модуляции и т.д.
2. Изобразите структурные схемы различных вариантов построения РПрУ.
3. Дайте определение основным показателям РПрУ.
4. Каким соотношением определяется коэффициент шума для супергетеродинного приемника?
5. Какие меры следует принимать для повышения реальной чув-

ствительности приемника?

3. Входные цепи

3.1. Назначение и характеристики

Входной цепью (ВЦ) называют пассивную часть схемы радиоприемного устройства (РПУ), связывающую антенно-фидерную систему (АФ) со входом первого активного элемента (АЭ) – это усилитель радиочастоты (УРЧ) или преобразователь частоты (ПЧ).

Назначение ВЦ – передача полезного сигнала от антенны ко входу первого активного элемента РПУ и предварительная фильтрация помех от побочных каналов.

ВЦ – это линейный четырехполюсник, представляющий частотно-избирательную систему (ЧИС) и состоящий из одного или нескольких селективных элементов, выделяющих принимаемый сигнал (рис. 3.1).

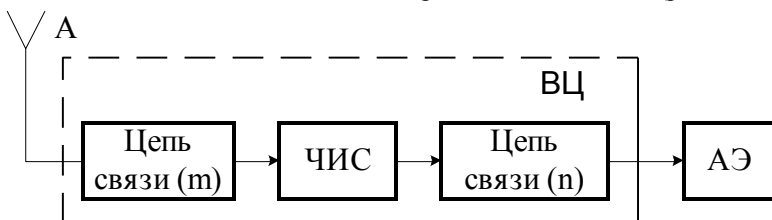


Рис. 3.1

На рис. 3.1 m – коэффициент связи антенны с ВЦ, а n – коэффициент связи ВЦ с АЭ (нагрузкой).

ВЦ может быть настроена на фиксированную частоту или перестраиваться в пределах заданного диапазона.

В зависимости от вида антенны ВЦ классифицируют как ВЦ с настроенной или ненастроенной антенной.

Антенна считается настроенной, если ее собственная резонансная частота совпадает с частотой настройки ВЦ, в противном случае антенна является ненастроенной.

Основные характеристики ВЦ :

- коэффициент передачи по напряжению, т.е. отношение напряжения сигнала на входе первого каскада $U_{вх}$ к ЭДС в антенне

$$K_{ВЦ} = \frac{U_{ВХ}}{E_A};$$

- коэффициент передачи по мощности

$$K_{\text{ВЦР}} = \frac{P_{\text{ВХ}}}{P_{\text{А}}};$$

- полоса пропускания $2\Delta f$ это ширина области частот с допустимой неравномерностью $K_{\text{ВЦ}}(2\Delta f)$;

- селективность - характеризует уменьшение коэффициента передачи при заданной расстройке Δf ($K(f)$) по сравнению с его значением при резонансе $K_0 = K(f_0)$

$$\sigma = \frac{K(f_0)}{K(f)};$$

- перекрытие заданного диапазона частот. Перестройка может осуществляться дискретно или плавно. Коэффициент перекрытия диапазона равен

$$k_{\Pi} = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}};$$

- постоянство параметров ВЦ при перестройке по диапазону, при изменении параметров антенны и активного элемента.

ВЦ вместе с усилителем сигналов радиочастоты называют преселектором и они обеспечивают селективность по побочным каналам и общую предварительную фильтрацию помех;

3.2. Особенности входных устройств различных частотных диапазонов

При работе на частотах ниже 100 МГц контур ВЦ реализуют на сосредоточенных LC элементах. Схемы различных ВЦ отличаются друг от друга цепями связи и видами фильтров. В качестве фильтров в ВЦ чаще всего используют одиночные колебательные контуры.

На рис. 3.2-3.6 приведены наиболее часто встречающиеся практические схемы связи ВЦ с антенной и активным элементом.

На рис 3.2,а - приведена схема с трансформаторной связью между контуром ВЦ L_K, C_K и антенной; и с автотрансформаторной связью с первым активным элементом.

На рис. 3.2,б приведена схема с емкостной связью контура ВЦ с антенной и с автотрансформаторной связью с активным элементом.

Если в качестве активного элемента используется полевой транзистор, то за счет большого входного сопротивления включение контура может быть полным.

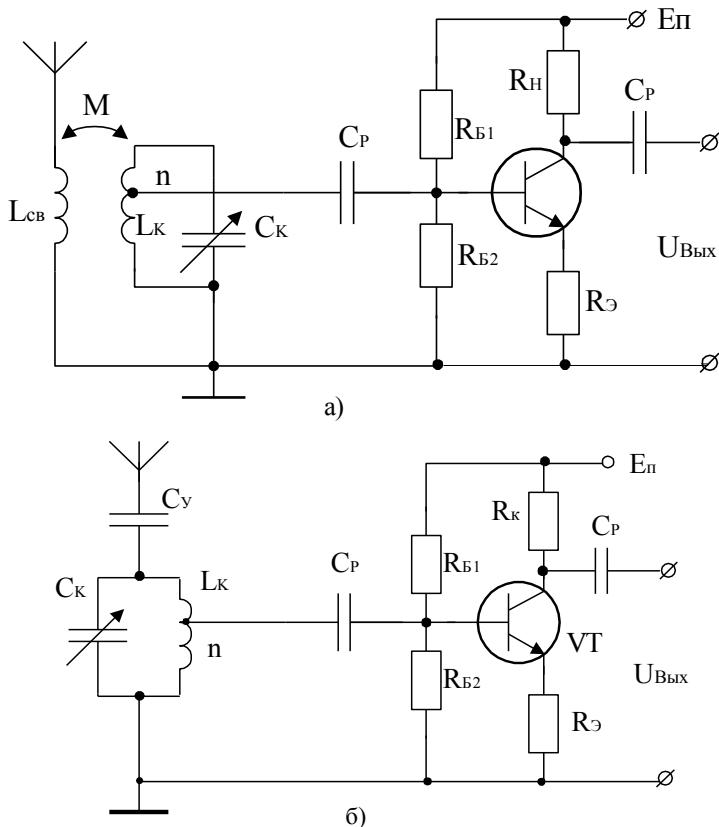


Рис. 3.2

На рис 3.3 приведена схема ВЦ и УРЧ. Связь контура ВЦ $L_{к1} C_{к1}$ с антенной емкостная через $C_{свA}$, с нагрузкой - внутриемкостная, через $C_{свн}$. Подстроечные конденсаторы $C_{пс1}$ и $C_{пс2}$ введены для компенсации разброса параметров контура $L_{к}, C_{к}$. Если в качестве активного элемента используется полевой транзистор, то за счет большого выходного сопротивления включение контура может быть полным.

На рис.3.4 приведена схема двухконтурной ВЦ, в которой связь первого контура с антенной трансформаторная. Связь между контурами — внутриемкостная через $C_{св2}$ и внешнеемкостная, через $C_{св1}$.

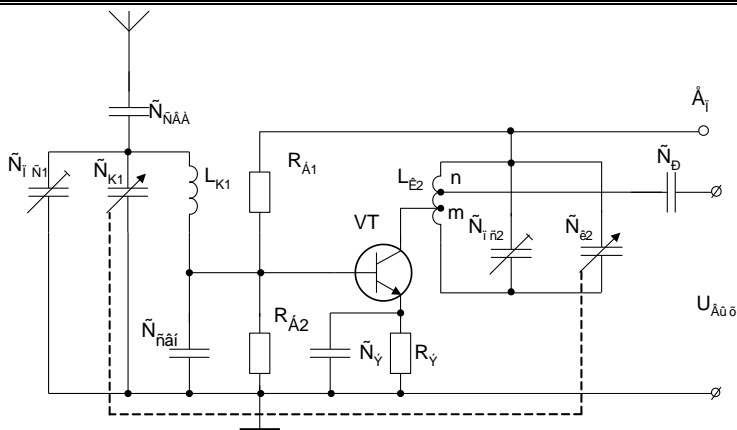


Рис. 3.3

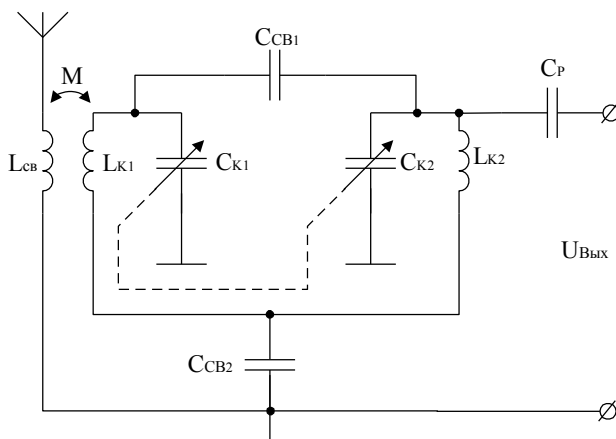


Рис. 3.4.

Двухконтурная ВЦ позволяет повысить селективность преселектора по побочным каналам, однако требует сложной настройки и двоянного КПЕ.

3.2.1. Схемы подключения ВЦ к антенне

Возможны следующие схемы связи ВЦ с антенной (рис. 3.5).

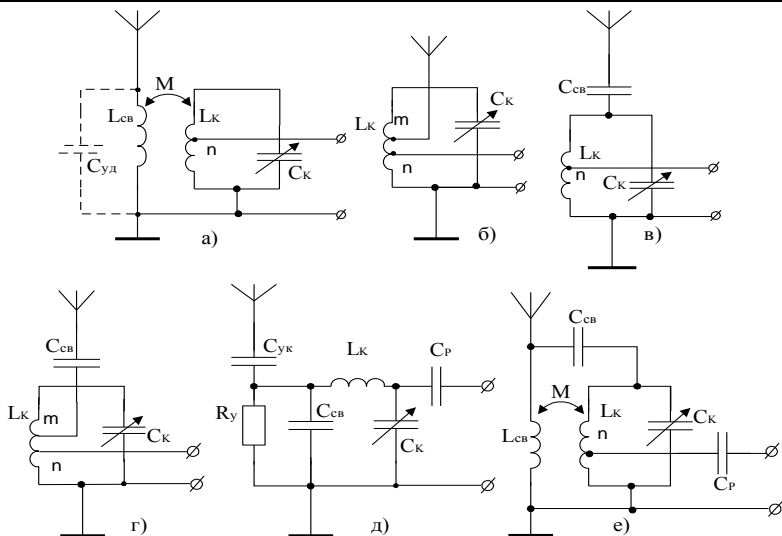


Рис. 3.5

Наиболее распространена трансформаторная связь (рис. 3.5,а), которая может, как будет показано ниже, работать в режимах удлинения и укорочения.

Автотрансформаторную связь обычно применяют при работе от штыревых антенн (рис 3.5,б). Внешнеемкостная связь (рис. 3.5,в и г) может иметь достаточно высокий коэффициент передачи, но обладает значительной неравномерностью $K_{вц}$ по диапазону, поэтому предпочтительна для растянутых диапазонов, а также для ВЦ с индуктивной настройкой. Внутриемкостная связь (рис. 3.5,д) применяется при антеннах с малой емкостью и позволяет реализовать достаточно постоянный коэффициент передачи ВЦ по диапазону. Для получения большего постоянства коэффициента передачи применяют “укорачивающий конденсатор” $C_{ук}$.

Комбинированная связь (трансформаторная и емкостная, рис. 3.5,е) обеспечивает высокое значение K_0 , малую неравномерность K_0 по диапазону, однако хуже ослабляются высокочастотные побочные каналы.

3.2.2. Схемы подключения ВЦ к нагрузке

Подключение к ВЦ нагрузки, как и антенны, приводит к ухудшению селективности ВЦ, уменьшению коэффициента передачи, некоторой рас-

стройке. Для уменьшения влияния нагрузки на характеристики ВЦ следует выбрать связь между контуром и нагрузкой слабо, (мало) зависящей от частоты, либо с противоположным характером зависимости по отношению к антенне.

Возможны следующие виды связи ВЦ с нагрузкой: а - трансформаторная, б- автотрансформаторная, в- внутриемкостная, г- комбинированная (трансформаторная и внутриемкостная) (рис 3.6).

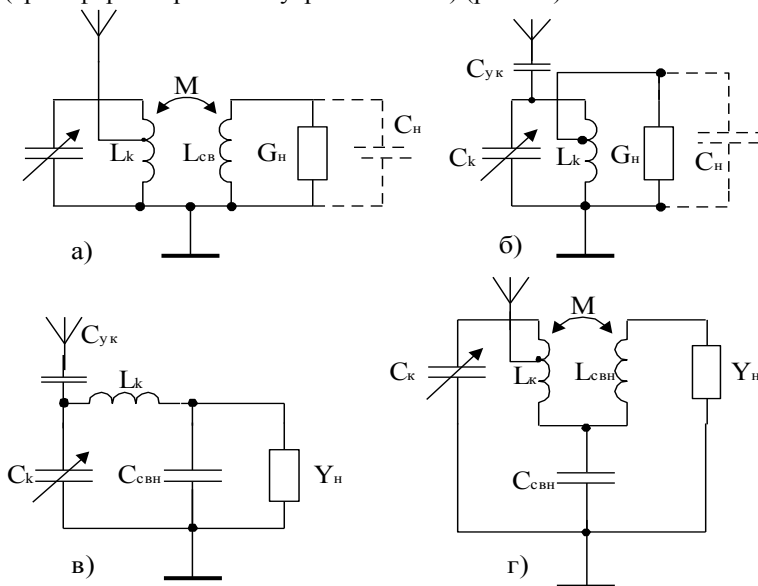


Рис. 3.6

В схемах рис 3.6, а, б - достаточно постоянный $K_0(f)$, недостаток - паразитный контур $L_{св} C_H$. В схеме рис.3.6, в - нет паразитных контуров, но $K_0(f)$ убывает с ростом частоты. Схему рис. 3.6, г - применяют при высоких требованиях к постоянству параметров. На СВЧ применяют ВЦ с контурами на распределенных элементах.

3.3. Эквиваленты приемных антенн

Антенну РПРУ, находящуюся под воздействием электромагнитного поля, можно представить в виде эквивалентного генератора ЭДС \dot{E}_A или тока \dot{I}_A (рис. 3.7).

Внутреннее сопротивление генератора ЭДС в общем случае со-

держит активную и реактивную составляющие $\dot{Z}_A = r_A + jx_A$.

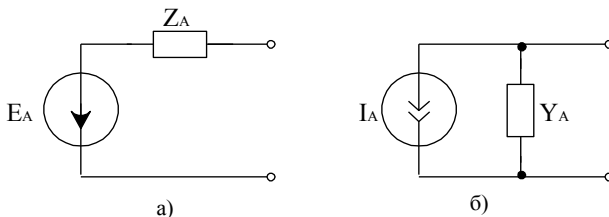


Рис. 3.7

ЭДС эквивалентного генератора

$$\dot{E}_A = \mathcal{E}_A \cdot h_D,$$

где \mathcal{E}_A - напряженность электрической составляющей поля сигнала в месте приема; h_D - действующая высота антенны.

Параметры эквивалентного генератора тока могут быть выражены так:

$$\dot{I}_A = \frac{\dot{E}_A}{\dot{Z}_A} = \dot{E}_A \cdot \dot{Y}_A,$$

где $\dot{Y}_A = \frac{1}{\dot{Z}_A} = G_A + jB_A$ - полная проводимость антенны.

Сопротивление ненастроенной антенны \dot{Z}_A зависит от частоты, так как антенна представляет собой цепь с распределенными параметрами. Учитывая это разработчик радиоприемника должен обеспечить слабую связь внешней антенны со входной цепью. Если это выполняется, то параметры антенны слабо зависят от ее электрических характеристик и определяются только действующей высотой.

Для обеспечения идентичности измерений ГОСТ 9783-86 рекомендует единый эквивалент, соответствующий наружной антенне высотой 5м, пригодной для диапазона 0.1 ÷ 30 Мгц. Электрическая схема этого эквивалента показана на рис. 3.8.

В настоящее время в этих диапазонах генераторы отградуированы в напряжении на согласованную нагрузку, равную 50 Ом, поэтому для согласования эквивалента антенны с генератором, имеющим выходное сопротивление $R_r = 50$ Ом, необходимо R_l (см. рис. 3.8) заменить двумя резисторами, как показано на рис 3.9.

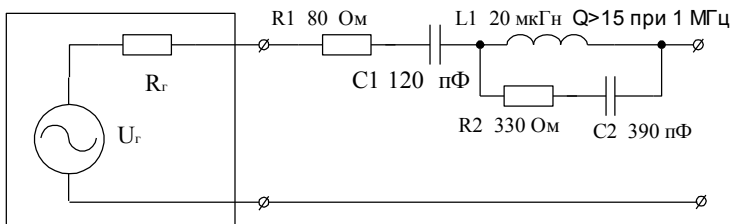


Рис. 3.8

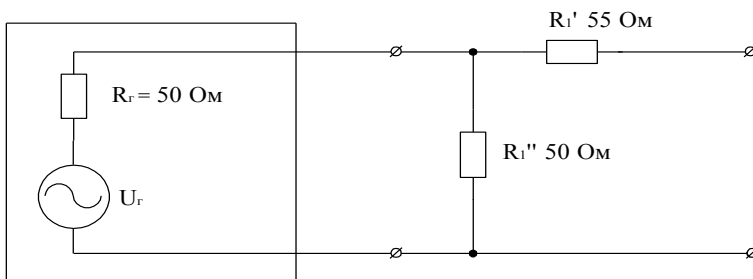


Рис. 3.9

Эквивалентная ЭДС, определяющая уровень входного сигнала равна в этом случае показаниям генератора U_{Γ} .

При двухсигнальных методах резистор R_1 (рис. 3.8) заменяется на четыре резистора, схема соединения которых и номиналы указаны на рис.3.10. Эквивалентная ЭДС, создаваемая каждым из генераторов, равна в этом случае $0,55 U_{\Gamma}$.

При измерении параметров приемника, работающего со штыревой антенной, сигнал необходимо подавать к месту соединения штыря через эквивалент антенны, при этом сама антенна должна быть отсоединена.

Схема эквивалента штыревой антенны в диапазоне КВ представлена на рис.3.11. Значение емкости C зависит от длины антенны и емкости корпуса приемника относительно земли. Чем короче антенна и чем меньше габариты корпуса, тем меньше емкость C . Схема соединения эквивалента штыревой антенны с генератором может быть такой же, как и в случае эквивалента наружной антенны (см. рис.3.8).

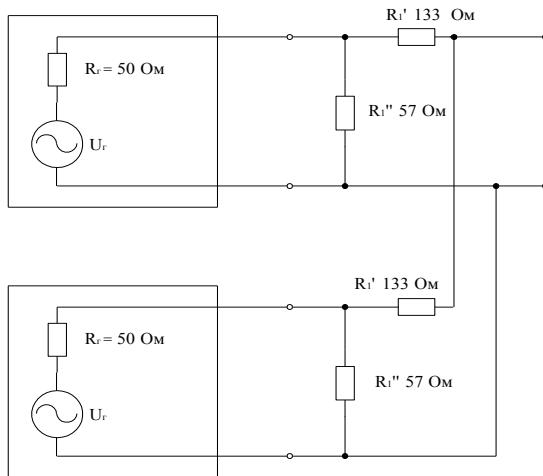


Рис. 3.10

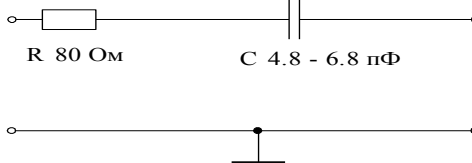


Рис. 3.11

Схема эквивалента штыревой антенны в диапазоне УКВ показана на рис.3.12.

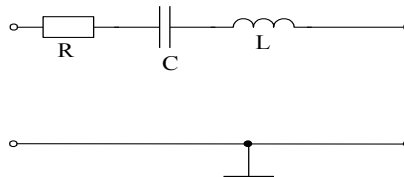


Рис. 3.12.

В УКВ - диапазоне измерительные генераторы могут иметь внутреннее сопротивление 75 Ом или 50 Ом. Схема соединения эквивалента штыревой антенны в диапазоне УКВ приведена на рис.3.13.

Значения элементов эквивалента и схемы соединения, зависят от диапазона частот, размеров корпуса и внутреннего сопротивления генераторов.

R_3 - меняется от 14 до 32 Ом, C_3 - от 5.8 до 8.3 пФ,

L_3 - от 0.34 до 0.78 мкГн, R_1 - от 20 до 50 Ом,

R_2 - от 16 до 51 Ом, R_3 - от 0 до 9 Ом.

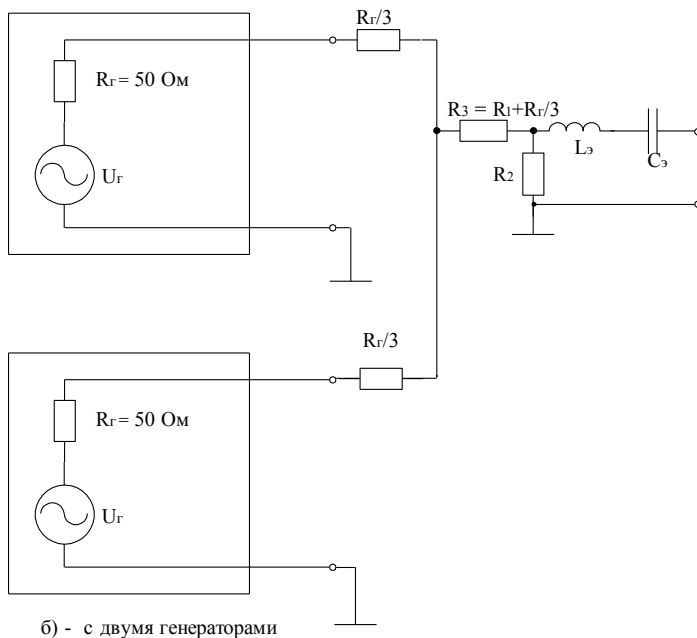
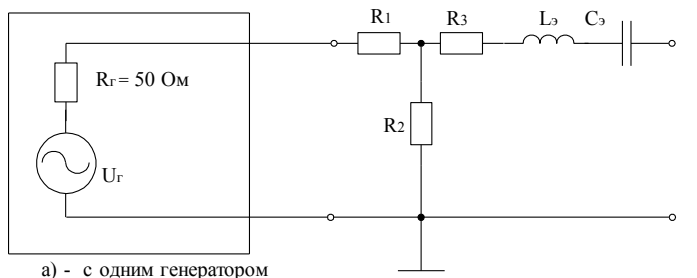


Рис. 3.13

Для расчета эквивалентной ЭДС в эквиваленте штыревой антенны необходимо показания генератора умножить на $г$ для односигнального

метода либо на $g/2$ для двухсигнального метода, где $g=R_2/(R_1+R_2)$.

Если в УКВ - диапазоне используется настроенная антенна, то при измерениях генератор с выходным сопротивлением 75 Ом подключают непосредственно ко входу приемника.

При двухсигнальном методе измерения генераторы $R_{Г}=75$ Ом подключают по схеме рис. 3.14.

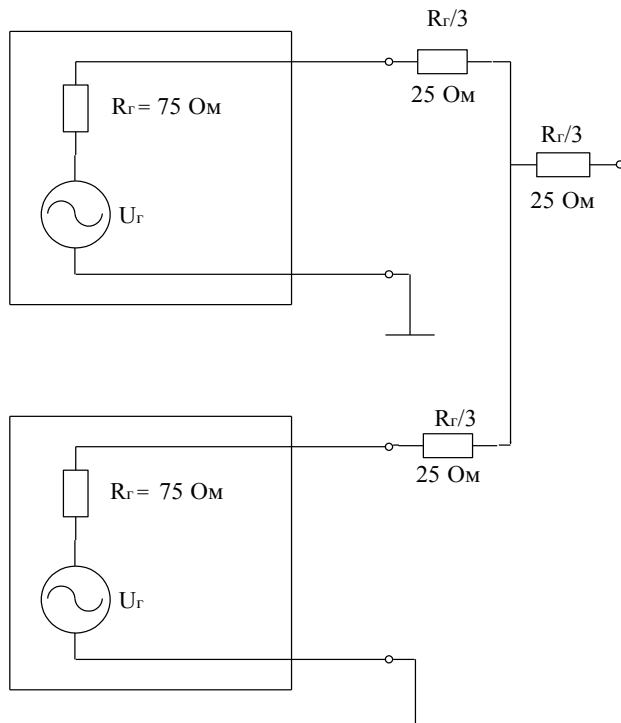


Рис. 3.14

Если генератор имеет внутреннее выходное сопротивление $R_{Г} = 50 \text{ Ом}$, то необходимо все подключения выполнять через специальные переходные устройства с 50 на 75 Ом, входящие в состав генератора, или последовательно генератору включить сопротивление 25 Ом, при этом схемы подключения те же.

Эквивалент автомобильной антенны в диапазонах ДВ, СВ, КВ (рис. 3.15) отличается от эквивалента штыревой антенны в диапазоне КВ наличием емкости C_2 , которая учитывает эквивалентную емкость кабеля и держателя антенны.

Схемы подключения генератора к данному эквиваленту антенны аналогичны ранее рассмотренным.

В диапазоне УКВ схема эквивалента автомобильной антенны и схема подключения одного генератора показаны на рис 3.16. При двух-сигнальных методах измерения перед эквивалентом антенны включается цепочка резисторов согласно рис 3.14.

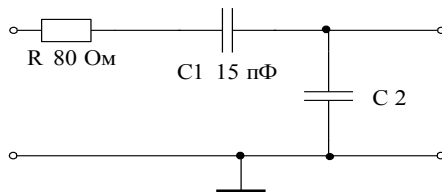


Рис. 3.15

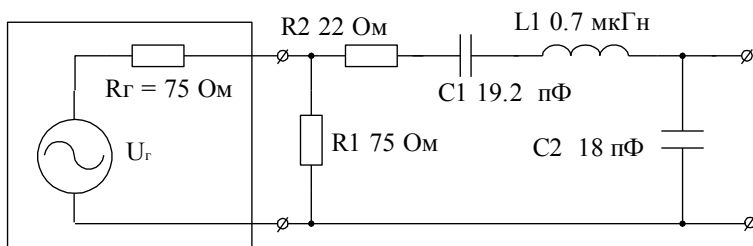


Рис. 3.16

3.4. Анализ обобщенной эквивалентной схемы одноконтурной входной цепи

Различные схемы одноконтурных ВЦ отличаются главным образом способами связи колебательного контура с антенной и с первым активным элементом приемника. Общие соотношения, характеризующие работу одноконтурных ВЦ на данной частоте, не зависят от видов связи контура. Рассмотрим основные количественные характеристики ВЦ на примере эквивалентной схемы рис. 3.17.

Антенно-фидерная система представлена в виде генератора тока

$$\dot{I}_A = \frac{\dot{E}_A}{\dot{Z}_A}$$

с активной G_A и реактивной B_A проводимостями, которые включают в себя параметры элементов связи антенны с контуром ВЦ

Вход первого активного элемента приемника представлен проводимостью $\dot{Y}_{BX} = G_{BX} + jB_{BX}$.

На схеме показано автотрансформаторное подключение контура к антенной цепи и ко входу последующего каскада с коэффициентами включения

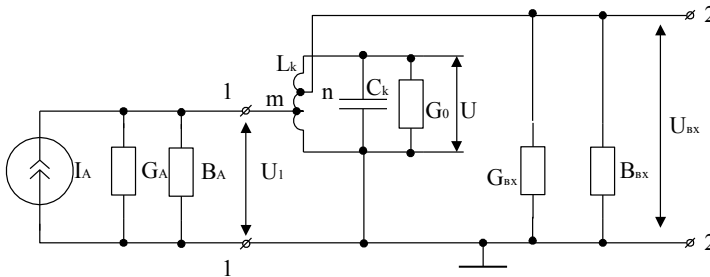


Рис. 3.17

$$m = \frac{U_1}{U} \quad \text{и} \quad n = \frac{U_{BX}}{U}.$$

При этом в контур вносятся трансформируемый ток $i'_A \approx m \cdot i_A$ и проводимости

$$G'_A \approx m^2 G_A \quad , \quad G'_{BX} \approx n^2 G_{BX} ,$$

$$B'_A \approx m^2 B_A, \quad B'_{BX} \approx n^2 B_{BX}.$$

При этом $r_A = r_{\text{АГТ}} + r_{\text{CB}}$, а $x_A = x_{\text{АГТ}} + x_{\text{CB}}$.

С учетом вносимых проводимостей и трансформируемого тока эквивалентную схему преобразуем к виду рис. 3.18.

Эквивалентная реактивная проводимость контура в этом случае будет равна

$$B_{\mathfrak{O}} = \omega C_K - \frac{1}{\omega L_K} + m^2 B_A + n^2 B_{BX} = \omega C_{\mathfrak{O}} - \frac{1}{\omega L_{\mathfrak{O}}}.$$

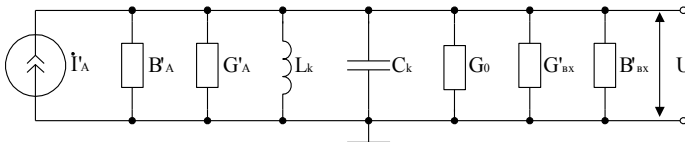


Рис. 3.18

Это означает, что параметры контура зависят от параметров антенны и нагрузки.

При резонансе $B_{\Sigma} = 0$. Эквивалентная активная составляющая проводимости контура будет равна

$$G_{\Sigma} = \frac{1}{R_{\Sigma}} = G_O + m^2 G_A + n^2 G_{BX},$$

где $G_O = \frac{d_K}{\rho} = d_K \omega_O C$ - собственная активная проводимость контура,

определяемая его конструктивным затуханием. Тогда эквивалентную схему ВЦ можно представить в более простом виде (рис. 3.19),

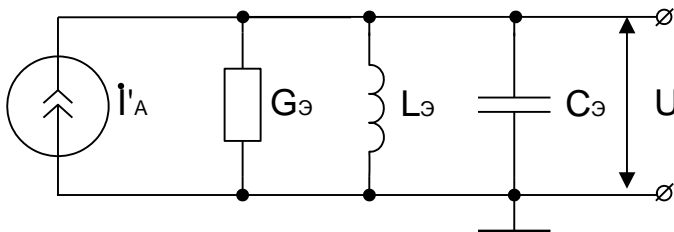


Рис. 3.19

где напряжение на контуре

$$\dot{U} = \frac{\dot{I}'_A}{\dot{Y}_{\Sigma}} = \frac{m \dot{I}_A}{\dot{Y}_{\Sigma}},$$

$Y_{\Sigma} = G_{\Sigma} + jB_{\Sigma}$ - полная проводимость эквивалентного контура

$$Y_{\Sigma} = G_{\Sigma} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = G_{\Sigma} \left[1 + \frac{j\omega C}{G_{\Sigma}} + \frac{1}{j\omega L G_{\Sigma}} \right] = G_{\Sigma} \left[1 + \frac{j\omega_O C}{G_{\Sigma}} \left(\frac{\omega}{\omega_O} - \frac{\omega_O}{\omega} \right) \right] = G_{\Sigma} (1 + j\xi),$$

где $\xi = \frac{1}{d_{\mathfrak{D}}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$ обобщенная расстройка,

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ -резонансная частота настройки контура,

$d_{\mathfrak{D}} = \rho G_{\mathfrak{D}} = \rho (G_0 + m^2 G_A + n^2 G_{BX})$ -эквивалентное затухание контура.

Тогда напряжение на входе первого каскада приемника равно

$$\dot{U}_{BX} = n \dot{U} = \frac{mn \dot{I}_A}{G_{\mathfrak{D}}(1 + j\xi)} = \frac{mn R_{\mathfrak{D}} \dot{I}_A}{1 + j\xi},$$

а комплексный коэффициент передачи:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{BX}}{\dot{E}_A} = \frac{mn R_{\mathfrak{D}}}{\dot{Z}_A (1 + j\xi)} \quad (3.1)$$

так как $\dot{I}_A = \frac{\dot{E}_A}{\dot{Z}_A}$.

На резонансной частоте, когда $\xi = 0$ можно записать

$$K_O = \frac{mn R_{\mathfrak{D}}}{Z_{A0}} = \frac{mn}{Z_{A0} (G_0 + m^2 G_A + n^2 G_{BX})}. \quad (3.2)$$

Уравнение частотной характеристики цепи можно записать в виде

$$\sigma = \frac{K_O}{K} = \frac{m(\omega_0)n(\omega_0)Z_A}{m(\omega)n(\omega)Z_{A0}} \sqrt{1 + \xi^2}.$$

При малых расстройках, пренебрегая зависимостью m , n и \dot{Z}_A от частоты, получаем

$$\sigma = \frac{K_O}{K} = \frac{Z_A}{Z_{A0}} \sqrt{1 + \xi^2} = \frac{1}{\gamma} = \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_0 d_{\mathfrak{D}}} \right)^2},$$

что совпадает с уравнением частотной характеристики одиночного контура.

Полоса пропускания на уровне 0.707

$$\Pi_{0.707} = f_O d_{\mathfrak{D}}.$$

Фазо-частотная характеристика входной цепи определяется соотношением

$$\varphi = \arctg \xi + \arctg \frac{x_A}{r_A}.$$

Рассмотрим более подробно выражение (3.2) для коэффициента передачи ВЦ на частоте резонанса.

Значения m и n оказывают на коэффициент передачи двоякое влияние. Если уменьшать m , то уменьшается числитель, но одновременно контур меньше шунтируется проводимостью антенной цепи G_A , что учитывает m^2 в знаменателе. Аналогично влияет значение коэффициента n .

Введем обозначение: коэффициент шунтирования

$$D = \frac{d_{\text{э}}}{d_{\text{к}}} = \frac{G_{\text{э}}}{G_{\text{о}}} = \frac{G_{\text{о}} + m^2 G_A + n^2 G_{\text{вх}}}{G_{\text{о}}} = \text{const}, \quad (3.3)$$

где $d_{\text{к}}$ – конструктивное затухание контура.

$$\text{Тогда} \quad K_{\text{о}} = \frac{mn}{|\dot{Z}_{\text{А0}}| D G_{\text{о}}}. \quad (3.4)$$

Рассмотрим условия максимума $K_{\text{о}}$ при $D = \text{const}$. Из (3.3) найдем

$$m = \sqrt{\frac{(D-1)G_{\text{о}} - n^2 G_{\text{вх}}}{G_A}}.$$

Подставив в (3.4) получим

$$K_{\text{о}} = \frac{n}{|\dot{Z}_{\text{А0}}| D G_{\text{о}}} \sqrt{\frac{(D-1)G_{\text{о}} - n^2 G_{\text{вх}}}{G_A}}.$$

Исследуя данное выражение на экстремум $\frac{dK_{\text{о}}}{dn} = 0$ найдем значение $n_{\text{опт}}$, при котором $K_{\text{о}}$ имеет максимум

$$n_{\text{ОПТ}} = \sqrt{\frac{D-1}{2} \frac{G_0}{G_{\text{ВХ}}}}.$$

Аналогично может быть найдено значение $m_{\text{ОПТ}}$, при котором K_0 максимален

$$m_{\text{ОПТ}} = \sqrt{\frac{D-1}{2} \frac{G_0}{G_A}}.$$

С учетом полученных значений $m_{\text{ОПТ}}$ и $n_{\text{ОПТ}}$ получим значение K_0 из (3.4)

$$K_0 = \frac{D-1}{2D} \frac{1}{|\dot{Z}_0| \sqrt{G_{\text{ВХ}} G_A}},$$

а для настроенной антенны $K_0 = \frac{D-1}{2D} \frac{1}{\sqrt{r_A G_{\text{ВХ}}}}$.

Коэффициент передачи K_0 максимален при одинаковом шунтировании контура как со стороны цепи антенны, так и со стороны первого каскада, т.е. когда

$$m^2 G_A = n^2 G_{\text{ВХ}} = \frac{(D-1)G_0}{2}.$$

3.5. Входные цепи в режиме согласования

При работе с настроенными антеннами необходимо согласовать цепь антенны со входом приемника. Условием согласования является равенство проводимости $m^2 G_A$, вносимой из антенны в контур, собственной проводимости контура G_0 с учетом влияния проводимости входа последующего каскада $n^2 G_{\text{ВХ}}$, т.е.

$$m^2 G_A = G_0 + n^2 G_{\text{ВХ}}.$$

Отсюда необходимый для согласования коэффициент включения

$$m_{\text{с о г л}} = \sqrt{\frac{G_0 + n^2 G_{\text{ВХ}}}{G_A}}. \quad (3.5)$$

Тогда резонансный коэффициент передачи в режиме согласования

$$K_{о\text{ сог л}} = \frac{n}{2m_{\text{сог л}} Z_A G_A} = \frac{n}{2\sqrt{r_A (G_0 + n^2 G_{\text{вх}})}}. \quad (3.6)$$

При произвольном m можно записать

$$K_o = \frac{K_{о\text{ сог л}} 2a}{1 + a^2},$$

где $a = m/m_{\text{сог л}}$ - относительный коэффициент связи.

Зависимость $K_o/K_{о\text{ сог л}}$ представлена на рисунке 3.20,а, из которой

следует, что при отклонении связи от оптимальной в 2 раза коэффициент передачи уменьшается только на 20%.

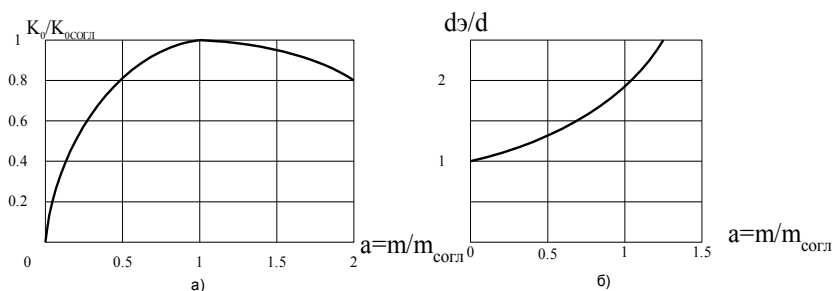


Рис.3.20

Как следует из (3.6), коэффициент передачи входной цепи в режиме согласования зависит от коэффициента n , значение, которого найдем из условия получения заданного результирующего затухания контура:

$$\begin{aligned} d_3 &= \rho G_3 = \rho (G_0 + m^2 G_A + n^2 G_{\text{вх}}) = \rho (G_0 + n^2 G_{\text{вх}}) + \rho m^2 G_A = \\ &= d \left(1 + \frac{m^2 G_A}{G_0 + n^2 G_{\text{вх}}} \right) = d (1 + a^2), \end{aligned}$$

где $d = \rho (G_0 + n^2 G_{\text{вх}}) = d_k + n^2 \rho G_{\text{вх}}$ - затухание контура с учетом вносимого затухания со стороны последующего каскада.

Зависимость d_3/d от $a = m/m_{\text{сог л}}$ представлена на рис. 3.20,б.

При увеличении связи контура с антенной затухание быстро возрастает, а селективность уменьшается. При согласовании $a = 1$

$$d_3 = d(1 + a^2) = 2d = 2(d_k + n^2 \rho G_{\text{вх}}),$$

отсюда

$$n_{\text{согл}} = \sqrt{\frac{d_3 - 2d_k}{2\rho G_{\text{вх}}}} = \sqrt{\frac{D - 2}{2} \frac{G_0}{G_{\text{вх}}}},$$

где $D = d_3/d_k$ — коэффициент шунтирования, определяющий допустимое увеличение затухания нагруженного контура.

Подставив значение $n_{\text{согл}}$ в (3.5) и (3.6), получаем

$$m_{\text{согл}} = \sqrt{\frac{D}{2} \frac{G_0}{G_A}}, \quad K_{\text{о согл}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{r_A G_{\text{вх}}} \frac{D - 2}{D}}.$$

Отсюда следует, что контур надо выполнять с возможно меньшими собственными затуханиями.

Если первый каскад приемника выполнен на биполярных транзисторах то, как правило имеет место условие $D \gg 2$, тогда

$$K_{\text{осогл}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{r_A G_{\text{вх}}}},$$

при этом пренебрегая собственными затуханиями контура d_k , получим $\bar{d}_3 \approx 2n^2 \rho G_{\text{вх}}$.

Если первый каскад приемника выполнен на полевом транзисторе, то, обычно

$$G_0 \gg G_{\text{вх}}$$

В этом случае затухание контура не зависит от n

$$d_3 \approx 2d_k$$

поэтому берут $n = 1$, при этом

$$K_o = \frac{1}{2\sqrt{r_A G_o}} = 0,5 \sqrt{\frac{R_o}{Z_A}}.$$

3.6. Входные цепи при работе с ненастроенными антеннами

Ненастроенные антенны применяются в диапазонах ДВ, СВ, КВ. Поскольку ненастроенная антенна помимо активного сопротивления обладает реактивным, она вносит потери и расстройку во входной контур. Эта расстройка различна для различных антенн. Для уменьшения влияния параметров антенн на входную цепь следует выбирать слабую связь, из условия допустимой расстройки контура. Обычно стремятся выбрать связь с антенной так, чтобы вносимые затухания были не более 10÷20% от собственных. Однако коэффициент передачи входной цепи при этом получается небольшим.

В указанных диапазонах плавная настройка входной цепи осуществляется, как правило, емкостью C_k , а полная емкость контура равна

$$C = C_k + n^2 C_{вх} + C_m.$$

Резонансный коэффициент передачи входной цепи определяется в соответствии с выражением (3.2)

$$K_0 = \frac{mnR_{\vartheta}}{|\dot{Z}_A|}.$$

Рассмотрим некоторые распространенные схемы входных цепей.

3.6.1. Входная цепь с трансформаторной связью с антенной

В данной схеме (рис. 3.21) коэффициент трансформации со стороны антенны равен

$$m = \frac{M}{L_k},$$

а эквивалентное резонансное сопротивление

$$R_{о\vartheta} = \omega_0 L_k Q_{\vartheta},$$

тогда

$$K_0 = \frac{nMQ_{\vartheta}\omega_0}{|\dot{Z}_A|}.$$

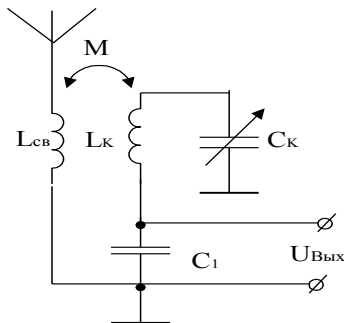


Рис.3.21

Поскольку антенна ненастроенная, пренебрегаем активными потерями в антенной цепи, тогда

$$|\dot{Z}_A| \approx X_A \approx \left| \omega_0 L_A - \frac{1}{\omega_0 C_A} \right| = \omega_0 L_A \left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2} \right|,$$

где $L_A = L_{ант} + L_{св}$,

$\omega_A = \frac{1}{\sqrt{L_A C_A}}$ -собственная угловая частота антенной цепи.

Подставив значение $|\dot{Z}_A|$ в выражение для K_0 , имеем

$$K_0 = \frac{nMQ_3}{L_A \left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2} \right|} = \frac{nQ_3 k \sqrt{L_k / L_A}}{\left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2} \right|}, \quad (3.6)$$

где $k = \frac{M}{\sqrt{L_A L_k}}$.

Из последнего выражения следует, что изменение коэффициента передачи будет различным в зависимости от соотношения ω_A / ω_0 . Рассмотрим возможные случаи.

1) Собственная частота антенны превышает верхнюю частоту поддиапазона, т. е. $f_A > f_{\max}$. Такую антенну называют укороченной, а режим работы - с верхней настройкой антенной цепи (рис. 3.22).

В таком режиме K_0 резко возрастает с ростом частоты, т. к. одновременно увеличивается

$$R_{03} = \omega_0 L_k Q_3 \text{ и } \frac{1}{|\dot{Z}_A|}.$$

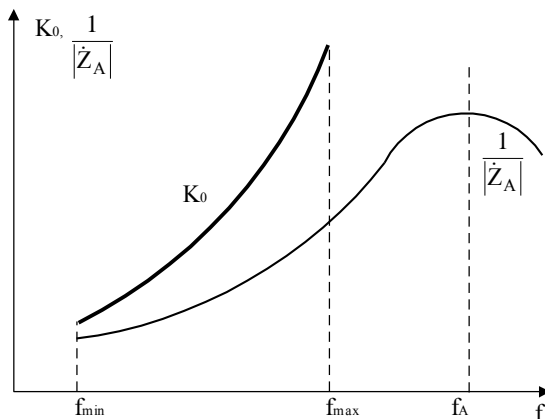


Рис.3.22

При $f_A^2 \gg f_{\max}^2$, имеем

$$K_0 \approx k \sqrt{\frac{L_k}{L_A}} \frac{\omega_0^2}{\omega_A^2} n Q_3. \quad (3.7)$$

Если при этом $n = \text{const}$ и $Q_3 = \text{const}$, тогда

$$K_0 \approx \omega_0^2 \cdot \text{const}.$$

Неравномерность коэффициента передачи по поддиапазону

$$H = \frac{K_{0\max}}{K_{0\min}} = \frac{\omega_{0\max}^2}{\omega_{0\min}^2} = k_{\text{пл}}^2.$$

2. Собственная частота антенны ниже минимальной частоты под-

диапазона, т. е. $f_A < f_{\min}$. Такую антенну называют удлиненной, а режим работы - с нижней настройкой антенной цепи (рис. 3.23).

В этом случае резонансный коэффициент передачи меняется не так резко как в первом случае, т.к. с ростом частоты R_{o3} увеличивается, а

$\frac{1}{|\dot{Z}_A|}$ уменьшается.

При $f_A^2 \ll f_{\min}^2$, имеем

$$K_0 \approx k\sqrt{L_k/L_A} nQ_3. \quad (3.8)$$

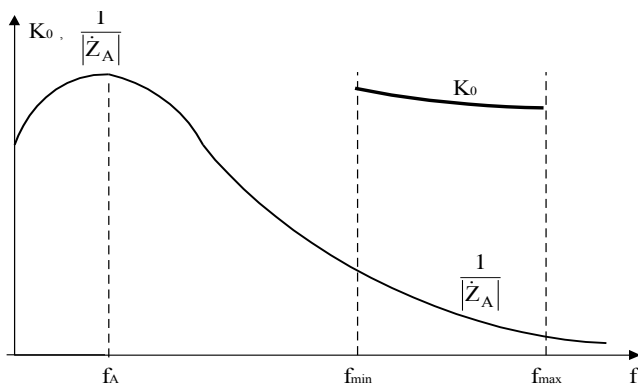


Рис.3.23

Если $n=\text{const}$ и $Q=\text{const}$, то $K_0 \cong \text{const}$. Выражения (3.7) и (3.8) получены при условии, что нагрузка не влияет на работу контура. Селективность при больших расстройках определяется выражением

$$\sigma = \frac{\left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega^2} \right| \cdot \left| \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right|}{d_3 \left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2} \right|}.$$

3. Собственная частота антенны находится в рабочем диапазоне частот приемника $f_{\min} < f_A < f_{\max}$, рис. 3.24.

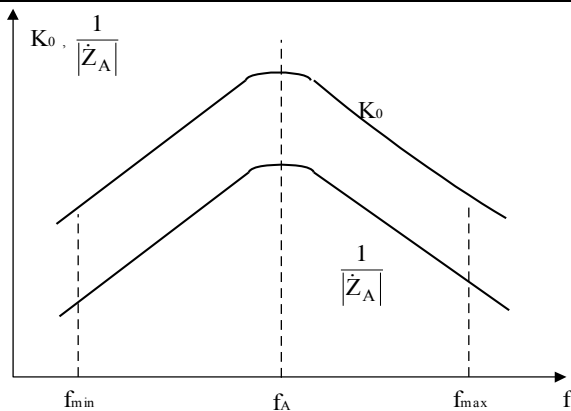


Рис.3.24

В этом случае коэффициент передачи сильно зависит от частоты, поэтому такой режим на ДВ, СВ и КВ обычно не используют. Его используют для профессиональных приемников с растянутыми диапазонами.

3.6.2. Входная цепь с емкостной связью с антенной

В этом случае антенна соединена со входной цепью через конденсатор C_p (рис 3.25). Чтобы параметры антенны мало влияли на настройку контура, емкость должна быть достаточно малой.

Общая емкость, состоящая из последовательной цепи $C_{ант}$ и C_p , также будет мала. Обозначим

$$C_A = \frac{C_{ант} \cdot C_p}{C_{ант} + C_p}.$$

Реактивное сопротивление $\frac{1}{\omega C_A}$ много больше, чем ωL_A и r_A ,

которыми пренебрегаем. При этих допущениях

$$|Z_{A0}| \approx \frac{1}{\omega_0 C_A}.$$

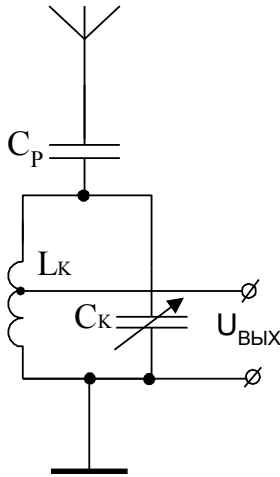


Рис.3.25

В выражение для коэффициента передачи

$$K_0 = \frac{mnR_{0э}}{|Z_{A0}|}$$

подставим $R_{0э} = \omega_0 L_k Q_э$, $|Z_{A0}|$ и $m=1$, тогда

$$K_0 = n\omega_0^2 L_k C_A Q_э. \quad (3.9)$$

Если $n = \text{const}$ и $Q_э = \text{const}$, то $K_0 = \omega_0^2 \cdot \text{const}$.

Неравномерность коэффициента передачи по поддиапазону

$$H = \frac{K_{0\max}}{K_{0\min}} = \frac{\omega_{0\max}^2}{\omega_{0\min}^2} = k_{\text{пд}}^2.$$

Квадратичная зависимость от частоты объясняется тем, что с увеличением частоты одновременно увеличивается $1/|Z_{A0}|$ и $R_э$ (рис. 3.22).

3.6.3. Входная цепь с емкостной связью с антенной

В данной схеме (рис 3.26) антенна подключена к контуру через делитель, образованный $C_{св}$ и $C_{\Sigma} = C_k + C_{вх}$.

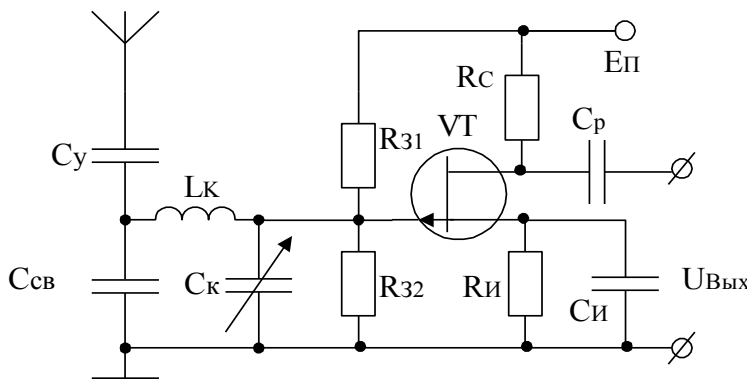


Рис.3.26

Для реализации слабой связи с антенной принимают $C_{св} \gg C_{\Sigma}$.
Результирующая емкость контура

$$C = \frac{C_{\Sigma} C_{св}}{C_{\Sigma} + C_{св}}.$$

Коэффициенты включения

$$m = \frac{C}{C_{св}} = \frac{C_{\Sigma}}{C_{св} + C_{\Sigma}} \approx \frac{C_{\Sigma}}{C_{св}}; n = \frac{C}{C_{\Sigma}} = \frac{1}{\omega_0^2 L_k C_{\Sigma}}.$$

Пренебрегая активным сопротивлением антенны, запишем

$$|\dot{Z}_{A0}| \approx \omega_0 L_A - \frac{1}{\omega_0 C_A} = \frac{1}{\omega_0 C_A} \left| 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_A^2} \right|,$$

где $\omega_A = \frac{1}{\sqrt{L_A C_A}}$ - собственная угловая частота антенной цепи.

С учетом $R_{\text{оэ}} = \omega_0 L$ получаем

$$K_0 = \frac{m \cdot n}{|\dot{Z}_{A0}|} R_{\text{оэ}} Q_3 = \frac{C_A}{C_{\text{св}}} Q_3 \cdot \frac{1}{\left| 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_A^2} \right|}.$$

Видим, что резонансный коэффициент передачи зависит от соотношения $\frac{\omega_0^2}{\omega_A^2}$.

Для укороченной антенны, когда $\omega_A^2 \gg \omega_0^2$ имеем

$$K_0 = \frac{C_A}{C_{\text{св}}} Q_3. \quad (3.10)$$

При $Q_3 = \text{const}$, K_0 не зависит от частоты (рис. 3.23).

Иногда для выполнения условия $\omega_A > \omega_0$ антенну подключают через укорачивающую емкость C_y рис. 3.26.

Входную цепь с внутримемкостной связью с антенной необходимо использовать при большом входном сопротивлении последующего каскада.

Селективность при больших расстройках определяется по формуле

$$\sigma = \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{d_3} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q_3 \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right).$$

3.6.4. Входные цепи с магнитной антенной

На рис.3.27 представлена схема входной цепи с рамочной антенной, где Э.Д.С. E_A зависит от угла α между плоскостью рамки и направлением прихода сигнала

$E_A = E_{A0} \cdot \cos \alpha$, где $E_{A0} = \varepsilon_c h_d$ - Э.Д.С. сигнала, приходящего в направлении плоскости рамки, ε_c - чувствительность.

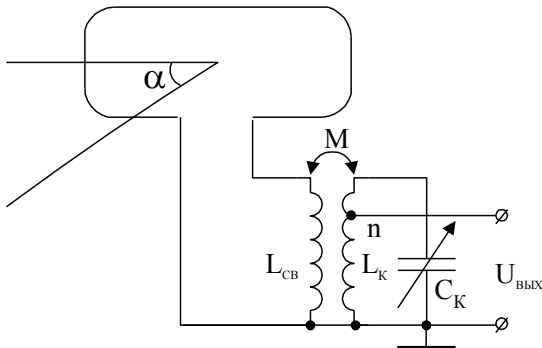


Рис. 3.27

Действующая высота антенны h_d зависит от площади рамки S_p и числа витков N_B :

$$h_d = 2\pi S_p N_B / \lambda ,$$

где λ -длина волны.

Коэффициент передачи входной цепи с рамочной антенной определяется выражением, аналогичным выражением для входной цепи с трансформаторной связью

$$K_0 = \frac{\omega_0 M n Q_{\Sigma}}{|\dot{Z}_{A0}|} , \quad (3.11)$$

где $|\dot{Z}_{A0}| = \sqrt{r_A^2 + (\omega \omega_{\Sigma})^2}$, $L_{\Sigma} = L_p + L_{CB}$.

Для уменьшения размеров рамки применяют сердечник из феррита (рис.3.28).

В этом случае

$$h_d = 2\pi N_B S_p \mu_d \psi / \lambda ,$$

где μ_d -магнитная проницаемость сердечника,

ψ -коэффициент, определяемый формой катушки и ее положением на сердечнике.

Антенная катушка обычно используется и в качестве индуктивности входного контура, (рис. 3.28).

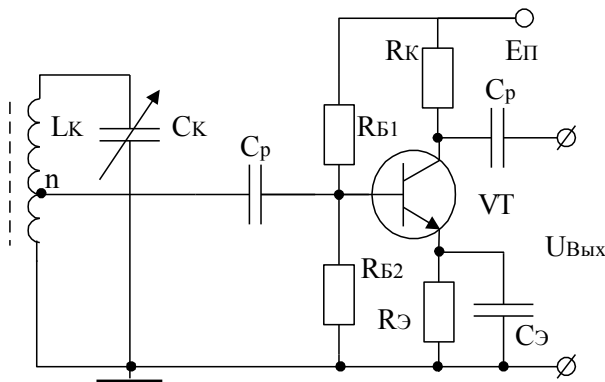


Рис. 3.28

Коэффициент передачи входной цепи

$$K_0 = \frac{mn}{|\dot{Z}_{A0}|} R_э = nQ_э. \quad (3.12)$$

Здесь учтено, что $m = 1$, $|\dot{Z}_{A0}| = \omega_0 L_k$, $R_э = \omega_0 L_э Q_э$.

В приемниках с ферритовой антенной чувствительность принято выражать в единицах напряженности поля, мкВ/м.

$$\varepsilon = \frac{E_A}{h_d}.$$

Коэффициент передачи входной цепи по полю

$$K_0 = \frac{u_{вх}}{\varepsilon} = nQ_э h_d.$$

3.7. Связь входной цепи с нагрузкой

Если в качестве первого каскада приемника в схеме (рис 3.29) используется полевой транзистор, то $n = 1$ и при расчетах можно учитывать лишь вносимую емкость

$$C = C_k + n^2 C_{вх} + C_m.$$

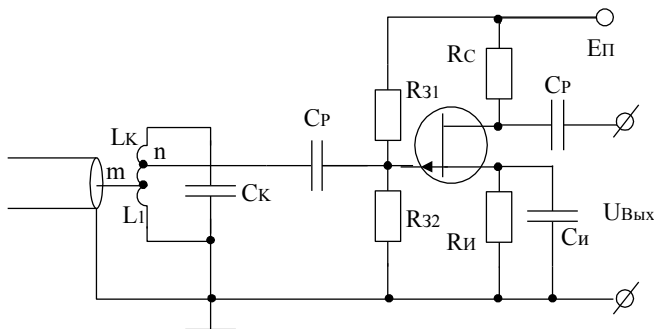


Рис.3.29

Использование биполярного транзистора в первом каскаде радио-приемного устройства влияет на характер зависимости K_0 от частоты из-за вносимого в контур затухания.

Так, для автотрансформаторной связи с первым каскадом (см. рис. 3.2, 3.28, 3.29) в контур вносится затухание $n^2 \rho G_{\text{ВХ}}$. Это означает, что с ростом частоты Q_3 уменьшается, так как

$$d_3 = d_k + n^2 \rho G_{\text{ВХ}}, \text{ что приводит к уменьшению } K_0.$$

Внутриемкостная связь с первым каскадом может применяться для компенсации возрастания K_0 с увеличением частоты.

Рассмотрим внутриемкостную связь с первым каскадом при трансформаторной связи с антенной (рис.3.21).

$$\text{Здесь } n = \frac{C_k}{C_1} = \frac{1}{\omega_0^2 L_k C_1}, \text{ подставив его в (3.7), получим}$$

$$K_0 = k \sqrt{\frac{L_k}{L_A}} \frac{1}{\omega_A^2 L_k C_1} Q_3.$$

Таким образом K_0 не зависит от ω_0 и пропорционален Q_3 .

$$d_3 = d_k + n^2 \rho G_{\text{ВХ}} = d_k + \frac{G_{\text{ВХ}}}{\omega_0^3 L_k C_1^2},$$

т.е. при внутриемкостной связи эквивалентное затухание контура уменьшается с ростом частоты, $Q_э$ - увеличивается, а это значит, что K_0 - возрастает с ростом частоты. Однако заметим, что возрастание K_0 незначительно.

Внутриемкостная связь с нагрузкой может применяться и при емкостной связи с антенной, как показано на рис.3.26

3.8. Входная цепь с полосовым фильтром

Полосовой фильтр во входной цепи применяется в тех случаях, когда необходимо получить высокую избирательность и одновременно хорошую равномерность K_0 в заданной полосе приема. Получение хорошей равномерности K_0 возможно при комбинированной связи между контурами, например, внутренняя и внешнеемкостная или внутриемкостная и трансформаторная. На рис.3.30 приведена схема внутри и внешне емкостной связи между контурами.

Связь первого контура фильтра с антенной выполняют также как в одноконтурных входных цепях.

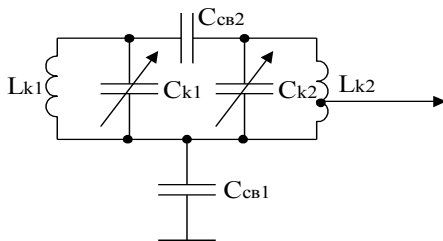


Рис.3.30

Для определения резонансного коэффициента передачи K_0 надо в формулах для определения K_0 (3.6) и (3.9) заменить $Q_э$ на резонансный коэффициент передачи фильтра $K_{ф0}$.

Для двухконтурной входной цепи в общем случае имеем:

$$K_0 = \frac{mnR_э}{|\dot{Z}_{A0}|} \frac{\eta}{1 + \eta^2},$$

где $\eta = \frac{k_{св}}{\sqrt{d_{э1} d_{э2}}}$ - обобщенный коэффициент связи контуров фильтра,
 $m = M/L_K$.

3.9. Входные цепи при работе с настроенными антеннами

Настроенные антенны применяются, как правило, на сверхвысоких частотах (СВЧ), а также с профессиональными приемниками, например, на коротковолновых магистральных линиях.

При этом стремятся обеспечить наилучшую передачу мощности от антенны к первому активному элементу. Максимальная передача мощности будет при согласовании антенны с фидером, а фидера - со входом приемника.

Для входной цепи, работающей с согласованной фидерной линией, полностью применимы результаты анализа обобщенной эквивалентной схемы, выполненного в 3.4 и рассмотрения, проведенного в 3.5.

Так, согласование фидера со входом приемника при заданном коэффициенте шунтирования (коэффициенте расширения полосы) достигается выбором коэффициентов трансформации

$$n_{\text{согл}} = \sqrt{\frac{D-2}{2} \frac{G_0}{G_{\text{вх}}}},$$

$$m_{\text{согл}} = \sqrt{\frac{D}{2} \frac{G_0}{G_A}}.$$

Резонансный коэффициент передачи при согласовании определяется выражением:

$$K_{0 \text{ согл}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{r_A G_{\text{вх}}} \cdot \frac{D-2}{D}}.$$

Возможны различные схемы согласования фидера со входом приемника: автотрансформаторная (рис.3.31), трансформаторная, с емкостным делителем. При использовании экранированного фидера все схемы согласования практически равноценны.

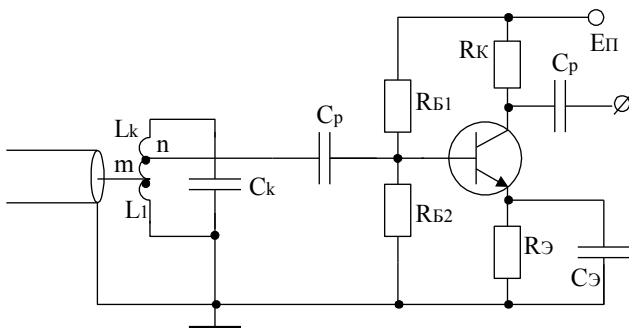


Рис.3.31

3.9.1. Схема с автотрансформаторным согласованием

Данная схема (см. рис.3.31) используется при несимметричном типе фидера (коаксиальном).

Согласование достигается соответствующим выбором величины коэффициента

$$m = \frac{L_1 + M_1}{L_1},$$

где L_1 — индуктивность части контурной катушки между точками подключения антенного фидера;

M_1 — взаимная индукция между точками подключения фидера и всеми витками контура.

Для данной схемы также справедливы все выводы, полученные при рассмотрении эквивалентной схемы, с учетом того, что $X_A = 0$,

$$Z_{A0} = \rho_A.$$

3.9.2. Схема с трансформаторным согласованием

Схема с трансформаторным согласованием (рис.3.32; 3.33) наиболее гибкая. Она может применяться как при симметричном, так и при несимметричном типе фидера

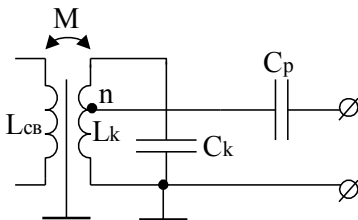


Рис.3.32

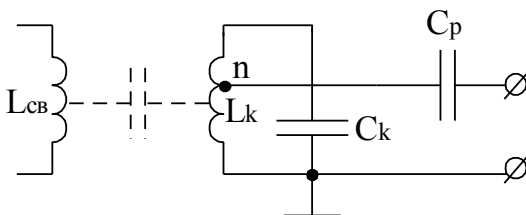


Рис.3.33

В схеме (см. рис.3.32) катушки разделены электростатическим экраном, устраняющим передачу сигнала от антенно-фидерной системы к контуру за счет распределенной емкости между витками катушки связи и контура, как показано на рис.3.33. Эта емкость может нарушить симметрию входа приемника.

Для рассматриваемой схемы

$$m = \frac{M}{L_k} = k_{св} \sqrt{\frac{L_{св}}{L_k}},$$

где $k_{св} = \frac{M}{\sqrt{L_{св} L_k}}$ — коэффициент связи.

Определим коэффициент связи, необходимый для согласования. Для этого выразим $k_{св}$ из последнего выражения

$$k_{св.с} = m_{согл} \sqrt{\frac{L_k}{L_{св}}} = \sqrt{\frac{L_k}{L_{св}}} \cdot \sqrt{\frac{G_0 + n^2 G_{вх}}{G_A}}.$$

Здесь учтено, что $m_{\text{согл}} = \sqrt{\frac{G_0 + n^2 G_{\text{BX}}}{G_A}}$.

Затухание контура с учетом вносимой проводимости со стороны нагрузки

$$d = \rho(G_0 + n^2 G_{\text{BX}}),$$

отсюда

$$G_0 + n^2 G_{\text{BX}} = \frac{d}{\rho}.$$

Учитывая, что $G_A = \frac{r_A}{|Z_A|} = \frac{\rho_A}{\rho_A^2 + (\omega_0 L_{\text{CB}})^2}$, имеем

$$k_{\text{CB.C}} = \sqrt{d} \sqrt{\frac{\rho_A}{\omega_0 L_{\text{CB}}} + \frac{\omega_0 L_{\text{CB}}}{\rho_A}}.$$

Конструктивно выполнимый $k_{\text{CB.C}}$ не превышает 0,5÷0,6, поэтому надо выбрать L_{CB} так, чтобы согласование достигалось при возможно меньшем значении $k_{\text{CB.C}}$. Для определения условия минимума $k_{\text{CB.C}}$ решим уравнение

$$\frac{dk_{\text{CB.C}}}{dL_{\text{CB}}} = 0.$$

В результате получим

$$L_{\text{CB}} = \frac{\rho_A}{\omega_0}.$$

Подставив найденное значение L_{CB} в выражение для коэффициента связи найдем минимальный согласующий коэффициент связи

$$k_{\text{CB.C мин}} = \sqrt{2d} = \sqrt{d_0}.$$

3.9.3. Схема с емкостным делителем

Цепь с емкостным делителем рис. 3.34 используется при несимметричном фидере. Контур образован индуктивностью L_k и емкостью

$$C = \frac{C_1 C_2 \Sigma}{C_1 + C_2 \Sigma} + C_L,$$

где $C_2 \Sigma = C_2 + C_{\text{вх}}$, C_L — межвитковая емкость катушки L_k .

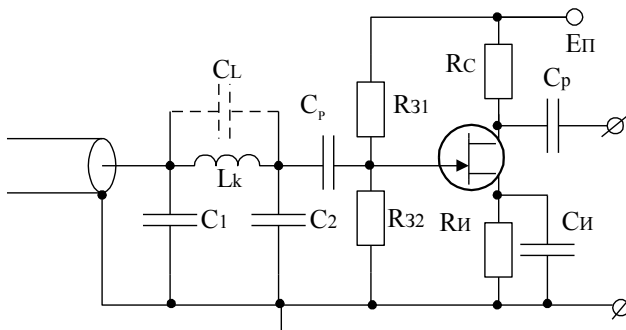


Рис. 3.34

Коэффициенты включения

$$m = \frac{C}{C_1} \approx \frac{C_2 \Sigma}{C_2 \Sigma + C} < 1, \quad n = \frac{C}{C_2 \Sigma} \approx \frac{C_1}{C_1 + C_2 \Sigma} < 1,$$

при этом $m + n = 1$.

Если m выбрано из условия согласования, то тогда $n = 1 - m_{\text{согл}}$.

Достоинством рассматриваемой входной цепи является возможность использования ее на более высоких частотах, так как

$$C < C_1, \quad C < C_2.$$

3.10. Входная цепь с электронной перестройкой

Настройка контура входной цепи может осуществляться электронным способом с помощью варикапа.

Достоинствами электронного способа перестройки являются:

1. Высокая скорость перестройки.
2. Высокая устойчивость по отношению к климатическим и механическим воздействиям.
3. Возможность реализации дистанционного управления.
4. Простота реализации необходимого закона изменения частоты.

Принципиальная схема одноконтурной входной цепи с электронной перестройкой с помощью варикапа изображена на рис. 3.35.

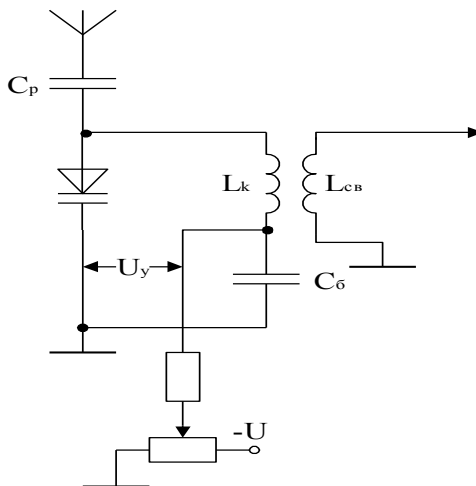


Рис.3.35

Связь контура $L_k C_k$ с антенной - емкостная через C_p , с нагрузкой - трансформаторная. Емкость варикапа зависит от постоянного напряжения U_y . Варикап позволяет реализовать изменение емкости контура примерно в $2 \div 5$ раз. Так как зависимость $C_k = f(U_y)$ - нелинейная, то прием сигнала или помехи вызовет нелинейные процессы.

При появлении сигнала среднее значение емкости варикапа будет несколько больше значения емкости при отсутствии сигнала. Это приводит к частотной расстройке контура. Эта частота расстройки зависит не только от уровня сигнала, но и от уровня помех.

Неустойчивость характеристик входной цепи, обусловлена регенерацией сигнала. Из теории нелинейных электрических цепей известно, что при параметрическом изменении емкости контура с частотой в 2 раза выше частоты сигнала происходит компенсация потерь в контуре. Такое параметрическое изменение может происходить как под действием сигнала, так и под действием помехи.

Допустимое напряжение помехи на варикапе, при котором Q_k изменится не более чем на 16%, равно $U_{п, доп} \approx 1,25 U_y / Q_k$.

В диапазонах ДВ, СВ, КВ уровень помех может быть достаточно большим, поэтому при электронной перестройке в антенной цепи необходимо предусмотреть возможность подавления помехи.

В диапазоне УКВ уровни внешних помех достаточно малы и специальных мер по их подавлению не требуется.

Допустимое напряжение на зажимах контура можно увеличить путем встречно-последовательного включения. Встречное включение варикапов уменьшает также нелинейные явления в контуре. Так как при полной симметрии характеристик варикапов четные гармоники напряжений будут взаимно компенсироваться.

Выводы

1. Входная цепь (ВЦ) связывает антенно-фидерную систему со входом первого активного каскада, которым может быть усилитель радиочастоты (УРЧ), преобразователь частоты или детектор.

2. ВЦ предназначена для предварительного выделения принимаемого сигнала из всей совокупности сигналов, поступающих в антенно-фидерную систему, и для передачи энергии полезного сигнала ко входу первого активного каскада с наименьшими потерями и искажениями.

3. ВЦ обеспечивает общую фильтрацию помех и избирательность приемника по побочным каналам.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назначение и основные характеристики ВЦ.
2. Почему настройка контура ВЦ с помощью переменной емкости предпочтительнее настройки переменной индуктивностью?
3. Нарисуйте схемы ВЦ с разными видами связи контура с антенной и объясните назначение элементов.
4. Составьте эквивалентные схемы ВЦ с различными видами связи контура с антенной.
5. Какими параметрами определяется коэффициент передачи ВЦ? Условия получения максимального коэффициента передачи ВЦ.
6. Условия согласования антенны со входом приемника.
7. Из каких соображений выбирается связь входного контура с настроенной антенной? Схемы связи.
8. Из каких соображений выбирается связь входного контура с не настроенной антенной? Почему? Схемы связи.
9. От чего зависит избирательность ВЦ?
10. От чего зависит ширина полосы пропускания ВЦ?
11. Как выбирается связь входного контура с АЭ?

4. Усилители радиочастоты

Усиление модулированных несущих колебаний в приемнике осуществляется усилителями радиочастоты (УРЧ), т.е. на частоте принимаемого сигнала.

В литературе усилители радиочастоты называют усилителями пре-селекторов (УП), усилителями сигнальной частоты (УСЧ) и усилителями высокой частоты (УВЧ). При отсутствии специальных оговорок — все определения равнозначны.

В состав усилительного каскада входят: усилительный прибор, избирательная цепь (не обязательно), цепи связи. В качестве усилительного прибора могут использоваться биполярные и полевые транзисторы, электронные лампы, туннельные диоды, интегральные схемы, параметрические и квантово-механические приборы и т. д.

Для получения большого коэффициента усиления используются многокаскадные усилители. Усилители могут быть резонансные и апериодические, однако следует иметь в виду, что апериодические усилители имеют относительно малый коэффициент усиления по сравнению с резонансными.

Резонансные усилители делятся на две группы: усилители с постоянной настройкой и усилители с переменной настройкой.

В зависимости от числа контуров в составе избирательной цепи усилителя различают одноконтурные, двухконтурные и многоконтурные усилители.

В зависимости от отношения полосы пропускания Δf к частоте настройки f_0 различают широкополосные (при $\Delta f/f_0 > 0,2$) и узкополосные (при $\Delta f/f_0 < 0,2$) резонансные усилители. Обращаем внимание на то, что понятия «широкополосный» и «узкополосный» условны, поэтому в литературе могут встречаться другие их толкования.

Известна связь между полосой пропускания одиночного контура Δf_k и его добротностью Q_k

$$\Delta f_k = \frac{f_0}{Q_k}.$$

Реализуемая добротность контура - ограничена, поэтому получить полосы меньше, чем определяемые конструктивной добротностью, невозможно.

Для построения широкополосных (не перестраиваемых) усилителей могут использоваться многокаскадные усилители с расстроенными контурами.

4.1. Основные показатели усилителей радиочастоты

Резонансный коэффициент усиления по напряжению равен отношению выходного U_{02} ко входному U_{01} напряжению на резонансной частоте

$$K_0 = \frac{U_{02}}{U_{01}}.$$

Коэффициент усиления мощности равен отношению мощности, потребляемой нагрузкой

$$P_2 = U_{02}^2 \cdot G_H$$

к мощности, отдаваемой усилителю

$$P_1 = U_{01}^2 \cdot G_{BX},$$

где G_H - активная составляющая проводимости нагрузки;

G_{BX} - активная составляющая входной проводимости усилителя

$$K_P = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_{02}^2 \cdot G_H}{U_{01}^2 \cdot G_{BX}} = K_0^2 \frac{G_H}{G_{BX}}.$$

Избирательность усилителя, которая определяется типом избирательной цепи и ее параметрами. Она характеризуется полосой пропускания, коэффициентом прямоугольности, степенью подавления побочных каналов.

Коэффициент шума – определяющий шумовые свойства УП.

Искажения сигнала, которые подразделяются на линейные и нелинейные.

Устойчивость работы усилителя характеризуется способностью усилителя сохранять свои параметры в условиях эксплуатации.

Полоса пропускания.

4.2. Схемы УРЧ

В усилителях радиочастоты применяют в основном два варианта

включения биполярного транзистора: с общим эмиттером (ОЭ) и с общей базой (ОБ); для полевых транзисторов — с общим истоком (ОИ) и с общим затвором (ОЗ).

Усилители с общим эмиттером (истоком) в диапазонах метровых и более длинных волн позволяют получить наибольшее усиление мощности.

Усилители с общей базой (затвором) отличаются большей устойчивостью, поэтому используются в более высокочастотном диапазоне. Принципы построения и анализ резонансных усилителей идентичны для различных типов усилительных приборов и вариантов их включения. Рассмотрим некоторые схемы.

На рис.4.1 приведена схема аperiodического резистивного усилителя радиочастоты на биполярном транзисторе по схеме с ОЭ, который может использоваться в диапазонах ДВ и СВ.

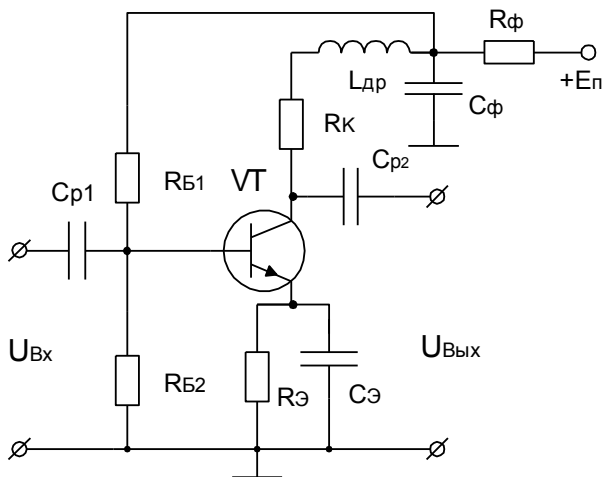


Рис. 4.1

С повышением частоты увеличивается влияние проводимостей транзистора. Для уменьшения их влияния значение $R_{К}$ выбирают по возможности минимальным, вплоть до $R_{К} = 100...300$ Ом. Возможно включение последовательно с $R_{К}$ корректирующего дросселя $L_{др}$. Рабочая точка транзистора определяется резисторами базового делителя R_{B1} , R_{B2} и $R_{Э}$. Сопротивление $R_{Э}$ также осуществляет термостабилизацию УРЧ (ООС по постоянному току). Емкость $C_{Э}$ устраняет отрицательную об-

ратную связь по переменной составляющей. Цепочка $R_{\phi}C_{\phi}$ образует фильтр по цепи питания. Емкости C_p являются разделительными.

Схема резонансного усилителя на биполярном транзисторе с ОЭ представлена на рис.4.2.

Селективным элементом усилителя является одиночный контур, состоящий из катушки индуктивности L_k и емкости C_k .

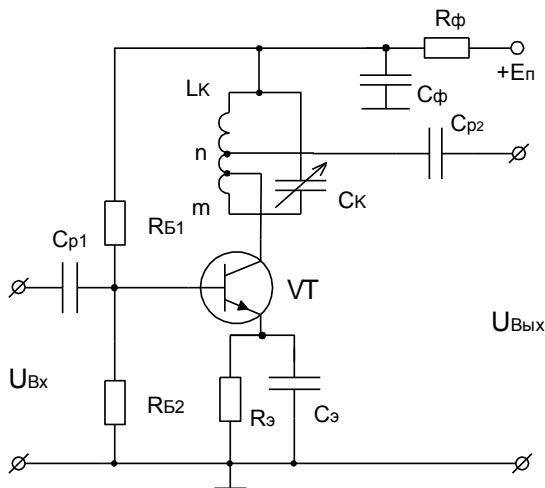


Рис. 4.2

Особенностью резонансных усилителей на биполярных транзисторах является частичное включение контура как ко входу, так и к выходу активного элемента, что обусловлено большими значениями входных и выходных проводимостей транзисторов. Выбор коэффициентов включения m и n производится из соображений получения заданного коэффициента усиления, устойчивости, селективности, неравномерности зависимости коэффициента усиления в заданной полосе, и в общем случае компромиссно.

На рис.4.3 приведена схема резонансного усилителя по схеме с ОЭ и трансформаторным включением контура в коллекторную цепь транзистора. В этой схеме напряжение питания не приложено к контуру, что повышает надежность его работы.

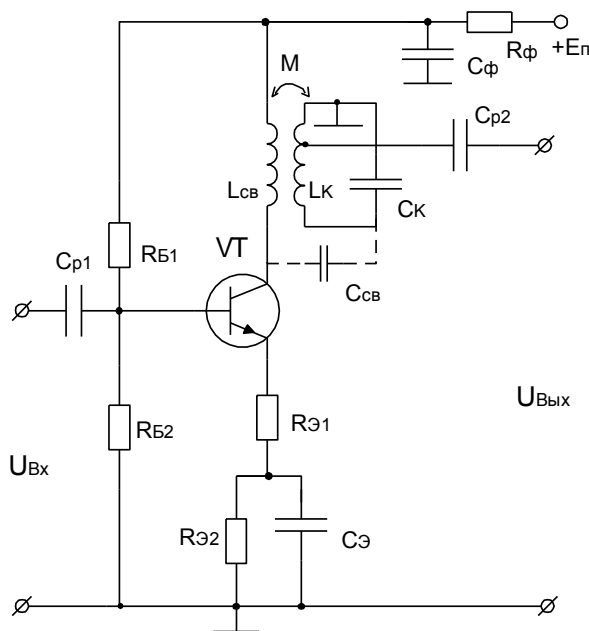


Рис. 4.3

Резисторы $R_{Э1}$ и $R_{Э2}$ осуществляют термостабилизацию. При этом на $R_{Э1}$ реализуется ООС по переменному току. $C_{Э}$ устраняет ООС по переменному току на $R_{Э2}$.

В данной схеме достаточно просто повысить равномерность K_o в поддиапазоне, если применить трансформаторно-емкостную связь контура с коллектором транзистора (введя емкость C_{CB}).

При использовании полевых транзисторов наибольшее распространение получила схема с общим истоком, изображенная на рис.4.4. Полевые транзисторы по сравнению с биполярными позволяют получить большее усиление напряжения и мощности, обладают более высокой устойчивостью, меньшим уровнем собственных шумов, более высокими частотными свойствами.

Назначение схемных элементов аналогично рассмотренному в предыдущей схеме. Резистор R_H служит для создания напряжения смещения на затворе и для термостабилизации тока стока; резисторы $R_{З1}$, $R_{З2}$ - для подачи напряжения смещения на затвор.

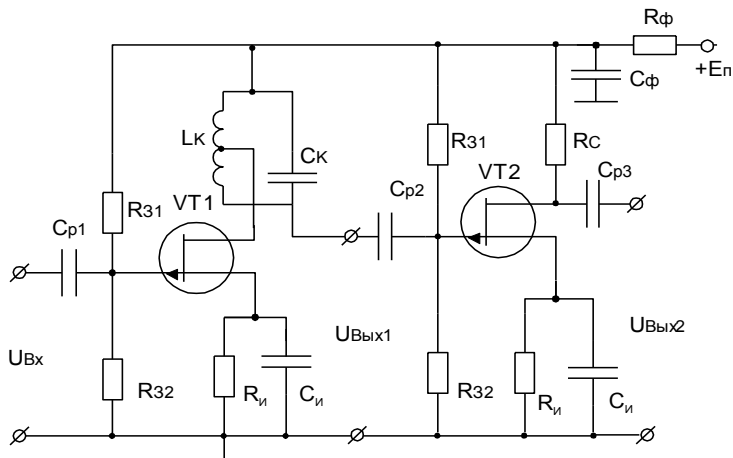


Рис. 4.4

Поскольку полевые транзисторы обладают высоким входным сопротивлением, применяют полное включение контура в цепь затвора. Полного включения в цепь стока обычно не используют по соображениям устойчивости.

В данной схеме используется последовательное питание стока через $R_{\Phi}C_{\Phi}$ и L_K . Возможно и параллельное питание активного элемента.

На рис.4.5 приведена схема селективного усилителя на полевом транзисторе с параллельным питанием стока.

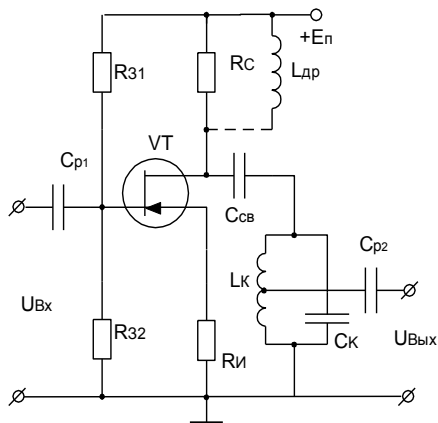


Рис. 4.5

Сопротивление R_C выбирают значительно большим, чем эквивалентное сопротивление контура, если при этом напряжение питания транзистора оказывается недостаточным, вместо резистора R_C может быть включен дроссель с индуктивностью $L_{др}$ намного выше L_K .

Поскольку напряжение питания не приложено к контуру, то надежность схемы считается высокой, так как изменение постоянной составляющей тока стока не может изменить настройку контура; упрощается коммутация многодиапазонных схем. Недостатком схемы является шунтирование контура резистором R_C .

На частотах выше 30 МГц в усилителях радиочастоты часто применяют включение транзистора по схеме с ОБ (ОЗ). Одна из таких схем приведена на рис. 4.6.

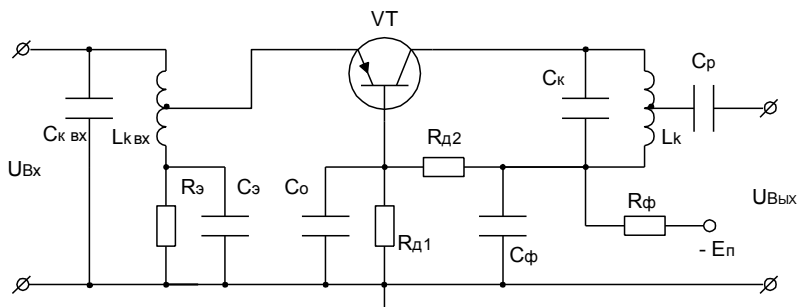


Рис. 4.6

УРЧ с ОБ имеют меньшее усиление по сравнению с УРЧ по схеме с ОЭ из-за меньшего R_{BX} . На достаточно высоких частотах УРЧ с ОБ может быть эквивалентен или даже более эффективен, чем УРЧ с ОЭ, так как в УРЧ с ОЭ с ростом частоты быстро падает коэффициент усиления.

Назначение элементов схемы не отличается от рассмотренных выше. Контур усилителя полностью включен в выходную цепь транзистора ($m=1$) и автотрансформаторно - во входную цепь следующего каскада.

Основная особенность схемы с ОБ состоит в том, что вся переменная составляющая коллекторного тока протекает по цепи предыдущего каскада через контур $L_K BX C_K BX$, что определяет стопроцентную обратную связь. Это увеличивает входную проводимость каскада ($Y_{BX B} = Y_{21} = S$), что вызывает шунтирование входного контура $L_K BX C_K BX$ и приводит к повышению устойчивости и снижению коэффициента шума. С другой стороны, увеличение входной проводимости приводит к потреблению значительной мощности сигнала, в результате при одинаковом, по сравнению с УРЧ с ОЭ, коэффициенте передачи по напряжению

каскад с ОБ дает меньшее усиление по мощности. Данные выводы относятся и к схеме с ОЗ.

На рис. 4.7 приведена схема УРЧ с ОБ с электронной настройкой при помощи варикапов VD1-VD4. Варикапы включены встречно-последовательно для уменьшения влияния нелинейности их характеристик.

Часто УРЧ строят по каскодной схеме, которая содержит два активных элемента с непосредственным включением. Лучшим считается сочетание ОЭ-ОБ (ОИ-ОЗ). Схема каскодного усилителя приведена на рис.4.8.

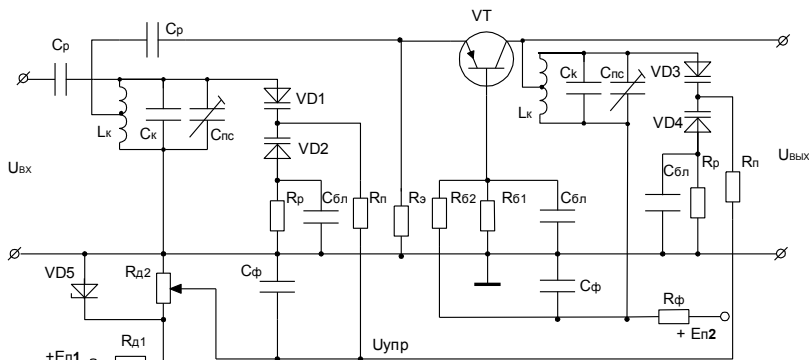


Рис. 4.7

Для схемы на рис.4.8 питание транзисторов VT1, VT2 по постоянному току осуществляется последовательно, при этом требуется вдвое большее напряжение источника питания, чем для УРЧ на одном транзисторе.

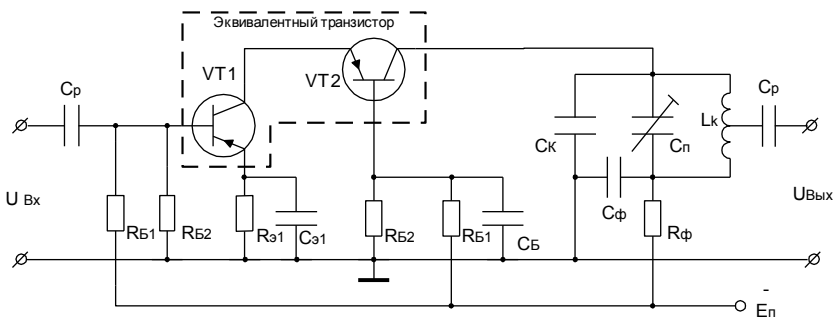


Рис. 4.8

Транзисторы VT1 и VT2 можно рассматривать как один эквивалентный транзистор (на схеме показан штриховой линией), при этом схема обладает следующими свойствами:

- малой внутренней обратной связью, примерно на два порядка ниже, чем в УРЧ с ОЭ, что позволяет получить более высокий коэффициент устойчивого усиления;

- коэффициент усиления напряжения равен коэффициенту усиления напряжения второго каскада

$$K_{0\text{кc}} = K_{02};$$

- коэффициент усиления мощности равен коэффициенту усиления мощности первого каскада

$$K_{\text{ркc}} = K_{\text{p1}};$$

- коэффициент шума равен коэффициенту шума первого каскада

$$\text{Ш}_{\text{кc}} = \text{Ш}_1 + \frac{\text{Ш}_2 - 1}{K_{\text{p1}}} \approx \text{Ш}_1;$$

- выходная проводимость каскодной схемы меньше выходной проводимости УРЧ с ОЭ, что позволяет применить полное включение контура в цепь коллектора VT2 и обеспечить высокую селективность;

- входная проводимость каскада такая же, как и у схем с ОЭ.

Таким образом, каскодная схема позволяет сохранить преимущества УРЧ с ОБ, исключив ее недостатки. Аналогичные выводы распространяются на каскодную схему на полевых транзисторах.

На рис.4.9 показан вариант каскодной схемы с параллельным питанием двух каскадов, что требует меньшего напряжения питания. В данной схеме сочетание полевого и биполярного транзисторов обеспечивает большое усиление мощности и высокое входное сопротивление. Каскодные схемы широко используются в интегральном исполнении.

В УРЧ, выполненных на интегральных схемах, применяют дифференциальные каскады. Дифференциальный каскад состоит из двух симметричных половин, каждая из которых включает транзистор и коллекторный резистор (рис. 4.10). Элементы VT1, VT2, R_{K1} и R_{K2} образуют мостовую схему.

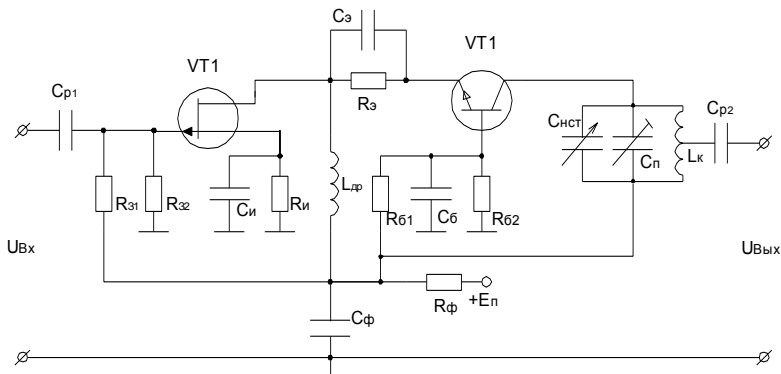


Рис. 4.9

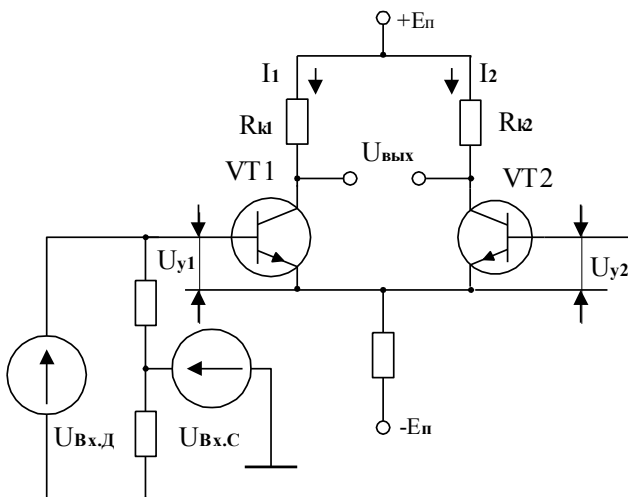


Рис. 4.10

При работе от дифференциального входа $U_{ВХ Д}$ на транзисторы подают равные и противоположные по фазе сигналы. При этом изменение токов и коллекторных напряжений транзисторов имеют противоположный характер, в результате с коллекторов снимают разностное напряжение $U_{ВЫХ}$.

При синфазной подаче сигнала $U_{ВХ С}$, которая может быть вызвана наводками, нестабильностью питающего напряжения, изменением тем-

пературы и т. д., токи транзисторов и потенциалы коллекторов изменяются одинаково и синфазная составляющая не усиливается $U_{\text{вых}} = 0$. Значительное ослабление синфазной составляющей может быть достигнуто только в интегральном исполнении дифференциального каскада.

Дифференциальный каскад универсален, так как может выполнять функции усиления, детектирования, преобразования частоты, ограничения, регулировки усиления и др. В связи с этим дифференциальный каскад широко используется в интегральном исполнении, в частности в 174, 175, 157 и других сериях, предназначенных для использования в приемно-усилительной аппаратуре. Широко он используется и в дискретном исполнении.

4.3. Анализ обобщенной эквивалентной схемы УРЧ

В режимах малых сигналов усилительный прибор (транзистор) можно представить в виде модели активного линейного четырехполюсника (рис.4.11).

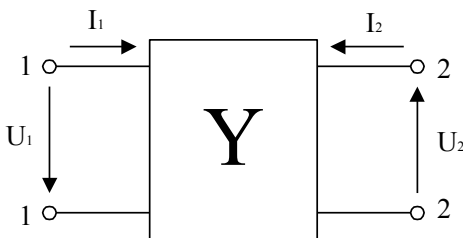


Рис. 4.11

Такой четырехполюсник описывается двумя линейными уравнениями, связывающими между собой напряжения и токи на его входе и выходе. В системе Y - параметров уравнения четырехполюсника имеют вид

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \dot{Y}_{11} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{12} \dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 = \dot{Y}_{21} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{22} \dot{U}_2. \end{cases} \quad (4.1)$$

Следует учесть, что Y - параметры в общем случае являются комплексными числами и значит зависят от частоты.

Y - параметры определяются при коротком замыкании на входе и на выходе:

$$\dot{Y}_{11} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \quad - \text{входная проводимость; } \dot{Y}_{11} = G_{11} + j\omega C_{11},$$

$$\dot{Y}_{12} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{U}_1=0} \quad - \text{обратная взаимная проводимость, обусловленная}$$

наличием внутренней ОС; $-\dot{Y}_{12} = G_{12} + j\omega C_{12},$

$$\dot{Y}_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \quad - \text{прямая взаимная проводимость (крутизна);}$$

$$\dot{Y}_{21} = G_{21} + j\omega C_{21}, \quad |\dot{Y}_{21}| = |Y_{21}| \cdot e^{\varphi_{21}},$$

$$\dot{Y}_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{U}_1=0} \quad - \text{выходная проводимость; } \dot{Y}_{22} = G_{22} + j\omega C_{22},$$

где

$$|\dot{Y}_{21}| = \frac{S}{\sqrt{1 + \left(\omega/\omega_S\right)^2}};$$

ω_S - угловая частота, на которой крутизна \dot{Y}_{21} уменьшается в $\sqrt{2}$ раз;

$$\varphi_{21} = -\arctg\left(\omega/\omega_S\right) = -\arctg\omega\tau_{21},$$

где

$$\tau_{21} = 1/\omega_S.$$

Полная обобщенная эквивалентная схема усилителя, которая содержит источник сигнала, эквивалентную схему активного элемента и нагрузку, приведена на рис. 4.12.

Для эквивалентной схемы можно записать

$$\dot{I}_И = \dot{I}_1 + \dot{U}_1 \dot{Y}_И; \quad (4.2)$$

$$\dot{I}_2 = -\dot{U}_2 \dot{Y}'_Σ, \quad (4.3)$$

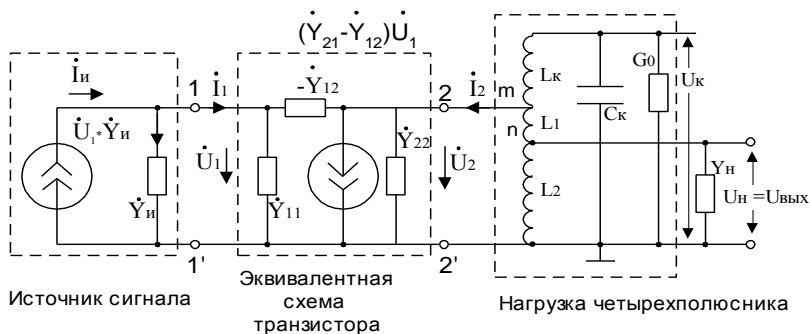


Рис. 4.12

где

$$\dot{Y}'_{\Sigma} = \frac{\dot{Y}_{\Sigma}}{m^2} = \frac{(\dot{Y}_K + n^2 \dot{Y}_H)}{m^2} \quad (4.4)$$

- суммарная проводимость контура и нагрузки, пересчитанная к выходу четырехполюсника (к точкам 2-2').

Знак минус в выражении (4.3) появляется вследствие того, что падение напряжения от тока I_2 на нагрузке в точках 2-2' противоположно напряжению U_2 . Коэффициенты включения

$$m = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_K}; \quad n = \frac{\dot{U}_H}{\dot{U}_K}, \quad (4.5)$$

где \dot{U}_2 — напряжение на коллекторе, \dot{U}_K — напряжение на контуре, $\dot{U}_H = \dot{U}_{ВЫХ}$, $\dot{U}_2 = \dot{U}_{ВХ}$.

Коэффициент усиления каскада равен

$$K = \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{\dot{U}_{ВХ}} = \frac{\dot{U}_H}{\dot{U}_1}. \quad (4.6)$$

Так как $\dot{U}_H = n \dot{U}_K = \frac{n}{m} \dot{U}_2$, то

$$K = \frac{n \dot{U}_2}{m \dot{U}_1}.$$

Отношение $\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$ найдем из второго уравнения (4.1) четырехполюсника, подставив туда из (4.3) значение $\dot{I}_2 = -\dot{U}_2 \dot{Y}'_\Sigma$. Имеем $-\dot{U}_2 \dot{Y}'_\Sigma = \dot{Y}_{21} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{22} \dot{U}_2$, отсюда $\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = -\frac{\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{22} + \dot{Y}'_\Sigma}$.

Тогда коэффициент передачи

$$\dot{K} = -\frac{n}{m} \frac{\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{22} + \dot{Y}'_\Sigma}. \quad (4.7)$$

С учетом (4.4) получаем

$$\dot{K} = -\frac{mn\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_\Theta}, \quad (4.8)$$

где

$\dot{Y}_\Theta = \dot{Y}_\Sigma + m^2\dot{Y}_{22} = \dot{Y}_K + n^2\dot{Y}_{22} + m^2\dot{Y}_H = G_{OЭ} (1 + j\xi)$ - полная эквивалентная проводимость контура;

$G_{OЭ} = \frac{1}{R_{OЭ}} = G_0 + m^2G_{22} + n^2G_H$ - активная составляющая эквивалентной резонансной проводимости контура.

Тогда коэффициент усиления примет вид

$$\dot{K} = -\frac{mn\dot{Y}_{21}R_{OЭ}}{1 + j\xi}, \quad (4.9)$$

где $\xi = \frac{1}{d_\Theta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$ - обобщенная расстройка,

d_Θ — эквивалентное затухание контура, ω_0 — резонансная частота.

Сопоставляя выражения резонансного коэффициента передачи резонансного усилителя преселектора (4.9) и резонансного коэффициента передачи входной цепи (3.1) видим, что они отличаются только знаком и значением проводимостей: $\frac{1}{|\dot{Z}_A|}$ - в выражении (3.1) и \dot{Y}_{21} -

выражении (4.9). Это означает, что многие выводы, сделанные при анализе входных цепей, могут быть распространены и на резонансный усилитель.

Положив $\xi = 0$ находим резонансный коэффициент усиления

$$K_0 = mn|Y_{21_0}|R_{0\Xi} = \frac{mn|Y_{21_0}|}{G_0 + m^2G_{22} + n^2G_H}. \quad (4.10)$$

Поскольку K_0 зависит от коэффициентов m и n , то должны существовать оптимальные значения m и n при которых K_0 будет максимальным.

Оптимальные значения m и n найдем при условии ограничения величины затухания контура

$$D = \frac{d_{\Xi}}{d_k} = \frac{G_{0\Xi}}{G_0},$$

где D - коэффициент шунтирования.

По аналогии со входной цепью имеем

$$n_{опт} = \sqrt{\frac{D-1}{2} \frac{G_0}{G_H}}; \quad m_{опт} = \sqrt{\frac{D-1}{2} \frac{G_0}{G_{22}}}.$$

При этом максимальное значение резонансного коэффициента усиления равно

$$K_{0max} = \frac{|Y_{21_0}|}{2\sqrt{G_H G_{22}}} \left(1 - \frac{1}{D}\right). \quad (4.11)$$

Коэффициент усиления максимален при одинаковом шунтировании контура как со стороны выхода усилительного каскада, так и со стороны нагрузки т.е., при

$$m^2G_{22} = n^2G_H = \frac{D-1}{2} G_0.$$

При малом собственном затухании контура, т.е. при $D \gg 1$ усиление достигает предельного значения

$$K_{0пред} = \frac{|Y_{21_0}|}{2\sqrt{G_H G_{22}}}.$$

Уравнение резонансной кривой усилителя описывается выражением

$$\frac{K_0}{K} = \frac{1}{\gamma} = \frac{|\dot{Y}_{21_0}|}{|\dot{Y}_{21}|} \sqrt{1 + \xi^2},$$

где γ — неравномерность АХЧ.

При малых расстройках $|\dot{Y}_{21_0}| \approx |\dot{Y}_{21}|$,

тогда $\frac{1}{\gamma} = \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_0 d_{\Sigma}}\right)^2}$, откуда

$$\Pi_{\gamma} = f_0 d_{\Sigma} \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} \text{ и при } \gamma=0,707 \quad \Pi_{0,707}=f_0 d_{\Sigma}.$$

Фазовая характеристика

$$-\varphi_{\gamma} = \arctg \xi + \arctg(\omega \tau_{21}).$$

Входная проводимость усилителя в точках 1-1' (рис. 4.12) определяется из первого уравнения, описывающего четырехполюсник (4.1)

$$\dot{Y}_{\text{вх}} = \frac{\dot{I}_1}{U_1} = \dot{Y}_{11} + \dot{Y}_{12} \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}.$$

Ранее было найдено $\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{-\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{22} + Y_{\Sigma}}$, тогда

$$\dot{Y}_{\text{вх}} = Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y'_{\Sigma}} = Y_{11} + \dot{Y}_{12} \frac{m}{n} K = Y_{11} - m^2 \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{\Sigma}}. \quad (4.12)$$

Отсюда видно, что

$$K = -\frac{m}{n} \frac{\dot{Y}_{21}}{Y_{22} + \dot{Y}_{\Sigma}} = -\frac{mn \dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{\Sigma}}.$$

Аналогично можно найти выходную проводимость усилительного прибора в точках 2-2'

$$\dot{Y}_{\text{вых}} = \dot{Y}_{22} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{\dot{Y}_{11} + \dot{Y}_{\text{и}}}, \quad (4.13)$$

где $Y_{\text{и}}$ — проводимость источника (рис. 4.12).

Согласно (4.12), (4.13) входная проводимость зависит от проводимости нагрузки, а выходная — от проводимости источника сигнала. Эта зависимость обусловлена проводимостью обратной связи \dot{Y}_{12} .

4.4. Влияние внутренней обратной связи на свойства резонансного усилителя

Обратная связь в усилителях возможна через цепи питания, соединительные цепи усилителя, а также через проводимость внутренней обратной связи Y_{12} .

Паразитную обратную связь через цепи питания и соединительные цепи можно значительно ослабить рациональным построением схем, цепей и узлов приемника.

Проводимость Y_{12} обусловлена активным элементом. В общем случае она может быть записана в виде

$$-\dot{Y}_{12} = G_{12} + j\omega C_{12} = |\dot{Y}_{12}| e^{j\varphi_{12}}, \quad (4.14)$$

$$\text{где} \quad |Y_{12}| = \sqrt{G_{12}^2 + (\omega C_{12})^2}, \quad (4.15)$$

$$\varphi_{12} = \arctg\left(\frac{\omega C_{12}}{G_{12}}\right) = \arctg \omega \tau_{12}, \quad (4.16)$$

где $\tau_{12} = R_{12} C_{12}$.

На эквивалентной схеме (рис. 4.13) для наглядности элементы внутренней обратной связи УП показаны в виде внешней цепи. Пусть выходной контур $L_{K2} C_{K2}$ настроен на ту же частоту, что и входной контур $L_{K1} C_{K1}$.

Проводимость \dot{Y}_{12} создает на входе усилителя дополнительный ток \dot{I}_1 , что приводит к появлению дополнительного изменения входной

проводимости. Проводимость $\dot{Y}_{\text{вх ос}}$ называют входной динамической проводимостью.

Из выражения (4.12) имеем

$$\dot{Y}_{\text{вх ос}} = \frac{m_2^2 \dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{\Sigma 2}} = \frac{m_2^2 |\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}|}{\dot{Y}_{\Sigma 2}} e^{j\varphi}, \quad (4.17)$$

где $\dot{Y}_{\Sigma 2}$ — полная проводимость второго контура,

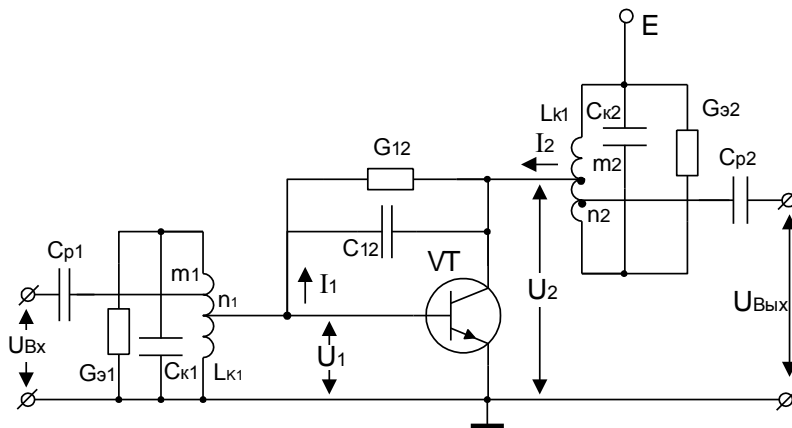


Рис. 4.13

$\varphi = \varphi_{12} + \varphi_{21} = \arctg \left[\frac{\omega(\tau_{12} - \tau_{21})}{1 + \omega^2 \tau_{12} \tau_{21}} \right]$ — характеризует суммарный фазо-

вый сдвиг, создаваемый $\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}$;

$\frac{m_2^2 \dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{\Sigma 2}}$ — добавочная проводимость, вызванная обратной связью.

Учитывая, что $\dot{Y}_{\Sigma} = \frac{1}{R_{\Sigma}} (1 + j\xi)$, получим

$$\dot{Y}_{\text{вх ос}} = - \frac{m_2^2 |\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}| R_{\Sigma}}{1 + j\xi} e^{j\varphi} = A \frac{\cos \varphi + j \sin \varphi}{1 + j\xi},$$

где $A = -m_2^2 |\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}| R_{\text{Э}}$.

Выделим в $\dot{Y}_{\text{вх ос}}$ вещественную и мнимую часть

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{\text{вх ос}} &= G_{\text{вх ос}} + jB_{\text{вх ос}} = A \frac{(\cos \varphi + j \sin \varphi)(1 - j\varphi)}{1 + \xi^2} = \\ &= A \left[\frac{\cos \varphi + \xi \sin \varphi}{1 + \xi^2} + j \frac{\sin \varphi - \xi \cos \varphi}{1 + \xi^2} \right] = f(\omega) \end{aligned} \quad (4.18)$$

При отклонении частоты от резонансной существенно изменяется только обобщенная расстройка ξ , величина A изменяется незначительно.

$$G_{\text{вх ос}} = A \frac{\cos \varphi + \xi \sin \varphi}{1 + \xi^2}$$

Рассмотрим влияние $G_{\text{вх ос}}$ и $B_{\text{вх ос}}$ на форму резонансной кривой усилителя.

На рис. 4.14 представлена зависимость активной составляющей входной проводимости обратной связи (рис.4.14,а) и коэффициента передачи (рис. 4.14,б) от расстройки ξ :

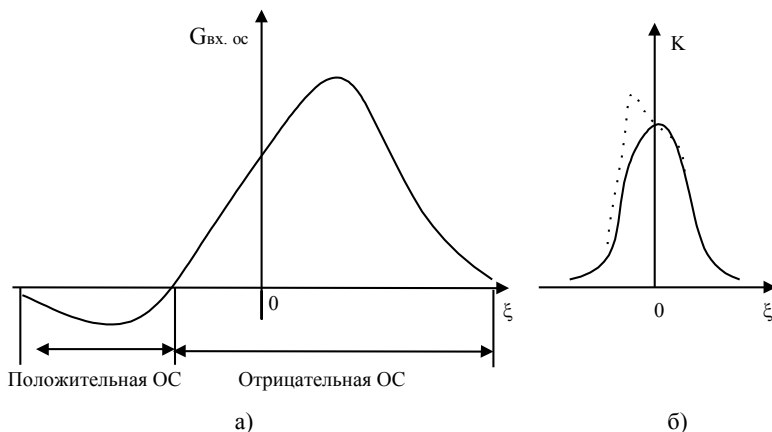


Рис. 4.14

Как видим из рис. 4.14,а, с изменением частоты проводимость $G_{\text{вх ос}}$ меняет знак. Если $G_{\text{вх ос}}$ положительна, то она вносит потери во входной контур, т.е. уменьшает коэффициент усиления каскада. В этом

случае имеет место отрицательная обратная связь. Если $G_{\text{вх ос}}$ отрицательная, то это означает, что потери в контуре частично компенсируются. Это увеличивает коэффициент усиления рассматриваемого каскада.

На рисунке 4.14,б показано, штриховой, линией изменение резонансной кривой в зависимости от расстройки. Эта кривая отражает качественное влияние активной составляющей $G_{\text{вх ос}}$. Сплошной линией на рис. 4.14,б показана резонансная кривая усилителя без учета влияния внутренней обратной связи.

Зависимость реактивной составляющей

$$B_{\text{вх ос}} = A \frac{\sin \varphi - \xi \cos \varphi}{1 + \xi^2} \text{ от } \xi \text{ приведена на рис. 4.15, а.}$$

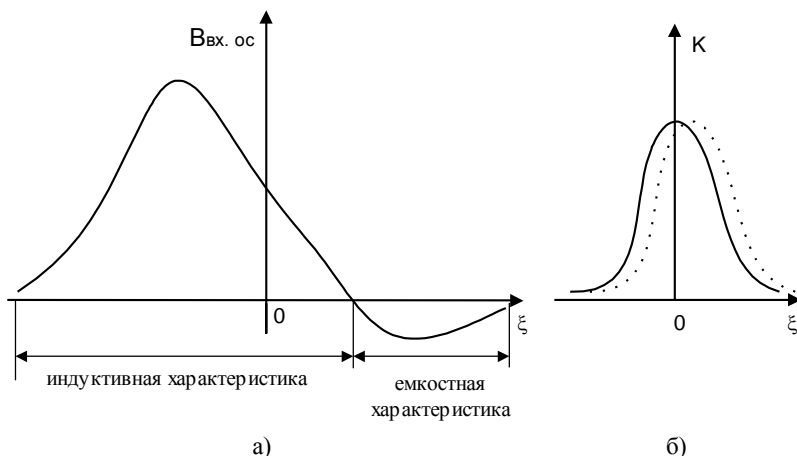


Рис. 4.15

Влияние реактивной составляющей на форму резонансной кривой выражена в том, что резонансная кривая деформируется. Таким образом, внутренняя обратная связь приводит к деформации резонансной характеристики (рис. 4.15,б) и может вызвать самовозбуждение из-за отрицательной проводимости $G_{\text{вх ос}}$.

4.5. Устойчивость резонансного усилителя

Под устойчивой работой усилителя следует понимать такие условия его работы, при которых деформация амплитудно-частотной характеристики из-за действия внутренней обратной связи находится в допу-

стимых пределах. Чтобы характеризовать устойчивость в широком смысле, т.е. определить степень удаленности от самовозбуждения вводят понятие коэффициента устойчивости:

$$k_{уст} = \frac{G_{\mathcal{D}1} + n_1^2 G_{вх.ос}}{G_{\mathcal{D}1}}.$$

При $n_1^2 G_{вх.ос} = 0$, $k_{уст} = 1$ что означает отсутствие обратной связи и максимальную устойчивость усилителя. При $k_{уст} = 0$ усилитель может самовозбуждаться.

Рекомендуются следующие значения коэффициентов устойчивости $k_{уст}$:

- $\geq 0,92$ - высокая устойчивость,
- $= 0,8 \dots$ средняя устойчивость,
- $= 0,7 \dots 0,8$ - низкая устойчивость.

При $k_{уст} = 0,7 \dots 0,8$ изменения коэффициента усиления и полосы пропускания под действием обратной связи не превышают 10...20%

4.6. Способы повышения устойчивости резонансных усилителей

Существуют пассивные и активные методы повышения устойчивости. Пассивные методы сводятся к уменьшению фактического коэффициента усиления, т.е. до уровня выполнения неравенства

$$K_0 \leq K_{0уст}.$$

Это можно сделать, например, уменьшением коэффициентов включения контуров или $R_{0\mathcal{D}}$. Итак, если при расчете оказывается, что коэффициент усиления каскада больше, чем $K_{0уст}$, то принимают

$$m_2 \leq \frac{1}{n_1 R_{0\mathcal{D}}} \sqrt{\frac{2|k_y - 1|}{|\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}|}} \quad (4.19)$$

$$n_2 = \sqrt{\frac{(d_3 - d_k) - m_2^2 \rho G_{22}}{\rho G_H}} \approx \sqrt{\frac{d_3 - d_k}{\rho G_H}} \quad (4.20)$$

и рассчитывают коэффициент усиления согласно (4.10)

$$K_0 = \frac{m_2 n_2 |\dot{Y}_{21}|}{G_0 + m_2^2 G_{22} + n_2^2 G_n}. \quad (4.21)$$

В выражениях (4.19)-(4.21) принято:

$$R_{03} = \sqrt{R_{03} R_{03}};$$

n_1 – должен быть известен из расчета предыдущего каскада;

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} - \text{характеристическое сопротивление контура};$$

$$d_3 = d_k + m_2^2 \rho G_{22} + n_2^2 \rho G_n - \text{эквивалентное затухание контура}.$$

Активные методы повышения устойчивости направлены на повышение устойчивости, $K_{0уст}$ и тем самым, позволяют в большей степени реализовать потенциальные усилительные возможности активного элемента. К активным методам относят нейтрализацию внутренней обратной связи с помощью специальных цепей и каскадное соединение активных элементов.

Возможны различные схемы нейтрализации: последовательная (Z - нейтрализация), параллельная (Y-нейтрализация), последовательно-параллельная (H - нейтрализация). Мы рассмотрим нейтрализацию параллельного типа.

Схема нейтрализации параллельного типа, представляющая собой параллельное соединение двух четырехполюсников: активного элемента Y и нейтрализующего пассивного Y_N , представлена на рис. 4.16.

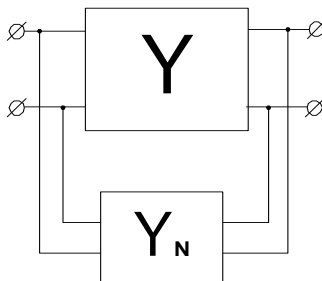


Рис. 4.16

Условием нейтрализации является $Y_{12} = Y_N$. Следовательно, цепь нейтрализации должна быть аналогична цепи активного элемента, но при этом нейтрализация обратной связи должна подаваться в противофазе на

вход активного элемента.

В избирательных усилителях достаточно легко обеспечить знак нейтрализующей обратной связи соответствующим включением в контур. На рис.4.17, а,б показаны возможные эквивалентные схемы параллельной нейтрализации.

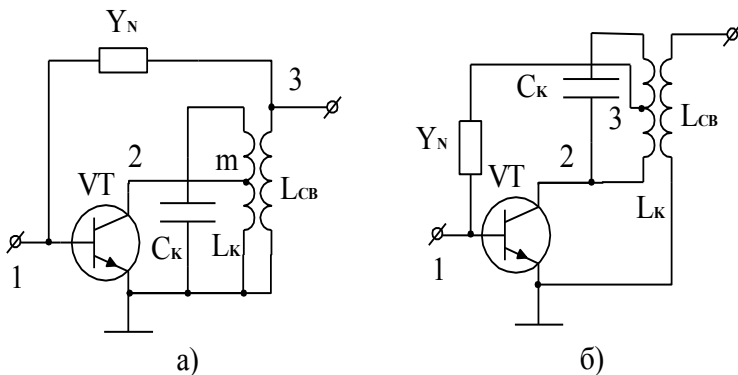


Рис. 4.17

Для рассматриваемых схем условием нейтрализации является равенство

$$\dot{Y}_N = -\frac{\dot{Y}_{12}}{k},$$

где k - коэффициент передачи напряжения от узла 2 к узлу 3 с учетом коэффициента трансформации контура.

Для повышения устойчивости эффективно применение каскодных схем. Наиболее распространенной является схема ОЭ-ОБ. Для такой схемы значение внутренней обратной связи

$$\dot{Y}_{12 \text{ ОЭ-ОБ}} = -\frac{\dot{Y}_{12 \text{ Э}} \cdot \dot{Y}_{22 \text{ Э}}}{\dot{Y}_{21 \text{ Э}}}$$

примерно на два порядка ниже, чем для схемы с ОЭ.

4.7. Резонансный усилитель в диапазоне частот

Рассмотрим резонансный усилитель с двойной автотрансформаторной связью (рис. 4.18).

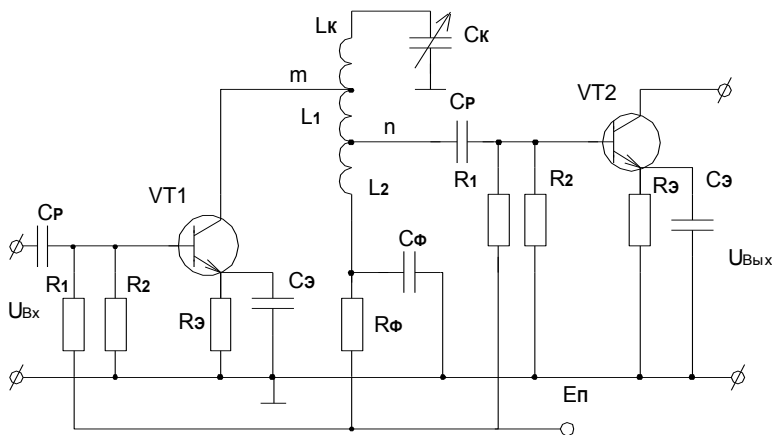


Рис. 4.18

Зависимость коэффициента усиления от частоты получим из (4.8) с учетом того, что

$$K = - \frac{mn |\dot{Y}_{21}| R_{\text{оэ}}}{\sqrt{1 + \xi^2}}, \text{ где } R_{\text{оэ}} = \omega_0 L_K Q_{\text{э}},$$

$$|Y_{21}| = \frac{S}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_S}\right)^2}}, \text{ тогда } K_0 = - \frac{mn S \omega_0 L_K Q_{\text{э}}}{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_S}\right)^2},$$

где $\frac{1}{Q_{\text{э}}} = d_{\text{э}} = d_{\text{ж}} + m^2 \omega_0 L_K G_{22} + n^2 \omega_0 L_K G_n,$

В этом случае m и n не зависят от частоты

$$m = \frac{L_1 + M_1}{L_k}, n = \frac{L_2 + M_2}{L_k},$$

где M_1 - взаимная индуктивность между L_1 и основной частью контура L_K ;

M_2 - взаимная индуктивность между L_2 и основной частью контура L_K .

В данном выражении от частоты зависят \dot{Y}_{21} и Q_3 .

Если $\omega_{S2}^2 \gg \omega_0^2$, то крутизна \dot{Y}_{21} практически постоянна. Эквивалентная добротность контура с ростом частоты уменьшается из-за вносимых затуханий со стороны выхода ($m^2 \rho G_{22}$) и со стороны нагрузки ($n^2 \rho G_{11}$), однако, уменьшение Q_3 незначительно за счет слабой связи с каскадом и нагрузкой и поэтому K_0 возрастает.

Полоса пропускания с ростом частоты расширяется

$$\Pi_{0,7} = f_0(d_k + m^2 \omega_0 L_k G_{22} + n^2 \omega_0 L_k G_H).$$

Если резонансный усилитель выполнен на полевых транзисторах, (рис. 4.19) то $n=1$. Поскольку практически выполняется условие $|\dot{Y}_{21}| = S = \text{const}$ и $Q_3 = \text{const}$, K_0 возрастает с ростом частоты

$$K_0 = m |Y_{210}| R_{O3} = m S \omega L Q_3.$$

Теперь рассмотрим трансформаторную связь контура с коллектором транзистора (рис. 4.20). Эквивалентная схема усилителя представлена на рис. 4.21,а.

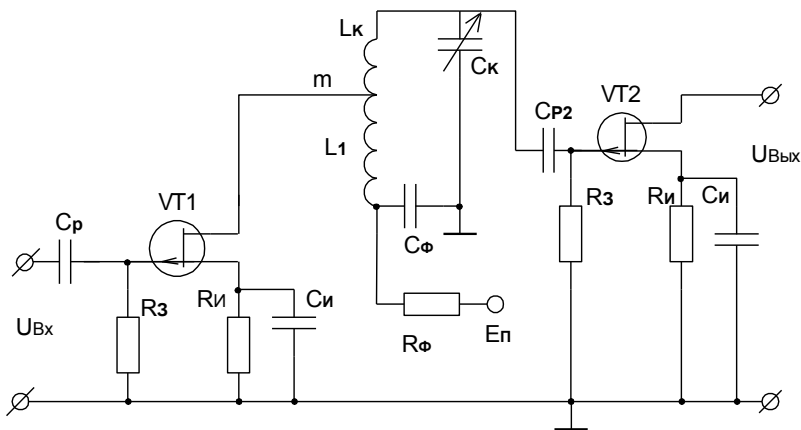


Рис. 4.19

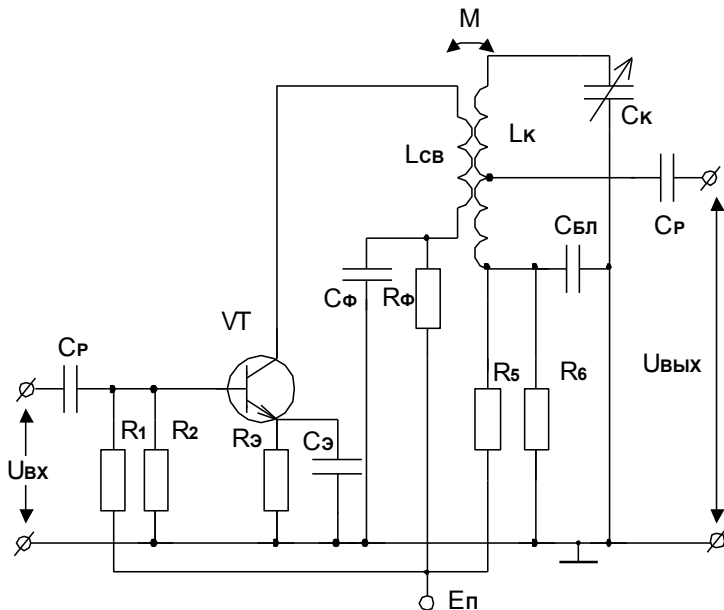


Рис. 4.20

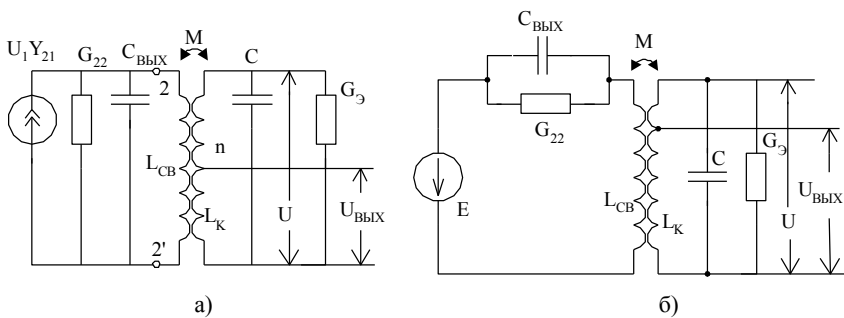


Рис. 4.21

Усилительный элемент представлен генератором тока с проводимостью G_{22} и емкостью $C_{\text{вых}}$, которая кроме выходной емкости транзистора C_{22} включает емкость монтажа и емкость катушки связи $L_{\text{св}}$. Емкость контура $C = C_K + n^2 C_{\text{BX}} + C_M$, где C_M - емкость монтажа.

На основании теоремы об эквивалентном генераторе эквивалентную схему рис. 4.21,а преобразуем к виду, показанному на рис. 4.21,б, где E_1 находится как напряжение холостого хода между точками 22':

$$\dot{E}_1 = \frac{\dot{Y}_{21}\dot{U}_1}{G_{22} + j\omega C_{\text{ВЫХ}}} \approx \frac{\dot{Y}_{21}\dot{U}_1}{j\omega C_{\text{ВЫХ}}}.$$

Так как $G_{22} \ll \omega C_{\text{ВЫХ}}$ то проводимостью G_{22} пренебрегаем. Ток в катушке $L_{\text{СВ}}$ выражается следующим образом

$$\dot{I}_{\text{СВ}} = \frac{\dot{E}_1}{j\omega L_{\text{СВ}} + 1 / j\omega C_{\text{ВЫХ}}} = \frac{\dot{Y}_{21}\dot{U}_1}{1 - (\omega / \omega_{\text{СВ}})^2},$$

где $\omega_{\text{СВ}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{СВ}} C_{\text{ВЫХ}}}}$ – резонансная частота контура связи.

В контуре наводится ЭДС $E_2 = j\omega M I_{\text{СВ}}$.

При резонансе напряжение на контуре равно

$$U_0 = |\dot{E}_{20}| Q_0 = |\dot{I}_{\text{СВ}}| \omega_0 M Q_0 = \frac{|\dot{Y}_{21_0}| U_1 \omega_0 M Q_0}{|1 - (\omega_0 / \omega_{\text{СВ}})^2|}.$$

Резонансный коэффициент передачи

$$K_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_1} = \frac{n U_0}{U_1} = \frac{n |\dot{Y}_{21_0}| M Q_0}{|1 - (\omega_0 / \omega_{\text{СВ}})^2|} = \frac{n |\dot{Y}_{21_0}| ((M / L_K) R_{\text{ОЭ}})}{|1 - (\omega_0 / \omega_{\text{СВ}})^2|}.$$

Если обозначить

$$m(\omega_0) = \frac{(M / L_K)}{|1 - (\omega_0 / \omega_{\text{СВ}})^2|},$$

то можно записать

$$K_0 = mn |\dot{Y}_{21}| R_{\text{ОЭ}}.$$

Данное выражение совпадает с ранее полученным выражением для резонансного коэффициента передачи усилителя. В зависимости от соотношения $\omega_0 / \omega_{\text{СВ}}$ возможны различные режимы работы УРЧ.

1. При $\omega_{CB}^2 \gg \omega_0^2$, то есть $m = M/L_K$.

Зависимость резонансного коэффициента усиления от частоты также как при двойной автотрансформаторной связи

$$K_0 = n \frac{M}{L_K} |\dot{Y}_{210}| R_3 = n M \omega_0 |\dot{Y}_{210}| Q_3,$$

т.е. K_0 возрастает с увеличением частоты.

2. При $\omega_{CB}^2 \ll \omega_0^2$

$$m = \frac{M}{L_K} \cdot \frac{\omega_{CB}^2}{\omega_0^2},$$

$$K_0 \approx n \frac{M}{L_K} |\dot{Y}_{210}| R_3 \frac{\omega_{CB}^2}{\omega_0^2}$$

Если $|\dot{Y}_{21}| = S = \text{const}$ и $Q_3 = \text{const}$, то

$$K_0 \approx \frac{n M S Q_3 \omega_{CB}^2}{\omega_0^2} = \frac{\text{const}}{\omega_0^2}.$$

Если учесть зависимость $|\dot{Y}_{21}|$ от частоты, то имеем

$$K_0 = \frac{n M S Q_3 \omega_{CB}^2}{\omega_0 \sqrt{1 + (\omega_0 / \omega_s)^2}},$$

где Q_3 определяется из выражения

$$\frac{1}{Q_3} = d_k + m^2 \omega_0 L_K G_{22} + n^2 \omega_0 L_K C_n.$$

В усилителях на транзисторах возможно применение внутриемкостной связи контура со входом следующего каскада. На рис. 4.22 приведен вариант схемы УРЧ с комбинированной внутриемкостной (C_{CB}) и трансформаторной (L_{CB}) связью контура со входом следующего каскада.

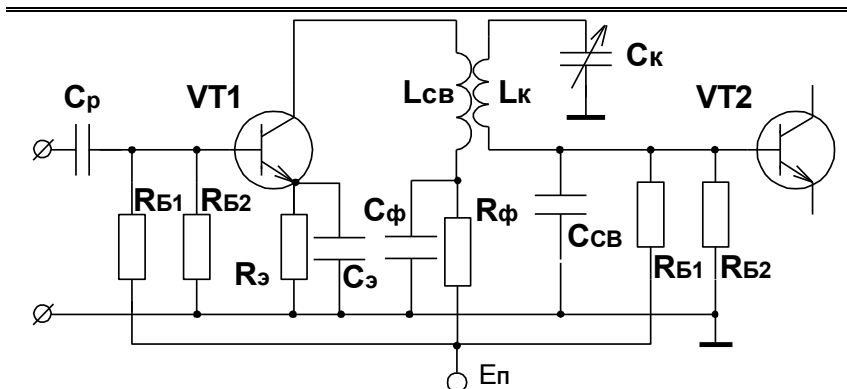


Рис. 4.22

Внутриемкостная связь обладает следующими особенностями:

- высокая селективность контура на верхнем конце диапазона благодаря уменьшению коэффициента включения n , а следовательно, уменьшению его шунтирования с увеличением частоты настройки;
- возможность компенсации увеличения K_0 с ростом частоты за счет уменьшения n .

Комбинированная связь обеспечивает постоянство или некоторое увеличение добротности с ростом частоты. При $\omega_{св} > \omega_0$ K_0 в диапазоне меняется мало.

4.8. Особенности маломощных усилителей

Известно, что в радиовещательных ДВ, СВ, и КВ диапазонах основными являются внешние помехи. Напротив на частотах выше (20-30) МГц основными считаются внутренние шумы приемника – это диапазоны УКВ-вещания, телевидение и т.д.

Как отмечалось в 2.7.5, с точки зрения шумовых параметров особые требования предъявляются в приемнике к усилителям радиочастоты. Непрерывное развитие схемотехники и технологии производства радиоаппаратуры и ее компонентов привело к замене в большинстве случаев ламповых маломощных усилителей (МШУ) полупроводниковыми на биполярных (БП) и полевых (ПТ) транзисторах.

Например, в усилителях, собранных по схеме с общим эмиттером (ОЭ), коэффициент усиления по току убывает с частотой быстрее, чем в усилителях по схеме с общей базой (ОБ). Произведение усиления по

мощности на полосу пропускания больше в схеме с ОБ. Схема с ОБ имеет большую стабильность параметров.

В зависимости от диапазона рабочих частот и требуемой полосы пропускания транзисторные усилители сверх высоких частот (СВЧ) выполняются как в коаксиальном, так и в полосковом исполнении. Серийно выпускаются СВЧ транзисторы на частоты до 4 ГГц и даже до 20 ГГц с коэффициентом шума около 4-6 дБ.

В диапазоне СВЧ находят применение предварительные малошумящие усилители: квантовые, параметрические, транзисторные, на лампах бегущей волны, усилители на туннельных диодах, причем самыми малошумящими являются квантовые усилители – мазеры. Последние три вида имеют сравнимые шумовые параметры.

Наряду с биполярными в усилителях СВЧ широко применяют полевые транзисторы с затвором типа барьера Шотки (ПТШ). При выборе транзисторов основными параметрами являются коэффициент усиления по мощности K_p на заданной частоте и коэффициент шума Ш, а также конструктивное оформление транзистора.

Ряд авторов полагают, что БТ по шумовым и усилительным свойствам приблизились к теоретическому пределу (граничная частота – 15 ГГц). В настоящее время наиболее перспективными для малошумящих усилителей СВЧ являются ПТШ, изготавливаемые на основе арсенида галлия. На частотах выше (4-5) ГГц коэффициент шума ПТШ меньше, чем у лучших типов СВЧ ПТ. На частотах ниже (2-3) ГГц преимуществ по коэффициенту шума ПТШ перед БТ не имеет.

Серьезное влияние на характеристики СВЧ МШУ оказывает конструкция используемых транзисторов и всего усилителя, а также выбор цепей питания.

Усилители на ПТ работают до частот порядка 30 ГГц, имеют усиление 10-20 дБ и коэффициент шума 1,5-3. Арсенид-галлиевые ПТ при охлаждении до 20 К имеют шумовую температуру при частоте 10 ГГц порядка 30-40 К, а при частоте 20 ГГц – порядка 100 К.

Широкополосные транзисторные усилители СВЧ часто выполняют по балансной схеме. Они позволяют совместить режим максимального усиления и минимального шума, обладают широкой полосой пропускания, высокой стабильностью АЧХ и ФЧХ, повышенным динамическим диапазоном. Характеристики балансных усилителей менее критичны к разбросу параметров транзисторов.

Не балансные схемы усилителей требуют вдвое меньшего числа транзисторов, согласующих элементов, мощности питания и т.д. Часто первые один-два каскада многокаскадного усилителя строятся по небалансной схеме, поскольку в них могут быть использованы отобранные по

коэффициенту шума транзисторы, а последующие, и особенно оконечные каскады, - по балансной схеме.

Лучшими показателями, особенно при работе в СВЧ-диапазоне, обладают параметрические усилители, использующие принцип регенеративного усиления.

4.9. Преселекторы приемников различного назначения

Структура преселектора современного приемника определяется его назначением и предъявляемыми к нему техническими требованиями. Известно, что преселектор реализует реальную чувствительность приемника и избирательности по комбинационным каналам. На практике к преселектору предъявляется так же требование обеспечения необходимого динамического диапазона сигнала, подаваемого на вход преобразователя частоты, то есть преселектор совместно с другими цепями и устройствами приемника должен реализовывать автоматическую регулировку усиления.

Реализация необходимой чувствительности определяется внутренними шумами приемника, что было показано выше. Реализация необходимой избирательности, в первую очередь по зеркальному и прямому каналам обеспечивается селективными элементами преселектора, включая фильтры-пробки. Важное значение имеет выбор промежуточной частоты супергетеродинного приемника. Так, в настоящее время, даже в вещательных приемниках применяется преобразование вверх, когда величина промежуточной частоты выше значения частоты сигнала.

Основной проблемой при приеме АМ сигналов является получение высокой избирательности и помехоустойчивости при значительной нагрузке эфира. При этом преселектор (ВЧ и УРЧ) обеспечивают ослабление посторонних сигналов, достаточное для того, чтобы они не нарушали нормальной работы смесителя, то есть не создавали побочных каналов приема и перекрестной модуляции. Высокие требования предъявляются к автоматической регулировке усиления (АРУ). Система АРУ должна предотвращать возможность перегрузки смесителя и совместно с другими каскадами приемника (усилителем промежуточной частоты) поддерживать неизменным уровень сигнала на выходе при изменяющихся условиях приема, включая замирания.

Дальнейшее совершенствование тракта приема АМ сигналов связано с увеличением количества моточных изделий - катушек индуктивности, необходимое для улучшения избирательности и помехоустойчивости приема. В реальном всеволновом приемнике существенной является так же проблема переключения большого количества катушек индуктивно-

сти в ВЦ и УРЧ. Перспективным направлением является переход к так называемой "широкополосной преселекции" (ШП). В этом случае широкополосный преселектор состоит из ВЦ в виде входного фильтра нижних частот и УП. Фильтр нижних частот (ФНЧ) не перестраивается и пропускает все частоты диапазонов АМ, вплоть до коротковолнового, но подавляет более высокие частоты, на которых работают телевидение, УКВ радиовещание и служебные радиостанции. Если установить ряд переключающихся полосовых фильтров, рассчитанных на пропускание полосы частот, соответствующей принимаемому диапазону, то схема будет более помехоустойчивая, но и более сложная. Усилитель преселектора в такой схеме обычно широкополосный и не содержит селективных элементов.

Для защиты от зеркального канала в приемниках с ШП выбирается высокая промежуточная частота (например 24,975 КГц) с дальнейшим переходом на более низкую промежуточную частоту, то есть используется схемы с двойным преобразованием частоты.

При ШП реальная чувствительность приемника, при прочих равных условиях, остается такой же, как при узкополосной селекции (УРЧ). При этом динамический диапазон приемника с ШП должен быть шире на величину подавления преселектора на частоте мешающего сигнала. Это означает что для обеспечения равного качества динамический диапазон тракта высокой частоты приемника с ШП должен быть значительно шире тракта приемника с узкополосным преселектором.

Приемник с ШП не защищен от прохождения помехи по зеркальному каналу, если частота этой помехи находится в пределах полосы принимаемых частот, т.е. в полосе прозрачности преселектора. Поэтому обязательным условием для приемника с ШП следует считать использование **инфранийного** приема, т.е. метода приема, при котором промежуточная частота располагается выше диапазона принимаемых частот. Использование инфранийного приема позволяет вывести большое количество паразитных каналов за область прозрачности входного ФНЧ и, таким образом, обеспечить по ним высокую избирательность, даже превышающую избирательность обычного приемника с узкополосным преселектором.

Однако приемник с ШП остается незащищенным от комбинационных паразитных каналов приема, образующихся без участия гетеродина, за счет взаимодействия сильных приходящих сигналов. Для обеспечения защиты от этих паразитных каналов, кроме повышения линейности УП и смесителя, может быть использовано автоматическое регулирование усиления по помехе (АРУП). В отличие от обычной системы АРУ, когда усиление тракта изменяется в соответствии с изменением полезного сигнала, система АРУП управляет коэффициентом усиления высокочастот-

ного тракта в зависимости от уровня поступающих мешающих напряжений или, в более простом случае, в зависимости от суммарного напряжения сигнала и помех на входе смесителя. Недостаток такого АРУ в том, что при слабом полезном сигнале прием может стать невозможным, хотя без АРУ прием был бы возможен с удовлетворительным качеством.

Структура узкополосного преселектора строится с учетом основных положений теории цепей и широкого применения сочетания двух-контурных и одноконтурных фильтров. В случае неперестраиваемых преселекторов применяют многоконтурные системы, а в случае перестраиваемых преселекторов количество контуров ограничено конструктивными сложностями и проблемами сопряжения перестроек по диапозону.

Таким образом различают две основные структуры преселекторов - узкополосные и широкополосные. Более детально особенности широкополосных преселекторов будут рассмотрены в последующих частях пособия.

Выводы

1. УРЧ является обычно не только усилителем, но и полосовым фильтром.

2. УРЧ работает почти всегда в режимах малых сигналов (мВ), поэтому для анализа биполярный транзистор представляют схемой замещения в Y - параметрах.

3. Основным назначением УРЧ в супергетеродинном приемнике является борьба с зеркальным каналом (совместно с ВЦ) и уменьшение шум - фактора приемника.

4. Подбором коэффициентов включения m и n добиваются не только максимального коэффициента усиления, но и нужной полосы.

5. УРЧ чаще всего строятся по трансформаторной или автотрансформаторной схеме включения нагрузки. В случае трансформаторной схемы целесообразна нижняя настройка контура.

6. Наличие обратной проводимости Y_{12} может привести к неустойчивой работе УРЧ. Она состоит не в том, что УРЧ загенерирует, а в том, что начнет искажаться АЧХ входного устройства.

7. В высококачественных приемниках УРЧ должен допускать автоматическую регулировку усиления.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Нарисуйте схему резонансного усилителя на ПТ.
2. Нарисуйте схему резонансного усилителя на БТ с частичным включением контура.
3. Нарисуйте обобщенную эквивалентную схему резонансного усилителя и определите коэффициент усиления.
4. При каких условиях достигается максимум коэффициента усиления в резонансном усилителе?
5. Как влияет ОС на свойства резонансных усилителей?
6. Определите условия устойчивой работы усилителя.
7. Какие существуют способы повышения устойчивости резонансных усилителей?
8. Нарисуйте каскодные схемы УРЧ: ОЭ - ОЭ, ОЭ - ОБ, ОИ - ОЗ, ОИ - ОБ.
9. От чего зависит коэффициент шума резонансного усилителя с ВЦ?
10. Как зависит резонансный коэффициент усиления от частоты в различных схемах резонансных усилителей (с автотрансформаторной связью, с трансформаторной)?

5. Преобразователи частоты**5.1. Общие принципы преобразования частоты**

Преобразователем частоты будем называть устройство, осуществляющее перенос спектра радиосигнала из одной области частот в другую без изменения его структуры, следовательно, без изменения закона модуляции сигнала.

Преобразователь частоты (рис. 5.1) содержит смеситель СМ и вспомогательный генератор, называемый гетеродином Г. В состав преобразователя может входить фильтр Ф, необходимый для выделения полезного продукта преобразования.

В общем случае преобразование частоты можно рассматривать как результат перемножения напряжения сигнала

$$u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) \quad (5.1)$$

и напряжения гетеродина

$$u_\Gamma = U_\Gamma \cos(\omega_\Gamma t + \varphi_\Gamma). \quad (5.2)$$

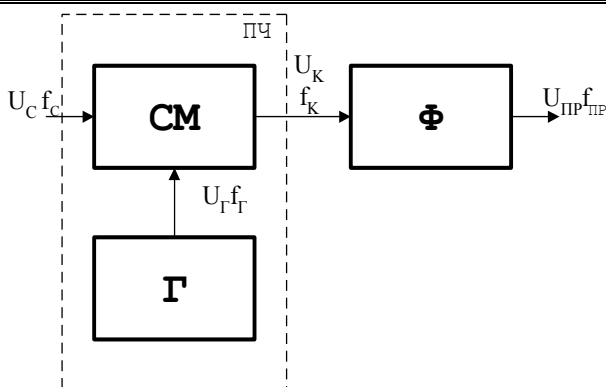


Рис. 5.1

Перемножить напряжения можно двумя способами: с помощью нелинейного элемента НЭ или с помощью линейной цепи с переменными параметрами (параметрическая цепь). В общем случае в результате преобразования двух напряжений на выходе смесителя появляется множество комбинационных составляющих напряжений с частотами

$$\omega_K = |\pm k\omega_\Gamma \pm n\omega_C|,$$

где k и n - целые положительные числа.

Фильтр Φ выделяет напряжение одной из комбинационных частот, которая и принимается за промежуточную.

В результате на выходе фильтра формируется напряжение преобразованной частоты

$$u_\Pi = K_\Pi U_\Gamma U_C \cos(\omega_\Pi t + \varphi_\Pi) = U_\Pi \cos(\omega_\Pi t + \varphi_\Pi), \quad (5.3)$$

где K_Π - постоянный коэффициент, зависящий от параметров преобразователя.

Амплитуда, частота и фаза преобразованного напряжения имеют тот же закон изменения (закон модуляции), что и напряжение сигнала.

Преобразователь частоты характеризуется в основном теми же качественными показателями, что и усилитель радиочастоты.

5.2. Общая теория преобразования частоты

Рассмотрим основные положения общей теории преобразования частоты. Любой смеситель можно рассматривать как нелинейный шести-

полюсник (рис 5.2), на выходе которого включена избирательная нагрузка Z_H , настроенная на промежуточную частоту.

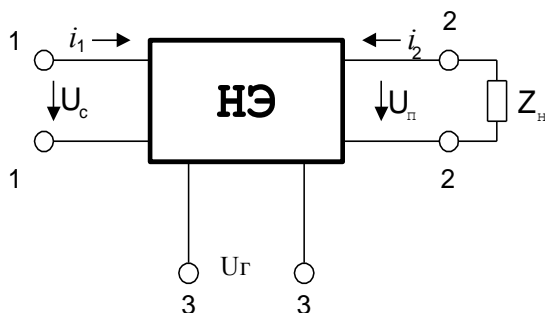


Рис. 5.2

На входах шестиполюсника действуют напряжения сигнала, гетеродина и промежуточной частоты, соответственно (5.1), (5.2), (5.3).

Выходной ток смесителя i_2 можно представить как функцию трех переменных

$$i_2 = \phi(u_{\Gamma}, u_c, u_{\Pi}).$$

При нормальной работе смесителя напряжения u_c и u_{Π} малы по сравнению с u_{Γ} и функцию можно разложить в ряд Тейлора по степеням малости переменных u_c и u_{Π} , ограничиваясь при этом тремя первыми членами ряда

$$i_2 = \phi(u_{\Gamma}) + \frac{\partial \phi(u_{\Gamma})}{\partial u_c} u_c + \frac{\partial \phi(u_{\Gamma})}{\partial u_{\Pi}} u_{\Pi}.$$

Здесь первое слагаемое представляет собой составляющую выходного тока, которая обусловлена действием u_{Γ} , при $u_c = u_{\Pi} \approx 0$. Второе слагаемое характеризует приращение выходного тока, вызванное действием сигнала, а третье - реакция смесителя при действии на выходе напряжения промежуточной частоты.

Введём обозначения:

$$i_{\Gamma} = \phi(u_{\Gamma}); \quad g_{21} = \frac{\partial \phi(u_{\Gamma})}{\partial u_c}; \quad g_{22} = \frac{\partial \phi(u_{\Gamma})}{\partial u_{\Pi}}, \quad (5.4)$$

где g_{21} - мгновенное значение проводимости прямого действия для напряжения сигнала;

g_{22} - мгновенное значение выходной проводимости СМ для напряжения промежуточной частоты.

С учетом введенных обозначений можно записать

$$i_2 = i_\Gamma + g_{21}u_C + g_{22}u_\Pi. \quad (5.5)$$

Заметим, что величины i_Γ , g_{21} , g_{22} определяются лишь при наличии u_Γ , т.е. они являются периодическими функциями времени и могут быть разложены в ряд Фурье

$$\left. \begin{aligned} i_\Gamma &= \sum_{k=0}^{\infty} I_k \cos k\omega_\Gamma t, \\ g_{21} &= \sum_{k=0}^{\infty} G_{21}^{(k)} \cos k\omega_\Gamma t, \\ g_{22} &= \sum_{k=0}^{\infty} G_{22}^{(k)} \cos k\omega_\Gamma t, \end{aligned} \right\} \quad (5.6)$$

где I_k , $G_{21}^{(k)}$ и $G_{22}^{(k)}$ - амплитуды k -й гармоники тока гетеродина i_Γ , проводимости прямого действия g_{21} и выходной проводимости g_{22} соответственно.

Подставив соотношение (5.6) в (5.5) и учтя значения u_C и u_Π , согласно (5.1) и (5.3), получим произведение двух косинусов. Заменяя их косинусами суммарных и разностных аргументов, получаем выражение для тока на выходе СМ (НЭ)

$$\begin{aligned} i_2 &= \sum_{k=0}^{\infty} I_k \cos k\omega_\Gamma t + \frac{1}{2} U_C \sum_{k=0}^{\infty} G_{21}^{(k)} [\cos(k\omega_\Gamma t + \omega_C t + \varphi_C) + \cos(k\omega_\Gamma t - \omega_C t - \varphi_C)] + \\ &+ \frac{1}{2} U_\Pi \sum_{k=0}^{\infty} G_{22}^{(k)} [\cos(k\omega_\Gamma t + \omega_\Pi t + \varphi_\Pi) + \cos(k\omega_\Gamma t - \omega_\Pi t - \varphi_\Pi)] \end{aligned} \quad (5.7)$$

Выражение (5.7) показывает, что выходной ток смесителя i_2 содержит составляющие с частотами $k\omega_\Gamma$ и комбинационные частоты вида

$$\omega_k = |\pm k\omega_\Gamma \pm \omega_C|,$$

при этом одну из составляющих принимают за промежуточную частоту, например,

$$\omega_\Pi = k\omega_\Gamma - \omega_C.$$

Определим в выражении (5.7) составляющую тока с частотой ω_{Π} . Как правило, преобразование происходит на первой гармонике частоты, т.е. $k=1$. Тогда, учитывая избирательные свойства нагрузки, за счет второго слагаемого (5.7) при $k=1$ и третьего слагаемого при $k=0$ получим

$$i_{\Pi} = \frac{1}{2} G_{21}^{(1)} U_C \cos(\omega_{\Pi} t - \varphi_C) + G_{22}^{(0)} U_{\Pi} \cos(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}).$$

Переходя к комплексным амплитудам, можно записать

$$\dot{I}_{\Pi} = \frac{1}{2} G_{21}^{(1)} \dot{U}_C + G_{22}^{(0)} \dot{U}_{\Pi}. \quad (5.8)$$

Соотношение (5.8) называется уравнением прямого преобразования частоты. В смесителе наряду с прямым преобразованием возможно и обратное преобразование частоты. Физический смысл его заключается в следующем: если к выходным зажимам смесителя приложить напряжение промежуточной частоты, то, при наличии гетеродинного напряжения, во входной цепи будет протекать ток с частотой сигнала. Такое преобразование частоты возможно лишь в том случае, если смеситель обладает нелинейной проводимостью обратного действия g_{12} , периодически изменяющейся с частотой гетеродина.

Уравнение обратного преобразования частоты можно получить, представив ток I_C как функцию напряжения u_{Γ} и двух малых переменных u_{Π} и u_C . Тогда по аналогии с прямым преобразованием получим

$$\dot{I}_C = \frac{1}{2} G_{12}^{(k)} \dot{U}_{\Pi} + G_{11}^{(0)} \dot{U}_C, \quad (5.9)$$

где $G_{12}^{(k)}$ - амплитуда k -той гармоники проводимости обратного действия g_{12} для напряжения промежуточной частоты;

$G_{11}^{(0)}$ - постоянная составляющая входной проводимости g_{11} для напряжения сигнала.

На основании уравнений прямого и обратного преобразования частоты можно определить внутренние параметры преобразователя:

- внутренняя проводимость прямого действия (крутизна прямого преобразования) $g_{21n} = \frac{1}{2} G_{21}^{(k)}$;
- внутренняя выходная проводимость $g_{22n} = G_{22}^{(0)}$;
- внутренняя проводимость обратного действия (крутизна обратного преобразования) $g_{12n} = \frac{1}{2} G_{12}^{(k)}$;
- внутренняя входная проводимость $g_{11n} = G_{11}^{(0)}$.

Так как внутренние параметры смесителя являются комплексными величинами, то характеризовать работу смесителя можно системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_C &= Y_{11\Pi} \dot{U}_C + Y_{12\Pi} \dot{U}_\Pi \\ \dot{I}_\Pi &= Y_{21\Pi} \dot{U}_C + Y_{22\Pi} \dot{U}_\Pi \end{aligned} \right\} \quad (5.10)$$

Следовательно, преобразователь можно представить в виде квази-линейного четырехполюсника, характеризуемого Y - параметрами. Эквивалентная схема замещения преобразователя частоты будет иметь вид, представленный на рис 5.3.

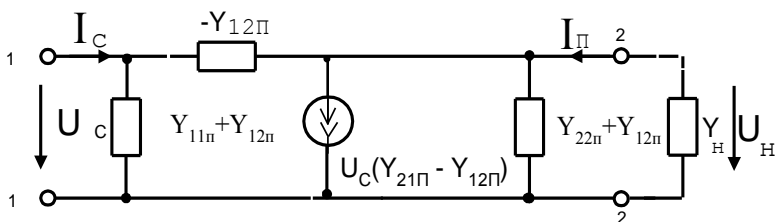


Рис. 5.3

Эквивалентная схема преобразователя и усилительного каскада аналогичны, отличаются лишь значения параметров. Поэтому аналогично усилительному каскаду можно определить внешние параметры преобразователя.

Коэффициент усиления

$$K = \frac{U_\Pi}{U_C} = - \frac{Y_{21\Pi}}{Y_{22\Pi} + Y_H}. \quad (5.11)$$

Входная проводимость

$$\dot{Y}_{\text{ВХ}} = \frac{\dot{I}_C}{U_C} = Y_{11\Pi} - Y_{12\Pi} \frac{Y_{21\Pi}}{Y_{22\Pi} + Y_H}.$$

Выходная проводимость

$$\dot{Y}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\dot{I}_\Pi}{U_\Pi} = Y_{22\Pi} - Y_{21\Pi} \frac{Y_{12\Pi}}{Y_{11\Pi} + Y_{\text{и}}},$$

где $Y_{\text{и}}$ - проводимость источника сигнала.

В случае, когда можно пренебречь обратным преобразованием, т.е. когда $Y_{12\Pi} = 0$, получим

$$\dot{Y}_{\text{ВХ}} = \dot{Y}_{11\Pi}, \quad \dot{Y}_{\text{ВЫХ}} = \dot{Y}_{22\Pi}.$$

При расчете преобразователя необходимо знать его параметры, которые могут быть определены несколькими способами: аналитическим, графоаналитическим, экспериментальными измерениями. Аналитический и графоаналитический способы дают результаты с точностью до 10%-20%. Более точные результаты можно получить только экспериментальными измерениями Y -параметров. Однако на практике часто довольствуются меньшей точностью; применив усредненные данные. В этом случае параметры преобразования определяются через параметры усиления по следующим приближенным формулам:

- для биполярных транзисторов

$$|S_{\text{ПР}}| = |Y_{21\Pi}| = (0,4 \div 0,8)|Y_{21}|;$$

$$G_{22\Pi} = (0,5 \div 0,8)|Y_{22}|;$$

$$G_{11\Pi} = (0,5 \div 0,8)|Y_{11}|;$$

$$S_{\text{ОБР}} = |Y_{12\Pi}| = (0,2 \div 0,8)|Y_{12}|,$$

где Y_{11} и Y_{21} – параметры транзисторов в режиме усиления на частоте сигнала;

Y_{22} и Y_{12} – параметры транзистора в режиме усиления на промежуточной частоте;

- для полевых транзисторов

$$S_{\text{ПР}} = 0,25 S_{\text{МАХ}},$$

где $S_{\text{МАХ}}$ – максимальное значение крутизны в режиме усиления.

Для полевых транзисторов справедливо равенство

$$Y_{12\Pi} = Y_{11\Pi} = 0.$$

Это означает отсутствие обратного преобразования и высокое входное сопротивление.

5.3. Частотная характеристика преобразователя

Частотной характеристикой преобразователя называется зависимость его выходного напряжения (или коэффициента усиления) от частоты подаваемого на вход сигнала при постоянном значении частоты гетеродинного сигнала.

родина.

5.3.1. Линейный режим работы ПЧ

В линейном режиме работы преобразователя его частотная характеристика имеет вид, представленный на рис. 5.4.

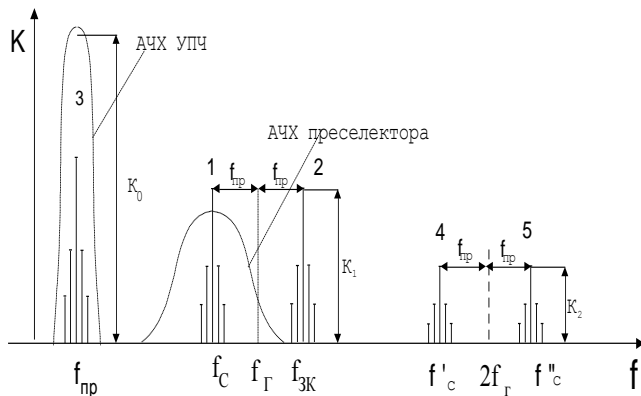


Рис. 5.4

В отличие от резонансного усилителя напряжение на выходе ПЧ появляется на различных частотах входного сигнала $f_c = kf_{\Gamma} \pm f_{\text{ПР}}$ в зависимости от номера гармоники частоты гетеродина. На промежуточной частоте $f_{\text{ПР}}$ ПЧ является просто усилителем с крутизной $G_{21}^{(0)}$. Это канал прямого прохождения сигнала (3), без переноса спектра относительно частоты гетеродина. Преобразование будет пропорционально $G_{21}^{(1)}$ на первой гармонике частоты гетеродина f_{Γ} и на частотах входного сигнала $f_{\Gamma} - f_{\text{ПР}}$ и $f_{\Gamma} + f_{\text{ПР}}$. Преобразование будет пропорционально $G_{21}^{(2)}$ на второй гармонике гетеродина $2f_{\Gamma}$ и на частотах входного сигнала $2f_{\Gamma} - f_{\text{ПР}}$ и $2f_{\Gamma} + f_{\text{ПР}}$ и т.д. Следовательно, частотная характеристика имеет несколько максимумов (1, 2, 3, 4, 5 ...). Чем выше порядок преобразования, тем меньше крутизна преобразования и, значит, коэффициент усиления.

В полосу пропускания фильтра на выходе преобразователя попадают продукты преобразования колебаний всех каналов. Один из этих каналов является основным, остальные — побочными, мешающими. Например, если основным выбран канал 1 с частотой f_c , то побочным будет канал 2, который является как бы зеркальным отражением основ-

ного канала, поэтому он называется зеркальным (или симметричным), его частота $f_{зк}$ отличается от частоты основного канала на $2f_{пр}$. Если в качестве основного будет принят канал 2, то зеркальным будет канал 1. Усиление преобразователя по основному и зеркальному каналам одинаково. Поэтому его влияние на избирательность приемника наиболее существенно. Колебания с частотами побочных каналов должны быть подавлены до ПЧ, т. е. в преселекторе, характеристика которого показана штриховой линией на рис. 5.4. Подавление зеркального канала облегчается при более высокой промежуточной частоте

Для получения высокой избирательности по зеркальному каналу необходимо увеличивать число контуров преселектора, повышать их добротность, а также повышать значение промежуточной частоты. Для уменьшения помех по побочным каналам приема, расположенным симметрично относительно частот $2f_{Г}$, $3f_{Г}$, необходимо выбрать такой режим работы преобразователя, при котором амплитуды высших гармоник проводимости Y_{21} будут минимальны. В этом случае коэффициент передачи преобразователя K_k на k -той гармонике будет минимален. Это возможно, если проводимость Y_{21} под воздействием гетеродинного напряжения изменяется по линейному закону. Такой режим называется линейным режимом работы преобразователя.

5.3.2. Нелинейный режим работы ПЧ

Если амплитуда сигнала на входе преобразователя столь велика, что нельзя пренебречь нелинейностью вольтамперной характеристики смесителя, то имеет место нелинейный режим работы преобразователя. В этом случае высшие гармоники могут создать комбинационные частоты вида

$$f_k = |kf_{Г} \pm nf_{с}|, \quad (5.12)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ - номер гармоники частоты сигнала.

Сигнал попадает на выход преобразователя лишь в том случае, когда комбинационная частота f_k совпадает с промежуточной - $f_{П}$. Полагая в (5.12) $f_k = f_{П}$, получим значения частот, соответствующих побочным каналам приёма при работе преобразователя в нелинейном режиме

$$\frac{k}{n} f_{Г} \pm \frac{f_{П}}{n}.$$

Теоретически существует бесконечное число побочных каналов. Однако амплитуды комбинационных составляющих тока в выходной цепи убывают с увеличением k и n , поэтому практически опасными являются лишь те побочные каналы, которые соответствуют значениям

$k \leq 3$ и $n \leq 3$. Для частного случая, когда $k = n$, значения частот побочных каналов равны $f_{\Gamma} \pm \frac{f_{\Pi}}{n}$.

На рис 5.5 показана частотная характеристика ПЧ при нелинейном режиме работы $k = n = 2, 3$.

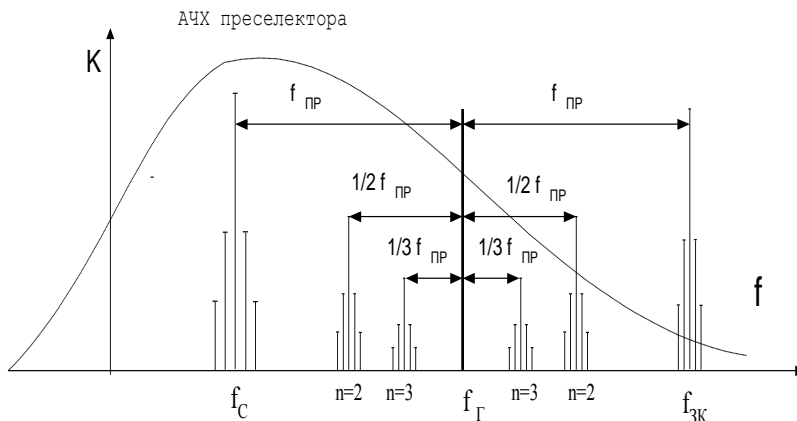


Рис. 5.5

Наибольшую опасность приёму полезного сигнала $f_{\text{С}}$ могут представлять побочные каналы с частотами $f_{\Gamma} - \frac{1}{2}f_{\Pi}$; $f_{\Gamma} + \frac{1}{2}f_{\Pi}$; $f_{\Gamma} - \frac{1}{3}f_{\Pi}$; $f_{\Gamma} + \frac{1}{3}f_{\Pi}$, т.к. эти частоты расположены достаточно близко к частоте основного канала.

Для борьбы с побочными каналами, обусловленными нелинейным режимом работы, не следует допускать избыточного усиления в преселекторе, чтобы не перегрузить смеситель большим уровнем входного сигнала.

5.4. Выбор промежуточной частоты

Правильный выбор промежуточной частоты позволяет получать высокие электрические характеристики приемника. Рассмотрим основные положения, которые необходимо учитывать при выборе промежуточной частоты.

Промежуточная частота приемника не должна выбираться в диапазоне рабочих частот мощных радиостанций. Это уменьшает вероятность возникновения помехи по прямому каналу.

Для получения высокой избирательности по зеркальному каналу необходимо увеличивать количество контуров преселектора, повышать их добротность, а также повышать значение промежуточной частоты.

Значение промежуточной частоты и допустимое отклонение от нее следует выбирать согласно ГОСТ 5651- 89 из следующего ряда: $(0,076 \pm 0,006)$, $(0,465 \pm 0,002)$, $(1,84 \pm 0,008)$, $(2,9 \pm 0,01)$, $(10,7 \pm 0,01)$, $(24,975 \pm 0,1)$ МГц.

Заданное ослабление зеркального канала должно осуществляться достаточно простым преселектором. Если в преселекторе используется система из n одинаковых контуров, то при больших расстройках можно определить ослабление по следующей приближенной формуле:

$$\sigma_{зк} = \left(\frac{2\Delta f}{\Delta F} \right)^n, \quad (5.13)$$

где $\Delta f = 2f_{\Pi}$ – расстройка зеркального канала относительно частоты сигнала;

f_{Π} – значение промежуточной частоты;

$\Delta F = \frac{f_0}{Q}$ – полоса пропускания УПЧ.

Подставляя значения Δf и ΔF в (5.13) и решая относительно f_{Π} , получим

$$f_{\Pi} > \sigma_{зк}^{1/n} f_0 / 4Q_{\Sigma}. \quad (5.14)$$

Соотношение (5.14) показывает, что для реализации больших значений ослабления зеркального канала приемника при заданном числе контуров n необходимо увеличивать промежуточную частоту f_{Π} .

На рис. 5.6 показано расположение частот основного f_c и зеркального $f_{зк}$ каналов приема при низкой, 5.6,а и высокой рис. 5.6,б промежуточных частотах.

Увеличение промежуточной частоты, как следует из рис. 5.6, повышает избирательность по зеркальному каналу. Однако следует учитывать, что повышение значения промежуточной частоты приведет к уменьшению избирательности по соседнему каналу. Кроме того, на высокой промежуточной частоте в УПЧ трудно получить большой устойчивый коэффициент усиления и сложно обеспечить узкую полосу пропус-

кания.

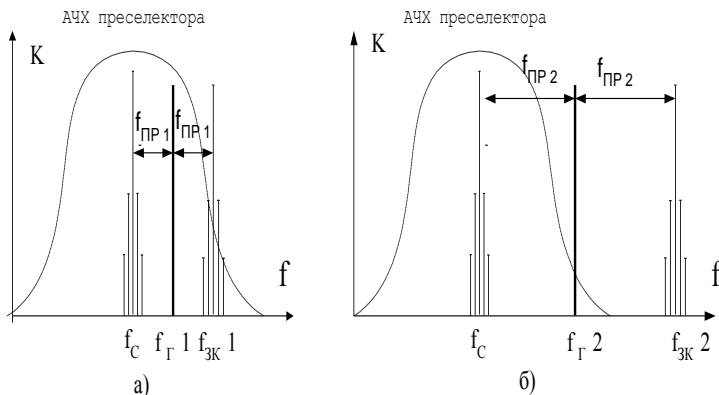


Рис. 5.6

Полоса пропускания УПЧ должна достигаться простыми техническими средствами. С этой точки зрения предпочтение следует отдать монолитным фильтрам сосредоточенной селекции.

Если качество избирательных средств УПЧ предполагает использование LC-фильтров, то следует учесть, что значения добротностей ограничены конструктивными возможностями. Обычно на умеренных частотах 100кГц - 30МГц $Q_K=80-120$ и не более 200. Значения добротностей на более низких частотах составляют от 20 до 80, а на более высоких частотах – от 80 до 180.

Полоса пропускания колебательного контура ΔF связана с его добротностью Q_ω и частотой настройки f_0 известным соотношением

$$\Delta F = \frac{f_0}{Q_\omega}.$$

Учитывая, что $f_0 = f_\Pi$, можно записать условия возможной реализации заданной полосы пропускания УПЧ

$$f_\Pi < \Delta F Q_\omega. \quad (5.15)$$

Обозначим $f_{\Pi\Delta F}$ - промежуточную частоту, определяемую неравенством (5.15), и $f_{\PiЗК}$ - удовлетворяющую неравенству (5.14). При низкой несущей частоте f_0 и относительно большой ширине спектра сигнала указанные выше неравенства могут быть удовлетворены одновременно в

области частот $f_{ПЗК} < f_{П} < f_{ПДФ}$, но для этого должно выполняться соотношение

$$f_{ПДФ} \geq f_{ПЗК} \text{ или } \Delta F Q_3 \geq f_0 \sigma_{3К}^{1/n} / 4Q_3, \quad \text{когда}$$

$$\frac{f_0}{\Delta F} \leq \frac{4Q_3^2}{\sigma_{3К}^{1/n}}. \quad (5.16)$$

Если неравенство (5.16) не выполняется, то супергетеродинный приемник с одним преобразованием реализовать невозможно, т.е. противоречие между избирательностью по зеркальному каналу и заданной полосой УПЧ на данной частоте не разрешимо.

Итак, для подавления зеркального канала необходимо иметь высокую промежуточную частоту, а для обеспечения избирательности по соседнему каналу и устойчивого усиления требуется низкая промежуточная частота. Разрешить эти противоречия позволяет использование в приемнике многократного преобразования частоты

Структурная схема приемника с двойным преобразованием приведена на рис. 5.7.

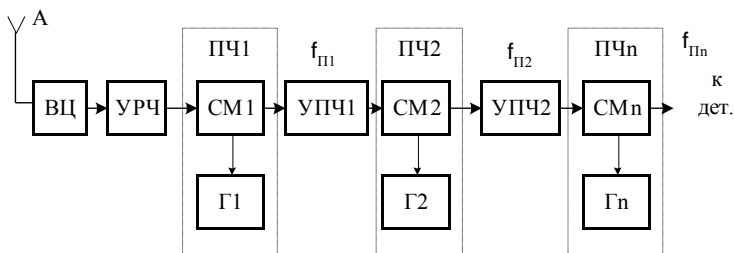


Рис. 5.7

В каждом преобразователе частоты происходит понижение частоты несущей с сохранением ширины спектра сигнала. Это понижение происходит до тех пор, пока для последнего преобразователя будет выполняться неравенство (5.15).

$$\frac{f_{П(k-1)}}{\Delta F} \leq \frac{4Q_3^2}{\sigma_{3К}^{1/n}}.$$

Если учесть, что $\Delta F = \frac{f_{\Pi k}}{Q_{\Sigma}}$, то

$$\frac{f_{\Pi(k-1)}}{f_{\Pi k}} \leq \frac{4Q_{\Sigma}}{\sigma_{3K}^{1/n}}.$$

Данное соотношение показывает, что изменение значения промежуточной частоты не должно происходить более, чем в $4Q_{\Sigma}/\sigma_{3K}^{1/n}$ раз. Лишь в этом случае зеркальный канал будет достаточно ослаблен в предыдущем полосовом усилителе.

Частотная характеристика супергетеродинного приемника с двойным преобразованием частоты изображена на рис. 5.8.

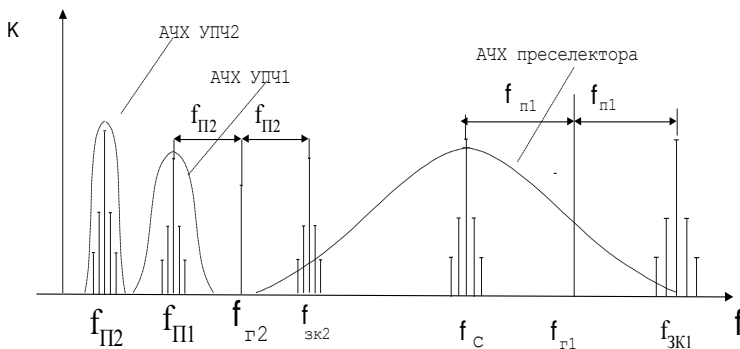


Рис. 5.8

5.5. Основные типы преобразователей частоты

В качестве нелинейного элемента в преобразователе в основном используются транзисторы и диоды. На рис. 5.9 приведены некоторые основные схемы преобразователей частоты и показаны способы подачи напряжения сигнала и гетеродина.

В диодном преобразователе (рис. 5.9,а) источники сигнала и гетеродина включаются в цепь диода, и в той же цепи формируется напряжение промежуточной частоты, которое выделяется контуром.

Сигнал и напряжение гетеродина можно подавать на один электрод транзистора (базу или затвор) - рис. 5.9,б или на разные электроды (базу и эмиттер или затвор и исток), - рис. 5.9,в.

На рис. 5.9,г приведена схема смесителя на двухзатворном полевом транзисторе. Сигнал и напряжение гетеродина подаются на разные затворы, чем достигается слабое взаимное влияние цепей преселектора и гетеродина. Амплитуда напряжения гетеродина не должна превышать напряжения смещения (обычно 1,5-2В). Достоинством смесителя на полевом транзисторе является также то, что его характеристика близка к квадратичной.

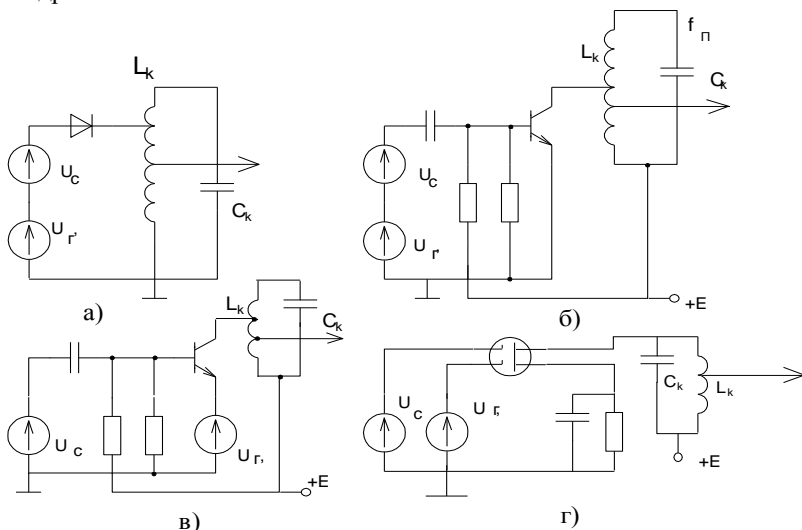


Рис. 5.9

5.5.1. Транзисторные преобразователи частоты

Транзисторные преобразователи с совмещенным гетеродином находят широкое применение в портативных, малогабаритных и простых приемниках. Если один и тот же нелинейный элемент применяется для построения и гетеродина и смесителя, то такой преобразователь называется преобразователем с совмещенным гетеродином.

При выборе режима работы активного элемента в преобразователе стремятся реализовать максимальный коэффициент передачи; минимальный уровень побочных продуктов преобразования, минимальный уровень внутренних шумов, минимальную связь с гетеродином и радиочастотным трактом. Наиболее часто напряжение гетеродина подают в цепь эмиттера (источка), поскольку в этом случае устойчивость работы смесителя выше. При подаче напряжения гетеродина в цепь базы требуется

меньшая мощность и достигается большая крутизна преобразователя.

В цепь коллектора включают нагрузку смесителя – колебательный контур (L_k, C_k) или фильтр сосредоточенной селекции (ФСС).

Два варианта схем преобразователей с совмещенным гетеродином показаны на рис. 5.10.

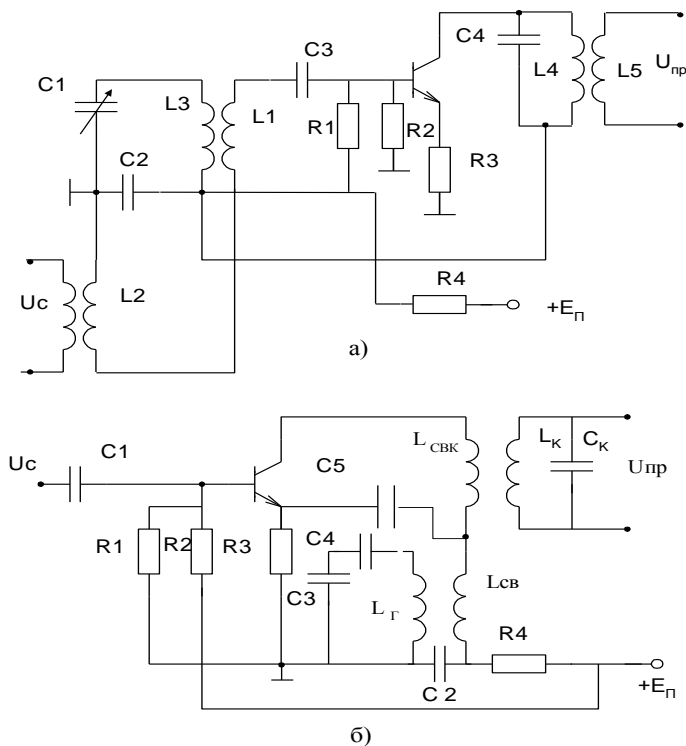


Рис. 5.10

В схеме 5.10,а на базу поступают одновременно напряжение сигнала через катушку связи L_2 и напряжение гетеродина через катушку связи L_1 . Гетеродин выполнен на этом же транзисторе по схеме с индуктивной связью. В коллекторной цепи последовательно с контуром гетеродина C_1L_3 включен контур C_4L_4 , настроенный на промежуточную частоту.

Схема на рис. 5.10,б отличается от предыдущей тем, что напряжение гетеродина вводится не в цепь базы, а в цепь эмиттера. При подаче напряжений на разные электроды ослабляется связь между цепями преселектора и гетеродина, что способствует уменьшению излучения гетеродина антенной приемника и повышению стабильности частоты гетеродина.

Недостатком преобразователей с совмещенным гетеродином является возможность модуляции напряжения гетеродина напряжением промежуточной частоты и её гармониками, что приводит к появлению на выходе приемников интерференционных свистов.

Поскольку оптимальные режимы работы активного элемента для генерирования и преобразования частоты не одинаковые, то лучшими характеристиками обладают преобразователи с отдельным гетеродином.

Схема преобразователя с отдельным гетеродином на биполярных транзисторах приведена на рис. 5.11. На транзисторе VT1 выполнен смеситель, а на VT2 - гетеродин, по схеме с трансформаторной связью.

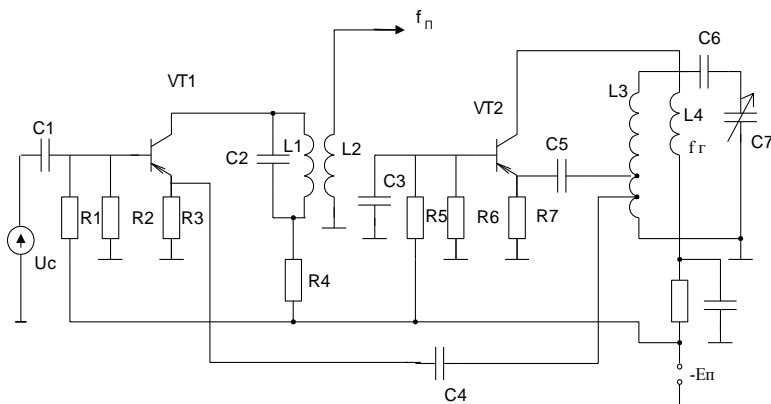


Рис. 5.11

В коллектор VT1 включен контур L1 C2, настроенный на промежуточную частоту. Если напряжение гетеродина подать в цепь базы смесителя, можно получить больший коэффициент усиления. Одна из таких схем показана на рис.5.12.

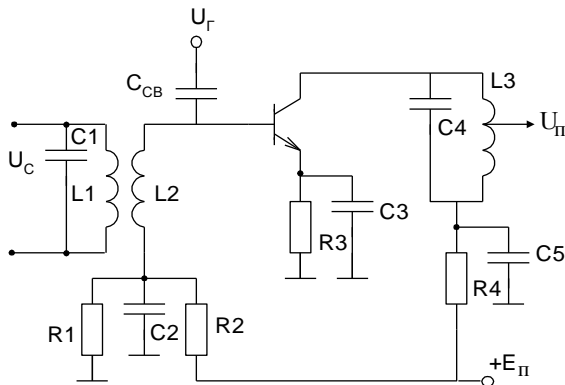


Рис. 5.12

Напряжение гетеродина подается на базу смесительного транзистора через конденсатор связи C_{CB} . Недостатком таких преобразователей является склонность к самовозбуждению на частотах, близких к подаваемым на входы, а также необходимость большого числа деталей, в том числе двух транзисторов.

Значение напряжения гетеродина для смесителя на биполярных транзисторах обычно выбирается в пределах 100-200 мВ. Напряжения менее 50 мВ можно подавать только в схемах с отдельным гетеродином при необходимости получения очень малых значений амплитуд комбинационных составляющих. В схемах с совмещенным гетеродином при низких уровнях гетеродинного напряжения генерация может быть неустойчивой. В большинстве случаев оптимальной является амплитуда напряжения гетеродина 100 мВ и ток в рабочей точке 0,5 мА, что обеспечивает минимальный коэффициент шума.

При повышении напряжения гетеродина коэффициент передачи несколько возрастает, однако в большей степени растут шумы.

На основе дифференциального усилителя можно построить балансную схему преобразователя. Общий принцип построения балансных схем состоит в том, что одно из напряжений сигнала или гетеродина создает в нагрузке синфазные токи, а второе – противофазные токи. Происходит компенсация одного из напряжений и в результате оно отсутствует в нагрузке, чаще всего это гетеродинное напряжение.

Упрощенная схема балансного преобразователя на основе дифференциального каскада изображена на рис. 5.13.

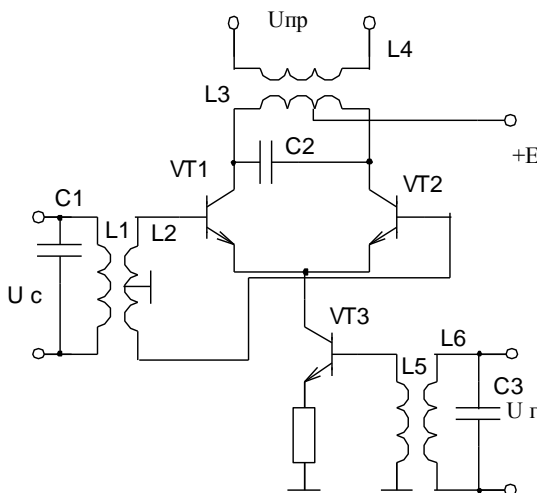


Рис. 5.13

Напряжение гетеродина подается на базу транзистора VT3 и возбуждает транзисторы VT1 и VT2 с одинаковой фазой. Уменьшение или увеличение коллекторного тока i_{K3} VT3 влечет соответствующее изменение токов $i_{Э1}$ и $i_{Э2}$ транзисторов VT1 и VT2, а следовательно их крутизны с частотой гетеродина. Поэтому при одновременном действии напряжения сигнала и гетеродина будет происходить преобразование частоты.

Нагрузкой преобразователя является контур L3C2, настроенный на частоту f пр и включенный между коллекторами транзисторов VT1 и VT2. Напряжение на выходе преобразователя зависит от разности коллекторных токов транзисторов VT1 и VT2.

Входной контур L1 C1, настроенный на частоту сигнала, включен между базами транзисторов VT1 и VT2, поэтому напряжение сигнала на базы этих транзисторов подается в противофазе. Составляющие тока промежуточной частоты будут также взаимно противоположны по фазе. Эти токи в выходном контуре направлены встречно, поэтому составляющие промежуточной частоты складываются. Токи с частотой гетеродина, имеющие в обоих транзисторах одинаковые фазы, взаимно компенсируются и не создают напряжения в выходных цепях.

Отметим два основных свойства балансных преобразователей.

Первое. При синфазном воздействии напряжения гетеродина оно отсутствует в нагрузке, а значит отсутствует его излучение. Кроме

того, в нагрузке нет напряжения шумов гетеродина, что особенно важно при отсутствии УРЧ в преселекторе.

Второе. Компенсация четных гармоник в нагрузке, что приводит к уменьшению числа побочных каналов.

Возможно построение двойных балансных преобразователей, тогда в нагрузке происходит компенсация и составляющих тока сигнала и гетеродина. Такие преобразователи частоты получили название кольцевых преобразователей.

5.5.2. Диодные преобразователи частоты

Диод можно использовать для преобразования частоты, как и любой другой электронный прибор, имеющий нелинейные характеристики.

Диодные преобразователи широко применяются в диапазонах высоких и сверх высоких частот, т.к. имеют малые собственные шумы и простую конструкцию. Схема простейшего преобразователя представлена на рис. 5.14,а.

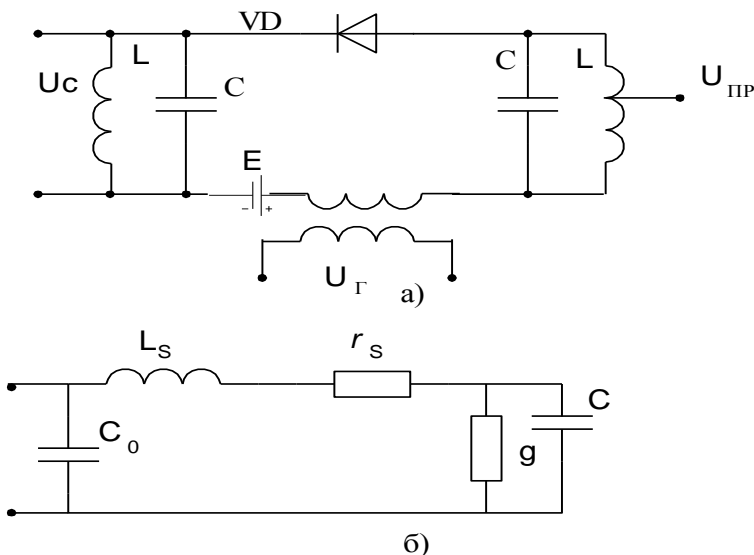


Рис. 5.14

В данной схеме источник сигнала, гетеродин и нагрузка включены последовательно. Иногда в эту же цепь включают источник смещения E , позволяющий выбрать рабочую точку на вольт–амперной характеристике

диода. Эквивалентная схема диода приведена на рис. 5.14,б, где C_0 – емкость держателя диода; r_s и L_s – сопротивление и индуктивность соединительных проводников; g и C – проводимость и емкость электронно–дырочного перехода. Как правило, значениями L_s и r_s пренебрегают, в силу их малости. Основное усиление в приемнике осуществляется после преобразователя, в УПЧ, поэтому можно считать, что напряжения на входе и выходе преобразователя малы. При относительно малых напряжениях сигнала U_c и выходного напряжения промежуточной частоты $U_{пч}$ можно считать эту схему по отношению к сигналу линейной цепью с переменными параметрами g и C . При этом параметры диода g и C зависят только от напряжения гетеродина U_g , которое превышает напряжение сигнала.

Диод преобразователя частоты можно использовать в одном из следующих режимов.

Первый режим. Напряжение гетеродина изменяется преимущественно в области прямого тока. В этом случае главную роль играет нелинейная проводимость диода, поэтому такой преобразователь называют диодным резистивным.

Второй режим. Напряжение гетеродина изменяется преимущественно в области обратных токов диода (за счет напряжения смещения E). В этом случае переменным параметром является емкость обратного смещения p – n перехода диода. Такой преобразователь называется емкостным.

На диодах можно выполнить балансный преобразователь, аналогичный рассмотренному выше транзисторному. Схема балансного диодного преобразователя приведена на рис 5.15.

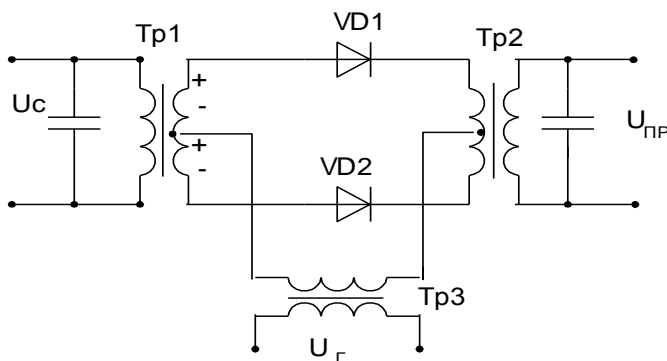


Рис. 5.15

В данной схеме напряжение гетеродина U_H действует на диоды ВД1 и ВД2 с одинаковой фазой, а напряжение сигнала U_C – через трансформатор Tr_1 , с противоположными фазами

Каждый диод можно рассматривать как отдельный элемент, продукты преобразования которого через трансформатор Tr_2 вносят свой вклад в нагрузку. При указанном способе подачи напряжения гетеродина оно компенсируется во встречновключенных обмотках трансформатора Tr_2 и в нагрузке нет составляющей U_H и его шумов. При этом полная компенсация возможна лишь при абсолютно симметричных трансформаторах Tr_1, Tr_2 и характеристиках диодов. Напряжение сигнала возбуждает каждый диод противофазно, поэтому составляющие промежуточной частоты совпадают по фазе в обмотках трансформатора Tr_2 и выходное напряжение определяется их суммой. Заметим, что напряжение гетеродина отсутствует не только в нагрузке, но и во входной цепи. Это особенно важно для радиоприемного устройства без УРЧ, где велика опасность излучения частоты гетеродина антенной.

Смесители, используемые в профессиональных приемниках, характеризуют таким важным показателем, как уровень побочных продуктов интермодуляции 3-го порядка. Это относительный уровень входных сигналов, например f_1 и f_2 , частоты которых не совпадают с частотой основного сигнала, но которые образуют комбинацию $2f_1 = f_2$ или $2f_2 = f_1$, попадающую в полосу УПЧ. Согласно терминологии, этот параметр называют точкой пересечения 3-го порядка IP_{i3} . В табл. 5.1 приведена классификация диодных балансных преобразователей по параметру IP_{i3} и уровню мощности гетеродина.

Таблица 5.1

Уровень классификации	Значения IP_{i3} , дБ	Мощность гетеродина, дБ
Очень низкий уровень	$\leq +7$	$\leq +0$
Низкий уровень	$\sim +13$	$\sim +7$
Средний уровень	$\sim +20$	$\sim +13$
Высокий уровень	$\sim +25$	$\sim +17$
Очень высокий уровень	$\geq +30$	$\geq +20$

На рис. 5.16 приведены две простых схемы балансных преобразователей среднего уровня, выполненных на диодах Шотки.

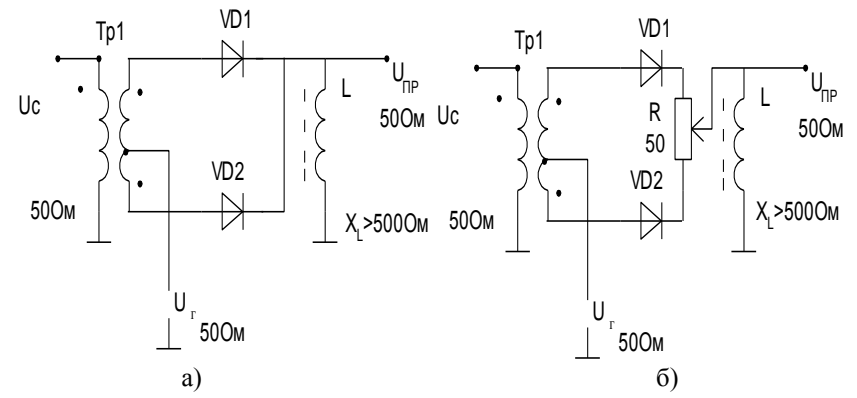


Рис. 5.16

В табл. 5.2 приведены качественные показатели балансного и кольцевого диодных преобразователей.

Таблица 5.2

№ пп	Параметры	Балансный преобразователь	Кольцевой преобразователь
1	Вносимые затухания дБ	10 – 13	5 - 8
2	Развязка между входами, дБ		
	$f_{\Pi} - f_{\Gamma}$	20	40
	$f_C - f_{\Gamma}$	20	30
	$f_{\Pi} - f_C$	6	25
3	Динамический диапазон *	1	2
4	Уровень высших гармоник составляет *	1	0,5
5	Подавление шу- мов гетеродина, дБ	20 – 30	30 - 50

*параметры 3 и 4 выражены в относительных единицах.

Более качественными характеристиками обладают двойные балансные преобразователи, которые также называют кольцевыми (рис. 5.17).

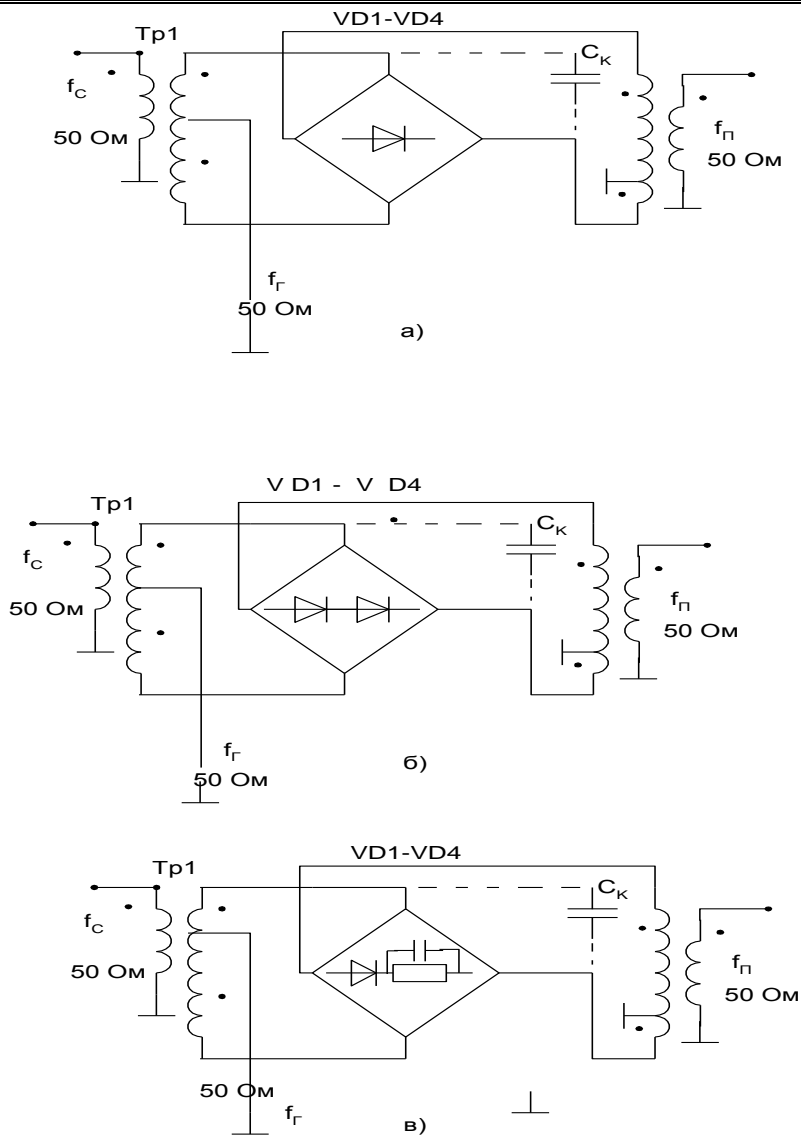


Рис. 5.17

5.5.3. Преобразователь частоты с компенсацией

помех зеркального канала

Когда ослабление помех зеркального канала в преселекторе недостаточно, а применение рассмотренных выше мер повышения избирательности по зеркальному каналу нежелательно, то в такой ситуации применяют преобразователь частоты с компенсацией зеркальных помех. Схема такого преобразователя приведена на рис. 5.18, где

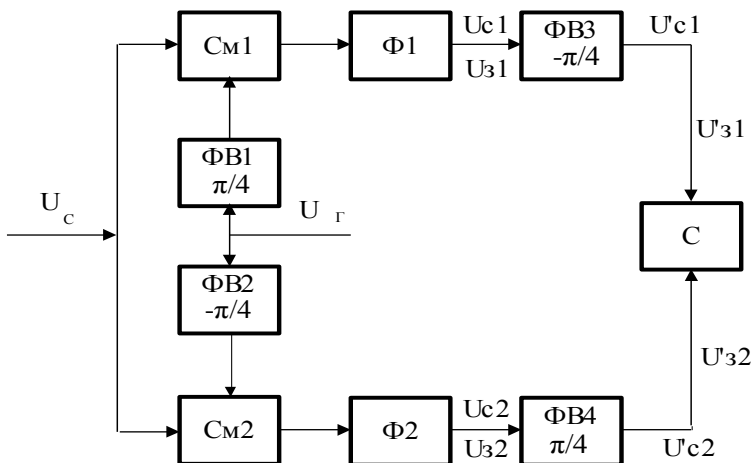


Рис. 5.18

ФВ1, ФВ4 - фазовращатели на $\pi/4$;

ФВ2, ФВ3 - фазовращатели на $-\pi/4$;

С - сумматор.

Напряжение гетеродина $u_{\Gamma} = U_{\Gamma} \cos(\omega_{\Gamma} t + \varphi_{\Gamma})$ подаётся на смеситель СМ1 со сдвигом по фазе $+\pi/4$ и на смеситель СМ2 со сдвигом по фазе $-\pi/4$, который создаётся фазовращателями ФВ1 и ФВ2 соответственно.

Предположим, что на второй вход смесителей СМ1, СМ2 поступает напряжение сигнала основного канала

$$u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$$

и частота зеркального канала

$$u_3 = U_3 \cos(\omega_3 t + \varphi_3).$$

Предположим, что гетеродин имеет верхнюю настройку, т.е.

$$f_{\text{ГП}} = f_{\Gamma} - f_C \quad \text{и} \quad f_{\text{ПР}} = f_3 - f_{\Gamma}.$$

На выходе смесителя СМ1 имеем

$$\begin{aligned} u_{C1} &= U_C K_{\text{П1}} \cos \left[(\omega_{\Gamma} - \omega_C) t + \left(\varphi_{\Gamma} + \frac{\pi}{4} \right) - \varphi_C \right], \\ u_{31} &= U_3 K_{\text{П1}} \cos \left[(\omega_3 - \omega_{\Gamma}) t + \varphi_3 - \left(\varphi_{\Gamma} + \frac{\pi}{4} \right) \right]. \end{aligned} \quad (5.17)$$

На выходе смесителя СМ2

$$\begin{aligned} u_{C2} &= U_C K_{\text{П2}} \cos \left[(\omega_{\Gamma} - \omega_C) t + \left(\varphi_{\Gamma} - \frac{\pi}{4} \right) - \varphi_C \right], \\ u_{32} &= U_3 K_{\text{П2}} \cos \left[(\omega_3 - \omega_{\Gamma}) t + \varphi_3 - \left(\varphi_{\Gamma} - \frac{\pi}{4} \right) \right]. \end{aligned} \quad (5.18)$$

В выражениях (5.17) и (5.18) $K_{\text{П1}}$ и $K_{\text{П2}}$ - коэффициенты передач смесителей СМ1 и СМ2 совместно с фильтрами Ф1 и Ф2 соответственно.

После фазовращателей ФВ3 и ФВ4 в первом канале

$$\begin{aligned} u'_{C1} &= U_C K_{\text{п1}} \cos \left[(\omega_{\Gamma} - \omega_C) t + \varphi_{\Gamma} - \varphi_C \right], \\ u'_{31} &= U_3 K_{\text{п1}} \cos \left[(\omega_3 - \omega_{\Gamma}) t + \varphi_3 - \varphi_{\Gamma} - \frac{\pi}{2} \right], \end{aligned} \quad (5.19)$$

и во втором канале

$$\begin{aligned} u'_{C2} &= U_C K_{\text{п2}} \cos \left[(\omega_{\Gamma} - \omega_C) t + \varphi_{\Gamma} - \varphi_C \right], \\ u'_{32} &= U_3 K_{\text{п2}} \cos \left[(\omega_3 - \omega_{\Gamma}) t + \varphi_3 - \varphi_{\Gamma} + \frac{\pi}{2} \right]. \end{aligned} \quad (5.20)$$

Для простоты рассуждений полагаем, что коэффициенты передачи фазовращателей равны единице.

Из полученных выражений (5.19) и (5.20) следует, что U'_{31} и U'_{32} при сложении компенсируют друг друга, а напряжение основного канала удваивается, если коэффициенты передачи каналов идентичны.

При расхождении характеристик каналов не более чем на 10% обеспечивается ослабление зеркального канала не менее чем на 20 дБ.

5.6. Гетеродины в преобразователе частоты

Гетеродином называется устройство, формирующее вспомогательное гармоническое колебание, необходимое для осуществления процесса преобразования частоты.

В качестве гетеродина приемника можно использовать простейший генератор частот, формирующий необходимую сетку высокостабильных гармонических колебаний. В приемниках низкой группы сложности гетеродин может быть совмещен со смесителем.

В общем случае гетеродин должен удовлетворять следующим требованиям:

1. Иметь необходимую стабильность частоты генерируемых колебаний. Допустимая нестабильность частоты определяется назначением приемника, наличием автоматической подстройки частоты (АПЧ) и т.п.

2. Обеспечивать перестройку приемника в заданном диапазоне частот при постоянной амплитуде генерируемого колебания, что позволяет получить неизменное значение коэффициента усиления преобразователя частоты.

3. Иметь минимальный уровень побочных составляющих, что уменьшает уровень побочных каналов.

Для гетеродина может быть использована любая схема генератора с самовозбуждением, но чаще других используется индуктивная трехточечная схема и схема с индуктивной обратной связью.

Для нормальной работы супергетеродинного приемника необходимо, чтобы при любой частоте настройки преселектора, частота гетеродина была на $f_{\text{ПР}}$ выше (при верхней настройке гетеродина) или на $f_{\text{ПР}}$ ниже (при нижней настройке гетеродина), т.е.

$$f_{\text{ПР}} = f_{\text{Г}} - f_{\text{С}} \quad \text{или} \quad f_{\text{ПР}} = f_{\text{С}} - f_{\text{Г}}.$$

В этом случае говорят, что контуры преселектора и гетеродина сопряжены. На рис 5.19 показаны кривые сопряжения контуров преселектора и гетеродина, где кривая 1 – изменение частоты сигнала (настройки преселектора); кривая 2 – необходимое изменение частоты гетеродина для идеального сопряжения.

В схемах контуров преселектора и гетеродина для их настройки применяют одинаковые переменные конденсаторы. При этом коэффициенты перекрытия контуров должны быть неодинаковыми. Для преселектора

$$K_{\text{ПС}} = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}},$$

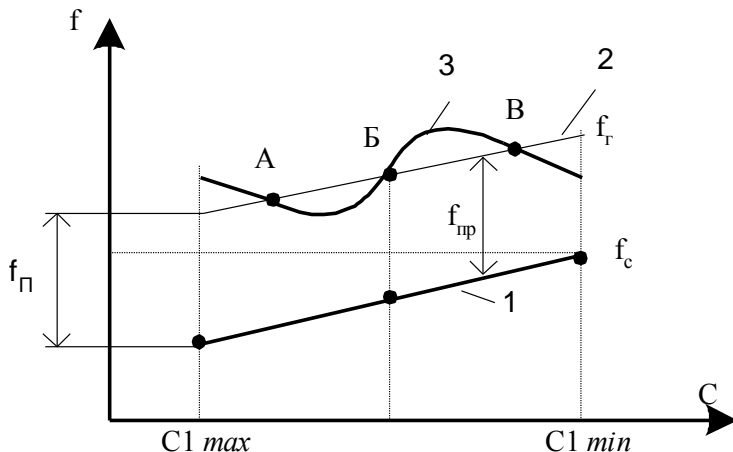


Рис. 5.19

для контура гетеродина при верхней его настройке

$$k_{\text{гг}} = \frac{f_{\text{max}} + f_{\text{п}}}{f_{\text{min}} + f_{\text{п}}}.$$

Для уменьшения коэффициента перекрытия контура гетеродина и его сопряжения с контуром преселектора в контур гетеродина вводят сопрягающие емкости C_1 , C_2 , (рис 5.20).

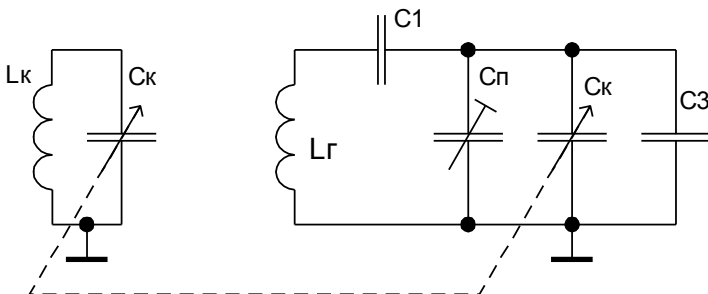


Рис. 5.20

При этом необходимо, чтобы $C1 > C_{\text{K MAX}}$ и $C2 < C_{\text{K MIN}}$. В этом случае на нижних частотах диапазона емкость $C2$ роли не играет, а $C1$ уменьшает эквивалентную емкость контура, повышая его частоту

настройки. На верхних частотах диапазона емкость C_1 практически не играет роли, а емкость C_2 , увеличивая эквивалентную емкость контура, уменьшает его частоту настройки. Путем соответствующего подбора конденсаторов C_1 и C_2 , а также индуктивности L_r можно обеспечить точное сопряжение в трех точках поддиапазона, точки А, Б и В на кривой 3 (рис. 5.19). Частоты точного сопряжения необходимо выбирать: для точки Б – посередине диапазона; для точки А – на (5-10)% выше минимальной частоты диапазона; для точки В – (2-5)% ниже максимальной частоты диапазона. При этом нужно иметь в виду, что на других частотах сопряжение не идеально.

Фильтры УПЧ обладают более острой амплитудно–частотной характеристикой, чем преселектор, а приемник настраивается по максимальному напряжению на выходе, следовательно расстроенным оказывается преселектор. Поэтому погрешность сопряжения определяет фактически расстройку не гетеродина, а преселектора относительно принимаемого сигнала. Сопряжение по трем точкам выполняют в том случае, если $k_{\Pi} > 1,4 \div 1,5$. Если $k_{\Pi} < 1,4$, то можно применить сопряжение в двух и даже в одной точке. В этом случае сопрягающие емкости могут отсутствовать.

Расчет параметров контура гетеродина и кривой сопряжения можно вести математически, однако эти расчеты громоздки. Чаще расчет сопряжения выполняют с достаточной для практики точностью, по монограммам, которые имеются в [3, 9].

На практике выполнение сопряжения контуров преселектора и гетеродина осуществляется в два этапа:

- укладка границ диапазона по частоте;
- сопряжение контуров преселектора относительно контура гетеродина.

В каждом диапазоне перекрытие гетеродина по частоте должно укладываться с допуском (1-2)% стандартных граничных частот диапазона.

На вход приемника подается АМ-сигнал, модулируемый частотой 100 Гц с глубиной модуляции 30%. Устанавливают частоту входного сигнала, соответствующую нижней границе диапазона, подстроечный конденсатор контура гетеродина C_{Π} – в среднее положение, конденсатор переменной емкости контура C_K – в положении максимальной емкости. Вращением подстроечного сердечника катушки контура гетеродина настраивают контур по максимальному напряжению на выходе радиоприемника.

Затем конденсатор переменной емкости C_K устанавливают в положение минимальной емкости и подают на вход приемника сигнал, соот-

ветствующий верхней частоте диапазона. Подстроечным конденсатором C_{Π} настраивают контур гетеродина так, чтобы напряжение на выходе радиоприемника было максимальным.

Настройка на верхней частоте диапазона вносит некоторую расстройку на нижней частоте. Поэтому с генератора снова подают частоту, соответствующую нижней границе диапазона и подстраивают контур гетеродина сердечником катушки L_{Γ} . Данные операции повторяют на границах диапазона 2-3 раза. К сопряжению контуров гетеродина и преселектора приступают после укладки границ диапазона. Сопряжение контуров проводят в расчетных точках А, Б, В.

Настройка контуров преселектора на нижней частоте диапазона осуществляется подстроечным сердечником контурной катушки, а на верхней частоте – подстроечным конденсатором, после настройки на заданную частоту. Сопряжение на краях диапазона проводят 2–3 раза. Настройка осуществляется по максимальному выходному напряжению, при этом необходимо стремиться, чтобы входное напряжение было близко к реальной чувствительности приемника, иначе при больших входных сигналах трудно найти максимум выходного напряжения из-за действия АРУ.

После сопряжения на краях диапазона проверяют точность сопряжения в середине диапазона, для чего на вход приемника подают частоту, соответствующую точке сопряжения Б и настраивают приемник по максимуму выходного напряжения. Если при поднесении поочередно ферритового и медного стержней к антенной катушке напряжение на выходе не будет увеличиваться более чем в 1,3 раза, то считается, что сопряжение, выполнено правильно. В противном случае, необходимо заменить сопрягающие конденсаторы. Требуемую емкость параллельного сопрягающего конденсатора C_2 можно определить следующим способом. Если при поднесении ферритового стержня к катушке входного контура сигнал на выходе приемника увеличивается, то емкость C_2 следует увеличить. В том случае, когда выходной сигнал увеличивается при приближении медного стержня к выходному контуру, емкость сопрягающего конденсатора следует уменьшить.

После замены сопрягающего конденсатора необходимо заново выполнить операцию укладки диапазона гетеродина и провести полный цикл сопряжения.

Если входная цепь выполнена в виде магнитной антенны на ферритовом стержне, то методика сопряжения аналогична рассмотренной выше. В этом случае входной сигнал подают от генератора стандартного поля и на нижней границе диапазона настройку осуществляют перемещением катушки входного контура вдоль ферритового стержня антенны.

Смещение катушки к середине стержня увеличивает индуктивность входного контура, смещение катушки к краю стержня уменьшает индуктивность этого контура.

Выводы

1. Преобразователи частоты делят приемник на две части: до преобразователя – тракт сигнальной частоты, после – тракт промежуточной частоты.
2. Для реализации процесса преобразования необходима нелинейность (по амплитуде колебаний гетеродина).
3. Анализ преобразователя частоты сводится к анализу резонансного усилителя, при этом ПЧ описывается двумя линейными уравнениями и анализируется с помощью Y -параметров.
4. На СВЧ используются диодные ПЧ, для которых коэффициент передачи всегда меньше единицы.
5. При преобразовании частоты закон модуляции входного сигнала не нарушается, а изменяется только несущая частота.
6. Для преобразования частоты используют линейные цепи с периодически изменяющимися параметрами (под действием напряжения гетеродина меняется режим работы преобразовательного элемента (ПЭ), в результате чего с частотой f_r меняется крутизна ПЭ). Ток на выходе ПЭ, помимо составляющих подаваемых частот, содержит комбинационные, одна из которых выбирается в качестве полезной промежуточной частоты.
7. В основе линейной теории преобразователей частоты лежит замена преобразовательного элемента совместно с гетеродином эквивалентным линейным четырехполюсником, который характеризуется параметрами $S_{пр}$, Y_{22} – для выходного тока и $S_{обр}$, Y_{11} – для входного тока.
8. Для борьбы с побочными каналами режим работы преобразователя частоты (смещение на ПЭ и амплитуда гетеродина) стремятся выбрать так, чтобы усиление преобразователя по основному каналу было наибольшим, а побочным каналам – наименьшим. Для уменьшения числа побочных каналов обеспечивают линейный режим работы смесителя преобразователя частоты по полезному сигналу.
9. Селективность по побочным каналам, сложность построения гетеродина и другие показатели приемника зависят от правильного выбора промежуточной частоты.
10. В зависимости от типа используемых ПЭ различают диодные и транзисторные ПЧ. В диодном ПЧ преобразование осуществляется благодаря периодическому изменению крутизны характеристики диода

под действием напряжения гетеродина. Схема диодного преобразователя взаимна, поэтому параметры прямого и обратного преобразования в нем равны между собой.

11. Мощность шумов на выходе диодного ПЧ определяется шумами сопротивления перехода диода. Коэффициент шума ПЧ совместно с УПЧ зависит от напряжения U_r . Режим работы диодного ПЧ выбирают по минимальному суммарному коэффициенту шума, особенно при отсутствии в приемнике УРЧ.
12. В транзисторных ПЧ для уменьшения взаимной связи между цепями сигнала и гетеродина напряжение сигнала обычно подается в цепь базы, а напряжение гетеродина – в цепь эмиттера.
13. Преобразование частоты в транзисторном ПЧ осуществляется за счет периодического изменения крутизны транзистора под действием напряжения гетеродина.
14. Наиболее широко применяют схемы транзисторных ПЧ с отдельным гетеродином.
15. По построению схемы различают небалансные и балансные ПЧ. Характерным для балансных ПЧ является то, что из двух подводимых к ПЭ напряжений сигнала и гетеродина одно действует на ПЭ синфазно, а другое – противофазно. При синфазном воздействии на оба ПЭ любого источника в балансном ПЧ, напряжение на выходе которого определяется разностью выходных токов ПЭ, обеспечивается компенсация всех помех.
16. При противофазных сигналах и синфазных напряжениях гетеродина на ПЭ в симметричном балансном ПЧ обеспечивается компенсация шумов гетеродина и во входную цепь приемника не просачивается напряжение с его частотой.
17. В балансных ПЧ уменьшается число побочных каналов приема, снижается уровень нелинейных эффектов при преобразовании.
18. Кольцевые ПЧ ослабляют взаимную связь между цепями сигнала и гетеродина, а также обеспечивают компенсацию токов сигнала и гетеродина в нагрузке.
19. При некотором усложнении балансные ПЧ позволяют скомпенсировать зеркальный канал приема.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как происходит преобразование частоты?
2. Расскажите общую теорию преобразования частоты.
3. Чем различаются эквивалентные схемы преобразовательных и усилительных каскадов?

4. Чем отличается крутизна преобразования от крутизны в режиме усиления?
5. Какой физический смысл имеет обратное преобразование частоты?
6. Чем отличается частотная характеристика преобразователя от частотной характеристики усилителя?
7. Чем отличаются частотные характеристики преобразователя, работающего в линейном по сигналу режиме, от нелинейного?
8. Как выбирается промежуточная частота в супергетеродинном приемнике?
9. Какими мерами ослабляется действие помех по побочным каналам приема?
10. Изобразите частотную характеристику ПЧ приемника с двойным преобразованием частоты.
11. Нарисуйте принципиальную схему транзисторного ПЧ на БТ, поясните принцип его работы и выбор режима.
12. Перечислите основные типы ПЧ.
13. Нарисуйте схему балансного транзисторного ПЧ, опишите его преимущества перед небалансным.
14. Нарисуйте схему ПЧ с компенсацией помех зеркального канала и поясните принцип его работы.
15. Нарисуйте два варианта схем с совмещенным гетеродином, сравните их.
16. Нарисуйте схему ПЧ на биполярном транзисторе с отдельным гетеродином, сравните со схемой с совмещенным гетеродином.
17. Какие преимущества у балансного диодного ПЧ по сравнению с простым диодным ПЧ?
18. Каким требованиям должен удовлетворять гетеродин?
20. Как реализуют сопряжение контуров преселектора и гетеродина?

6. Усилители промежуточной частоты

Усилители промежуточной частоты (УПЧ) предназначены для усиления сигналов промежуточной частоты и обеспечения селективности по соседнему каналу. Они представляют собой резонансные усилители с фиксированной настройкой, что позволяет реализовать значительно более эффективные избирательные системы.

Существует два варианта построения УПЧ: с распределенной по каскадам и сосредоточенной избирательностью (селекцией).

В настоящее время LC - фильтры еще достаточно широко распространены, благодаря своей универсальности, возможности построения УПЧ с распределенной и сосредоточенной селекцией. Кроме того, ка-

тушки индуктивности позволяют компенсировать паразитные емкости, выполнять согласование полных сопротивлений.

6.1. УПЧ с распределенной избирательностью

В УПЧ с распределенной избирательностью используются резонансные каскады. При этом результирующая АЧХ УПЧ определяется перемножением АЧХ отдельных каскадов. В таких УПЧ применяют: одиночные, настроенные в резонанс каскады; двухконтурные полосовые фильтры, расстроенные двойки, тройки и т.д.

Для построения широкополосных УПЧ обычно используют пары и тройки расстроенных каскадов. При таком построении УПЧ каждый каскад вносит определенный вклад, как в усиление сигнала, так и в обеспечение избирательности. Структура УПЧ с распределенной избирательностью целесообразна тогда, когда при пониженных требованиях к селективности заданы высокие требования к усилению и устойчивости или в тех случаях, когда основными являются конструкторские и технологические соображения.

6.1.1. УПЧ с одиночными LC- контурами, настроенными на одну частоту

Одноконтурные УПЧ во многом сходны с резонансными УРЧ, но, в отличие от них, обычно работают на фиксированной частоте и могут иметь большое число каскадов для достижения заданного усиления.

Рассмотрим усилитель, содержащий N идентичных каскадов. Для N-каскадного усилителя; модуль коэффициента усиления равен

$$K_N = K^N = \left(\frac{\text{mn} |\dot{Y}_{21}| R_3}{\sqrt{1 + \xi^2}} \right)^N, \quad (6.1)$$

на резонансной частоте модуль коэффициента усиления равен

$$K_{N_0} = \left(\text{mn} |\dot{Y}_{210}| R_3 \right)^N.$$

Модуль нормированного коэффициента усиления при условии $|\dot{Y}_{21_0}| = |\dot{Y}_{21}|$

$$\frac{K_N}{K_{N_0}} = \gamma_N = \left(1 / \sqrt{1 + \xi^2} \right)^N.$$

Зависимость γ от расстройки определяет вид АЧХ одноконтурного резонансного усилителя. Обозначим величину $1/\gamma_N$ на границах полосы пропускания через σ . Эта величина характеризует допустимую неравномерность коэффициента усиления в заданной полосе пропускания

$$\sigma = \frac{1}{\gamma_N} = \left(\sqrt{1 + \xi^2} \right)^N$$

Полоса пропускания УПЧ

$$\Pi_N = f_0 d_3 \sqrt{\frac{1}{\sqrt[N]{\gamma_N^2}} - 1}, \quad (6.2)$$

где $\Pi_{0,7} = f_0 d_3$ - полоса пропускания каждого отдельного каскада.

При $\gamma_N = 0.707$

$$\Pi_{0,7N} = f_0 d_3 \sqrt{\sqrt[N]{2} - 1} = \frac{\Pi_{0,7}}{\psi_{1(N)}},$$

где $\psi_{1(N)} = \frac{1}{\sqrt{\sqrt[N]{2} - 1}}$ - функция числа каскадов.

Из (6.2) следует, что полоса пропускания многокаскадного усилителя уже, чем однокаскадного. Поэтому для получения заданной результирующей полосы N - каскадного усилителя, надо расширять полосу пропускания каждого каскада. Для этого эквивалентное затухание каждого контура выбирают равным

$$d_3 = \frac{\Pi_{0,7N}}{f_0} \psi_{1(N)}.$$

Коэффициент прямоугольности резонансной кривой

$$K_{\Pi} = \frac{\Pi_{0,1}}{\Pi_{0,7N}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\sqrt[N]{(0,1)^2}} - 1}}{\sqrt{\sqrt[N]{2} - 1}},$$

где $\Pi_{0,7}$ – полоса пропускания на уровне 0,707,

$\Pi_{0,1}$ – полоса пропускания на уровне 0,1.

Коэффициент прямоугольности зависит только от числа каскадов. У однокаскадного усилителя $K_{\Pi} \approx 10$. С ростом числа каскадов прямоугольность улучшается. Однако возможности улучшения ограничены, т.е. при $N \rightarrow \infty$ - $K_{\Pi} \approx 2,6$.

Фазовая характеристика многокаскадного усилителя $\varphi_N = \varphi N$, где φ - фазовая характеристика одного каскада.

В узкополосных усилителях нетрудно получить большое усиление. При увеличении емкости контура до определенного критического значения $C_{кр}$ уменьшается эквивалентное резонансное сопротивление контура R_{Σ} и одновременно увеличиваются коэффициенты m и n , так, что коэффициент усиления остается неизменным до тех пор, пока величина m будет меньше единицы. Поэтому в узкополосных усилителях, без ущерба для усиления, емкость контура C_k можно брать большой, что повышает стабильность резонансного усилителя.

В широкополосных усилителях обычно $m=1$, тогда

$$K_N(\omega_0) = \left(n |Y_{21_0}| R_{\Sigma} \right)^N = \left(n |Y_{21_0}| \frac{\rho}{d_3} \right)^N = \left(n |Y_{21_0}| / (2\pi C \Pi_{0,7}) \right)^N, \quad (6.3)$$

где $C = C_k + C_{вых} + n^2 C_{вх} + C_M = C_{\Sigma} + n^2 C_{вх}$.

Отсюда следует, что коэффициент усиления тем меньше, чем больше емкость контура и полоса пропускания, поэтому в широкополосных усилителях трудно получить большое усиление.

Для широкополосных усилителей желательно значение емкости уменьшать, но при этом следует помнить о том, что она ограничена величиной

$$C = C_{вых} + n^2 C_{вх} + C_M.$$

Коэффициент усиления двояко зависит от коэффициента включения n . Оптимальное значение

$$n_{опт} = \sqrt{\frac{C_{\Sigma}}{C_{вх}}}.$$

Дальнейшее расширение полосы пропускания может быть получено путем шунтирования контура дополнительным резистором.

Подставив в (6.3) значение $\Pi_{0,7}$ из (6.2), получим

$$K_N(\omega_0) = \left[\frac{n|Y_{21}|}{2\pi C_{П0.7N}\psi_1(N)} \right]^N = \frac{K_0^N}{\psi_N(N)} < 1,$$

где $K_0 = n|Y_{21}| / 2\pi C_{П0.7N}$ - коэффициент усиления одного каскада с полосой пропускания, заданной для всего многокаскадного усилителя.

Множитель $\psi_N(N) = [\psi_1(N)]^N$ показывает, что с увеличением числа каскадов для сохранения заданной полосы пропускания всего N-каскадного усилителя приходится увеличивать затухание контуров. При увеличении числа каскадов N коэффициент усиления $K_N(\omega_0)$ вначале растет, а затем падает.

Поэтому в широкополосных усилителях с одинаково настроенными контурами большое усиление при заданной полосе пропускания не всегда достижимо. Большое значение произведения коэффициента усиления на полосу пропускания можно обеспечить в усилителях с взаимно расстроенными контурами или с полосовыми фильтрами.

6.1.2. УПЧ с двухконтурным полосовым фильтром

Применяют различные варианты усилителей с полосовым фильтром. На рис.6.1 приведена схема УПЧ с двухконтурным полосовым фильтром и индуктивной связью между контурами.

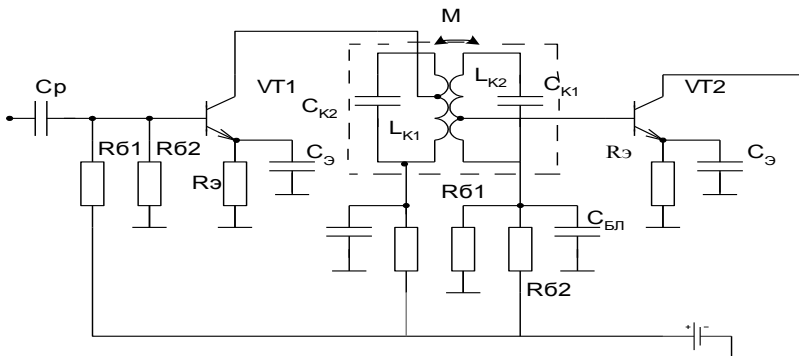


Рис.6.1

Коэффициент усиления такого каскада

$$K = j \frac{\omega_0}{\omega} mn \dot{Y}_{21} \rho_1 \dot{K}_p,$$

где $\rho_1 = \frac{1}{\omega_0 C}$ - характеристическое сопротивление первого контура;

$\dot{K}_p = \frac{\beta}{d_3 \sqrt{(1 + \xi^2 - \beta^2)^2 + 4\beta^2}}$ - коэффициент передачи двухконтурного фильтра при одинаковых параметрах контуров;

$\beta = k_{св}/d_3 = M/\sqrt{L_{k1}L_{k2}} Q$ - обобщенный коэффициент связи между контурами.

Для N - каскадного усилителя коэффициент усиления

$$K_N(\omega) = \left[mn|Y_{21}|R_3\beta/\sqrt{(1 + \xi^2 - \beta^2)^2 + 4\beta^2} \right]^N,$$

а частотная характеристика описывается выражением

$$\frac{K_N(\omega_0)}{K_N(\omega)} = \left[\frac{\sqrt{(1 + \xi^2 - \beta^2)^2 + 4\beta^2}}{1 + \beta^2} \right]^N.$$

Форма характеристики зависит от β . При $\beta < 1$ она односторонняя, при $\beta=1$ - характеристика имеет наиболее плоскую вершину, при $\beta > 1$ она двусторонняя.

На рис.6.2 приведены различные варианты связи между контурами: внешнеемкостная (а), внутреннеемкостная (б).

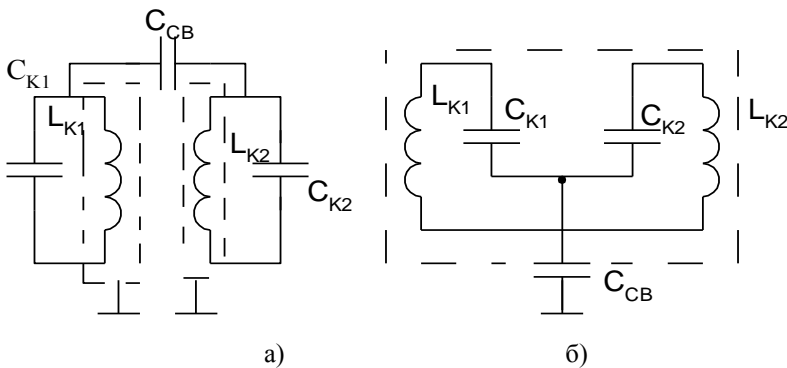


Рис.6.2

6.2. Усилители ПЧ с фильтрами сосредоточенной селекции

В УПЧ с сосредоточенной селекцией или с сосредоточенной избирательностью функции селективности и усиления разделены: усиление сигнала достигается широкополосными резонансными или аperiодическими каскадами, а селективность и полоса пропускания определяются фильтрами сосредоточенной селекцией (ФСС) или с сосредоточенной избирательностью (ФСИ), которые включаются на входе УПЧ. В качестве ФСИ могут использоваться LC - фильтры, пьезоэлектрические фильтры, пьезокерамические фильтры; электромеханические фильтры, фильтры на поверхностно-акустических волнах (ПАВ) и активные RC- фильтры. УПЧ с ФСИ - это узкополосные УПЧ.

Сосредоточение селективности в одном каскаде обеспечивает большую устойчивость формы частотной характеристики.

В качестве звеньев ФСС наиболее часто используется цепочка, представленная на рис.6.3, настроенная на среднюю частоту полосы пропускания f_0 и согласованная по характеристическому сопротивлению.

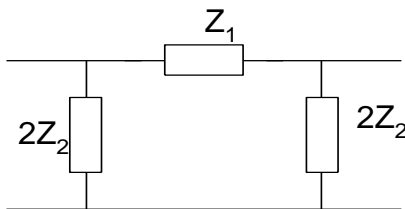


Рис.6.3

При формировании ФСС используют соединение нескольких звеньев, при этом колебательные контуры стыкуемых звеньев соединяются параллельно и число контуров N - звенного фильтра равно не $2N$, а $(N+1)$ контуров, причем крайние контуры отличаются от остальных в два раза большей индуктивностью и в два раза меньшей емкостью.

Необходимое число звеньев устанавливают в зависимости от требуемой полосы пропускания, селективности и конструктивно реализуемой добротности контуров. В бытовых радиоприемниках наиболее часто применяют трех и четырехзвенные фильтры, в профессиональных – восьми и десятизвенные. Более совершенными характеристиками обладают полиномиальные системы сосредоточенной селекции с LC фильтрами Чебышева и Баттерворса.

В качестве примера на рис. 6.4 приведена схема УПЧ с трехзвенным ФСС.

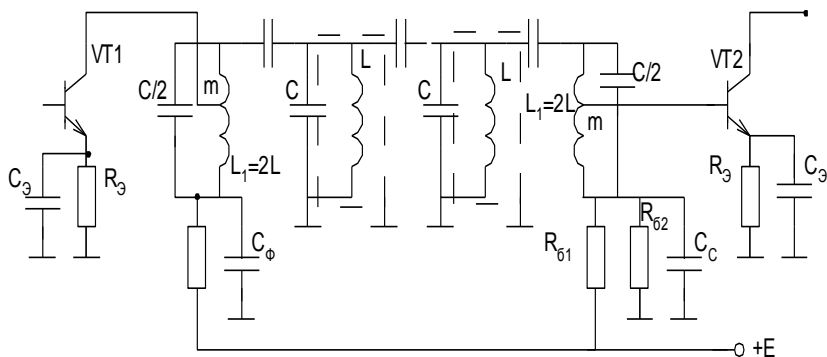


Рис.6.4

Сегодня промышленность выпускает электро-механические (ЭМФ) и монокристаллические (ПЭФ) и пьезокерамические (ПКФ), которые имеют незначительный объем и высокую стабильность по сравнению с фильтрами, выполненными на дискретных элементах. При использовании монокристаллических фильтров их необходимо согласовывать по входу и по выходу.

На рис. 6.5 показаны области предпочтительного использования основных видов селективных устройств УПЧ.

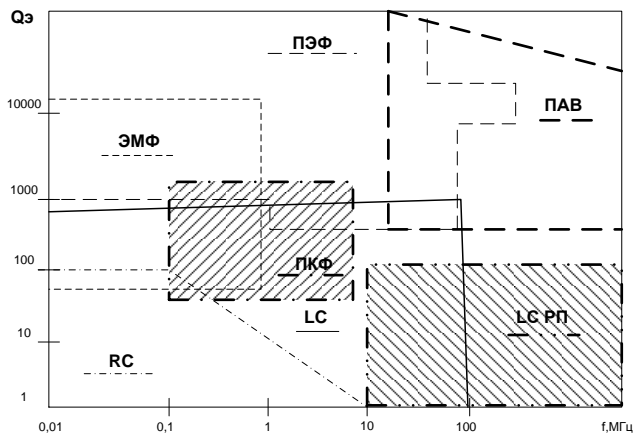


Рис.6.5

Выводы

1. Селективные усилители (СУ) представляют собой каскады радиоприемника, предназначенные для улучшения отношения сигнал/помеха (или сигнал/шум) за счет повышения уровня сигнала и осуществления частотной селекции. Селективные усилители состоят из активных элементов, селективных элементов и элементов согласования.

2. Селективные усилители, осуществляющие усиление принимаемых сигналов на промежуточной частоте, называют усилителями промежуточной частоты (УПЧ). УПЧ расположены между преобразователем и детектором.

3. В УПЧ вместе с усилением обеспечивается частотная селективность. Для этого усилители содержат резонансные цепи: одиночные колебательные контуры, фильтры из связанных контуров и др. Усилители, форма АЧХ которых, благодаря фильтрам, близка к прямоугольной, называют полосовыми

4. УПЧ обеспечивает основное усиление РПРУ и селективность по соседнему каналу. Они настраиваются на фиксированную частоту. Коэффициент усиления УПЧ, как правило, значителен – порядка $10^4 \dots 10^6$.

5. Перспективы развития СУ тесно связаны с микроминиатюризацией не только отдельных элементов, но и целых законченных узлов и объединения их в модули с высокой степенью интеграции.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Поясните принципы построения УПЧ с распределенной и сосредоточенной избирательностью, укажите их достоинства и недостатки.
2. Опишите способы формирования необходимых АЧХ и ФЧХ в УПЧ с распределенной избирательностью.
3. Опишите основные типы ФСИ, применяемых в УПЧ.

7. Амплитудные детекторы

7.1. Общие сведения

Детектором называют устройство, предназначенное для формирования напряжения, изменяющегося в соответствии с законом модуляции одного из параметров входного радиосигнала.

Радиосигналы можно разделить на три основные группы:

- непрерывные квазигармонические, в которых передаваемое сообщение заложено в модуляцию одного из следующих параметров колебания: амплитуды $U_{ВХ}$, частоты $f_{ВХ}$, фазы $\varphi_{ВХ}$. В зависимости от вида модуляции детектируемого сигнала различают амплитудные (АД), частотные (ЧД) и фазовые (ФД) детекторы;

- радиоимпульсные, в которых сообщение передается с помощью модуляции одного из следующих параметров сигнала: пикового напряжения $U_{ПИК}$, частоты заполнения импульса $f_{ВХ}$; длительности импульса $\tau_{И}$ - широтно-импульсная модуляция (ШИМ), времени начала импульса $t_{НИ}$ - временная импульсная модуляция (ВИМ). Для детектирования подобных сигналов используют детекторы радиоимпульсов;

- видеоимпульсные, модуляция которых может осуществляться изменением пикового значения импульса $U_{ПИК}$ - амплитудно-импульсная модуляция (АИМ), длительности импульса $\tau_{И}$ (ШИМ), времени начала импульса $t_{НИ}$ (ВИМ или ФИМ); возможно изменение комбинации импульсов в группе - импульсно-кодовая модуляция – (ИКМ). Детектирование подобных сигналов осуществляется детектором видеоимпульсов. Детектор, реагирующий на пиковое значение видеоимпульса, называют пиковым. В зависимости от способа обработки сигнала детекторы бывают аналоговыми и цифровыми.

7.2. Основные определения

Амплитудный детектор это устройство, на выходе которого создается напряжение в соответствии с законом модуляции амплитуды входного гармонического сигнала. Пусть на вход АД действует АМ-колебание вида:

$$u_{ВХ}(t) = U_{ВХ}(t) \cos \omega t,$$

где
$$U_{ВХ}(t) = U_{m0} (1 + M \cos \Omega t);$$

где M - коэффициент модуляции;

$\Omega=2\pi F$ - угловая частота модулирующего колебания.

График изменения этого напряжения во времени и его спектр имеют вид, показанный на рис. 7.1,а. Напряжение на выходе детектора E_d (рис. 7.1,б) должно меняться в соответствии с законом изменения огибающей $U_{вх}$ входного напряжения $u_{вх}$. Как известно, спектр АМ-колебания при модуляции тоном с частотой F состоит из трех составляющих: несущего колебания с частотой f_H и амплитудой U_H и двух боковых составляющих с частотами $f_H + F$ и $f_H - F$ и амплитудами $0,5MU_H$. Спектр продетектированного напряжения E_d состоит из двух составляющих: постоянной составляющей $E_{д0}$ на частоте $f=0$ и низкочастотной составляющей с частотой F и амплитудой U_F (рис. 7.1,в).

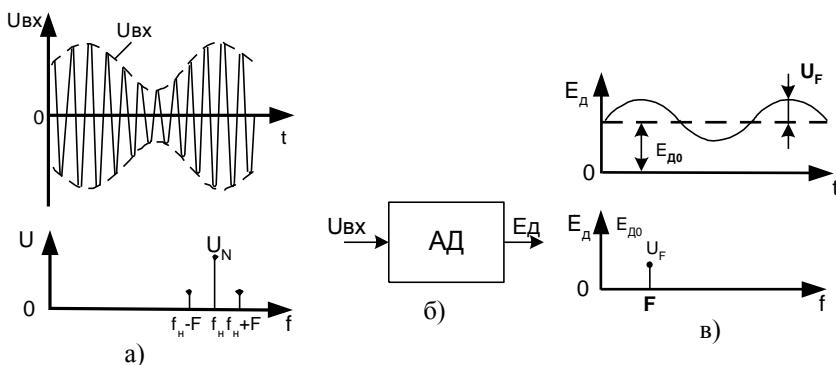


Рис.7.1

Таким образом, напряжение на выходе АД содержит составляющие частот, которых не было во входном напряжении. Поэтому задача амплитудного детектирования не сводится к простой фильтрации с помощью линейной цепи с постоянными параметрами (линейная цепь с постоянными параметрами не создает составляющих с новыми частотами).

Новые частотные составляющие могут возникнуть только при прохождении сигнала через нелинейную, либо через параметрическую линейную цепь. Следовательно, АД в зависимости от способа выполнения можно подразделить на параметрические (синхронные) детекторы, использующие линейную цепь с периодически меняющимися параметрами, и детекторы на основе нелинейной цепи. В свою очередь, в зависимости от типа электронного прибора, реализующего нелинейную цепь, АД подразделяют на диодные, транзисторные и т. д. Транзисторные АД, в зависимости от того, нелинейность характеристики какого тока транзистора используется для детектирования, делят на коллекторные, базовые,

эмиттерные, стоковые, затворные, истоковые. На практике наиболее часто используют диодные АД.

Коэффициентом передачи детектора называется отношение

$$K_D = \frac{E_D}{MU_{m0}}.$$

При детектировании возможны искажения сигнала как нелинейные, так и линейные. Нелинейные искажения оценивают коэффициентом гармоник

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

где $U_{2\Omega}, U_{3\Omega} \dots$ - амплитуды выходного напряжения с частотами $2\Omega, 3\Omega \dots$

Линейные искажения (амплитудно - и фазочастотные) обусловлены наличием в детекторе инерционных элементов. Амплитудно-частотные искажения определяются зависимостью коэффициента передачи детектора от частоты модуляции входного сигнала.

Входная проводимость детектора характеризует степень его влияния на источник сигнала. В радиоприемных устройствах источником сигнала для амплитудного детектора является колебательный контур УПЧ. Входная проводимость содержит активную и емкостную составляющие. Она находится как отношение амплитуды первой гармоники входного тока \dot{I}_ω к амплитуде напряжения несущей \dot{U}_{m0} на входе детектора

$$\dot{Y}_{BX} = \frac{\dot{I}_\omega}{\dot{U}_{m0}} = G_{BX} + j\omega C_{BX}.$$

7.3. Схемы амплитудных детекторов

В качестве нелинейного элемента детектора применяют диод, транзистор, микросхему.

7.3.1. Диодные детекторы

Наибольшее распространение получили диодные детекторы, т.к. они наиболее просты. Диодный АД, построенный по схеме рис. 7.2,

называют последовательным, поскольку нагрузка R_H и диод VD включены последовательно.

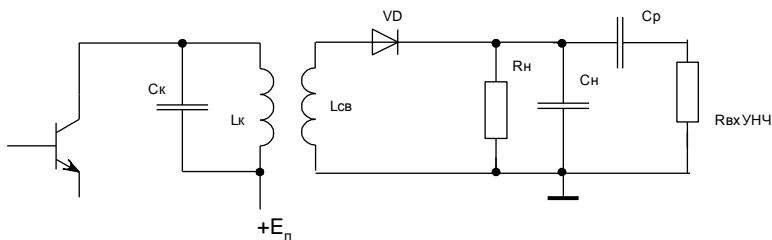


Рис. 7.2

Диодный АД, в котором диод и нагрузка включены параллельно, называют параллельным, его схема приведена на рис. 7.3.

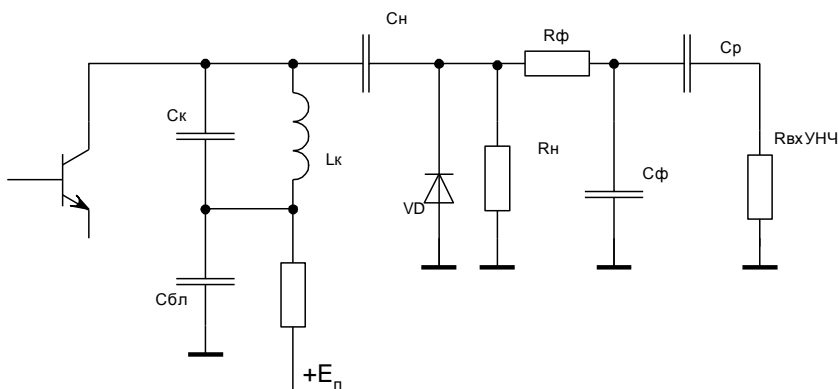


Рис. 7.3

Принцип работы последовательного и параллельного диодных АД одинаков и его можно пояснить с временной или со спектральной точек зрения.

Временная трактовка принципа работы АД. Пусть на вход АД поступает гармоническое напряжение с медленно меняющейся амплитудой (рис. 7.4)

$$u_{BX} = U_C \cos \omega_C t.$$

Если напряжение u_{BX} положительно, то диод открывается и конденсатор C_H начинает заряжаться. Постоянная времени заряда τ_3 конден-

сатора определяется емкостью C_H и малым сопротивлением открытого диода. По мере заряда C_H выходное напряжение E_D растет и стремится закрыть диод.

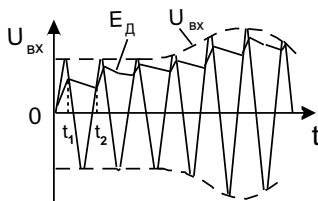


Рис. 7.4

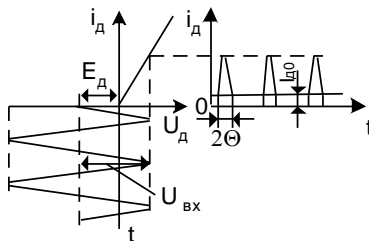


Рис. 7.5

Действительно, согласно рис. 7.2, напряжение на диоде $u_D = u_{ВХ} - E_D$ и в момент $t = t_1$ $u_{ВХ} = E_D$, при этом $u_D = 0$ (рис. 7.4). Начиная с момента t_1 , диод закрывается ($u_{ВХ} < E_D$), и конденсатор C_H начинает разряжаться через резистор R_H . Постоянная времени разряда конденсатора $\tau_p = R_H C_H > \tau_3$, поэтому разряд C_H происходит значительно медленнее, чем его заряд. Разряд конденсатора C_H продолжается до момента $t = t_2$, при котором напряжение u_D становится равным нулю. Начиная с момента t_2 диод снова открывается, и конденсатор C_H начинает заряжаться. В результате серии зарядов и разрядов на выходе АД создается продетектированное напряжение E_D , имеющее пульсирующую составляющую с частотой сигнала. С учетом того, что время τ_p в практических схемах АД во много раз больше периода несущей $u_{ВХ}$, уровень пульсации E_D мал.

Спектральная трактовка принципа работы АД. На рис. 7.5 показан примерный характер изменения тока диода при постоянной амплитуде детектируемого сигнала. При построении графика предполагается, что в установившемся режиме напряжение на выходе детектора- E_D постоянно во времени. Напряжение на диоде $u_D = u_{ВХ} - E_D$, т. е. напряжение E_D на выходе АД обуславливает отрицательное напряжение смещения на диоде, относительно которого прикладывается $u_{ВХ}$. Вольт-амперная характеристика диода $i_D = F(u_D)$ для простоты рассмотрения представлена линейной с нулевым обратным током. Ток i_D протекает при открытом диоде и представляет собой импульсы с углом отсечки $\Theta < 90^\circ$. В этом токе имеется постоянная составляющая I_{D0} , которая протекает по следующей цепи: диод, резистор нагрузки R_H , катушка L , диод VD . Ток I_{D0} создает на резисторе R_H падение напряжения $E_D = I_{D0} R_H$. Если $u_{ВХ}$ — АМ-колебание,

то напряжение E_d изменяется в соответствии с законом изменения огибающей входного напряжения; при этом по такому же закону изменяется напряжение смещения на диоде.

Чтобы ток с частотой модуляции протекал через сопротивление R_H , а токи с частотами $\omega, 2\omega \dots$ через конденсатор C_H , необходимо выполнение следующего условия

$$\frac{1}{\omega C_H} \ll R_H \ll \frac{1}{\Omega_B C_H}, \quad (7.1)$$

где Ω_B - верхняя частота модуляции.

В параллельном детекторе на резисторе R_H (рис.7.3), кроме выпрямленного напряжения будет и переменное напряжение. Чтобы оно не проходило на вход УНЧ, включают фильтр нижних частот $R_{\Phi}C_{\Phi}$.

Входное сопротивление параллельного детектора ниже, чем последовательного, поэтому он в большей степени оказывает влияние на последний каскад УПЧ, а поэтому применяется реже.

В схеме последовательного АД (рис 7.2) сопротивление нагрузки детектора для постоянной (R_H) и переменной ($R_{H\approx}$) составляющей различно

$$R_{H-} = R_H; \quad R_{H\approx} = \frac{R_H \cdot R_{ВХУНЧ}}{R_H + R_{ВХУНЧ}},$$

что вызывает нелинейные искажения. Для их уменьшения применяют амплитудный детектор с разделенной нагрузкой, рис.7.6. Такая схема улучшает согласование с низкоомным входом УНЧ, но имеет меньший коэффициент передачи.

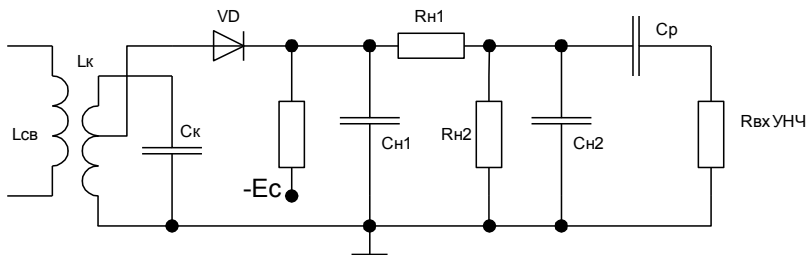


Рис. 7.6

Достаточно часто в схемах радиоприемных устройств совмещают детектор АРУ и детектор сигнала. Один из вариантов такого совмещения приведен на рис.7.7, где R_{Φ} , C_{Φ} – фильтр системы АРУ.

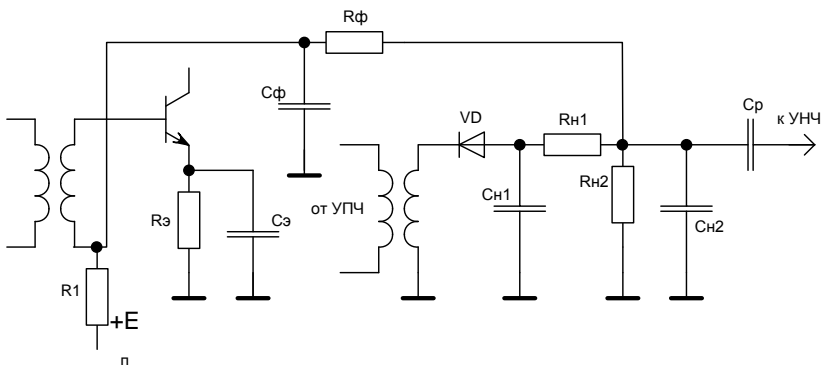


Рис. 7.7

При работе детектора на относительно низкой несущей частоте могут возникнуть трудности разделения высокочастотных составляющих и частоты модуляции согласно (7.1). В этом случае используют двухтактный детектор (рис. 7.8), в котором диоды работают поочередно.

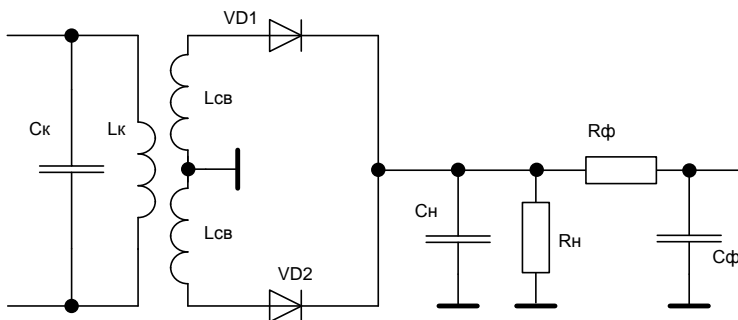
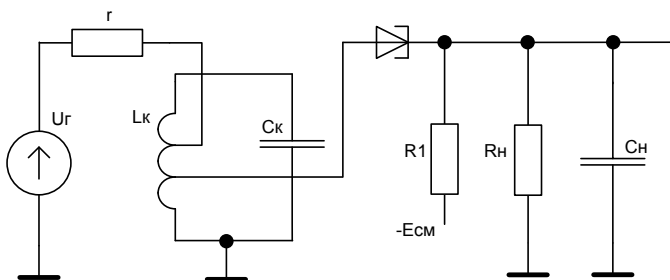


Рис. 7.8

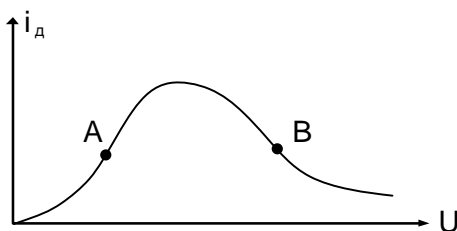
В данной схеме частота пульсаций высокочастотной составляющей удваивается, нечетные гармоники токов диодов $VD1$ и $VD2$ взаимно компенсируются, в результате высокочастотная составляющая хорошо отфильтровывается. Коэффициент передачи двухтактного детектора в

два раза больше, чем у одноконтурного, и он точнее воспроизводит огибающую сигнала.

На рис. 7.9 приведена схема детектора на туннельном диоде, которая обеспечивает эффективное детектирование сигналов малых уровней.



а)



б)

Рис. 7.9

В данной схеме рабочую точку диода выбирают на восходящем (точка А) или нисходящем (точка В) участке ВАХ диода (рис.7.9,б). В последнем случае детектор получается регенеративным, т.к. обеспечивает и усиление сигнала за счет отрицательного сопротивления, вносимого туннельным диодом в контур.

В приемниках невысокого класса для увеличения коэффициента передачи могут использоваться детекторы с удвоением выходного напряжения (рис.7.10).

В положительный полупериод входного напряжения диод VD2 закрыт и конденсатор C_{H1} заряжается через диод VD1 до напряжения $U_{ВХ}$.

В отрицательный полупериод диод VD1 закрыт и конденсатор C_{H2} заряжается до удвоенного амплитудного значения.

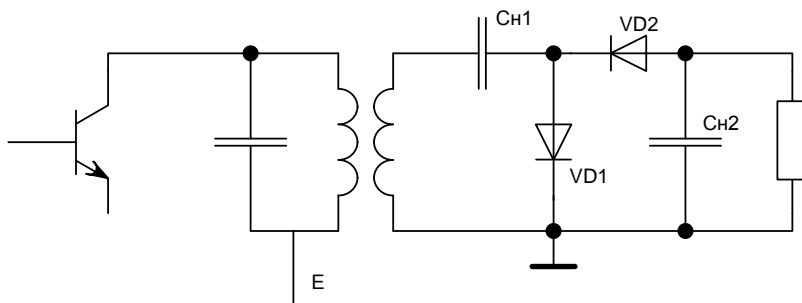


Рис. 7.10

В качестве согласующего звена детектора с выходом УПЧ, обычно используется LC- контур. Такая схема при всех преимуществах не может быть использована в интегральной технологии и требует настройки контура.

На рис.7.11 показана схема детектора, не содержащая согласующего LC- контура. Для данной схемы справедливо

$$K_D = 2K'_D, \quad R_{ВХД} = R'_{ВХД} / 2,$$

где штрихами обозначены параметры обычного диодного детектора.

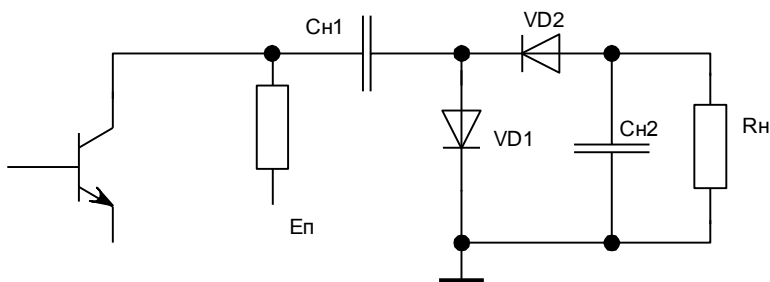


Рис. 7.11

7.3.2. Транзисторные детекторы

В транзисторных детекторах одновременно с детектированием происходит усиление, поэтому они работают при меньших уровнях входных сигналов.

Транзисторные АД, в зависимости от того, нелинейность характеристики какого тока транзистора используется для детектирования, подразделяются на коллекторные, базовые, эмиттерные, стоковые, затворные и истоковые. Для БТ чаще всего используется включение по схеме с ОЭ, что позволяет получать помимо детектирования и наибольшее усиление сигнала. Поэтому на практике обычно используется коллекторный детектор (КД), в котором детектирование происходит из-за нелинейности проходной характеристики $i_k = F(U_{бэ})$. Схема КД приведена на рис. 7.12,а.

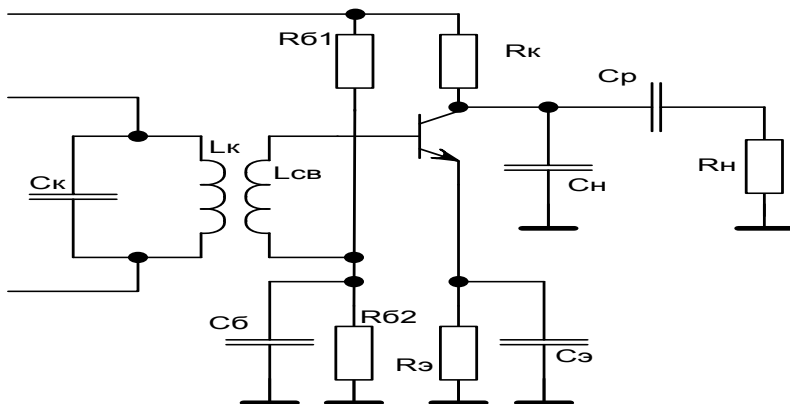


Рис. 7.12

Делитель $R_{61}R_{62}$ задает смещение на транзисторе, конденсатор C_6 - блокировочный, R_H C_H - нагрузка детектора. Постоянная времени $R_э C_э$ выбирается так, чтобы составляющие токов несущей частоты и ее гармоники замыкались через конденсатор $C_э$, а токи частоты модуляции создавали падения на $R_э$ и, следовательно, отрицательную обратную связь. Выбор параметров эмиттерной цепочки в схеме рис. 7.12,а производят из условия

$$\frac{1}{\omega_{\text{ГП}} C_э} \ll R_э \ll \frac{1}{\Omega_{\text{max}} C_э}. \quad (7.2)$$

Поскольку для КД $I_{k\text{MAX}} = S_K U_{\text{BX}}$, где S_K — крутизна характеристики коллекторного тока, то продетектированное напряжение на резисторе R_H

равно $E_d = I_{K0} R_H = I_{KMAX} R_H / \pi = S_K R_H U_{BX} / \pi$. Во избежание искажений при детектировании КД работает при относительно малых U_{BX} . Коэффициент передачи КД.

$$K_d = E_d / U_{BX} = S_K R_K / \pi. \quad (7.3)$$

Анализируя (7.3), отмечаем, что K_d может быть больше единицы, это одно из основных преимуществ КД по сравнению с диодными.

Эмиттерный детектор (рис.7.12,б) применяют, когда нужно уменьшить шунтирующее действие детектора на последний контур УПЧ и обеспечить согласование с низкоомным входом УНЧ. Детектирование происходит вследствие нелинейности проходной характеристики

$$i_g = f(U_{БЭ}).$$

Эмиттерный детектор обеспечивает минимальные (для транзисторных детекторов) нелинейные искажения и отсутствие перегрузок по входному сигналу.

В рассмотренных схемах детекторов можно использовать полевые транзисторы.

7.4. Теория детектирования сигналов

Детектор можно представить в виде нелинейного четырехполюсника, нагруженного на сопротивление Z_H (рис 7.13). Поскольку детектор является нелинейным элементом, свойства его зависят от величины детектируемого сигнала, причем при сильных сигналах зависимость протектированного напряжения от амплитуды входного сигнала ближе к линейной, чем при слабых, поэтому искажения при детектировании сильных сигналов значительно меньше.

Рассмотрим каждый из этих случаев отдельно.

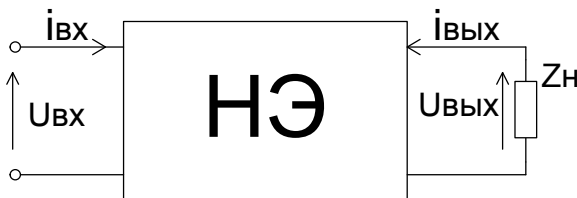


Рис. 7.13

7.4.1. Детектирование слабых сигналов

Для диодных детекторов слабым считается сигнал с амплитудой $U_m < 0.25B$, для транзисторных $U_m < 0.25mB$. При детектировании слабых сигналов детекторная характеристика квадратичная

$$I_H = AU_m^2, \quad (7.4)$$

где A - коэффициент пропорциональности, зависящий от параметров диода и нагрузки.

Если амплитуда сигнала изменяется по закону

$$U_m = U_{m0}(1 + M \cos \Omega t),$$

то согласно (7.4), имеем

$$I_H = AU_{m0}^2(1 + 2M \cos \Omega t + M^2 \cos^2 \Omega t) = AU_{m0}^2(1 + 2M \cos \Omega t + 0.5M^2 + 0.5M^2 \cos 2\Omega t).$$

Ток детектора содержит не только составляющую частоты модуляции $I_\Omega = 2AMU_{m0}^2$, но и вторую гармонику $I_{2\Omega} = 0.5AM^2U_{m0}^2$, т.е. имеют место нелинейные искажения. Коэффициент гармоник

$$k_\Gamma = \frac{I_{2\Omega}}{I_\Omega} = 0.25M.$$

Коэффициент передачи детектора зависит от амплитуды несущей сигнала

$$K_D = \frac{U_\Omega}{MU_{m0}} = \frac{I_\Omega R_H}{MU_{m0}} = 2AR_H U_{m0}.$$

7.4.2. Детектирование сильных сигналов

При детектировании сильных сигналов идеализированная характеристика диода без учета обратной ветви имеет вид

$$i = \begin{cases} SU_D, & \text{при } U > 0 \\ 0, & \text{при } U \leq 0 \end{cases}, \quad (7.5)$$

где S - крутизна характеристики диода.

Детектирование сильных сигналов происходит с отсечкой тока, что показано на рис. 7.14.

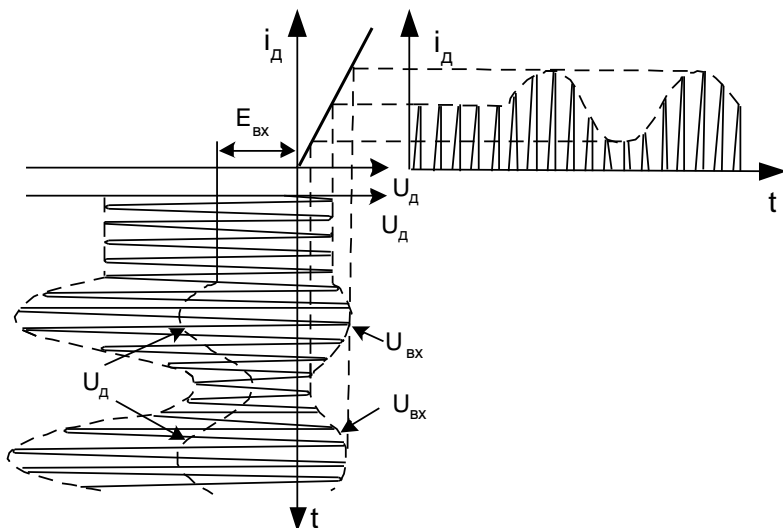


Рис. 7.14

При действии немодулированного сигнала $u_{BX} = U_m \cos \omega t$, на выходе будет напряжение

$$E_D = u_{BX} - u_D, \quad (7.6)$$

где $E_D = U_H$.

Ток через диод имеет вид импульсов с углом отсечки Θ . Значение Θ определяется из соотношения $u_D = U_m \cos \Theta - U_H = 0$, откуда

$$U_H = U_m \cos \Theta, \quad \text{а} \quad \cos \Theta = \frac{U_H}{U_m}. \quad (7.7)$$

Тогда выражения (7.6) и (7.5) можно записать в виде

$$u_D = U_m (\cos \omega t - \cos \Theta),$$

$$i = \begin{cases} S U_m (\cos \omega t - \cos \Theta), & \text{при } \cos \omega t > \cos \Theta \\ 0, & \text{при } \cos \omega t < \cos \Theta \end{cases}$$

Постоянная составляющая тока нагрузки

$$I_H = \frac{1}{\pi} \int_0^{\Theta} S U_m (\cos \omega t - \cos \Theta) d\omega t = \frac{S U_m}{\pi} (\sin \Theta - \Theta \cos \Theta).$$

Умножим обе части последнего равенства на R_H , получим

$$U_H = \frac{S R_H U_m}{\pi} (\sin \Theta - \Theta \cos \Theta).$$

Подставляя значение $\cos \Theta$ из (7.7), получим

$$\operatorname{tg} \Theta - \Theta = \frac{\pi}{S R_H}. \quad (7.8)$$

В общем случае трансцендентное уравнение (7.8) не имеет аналитического решения. Однако при малом угле Θ можно считать $\operatorname{tg} \Theta \approx \Theta + \frac{\Theta^3}{3}$ и тогда

$$\Theta = \sqrt[3]{3\pi/SR_H}.$$

Таким образом, для данного детектора Θ - постоянная величина, а это значит, что имеет место линейная зависимость тока нагрузки I_H и напряжения нагрузки U_H от амплитуды входного сигнала. Иначе говоря, характеристика детектора сильных сигналов линейна и в этом смысле детектор называют линейным. Для идеального диода коэффициент передачи детектора

$$K_d = \frac{U_{\Omega}}{M U_{m0}} = \cos \Theta.$$

Если считать, что вся подводимая мощность сигнала выделяется на нагрузке ($P_{BX} \approx P_H$), то можно записать

$$\frac{U_m^2}{2R_{BX}} \approx \frac{U_H^2}{R_H}.$$

При малом угле $\cos \Theta \approx 1$, тогда из (7.7) $U_H = U_m \cos \Theta$ и $U_H \approx U_m$, тогда для последовательного детектора

$$G_{\text{ВХПОСЛ}} \approx \frac{2}{R_{\text{H}}}.$$

Для параллельного детектора

$$G_{\text{ВХПАР}} \approx \frac{3}{R_{\text{H}}},$$

т. е. больше, чем у последовательного АД.

При использовании германиевых диодов следует учитывать обратный ток и в этом случае

$$G_{\text{ВХПОСЛ}} \approx \frac{3R_{\text{H}} + 2R_{\text{обр}}}{R_{\text{H}} \cdot R_{\text{обр}}},$$

т.е. обратная проводимость диода увеличивает входную проводимость детектора.

7.5.Искажения при детектировании АМ-сигналов

7.5.1.Искажения из-за нелинейности характеристики детектирования

Характеристика детектирования реальных АД (рис. 7.15) отличается от прямолинейной. Начальный участок этой характеристики имеет напряжение $U_{\text{НЕЛ}}$, которое, например, у германиевых полупроводниковых диодов равно 0,1 В. Если минимальное напряжение на входе детектора меньше $U_{\text{НЕЛ}}$, т. е. $U_{\text{ВХmin}} < U_{\text{НЕЛ}}$, то коэффициент передачи АД зависит от $U_{\text{вх}}$, форма протектированного напряжения отличается от формы огибающей входного напряжения, т. е. возникают нелинейные искажения протектированного напряжения.

Искажения из-за нелинейности характеристики детектирования малы, если $U_{\text{ВХmin}} = U_{\text{H}}(1-M) > U_{\text{НЕЛ}}$. Для выполнения этого условия необходимо, чтобы амплитуда несущего колебания на входе АД $U_{\text{H}} > U_{\text{НЕЛ}}/(1-M)$.

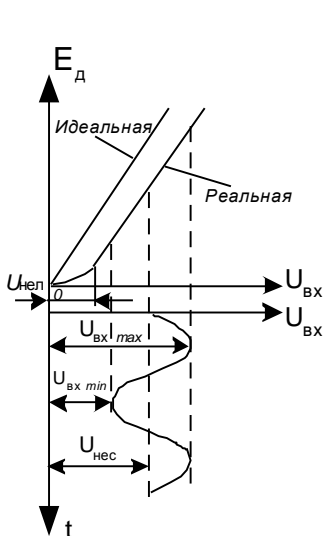
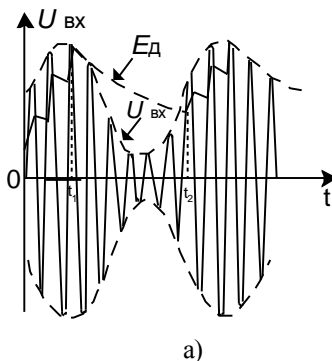
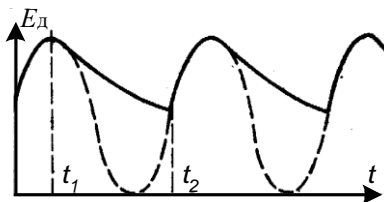


Рис. 7.15



а)



б)

Рис. 7.16

7.5.2. Искажения из-за большой постоянной времени нагрузки

Воспользуемся диаграммами входного и продетектированного напряжений (рис. 7.16, а). При положительной полуволне входного напряжения диод открывается и происходит заряд конденсатора C_H до того момента, когда напряжение на диоде станет равным нулю. Начиная с этого момента, диод закрывается, и конденсатор C_H разряжается через резистор R_H . В результате серии зарядов и разрядов создается напряжение E_d . Если постоянная времени $\tau_H = R_H C_H$ большая, то конденсатор C_H практически не успевает разряжаться за время между соседними полупериодами $u_{вх}$. В этом случае напряжение E_d на конденсаторе C_H в интервале времени t_1 — t_2 убывает медленнее, чем амплитуда входного напряжения; напряжение на выходе АД в этом интервале времени не успевает следить за изменением $U_{вх}$. Другими словами, при большой τ_H АД становится инерционным относительно изменения огибающей входного напряжения, т.е. возникают нелинейные искажения.

На рис. 7.16,б показаны диаграммы напряжения на выходе АД при отсутствии искажений (штриховая кривая) и при искажениях формы напряжения E_d из-за больших τ_H (сплошная кривая); искажения прояв-

ляются в том, что в интервале времени t_1 — t_2 напряжение E_d на выходе АД изменяется не по синусоидальному закону, а по экспоненциальному.

Механизм возникновения нелинейных искажений продетектированного напряжения из-за цепи $R_H C_H$ состоит в том, что в интервале t_1 — t_2 напряжение $E_d > U_{BX}$, оно становится отрицательным для диода и запирает его, при этом диод (нелинейный элемент) закрыт и его работа нарушается. Условие отсутствия искажений за счет инерционности нагрузки следующее: скорость разряда конденсатора C_H должна быть больше скорости спада напряжения U_{BX} , т. е.

$$|dE/dt| > |dU_{BX}/dt|.$$

Начиная с момента t_1 , в который $E_d = E_{d1}$, конденсатор C_H разряжается по экспоненте, т. е. $E_d = E_{d1} e^{-t/R_H C_H}$, напряжение $U_{BX} = U_H(1 + M \cos \Omega t)$. Взяв производные от E_d и U_{BX} , подставив их в неравенство $|dE/dt| > |dU_{BX}/dt|$ и исследовав полученное выражение на экстремум, получим окончательную формулу для расчета τ_H :

$$\tau_H = R_H C_H < \frac{\sqrt{1-M^2}}{M\Omega}. \quad (7.9)$$

Согласно (7.9), постоянная времени нагрузки τ_H АД должна быть тем меньше, чем больше высшая модулирующая частота Ω и коэффициент модуляции M . Физически это объясняется тем, что при малой частоте Ω амплитуда U_{BX} меняется медленно, конденсатор C_H успевает разрядиться и следит за изменением U_{BX} ; при малых значениях M амплитуда U_{BX} изменяется в меньших пределах и конденсатор C_H также успевает разрядиться. Для увеличения K_d следует выбирать по возможности большее сопротивление R_H , однако с увеличением R_H необходимо уменьшать емкость C_H . Нужно помнить, что последняя не должна быть соизмеримой с емкостью диода, так как при этом K_d уменьшается.

7.5.3. Искажения из-за соизмеримости частоты модуляции и частоты несущего колебания

Если $f_H \gg F$, то, как следует из рис. 7.16, а, при правильно выбранной τ_H напряжение E_d повторяет огибающую входного напряжения. Однако при соизмеримости частот, т.е. если $f_H = (2-3)F$, напряжение E_d практически перестает следить за изменением U_{BX} (см. рис. 7.16, б). По этой причине частоту несущего колебания на входе АД (в супергетеродинном приемнике $f_H = f_{ПР}$) выбирают из условия $f_H = f_{ПР} > (5... 10)F_{\max}$, где F_{\max} - максимальная частота модуляции. Применение двухтактного детектора равносильно увеличению частоты несущей примерно в 2 раза.

7.5.4. Искажения из-за влияния разделительной цепи

Схема АД с разделительной цепью $R_{ВХ} C_p$ показана на рис. 7.17.

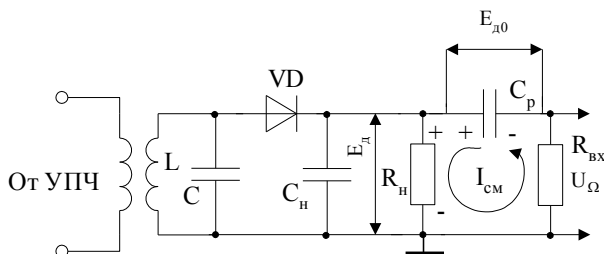


Рис. 7.17

При отключенной разделительной цепи напряжение $E_{Д.}$ на резисторе R_H изменяется в соответствии с рис. 7.18, а, оно содержит две составляющие: постоянную $E_{Д0}$ и низкочастотную с амплитудой U_{Ω} . В приемниках АМ-сигналов используется низкочастотная составляющая продетектированного напряжения, которая пропускается на вход последующего каскада через цепь $R_{ВХ} C_p$.

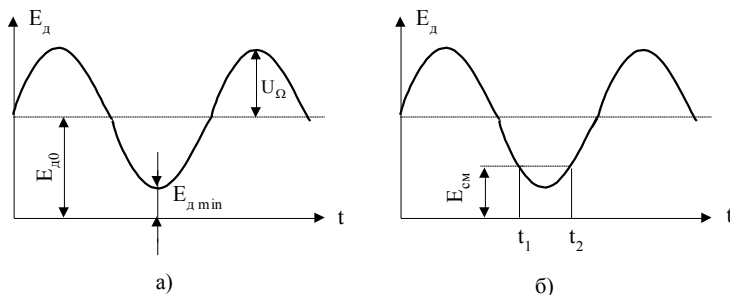


Рис. 7.18

Поскольку постоянная времени $\tau = R_{ВХ} C_p$ достаточно большая и обычно во много раз превышает период модулирующего колебания $T_F = 1/F$, на конденсаторе C_p выделится постоянная составляющая напряжения $E_{Д0}$, а на сопротивлении $R_{ВХ}$ - низкочастотная составляющая U_{Ω} .

Сумма двух напряжений $E_{Д0} + U_{\Omega}$ равна исходному напряжению $E_{Д}$ на выходе АД. Напряжение, до которого зарядится конденсатор C_p , $E_{Д0} = U_H \cos \Theta$, где $\cos \Theta$ — коэффициент передачи АД; U_H — амплитуда

несущего напряжения на входе АД. При уменьшении напряжения $U_{ВХ}$ в процессе модуляции до минимального значения конденсатор C_p становится источником постоянного напряжения. Поэтому напряжение E_d на резисторе R_H не уменьшится до $E_{d\min}$, как это происходит при отсутствии цепи $R_{ВХ}C_p$, на нем появится напряжение $E_{CM}=E_{d0}R_H/(R_H+R_{ВХ})$, запирающее диод. При $\cos \Theta \approx 1$, $E_{d0} \approx U_H$. Так как конденсатор C_p имеет большую емкость, то за короткое время, пока E_d падает до минимума, он не успевает разрядиться. Наличие на резисторе R_H напряжения E_{CM} не позволяет напряжению E_d стать менее E_{CM} , при этом форма выходного напряжения искажается (рис. 7.18,б). Так как искажения имеют характер среза, они проявляются на всех частотах модуляции и заметны на слух.

Для борьбы с искажениями необходимо выполнять условие $U_{ВХ\min} > E_{CM}$. При $U_{ВХ\min} = U_H(1-M)$; $U_H(1-M) > U_H R_H/(R_H+R_{ВХ})$ или $(1-M) > R_H/(R_H+R_{ВХ})$. Обычно значения R_H и M заданы. Тогда способом борьбы с этим видом искажений является правильный выбор $R_{ВХ} > M R_H/(1-M)$. Кроме того, используют детектор с разделенной нагрузкой (рис. 7.19), в котором сопротивление нагрузки по постоянному току $R_H = R_{H1} + R_{H2}$. Напряжение E_{CM} создается на резисторе R_{H2} за счет разряда C_p ; при этом значение E_{CM} существенно уменьшается. Однако деление нагрузки АД приводит к уменьшению коэффициента передачи детектора, поскольку продетектированное напряжение снимается не со всего резистора R_H , а только с его части (с резистора R_{H2}). Конденсатор нагрузки состоит из двух конденсаторов C_{H1} и C_{H2} , что улучшает фильтрацию для частоты $f_{ПР}$.

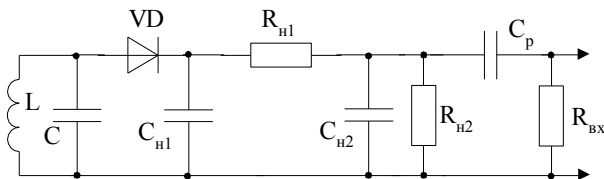


Рис. 7.19

Сущность возникновения нелинейных искажений продетектированного сигнала за счет линейной цепи $R_{ВХ}C_p$ состоит в том, что эта цепь работает совместно с диодным детектором и в интервале времени t_1-t_2 (см. рис. 7.18,б) напряжение E_{CM} на R_H закрывает диод, нарушая его работу.

7.6. Детектирование импульсных сигналов

Различают два вида детектирования импульсных сигналов:

- детектирование радиоимпульсов, т.е. преобразование радиоимпульсов в видеоимпульсы (выделение огибающих импульсов из принятой последовательности);
- пиковое детектирование, т.е. выделение огибающей всей последовательности радиоимпульсов (рис . 7.20).

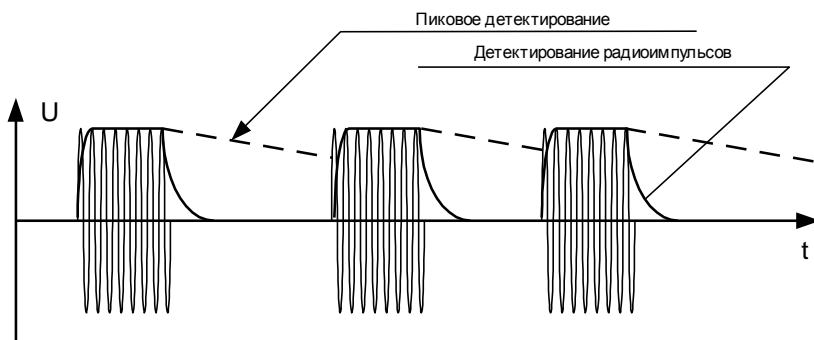


Рис. 7.20

Пиковое детектирование может осуществляться в два этапа. Вначале радиоимпульсы преобразуются в видеоимпульсы, а затем выделяется огибающая всей последовательности, либо детектируется непосредственно.

Обычно интервал между импульсами намного превышает длительность импульса, поэтому детектирование каждого радиоимпульса можно рассматривать независимо.

7.6.1. Детектирование радиоимпульсов

Детекторы радиоимпульсов применяются в приемниках импульсных сигналов. Схема диодного детектора радиоимпульсов и предшествующего усилителя показана на рис. 7.21.

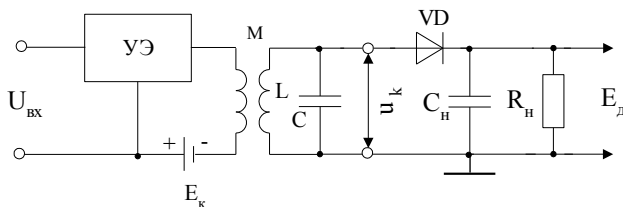


Рис. 7.21

Предположим, что на входе усилителя действует радиоимпульс с идеальной прямоугольной огибающей (рис. 7.22, а); в реальных условиях огибающая имеет определенное время установления и время спада.

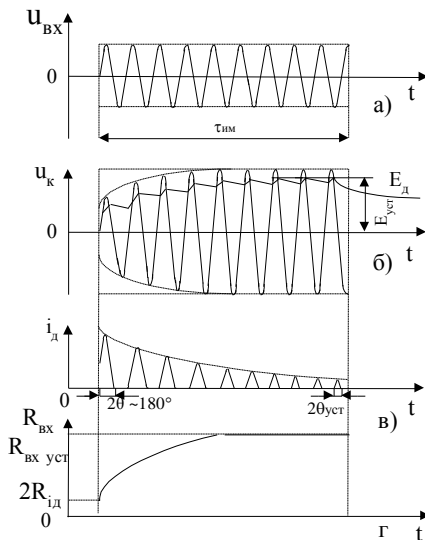


Рис. 7.22

Полосу пропускания контура усилителя полагаем настолько широкой, что при отключенном детекторе напряжение на нем имеет практически прямоугольную огибающую (штрих пунктирная линия на рис. 7.22,б). Напряжение U_K действует на входе диодного детектора. В начальный момент времени на диод поступает первая положительная полуволна напряжения U_K , диод открывается и происходит заряд конденсатора C_H от нулевого напряжения; при напряжении на диоде, равном

нулю, конденсатор начинает разряжаться. При подаче на диод второй положительной полуволны напряжения конденсатор C_H начинает заряжаться не с нулевого напряжения, а с некоторого конечного значения, до которого успевает разрядиться C_H за первый полупериод напряжения U_K . В третий полупериод конденсатор C_H заряжается от напряжения более высокого, чем напряжение на нем в конце второго периода, и т. д.

В результате серии зарядов и разрядов напряжение E_D на конденсаторе C_H (рис. 7.22, б) устанавливается.

При этом напряжение при заряде увеличивается настолько, насколько оно уменьшается за время разряда конденсатора C_H . После окончания действия радиоимпульса конденсатор C_H разряжается через резистор R_H , и напряжение E_D на выходе детектора спадает по экспоненте (рис. 7.44, б). Из диаграммы рис. 7.22, в видно, что в процессе установления напряжения на C_H меняется угол отсечки Θ тока диода. В начальный момент $\Theta \cong 90^\circ$, т. е. ток через диод протекает практически в течение первого полупериода напряжения U_K . По мере установления E_D угол Θ уменьшается, стремясь при фиксированном значении R_H к установившемуся значению $\Theta \cong 3 \sqrt{\frac{3\pi}{S_{\text{прям}} R_H}}$.

Таким образом, в процессе установления напряжения E_D изменяется угол отсечки, продолжительность протекания и максимальное значение тока через диод. Это приводит к изменению постоянной составляющей I_{D0} и амплитуды первой гармоники I_{m1} тока диода. Изменение I_{m1} вызывает изменение входного сопротивления детектора $R_{вх}$. Так как в начальный момент действия радиоимпульса $\Theta \cong 90^\circ$, $R_{вхнач} \cong 2/S_D \cong 2R_{iD}$, где R_{iD} — внутреннее сопротивление открытого диода. Действительно, так как в первый период напряжения U_K диод открыт половину периода, а в течение второй половины периода он закрыт и не шунтирует контур, то среднее значение $R_{вхнач} \cong 2 R_{iD}$. Сопротивление R_{iD} мало и составляет несколько сотен Ом, поэтому в начальный момент действия радиоимпульса сопротивление $R_{вхнач}$ детектора мало по сравнению с резонансным сопротивлением контура ($R_{вхнач} < R_\Sigma$). При этом $R_{вхнач}$ шунтирует контур, что приводит к уменьшению напряжения на нем.

По мере установления напряжения E_D входное сопротивление детектора из-за уменьшения угла Θ увеличивается (рис. 7.22, г), и в установившемся режиме $R_{вхуст} \cong 0,5 R_H$. Так как $R_{вхуст} > R_\Sigma$, сопротивление $R_{вхуст}$ практически не шунтирует контур. Таким образом, в процессе установления продетектированного напряжения происходит переменное

шунтирование контура входным сопротивлением детектора, вследствие чего напряжение на контуре не имеет прямоугольной огибающей, а возрастает постепенно (штриховая кривая на рис. 7.22, б).

В детекторе радиоимпульсов происходят два переходных процесса, приводящих к искажению импульса при детектировании: искажается фронт продетектированного напряжения при подаче радиоимпульса на вход детектора и изменяется спад продетектированного импульса после окончания действия радиоимпульса (рис. 7.23).

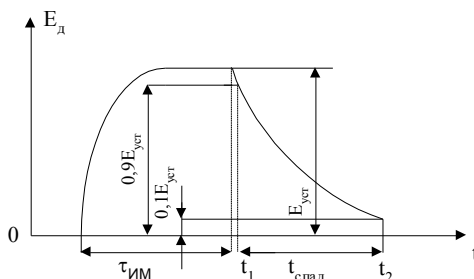


Рис. 7.23

Как показывают теория и эксперимент, установление продетектированного импульса происходит быстрее, чем спад. Физически это объясняется тем, что процесс установления связан с зарядом конденсатора C_H через диод, который имеет сравнительно малое сопротивление. Однако диод открыт не на весь период высокочастотного напряжения, а только на его часть, равную 2Θ . Это приводит к увеличению времени установления напряжения E_d по сравнению с тем, которое реализуется, если диод открыт весь период. Процесс спада связан с разрядом конденсатора C_H через резистор R_H с большим сопротивлением.

Следовательно, спад продетектированного импульса искажается больше, чем фронт. Поэтому искажения импульса при детектировании обычно оценивают по времени спада.

Спад продетектированного импульса происходит по экспоненте:

$$E_d = E_{уст} e^{-\frac{t}{R_H C_H}};$$
 отсчет времени ведут от $t=T$. Принято считать, что время спада — это интервал, в течение которого напряжение E_d убывает от $0,9$ до $0,1 E_{уст}$. Тогда согласно рис. 7.22, -

$$0,1 E_{\text{УСТ}} = e^{-\frac{t_2}{R_H C_H}}; 0,9 E_{\text{УСТ}} = e^{-\frac{t_1}{R_H C_H}}.$$

Решив эти уравнения относительно t_1 и t_2 для $t_{\text{СП}} = t_2 - t_1$, получим

$$t_{\text{СП}} = 2,3 R_H C_H.$$

Считается допустимым, если $t_{\text{СП}} < 0,25T$. Тогда постоянная времени нагрузки $\tau_H = R_H C_H \cong 0,1T$.

Для уменьшения искажений продетектированного импульса необходимо обеспечить малое $t_{\text{СП}}$, для чего следует снижать τ_H . Уменьшение R_H приводит к снижению $R_{\text{ВХ}}$ детектора, а следовательно, к более сильному шунтированию входного контура и уменьшению коэффициента передачи детектора. При требуемом значении τ_H стремятся по возможности уменьшать C_H . Однако при емкости C_H , соизмеримой с емкостью диода, к последнему прикладывается напряжение промежуточной частоты, существенно меньшее u_k (см. рис. 7.21). Поэтому необходимо, чтобы $C_H > (9 \dots 10) C_D$.

7.6.2. Пиковый детектор

Пиковый детектор (ПД) предназначен для детектирования импульсов постоянного тока; напряжение на его выходе пропорционально пиковому напряжению видеосигналов. В простейшем случае этот процесс можно осуществить с помощью линейного $R_{\text{Ф}}C_{\text{Ф}}$ - фильтра нижних частот (интегрирующей цепи). Напряжение на выходе фильтра $E_d = U_{\text{пик}} \tau_i / T = U_{\text{пик}} / Q$, где $Q = T / \tau_i$ — скважность импульса. Коэффициент передачи $K_d = E_d / U_{\text{пик}} = 1 / Q$. При высокой скважности коэффициент K_d мал, поэтому этот способ детектирования целесообразно применять при $Q < 10$.

Если скважность импульсов велика, то для увеличения K_d применяют пиковый диодный детектор, схема которого аналогична схеме диодного детектора АМ-колебаний. Учитывая, что обычно ПД подключают к видеоусилителю с резисторной нагрузкой, чаще всего используют параллельный детектор (рис. 7.24). Поскольку на входе ПД действует импульсное напряжение, режимы работы ПД и АД различны.

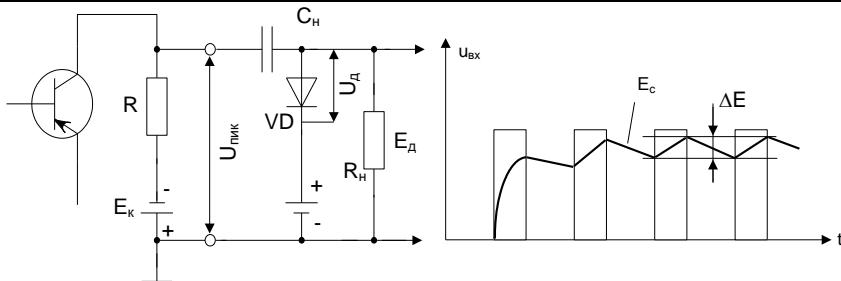


Рис. 7.24

Рис. 7.25

Временная трактовка принципа работы ПД. На вход ПД поступают видеоимпульсы $U_{вх}$ (рис. 7.24), которые подаются на диод в положительной полярности. До воздействия первого импульса диод закрыт батареей $E_{НАЧ}$.

Первый импульс открывает диод, и конденсатор C_H начинает через диод заряжаться; по окончании действия импульса конденсатор C_H разряжается через резистор R_H , благодаря большой постоянной времени цепи разряда напряжение на C_H уменьшается незначительно. Процесс устанавливается, когда за время заряда в конденсаторе C_H накапливается такое же количество электричества, какое теряется за время разряда, т. е. при $\Delta E = \Delta E_{ЗАР} = -\Delta E_{РАЗ}$. Строго говоря, на рис. 7.25 показано изменение не продетектированного напряжения E_D , а напряжения на конденсаторе C_H ; однако при высокой скважности видеоимпульсов $E_D \approx E_C$.

Спектральная трактовка принципа работы ПД. При достаточно большой емкости конденсатора C_D можно считать $E_C = \text{const}$. Диаграммы напряжения и тока диода при детектировании видеоимпульсов для установившегося режима показаны на рис. 7.26. Напряжение на диоде $u_d = U_{ПИК} - E_{НАЧ} - E_D$, максимальное значение импульсов тока диода $I_{D\max} = S(U_{ПИК} - E_{НАЧ} - E_D)$, постоянная составляющая тока диода $I_{D0} = i_{D\max} \cdot (\tau_i / T_i) = (U_{ПИК} - E_{НАЧ} - E_D)S/Q$. Эта постоянная составляющая, протекая по цепи $VD - E_{НАЧ} - R_H - VD$, создает на резисторе R_H напряжение $E_D = I_{D0}R_H = (U_{ПИК} - E_{НАЧ} - E_D)SR_H/Q$. Решив последнее выражение относительно E_D , получим $E_D = (U_{ПИК} - E_{НАЧ}) / (1 + Q/SR_H)$. Если батарея начального смещения отсутствует, т. е. $E_{НАЧ} = 0$, то $E_D = U_{ПИК} / (1 + Q/SR_H)$ и коэффициент передачи ПД $K_D = E_D / U_{ПИК} = 1 / (1 + Q/SR_H)$.

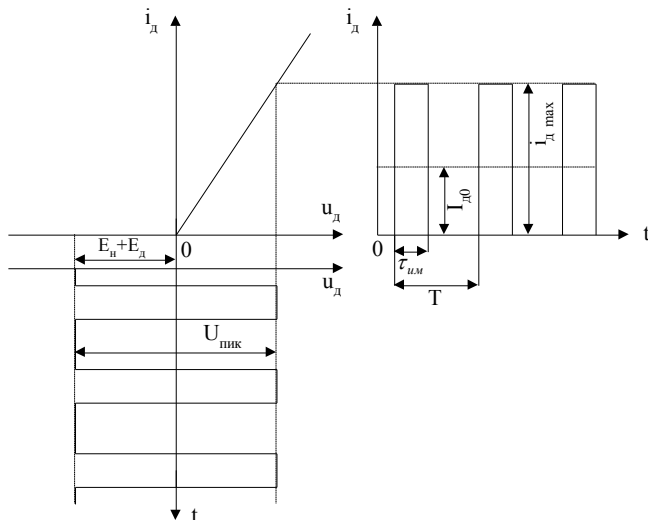


Рис. 7.26

При определении входной проводимости необходимо учитывать, что ПД потребляет от источника сигнала мощность, определяемую всеми гармониками тока диода: $G_{ВХ} = I_{ДЕТ} / U_{ПИК} = S[1 - (E_{НАЧ} + E_D) / U_{ПИК}]$.

Одна из схем диодного детектора радиоимпульсов приведена на рис. 7.27.

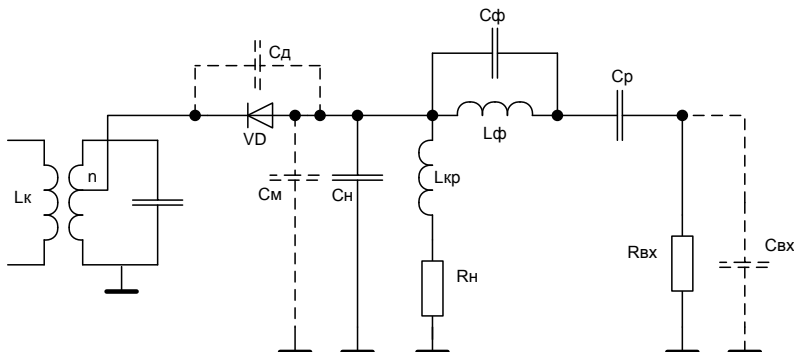


Рис. 7.27

Это типовая схема диодного детектора, которая незначительно отличается от ранее рассмотренной. Введение корректирующего дросселя

$L_{кр}$ последовательно с R_H при необходимости позволяет уменьшить время установления на 40÷50%. Для большего подавления промежуточной частоты применяют заградительный фильтр $L_{\Phi}C_{\Phi}$. Штриховыми линиями показаны паразитные емкости, которые также влияют на работу детектора. Данная схема хорошо работает с импульсами микросекундной длительности и частотами заполнения - несколько десятков МГц.

Схема пикового детектора при непосредственном детектировании радиоимпульсов ничем не отличается от схемы параллельного диодного детектора (см. рис. 7.3).

При этом необходимо постоянную времени детектора $\tau = R_H C_H$ выбрать из условия

$$T \ll R_H C_H \ll T_M, \quad (7.10)$$

где T - период следования импульсов; T_M - период модуляции.

Для схемы пикового детектора радиоимпульсов характерно разделение нагрузки $R_H = R_{H1} + R_{H2}$. Это вызвано тем, что требуется получить большую постоянную времени разряда C_H при допустимом различии нагрузок детектора по постоянному и переменному току $R_{H-}/R_{H\sim} \approx 1$. В этом случае условие (7.10) имеет вид:

$$10T \leq R_H R_{OBR} C_H / (R_H + R_{OBR}) \leq \sqrt{1 - M^2} / \Omega_H.$$

Это значит, что обратное сопротивление диода R_{OBR} должно быть достаточно велико. Условие (7.10) справедливо и для пикового детектора видеоимпульсов.

7.7. Параметрический (синхронный) АД

В синхронных детекторах (рис. 7.28) под действием гетеродина периодически меняется во времени параметр цепи (наиболее часто — крутизна ПЭ).

Поскольку к таким устройствам относятся и ПЧ, структурная схема параметрического АД совпадает со структурной схемой ПЧ. Частоту гетеродина (Γ) выбирают равной частоте несущего колебания на входе детектора, т. е. гетеродин должен быть синхронным с сигналом: $f_1 = f_c$, поэтому такой АД называют синхронным. Ток на выходе ПЭ при $f_1 = f_c$ с учетом начальной фазы колебания гетеродина

$$i_2 = S_0 U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + 0,5 S_1 U_c [\cos(2\omega_c t + \varphi_r + \varphi_c) + \cos(\varphi_r - \varphi_c)] + \dots$$

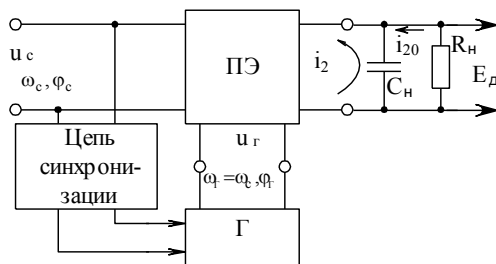


Рис. 7.28

Из этого выражения следует, что ток i_2 содержит составляющие различных частот $f_c, 2f_c, \dots$ и составляющую нулевой частоты. Таким образом, в выходном токе i_2 возникают новые частотные составляющие. Составляющая с нулевой частотой является полезной, создающей напряжение E_d на выходе фильтра. Полезная составляющая тока

$$i_{20} \cong 0,5 S_1 U_c \cos(\varphi_r - \varphi_c).$$

Для выделения i_{20} используют фильтр, состоящий из параллельной $R_n C_n$ -цепи. Составляющая тока i_{20} создает на R_n напряжение

$$E_d \cong i_{20} R_n \cong 0,5 S_1 U_c R_n \cos(\varphi_r - \varphi_c). \quad (7.11)$$

S_1 – максимальна при угле отсечки тока активного элемента в 120° .

Из (7.11) следует, что АД создает напряжение в соответствии с законом изменения амплитуды входного сигнала. Кроме того, напряжение E_d зависит от разности фаз $\Delta\varphi = \varphi_r - \varphi_c$, т. е. синхронный АД реагирует одновременно на два параметра входного сигнала: U_c и φ_c . Для работы такого АД необходимо, чтобы фаза сигнала равнялась фазе гетеродина: $\varphi_c = \varphi_r$; при этом $\cos\Delta\varphi = 1$; напряжение E_d максимально. Если $\varphi_c = \varphi_r \pm 90^\circ$, то $\cos\Delta\varphi = 0$; $E_d = 0$. Следовательно, необходима не только синхронность ($f_r = f_c$), но и синфазность ($\varphi_r = \varphi_c$) напряжения гетеродина с напряжением сигнала. Для реализации синхронности и синфазности гетеродина создается специальная цепь синхронизации (см. рис. 7.28), включающая в себя фильтр для выделения несущего колебания U_c , которое подводится к фазовому детектору системы автоматической подстройки частоты гетеродина.

Коэффициент передачи синхронного детектора

$$K_{д\Omega} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} = 0,5 S_1 R \cos \varphi_c$$

максимален при $\varphi_c=0$ и $S_1=S_{1\text{max}}$, тогда $K_{д\Omega_{\text{max}}} = 0,5 S_{1\text{max}} R_n$.

Эффективность детектирования в синхронном детекторе определяется фазой ВЧ заполнения принимаемого сигнала.

При воздействии 2-х сигналов или сигнала и сильной помехи и при равенстве частоты и фазы его с гетеродинными имеет место значительное улучшение отношения сигнал / помеха на выходе детектора.

Нагрузку детектора, т.е. ФНЧ выбирают как и в случае обычного нелинейного детектора.

Вариант схемы РПрУ с синхронным детектором имеет вид, представленный на рис. 7.29.

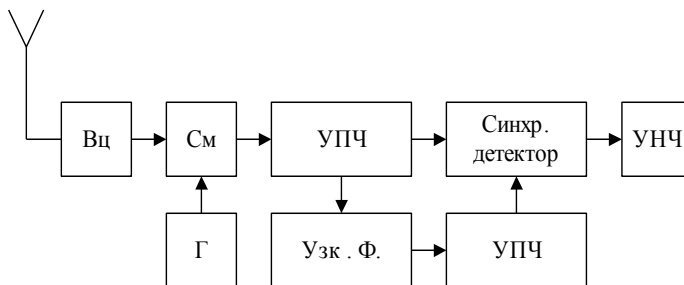


Рис. 7.29

Широкому применению синхронных детекторов препятствует трудность обеспечения равенства фаз гетеродинного и принимаемого сигналов.

Выводы

1. Спектр напряжения на выходе АД содержит составляющие, которых не было в спектре детектируемого напряжения, поэтому АД нельзя реализовать с помощью линейной системы с постоянными параметрами.
2. Амплитудный детектор можно создать на основе линейной системы с периодически меняющимися параметрами (синхронный детектор) или на основе нелинейной системы.

3. Принцип действия синхронного АД аналогичен принципу работы ПЧ. Гетеродин детектора должен быть синхронным и синфазным с сигналом ($f_T = f_C$ и $\varphi_T = \varphi_C$).
4. Формирование продетектированного напряжения E_d на выходе нелинейного АД можно объяснить с временной точки зрения как результат заряда конденсатора C_H через открытый диод и разряд через резистор R_H , а со спектральной – как результат создания на резисторе R_H напряжения E_d постоянной составляющей тока диода.
5. В АД с линейно-ломаной ВАХ без начального смещения коэффициент передачи детектора K_d равен косинусу угла отсечки тока диода. Для увеличения K_d необходимо увеличивать произведение крутизны диода на сопротивление нагрузки.
6. Входное сопротивление последовательного АД зависит в основном от крутизны обратного тока диода и сопротивления нагрузки детектора.
7. Параллельный АД применяют в тех случаях, когда на его входе помимо детектируемого сигнала имеется постоянное напряжение.
8. Нелинейные АД имеют разные свойства при малых и при больших сигналах. При малых сигналах характеристика детектирования нелинейна, при больших – почти линейна.
9. При амплитудном детектировании возникают следующие виды искажений: из-за нелинейности характеристики детектирования, из-за большой постоянной времени нагрузки, из-за влияния разделительной цепи и из-за соизмеримости частоты модуляции и частоты несущего колебания.
10. Импульсные сигналы детектируют детекторами радиоимпульсов и пиковыми детекторами.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. На основе каких систем можно реализовать амплитудный детектор?
2. Поясните принцип действия синхронного АД.
3. Объясните принцип действия диодного АД с временной и спектральной точек зрения.
4. Чему равен и от каких параметров зависит коэффициент передачи диодного АД при детектировании слабых сигналов?
5. Чему равно и от каких параметров зависит входное сопротивление диодного АД?
6. Поясните механизм влияния на входное сопротивление диодного АД сопротивления нагрузки.

7. Каковы особенности и область применения параллельного диодного АД?
8. Нарисуйте диаграммы напряжения и тока диода при детектировании АМ-колебаний диодным АД в режиме сильных сигналов.
9. Нарисуйте и сравните схемы диодных АД: последовательную, параллельную и с раздельной нагрузкой.
10. Когда используют двухтактный диодный АД?
11. Нарисуйте схему диодного АД с удвоением выходного напряжения.
12. Нарисуйте схему транзисторного АД.
13. Какие искажения возникают при детектировании АМ-колебаний и какие способы борьбы с ними?
14. Поясните процесс установления напряжения на выходе диодного детектора радиоимпульсов и укажите способ оценки искажений протектированного импульса.
15. Поясните принцип работы пикового детектора и укажите, от каких параметров зависит его коэффициент передачи.

8. Частотные детекторы

Частотным детектором (ЧД) называется устройство, которое выполняет одну из функций:

- преобразование сигнала в напряжение, изменяющееся во времени в соответствии с законом изменения частоты входного сигнала. Такие ЧД применяют в РПрУ ЧМ-колебаний;

- преобразование отклонения несущей частоты от номинального значения в постоянное напряжение, величина и знак которого характеризуют отклонение. Такие ЧД необходимы, например, в системах АПЧ.

Принцип частотного детектирования состоит в преобразовании ЧМ-колебания в линейной системе в колебание с другим видом модуляции с последующим детектированием преобразованного колебания безынерционной нелинейной цепью. Общая структурная схема ЧД показана на рис. 8.1, АО служит для устранения паразитной амплитудной модуляции ЧМ-колебания.

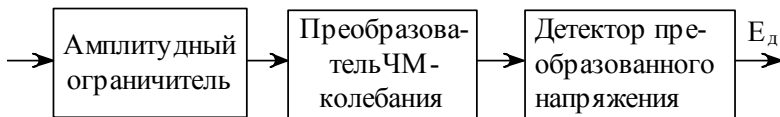


Рис.8.1

Преобразовать ЧМ-колебание можно в колебания следующих видов:

- амплитудно-частотно-модулированное (АЧМ), у которого амплитуда меняется в соответствии с изменением частоты колебания. Это преобразование можно осуществить в линейной цепи с реактивными параметрами, зависящими от частоты. После линейной цепи АЧМ-колебание детектируется АД;

- фазочастотное с последующим фазовым детектированием;

- импульсы с переменной скважностью с последующим детектированием импульсным детектором, напряжение на выходе которого пропорционально длительности импульсов, и т. д.

Важнейшей характеристикой ЧД является его статическая детекторная характеристика - зависимость выходного напряжения от частоты (рис.8.2).

$$U_{\text{ВЫХ}} = E_{\text{Д}} = \varphi_0 \left(f_0 \pm \Delta f \right).$$

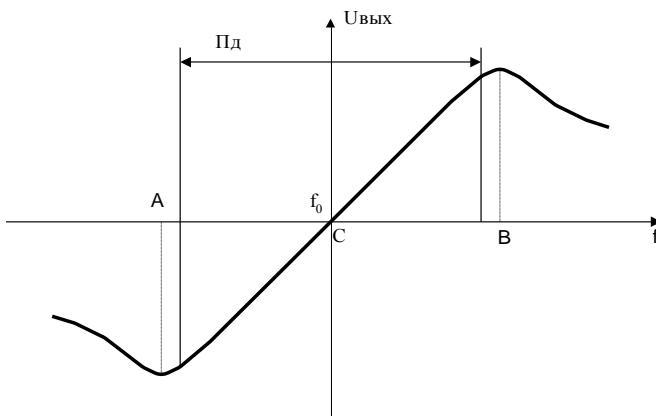


Рис. 8.2

Частота, при которой $E_{\text{Д}} = 0$, называется переходной. Обычно включают зависимость от входного напряжения и рассматривают нормированную характеристику

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \varphi(f_0 \pm \Delta f).$$

Назначение ЧД определяет требования к его показателям:

- высокая крутизна нормированной статической детекторной характеристики;

$$S_{\text{чд}} = \frac{d\left(\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}}\right)}{dfc}.$$

- высокая линейность характеристики;
 - большой размах (раствор) $P_{\text{д}}$;
 - минимальность частотных и фазовых искажений;
 - стабильность характеристик при изменении климатических условий.

8.1. Виды частотных детекторов

К детекторам, преобразующим отклонение частоты в изменение амплитуды, относятся одноконтурные и балансные ЧД. В таких детекторах ЧМ-колебание преобразуется в АЧМ-колебание в расстроенных относительно несущей частоты резонансных цепях с последующим детектированием амплитудным детектором.

К детекторам, преобразующим изменение частоты в изменение фазового сдвига, относятся ЧД с двумя связанными контурами и дробный детектор (детектор отношений). К этому же типу относятся детекторы совпадений.

8.1.1. Одноконтурный ЧД

Преобразование ЧМ-колебания в детекторе, схема которого показана на рис. 8.3, осуществляется в резонансном LC-контуре с использованием для этого наклонного участка его АХЧ, где зависимость $U_{\text{к}}$ от f близка к линейной.

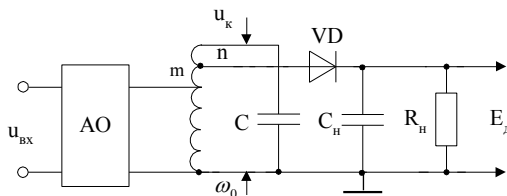


Рис. 8.3

Таким образом, действие данного вида ЧД происходит с расстроенным относительно частоты сигнала контуром. При использовании наклонного участка АЧХ контура возникает сопутствующая модуляция (рис. 8.4), при которой закон изменения амплитуды U_k напряжения на контуре соответствует закону изменения частоты входного сигнала.

Напряжение с контура подается на АД, после которого $E_d = F(f_c)$.

Напряжение на контуре

$$U_k = U_{k0} / \sqrt{1 + [2(f_c - f_0)/f_0 d_3]^2},$$

где $U_{k0} = I_{m1} m n R_3$; I_{m1} —амплитуда первой гармоники тока на выходе АО; d_3 —эквивалентное затухание контура. Тогда

$$E_d = U_k \cos \Theta = U_{k0} \cos \Theta / \sqrt{1 + [2(f_c - f_0)/f_0 d_3]^2},$$

где $\cos \Theta$ —коэффициент передачи АД.

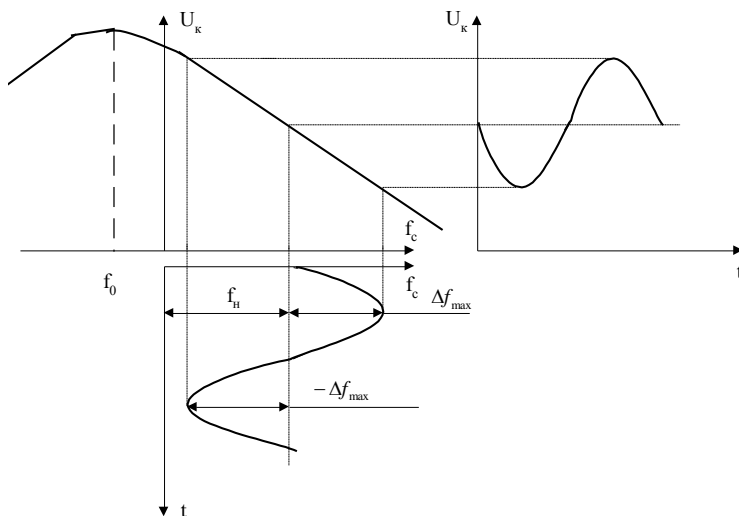


Рис. 8.4

Характеристика детектирования, построенная согласно выражению для E_d , по форме совпадает с АЧХ, используемой в ЧД линейной цепи (в данном случае с резонансной характеристикой контура). Подобные простейшие ЧД применяются только в системах с узкополосной ЧМ,

поскольку не обладают достаточно линейными детекторными характеристиками. Повысить линейность характеристики детектирования ЧД можно уменьшением добротности контура, либо использованием балансного ЧД с взаимно расстроенными контурами.

В этих схемах используют резонансный контур для преобразования изменения частоты в изменение фазового сдвига с последующим фазовым детектированием, т.к. резонансный контур имеет ФЧХ, у которой фазовый сдвиг в некоторых пределах пропорционален частотной расстройке.

8.1.2. Балансный ЧД

Балансный ЧД с взаимно расстроенными контурами представляет собой два ЧД с одиночными контурами, функциональная схема которого приведена на рис. 8.5, а принципиальная – на рис. 8.6,

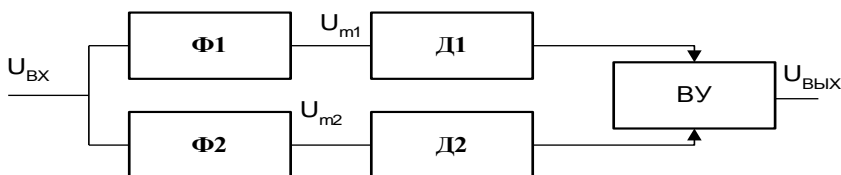


Рис. 8.5

где ВУ – вычитающее устройство.

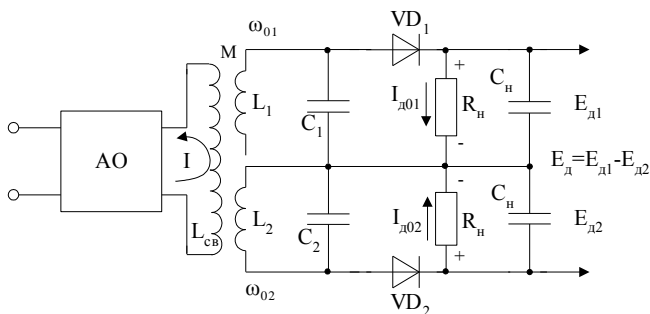


Рис 8.6

Контур L_1C_1 первого ЧД настроен на частоту f_{01} , превышающую f_0 на δf , а контур L_2C_2 на частоту f_{02} , которая на δf ниже средней частоты

ты входного сигнала f_0 , полосы пропускания фильтров для симметрии должны быть равны

$$\frac{f_1}{Q_1} = \frac{f_2}{Q_2} = \frac{f_0}{Q}.$$

При $f=f_0$ $U_{K1}=U_{K2}$, $E_{Д1} = E_{Д2}$ и напряжение на выходе ЧД (рис. 8.7) $E_D=0$. При $f > f_0$ напряжение U_{K1} на первом контуре становится больше, чем напряжение U_{K2} на втором, и соответственно $E_{Д1} > E_{Д2}$, $E_D > 0$. При $f < f_0$, $U_{K1} < U_{K2}$, $E_{Д1} < E_{Д2}$ и $E_D < 0$.

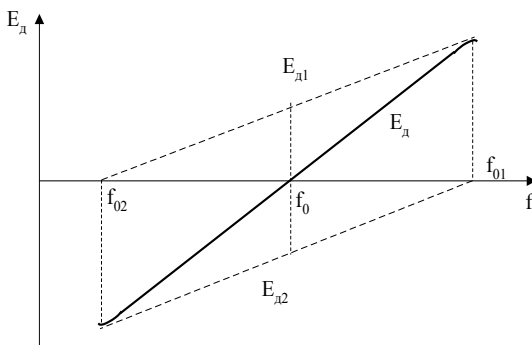


Рис. 8.7

Характеристика детектирования балансного ЧД с взаимно расстроенными контурами практически симметрична, поэтому при детектировании отсутствуют искажения по второй гармонике. При значительной взаимной расстройке контуров характеристика детектирования становится нелинейной.

При работе в условиях действия случайных возмущений, обусловленных внутренними шумами приемного устройства, амплитудными флуктуациями входного сигнала и другими причинами, на вход ЧД поступает радиосигнал, смешанный с шумами. Зависимость математического ожидания выходного напряжения ЧД от величины f называется дискриминационной характеристикой.

В случае, когда необходимо получить высокую крутизну дискриминационной характеристики, можно использовать усилитель, однако он усилит и сигнал и шум, поэтому применение усилителя не решает задачу повышения крутизны дискриминационной характеристики. Другим методом повышения крутизны является применение более узкополосных фильтров, однако их применение приводит к затягиванию переходных

процессов и размах линейного участка характеристики уменьшается. Третьим методом повышения крутизны является применение дискриминаторов с управляемой характеристикой, реализуемых на основе структур с взаимными обратными связями (рис. 8.8).

На рис. 8.8,а приведена функциональная схема детектора (дискриминатора) с взаимными обратными связями, где

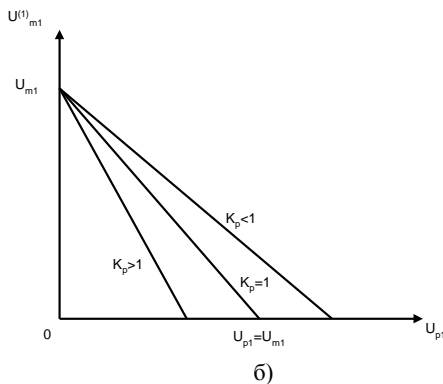
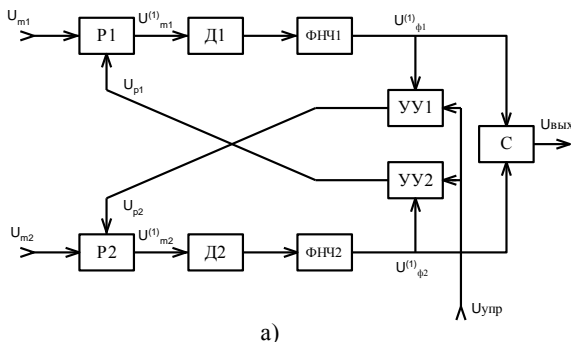


Рис. 8.8

Р – регуляторы уровня проходящих сигналов,

УУ – управляемые усилители.

Если ко входу схемы, представленной на рис. 8.8,а подключить фильтры, как в схеме, представленной на рис. 8.5, то получим схему частотного детектора с взаимными обратными связями.

На рис. 8.8,б представлена регулировочная характеристика Р1, аналогичный вид имеет характеристика для Р2.

На рис. 8.9 приведена дискриминационная характеристика ЧД с взаимными обратными связями. Очевидно, что ее крутизна при коэффициенте обратной связи $0 < K < 1$ выше, чем у обычного ЧД (рис. 8.7).

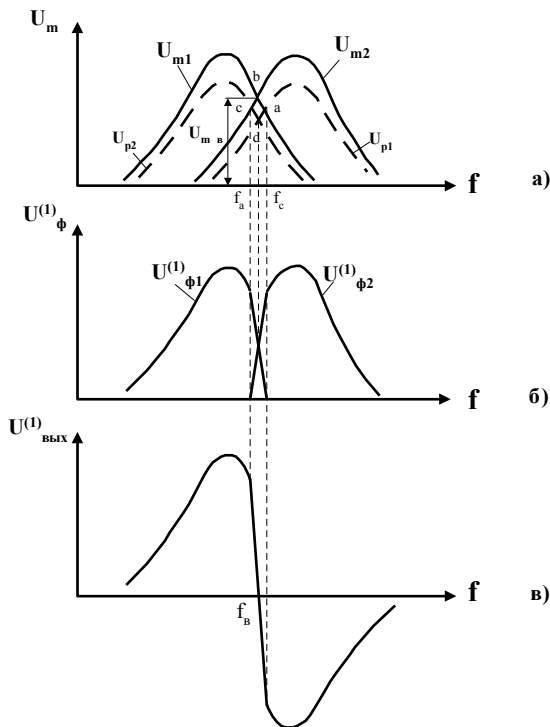


Рис. 8.9

Для сопоставления ЧД по крутизне необходимо сравнивать не дискриминационные характеристики, представляющие зависимость математического ожидания процесса на выходе дискриминатора, а относительные дискриминационные характеристики, представляющие собой зависимость отношения математического ожидания процесса на выходе дискриминатора к корню квадратному из дисперсии D этого процесса (M/\sqrt{D}) .

На рис. 8.10 представлены полученные экспериментально относительные дискриминационные характеристики ЧД с взаимными обратными связями при $K=0$ и соотношениях сигнал/шум, равных 2 и 4 - сплош-

ные линии. Кривые 1 и 2 для случаев $K = 0$, кривая 4 для $K=0,5$ и кривая 3 для $K=1$. Из сопоставления кривых видим, что кривая 4 (для $K=0,5$ и $P_C/P_{\text{ш}}=2$) близко лежит к исходной (при $K = 0$ и $P_C/P_{\text{ш}}=4$), а кривая 3 (для $P_C/P_{\text{ш}}=2$ и $K = 1$) имеет крутизну относительной дискриминационной характеристики ЧД с взаимными обратными связями, превышающую крутизну характеристики обычного ЧД для $P_C/P_{\text{ш}}=4$ (кривая 1).

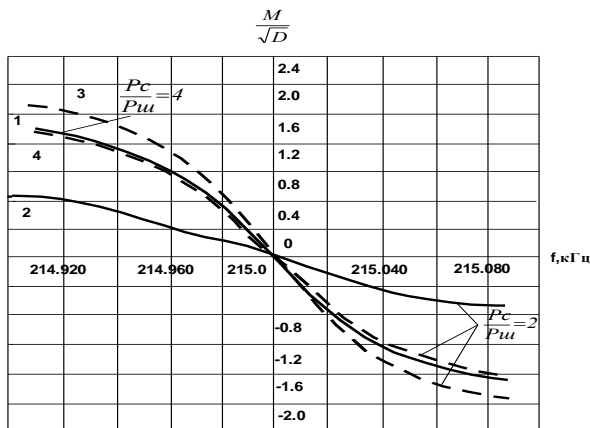


Рис. 8.10

Таким образом, применение ЧД с взаимными обратными связями позволяет получить регулируемую крутизну относительной дискриминационной характеристики, значительно превышающую крутизну, получаемую без обратных связей. Важно отметить, что повышение крутизны реализуется при широких исходных фильтрах, поэтому переходные процессы затягиваются незначительно (значительно меньше, чем при получении аналогичной крутизны относительной характеристики за счет применения более узкополосных фильтров).

Следует отметить, что по схеме с обратными связями возможно построение и амплитудных, и фазовых дискриминаторов с управляемой характеристикой.

8.1.3. ЧД с двумя связанными контурами

Принципиальная схема ЧД со связанными контурами показана на рис. 8.11. Обычно плечи ЧД выполняют одинаковыми, поэтому $R_{H1}=R_{H2}=R_H$; $C_{H1}=C_{H2}=C_H$. Для преобразований ЧМ-колебаний используют линейную цепь из двух индуктивно связанных контуров $L1C1$ и

L2C2. Контуры настроены на частоту $f_{01} = f_{01} = f_0$, равную средней частоте сигнала. На выходе линейной цепи включены два диодных детектора, на нагрузках которых выделяются продетектированные напряжения $E_{д1}$ и $E_{д2}$.

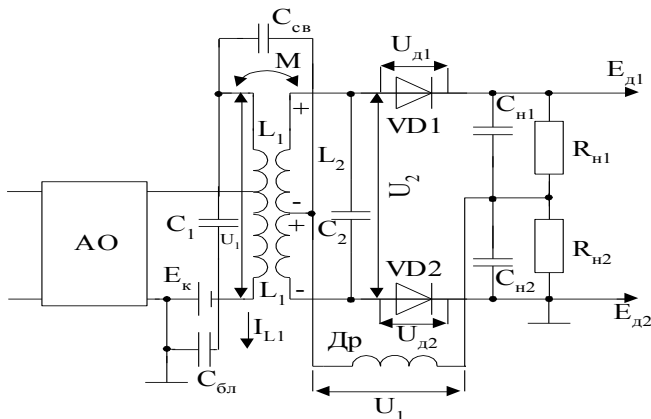


Рис. 8.11

Так как диоды VD1, VD2 одинаковы, а $R_{н1}=R_{н2}$, то коэффициенты передачи диодных детекторов равны $\cos\Theta$. Тогда $E_{д1}=U_{д1} \cos\Theta$, $E_{д2}=U_{д2} \cos\Theta$, где $U_{д1}$, $U_{д2}$ – высокочастотные напряжения на диодах. Постоянная составляющая тока диода VD1 протекает по цепи VD1 - $R_{н1}$ - Др - верхняя половина L2-VD1, а постоянная составляющая тока VD2 – по цепи VD2- $R_{н2}$ - Др- нижняя половина L2-VD2. Дроссель Др служит для замыкания цепи постоянной составляющей тока диода. Специального вычитающего устройства в ЧД нет, а используется простое сложение напряжений $E_{д1}$ и $E_{д2}$ в противоположной полярности, следовательно,

$$E_d = E_{д1} - E_{д2} = (U_{д1} - U_{д2}) \cos\Theta. \quad (8.1)$$

Для определения E_d необходимо найти напряжения $U_{д1}$ и $U_{д2}$. Для этого укажем цепь протекания высокочастотной составляющей тока диода VD1: VD1— $C_{н1}$ - $C_{н2}$ - общий провод - $C_{бл}$ -L1C1- $C_{св}$ - контур L2C2-VD1. К диоду VD1 приложено два напряжения: половина напряжения на втором контуре $0,5U_2$ и напряжение на первом контуре U_1 , т. е. $U_{д1}=U_1+0,5 U_2$. Напряжение U_1 выделяется на дросселе Др, подключенном по высокой частоте параллельно L1C1-контур; наличие напряжения U_1 необходимо для нормальной работы ЧД. Для того чтобы индуктивность

дросселя $L_{др}$ не влияла на индуктивность первого контура, ее выбирают исходя из условия $L_{др} \cong 10L_1$. По аналогии для диода VD2 можно записать $U_{д2} = U_1 - 0,5 U_2$; знак «минус» обусловлен тем, что если к диоду VD1 прикладывается плюс напряжения U_2 , то в этот же момент к диоду VD2 прикладывается «минус» этого напряжения.

Принцип работы ЧД со связанными контурами поясним с помощью векторных диаграмм, приведенных на рис. 8.12.

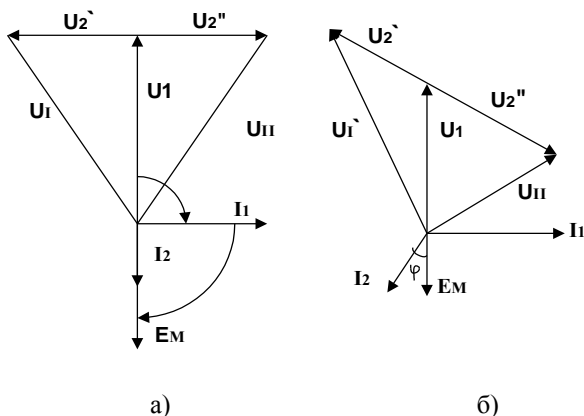


Рис. 8.12

Предположим, что $f_c = f_0$. В качестве исходного берем вектор напряжения U_1 , его фазу принимаем равной нулю. На диаграмме (рис.8.12,а) I_1 отстает по фазе на 90° от U_1 . ЭДС E_M , наводимая этим током во 2-м контуре, отстает от I_1 на 90° . Ток I_2 во 2-м контуре совпадает по фазе с E_M . Напряжение U_2 сдвинуто относительно I_2 на 90° .

Половина напряжения $U_2'' = 0,5 U_2$, действующая относительно средней точки катушки индуктивности L_2 , прикладывается к диоду VD1, а другая половина $U_2' = -0,5 U_2$, прикладывается к диоду VD2. Сложив векторы напряжений U_1 и U_2'' , найдем вектор напряжения $U_{д1} = U_{п1}$, а сложив U_1 и U_2' , определим вектор $U_{д2} = U_1$. Из векторной диаграммы, представленной на рис. 8.12,а видно, что $U_{д1} = U_{д2}$; следовательно, $E_{д1} = E_{д2}$, $E_{д1} = E_{д2}$.

Построим векторную диаграмму для $f_c > f_0$ (рис. 8.12,б). Взаимное расположение векторов U_1 , I_1 , E_M не изменяется по сравнению с предыдущей диаграммой. При $f_c > f_0$ сопротивление второго контура $\omega L_2 - 1/\omega C_2$ для тока I_2 имеет индуктивный характер, следовательно, ток I_2 отстает по фазе от ЭДС E_M . Напряжение U_2 сдвинуто относительно I_2 на

90°. К диоду VD1 приложено напряжение $U_2' = 0,5U_2$, а к диоду VD2 – напряжение - $U_2' = -0,5U_2$.

Сложив соответствующие векторы, определим $U_{Д1}$ и $U_{Д2}$. Из диаграммы на рис. 8.12,б следует, что при $f_c > f_0$ $U_{Д2} > U_{Д1}$; при этом $E_{Д2} > E_{Д1}$ и $E_{Д} < 0$. Чем больше расстройка, тем больше φ и тем больше разность U_I и U_{II} .

Учитывая требование идентичности амплитудных детекторов $K_{Д1} = K_{Д2} = K_{Д}$, получим

$$U_{\text{вых}} = [|U_I| - |U_{II}|] K_{Д} = |Y_{21}| R_{\text{оэ}} U_{\text{вх}} K_{Д} \Psi(\xi);$$

где $R_{\text{оэ}} = \omega_0 LQ$,

$$\Psi(\xi) = \frac{\sqrt{4 + (\eta + 2\xi)^2} - \sqrt{4 + (\eta - 2\xi)^2}}{2\sqrt{(1 + \xi^2 - \eta^2) + 4\eta^2}} - \text{нормированная характеристика ЧД,}$$

где $\xi = \frac{2\Delta f Q}{f_0}$ - обобщенная расстройка,

$\eta = \kappa Q$ - обобщенный параметр связи.

Детекторы по схеме с двумя взаимосвязанными одинаково настроенными контурами обладают достаточно протяженным линейным участком детекторной характеристики, значительной ее крутизной. Они просты в регулировке и поэтому нашли широкое применение как в приемниках ЧМ-колебаний, так и в системах АПЧ.

Форма характеристики детектирования ЧД (рис. 8.13) зависит от добротности контуров и степени связи между ними.

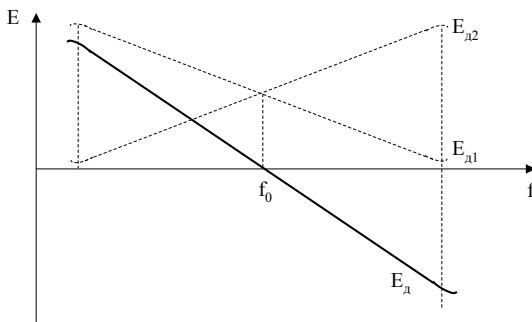


Рис. 8.13

Таким образом, в ЧД со связанными контурами с изменением частоты f_C относительно f_0 меняется фазовый сдвиг между ЭДС E_M , наводимой на втором контуре, и током I_2 в нем, что приводит к изменению напряжений $U_{д1}$ и $U_{д2}$ на диодах, а следовательно, и напряжения E_d .

8.1.4. Детектор отношений (дробный детектор)

Рассмотрение балансных ЧД показало, что $U_{вых} = E_d$ пропорционально амплитуде сигнала. Чувствительность детекторов к паразитной амплитудной модуляции ЧМ-сигнала вызывает его искажения. В значительной степени свободны от этого недостатка дробные детекторы (рис. 8.14).

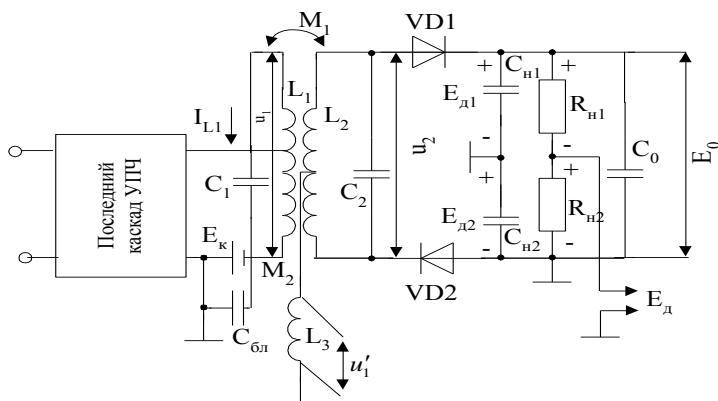


Рис. 8.14

Характерной особенностью дробного ЧД является малая чувствительность к амплитудной модуляции детектируемого напряжения, благодаря чему отпадает необходимость в АО. Схема дробного ЧД (рис. 8.14) является вариантом схемы ЧД со связанными контурами; ее отличие состоит в способе включения диодов и нагрузки, а также во введении катушки связи L_3 вместо дросселя. Каждое из высокочастотных напряжений $U_{д1}$ и $U_{д2}$, подводимых к диодам $VD1$ и $VD2$, так же, как в ЧД со связанными контурами, представляет собой сумму напряжений: напряжения U_1' на катушке связи L_3 и половины напряжения на втором контуре $0,5U_2$. Напряжение $U_1' = M_2 U_1 / L_1$, т. е. по фазе оно совпадает с напряжением U_1 на первом контуре. Поэтому векторные диаграммы, рассмотренные при анализе работы ЧД со связанными контурами, остаются справедливыми и для дробного ЧД; различие состоит лишь в том, что вместо U_1

при построении векторных диаграмм дробного ЧД необходимо использовать напряжение U_1' , которое несколько меньше U_1 .

В дробном ЧД в отличие от ЧД, построенного по схеме рис. 8.11, полярность диода VD2 изменена на обратную; при этом напряжение $E_0 = E_{д1} + E_{д2}$. Это напряжение подводится к конденсатору C_0 настолько большой емкости, что напряжение на нем не успевает реагировать на быстрые изменения амплитуды входного сигнала. Следовательно, в процессе работы ЧД может меняться только отношение $E_{д2}/E_{д1}$, а не их сумма. Именно по этой причине такой ЧД называют дробным (иногда детектором отношения), т.е. отношение их зависит от отклонения частоты сигнала и практически не зависит от АМ.

Степень подавления сопутствующей АМ определяется симметрией плеч ЧД и для ее повышения включают небольшие резисторы в плечи детектора последовательно с диодами и выбирают $U_2 = 0,5U_1$.

8.1.5. Квадратурный ЧД

Широкополосность тракта усилителя-ограничителя УПЧ является необходимым параметром высококачественного тракта УКВ-приемника.

От частотного детектора УКВ-приемника требуется прежде всего высокая линейность детектирования. Она необходима для правильного воспроизведения модулирующей функции. Но можно показать, что линейность характеристики детектора в значительной мере определяет и избирательность приемника, так как предотвращает образование комбинационных частот между полезным сигналом и помехой. Расчеты показывают, что даже при нелинейности всего 1% реальная избирательность приемника может снизиться на 10—15 дБ. Высокая линейность (доли процента) должна сохраняться в широком диапазоне частот. Это означает, что линейная часть характеристики частотного детектора высококачественного приемника должна составлять не менее 1—2 МГц.

Широко распространенный в течение многих лет детектор отношений постепенно перестает применяться в ЧМ-приемниках. Это следствие нестабильности его настройки во времени, а также неудобств, связанных с применением катушек индуктивности. Вместо детектора отношений все чаще используется так называемый «детектор совпадений» или, иначе, «квадратурный детектор». На вход квадратурного детектора подаются две группы импульсов промежуточной частоты. При отсутствии модуляции эти две группы сдвинуты относительно друг друга по фазе на 90° , как показано на рис. 8.15, а.

При отклонении частоты следования импульсов от среднего значения, вследствие модуляции, сдвиг фаз меняется, как показано на рис. 8.15 б, в. Показанные последовательности импульсов подаются на устройство перемножения, на выходе которого появляется напряжение,

соответствующее времени совпадения импульсов. После сглаживающего фильтра образуется сигнал низкой частоты, соответствующий модулирующему сигналу.

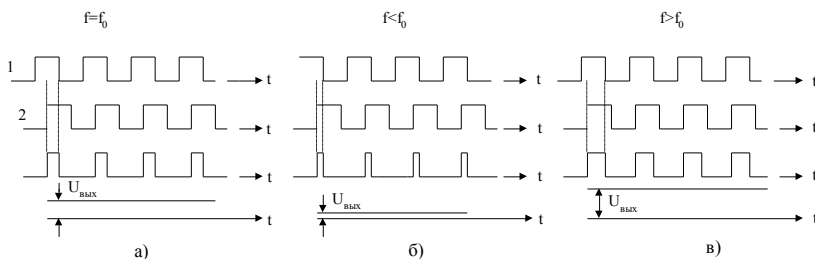
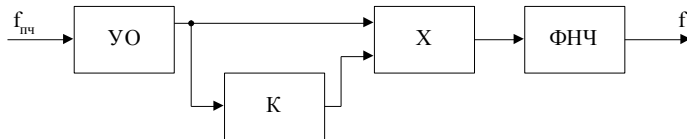


Рис. 8.15

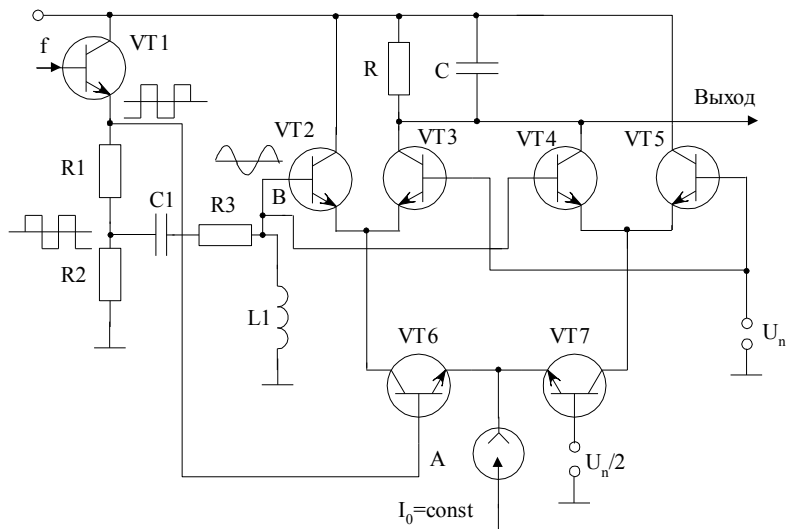
Для отсутствия нелинейных искажений выходного сигнала необходимо, чтобы ФЧХ фазосдвигающей цепи была линейной в рабочем диапазоне частот. Структурная схема квадратурного детектора показана на рис. 8.16,а, а на рис. 8.16,б приведена принципиальная схема одного из возможных вариантов реализации такого детектора.

После усилителя-ограничителя УО импульсы с выхода эмиттерного повторителя подаются на перемножитель X , собранный на транзисторах VT2—VT7. При этом одна последовательность подается на перемножитель непосредственно, а другая—через колебательный контур K , создающий при резонансе сдвиг фаз, равный 90° (ФНЧ — фильтр нижних частот). К сожалению, фазовая характеристика колебательного контура имеет нелинейность, создающую нелинейные искажения выходного сигнала тем большие, чем больше добротность контура. Однако при добротностях около 16 единиц нелинейные искажения такого детектора менее 1%. Вместо одиночного контура можно включить пару связанных контуров, что позволяет уменьшить нелинейность до десятых долей процента.

Квадратурный частотный детектор нашел широкое применение в полупроводниковых ИС тракта ЧМ-приемника, так как основная часть его схемы легко воспроизводится в одном кристалле с усилителем-ограничителем.



а)



б)

Рис. 8.16

8.1.6. Счетный ЧД

Другой схемой частотного детектора является счетный детектор. Его выходное напряжение определяется числом импульсов, поступающих на вход в единицу времени, т. е. частотой приходящего сигнала. Основным условием правильной работы счетного детектора является строгая унификация формы импульсов независимо от мгновенной частоты. К такой унификации можно приблизиться путем глубокого амплитудного ограничения сигнала и последующего дифференцирования, как показано на рис.8.17,а, где

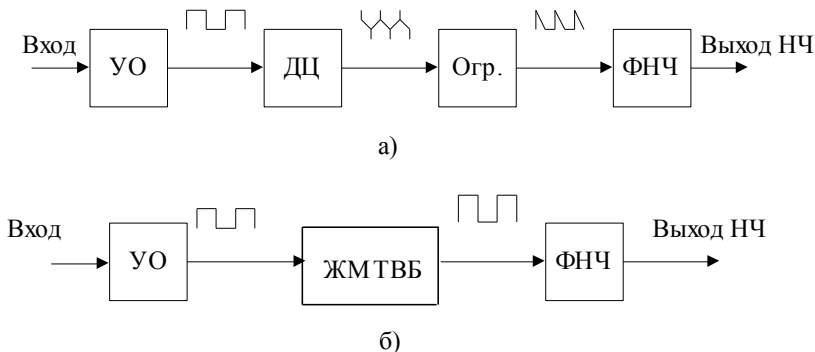


Рис.8.17

ДЦ – дифференцирующая цепь,

Огр. – ограничитель по минимуму.

В результате глубокого ограничения фронты и срезы импульсов приближаются к вертикальным, но сохраняется модуляция их по ширине в соответствии с частотной модуляцией. После дифференцирования и срезания отрицательных выбросов импульсы становятся практически одинаковыми по форме, изменяется только их скважность. Постоянная составляющая на выходе интегрирующей цепи становится пропорциональной скорости поступления импульсов, т. е. мгновенной частоте сигнала.

Другой путь унификации импульсов - запуск ими мультивибратора (рис. 8.17,б), где

ЖМТВБ – ждущий мультивибратор.

Этот вариант частотного детектора обладает некоторым преимуществом, связанным с постоянством формы фронта интегрируемых импульсов.

Счетный детектор, в принципе, обеспечивает минимальные нелинейные искажения и шумы, и поэтому может рекомендоваться для самых высококачественных УКВ-трактов. Однако практическая его реализация на высокой ПЧ (10,7 МГц) пока затруднена и счетный детектор, как правило, применяют на пониженных частотах, ниже 1 МГц.

Для трактов ПЧ и детектора ЧМ приемников выпускаются специальные полупроводниковые ИС, представляющие собой комбинацию усилителя-ограничителя и квадратурного частотного детектора. Так, широкое применение нашли ИС K174XA6, зарубежный аналог ТДА1570, заменившая менее совершенную ИС K174 XA3. Микросхема включает в

себя усилитель-ограничитель, детектор совпадений, цепь бесшумной настройки (БШН) и вспомогательные элементы.

Выводы

1. Частотное детектирование обычно осуществляется в устройствах, соединяющих в себе линейные и безынерционные нелинейные цепи. В ЧД ЧМ-колебания преобразуются в нелинейной цепи с реактивными параметрами в колебания с другим видом модуляции с последующим соответствующим детектированием преобразованного колебания.
2. Различают одноконтурные и балансные ЧД. Балансные ЧД имеют более близкую к линейной характеристику детектирования, знак напряжения E_d следит за знаком изменения частоты сигнала.
3. Построение балансных детекторов по схеме с взаимными обратными связями позволяет получить высокую крутизну относительной дискриминационной характеристики. Балансные частотные детекторы с управляемой характеристикой обладают высокой эффективностью при малых соотношениях сигнал/шум.
4. Перспективными схемами ЧД являются детектор совпадений (квадратурный) и счетный, легко реализуемые в интегральном исполнении.
5. В импульсном ЧД происходит преобразование ЧМ-колебания в импульсное напряжение с переменной скважностью.
6. Импульсный ЧД обладает свойствами амплитудного ограничителя; напряжение E_d не зависит от $U_{вх}$.
7. Поскольку импульсный ЧД не содержит индуктивностей, он удобен для интегрального исполнения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем заключается принцип частотного детектирования?
2. В каких устройствах осуществляется частотное детектирование?
3. Изобразите статическую детекторную характеристику. Какие требования предъявляются к основным показателям ЧД?
4. Укажите особенности одноконтурных и балансных ЧД.
5. Приведите принципиальные схемы и поясните принцип работы ЧД с преобразованием отклонения частоты в изменение амплитуды.
6. Каковы принципиальная схема и принцип действия ЧД с одноконтурным контуром, преобразующим изменение частоты в изменение фазового сдвига?

7. С помощью векторных диаграмм поясните принцип действия ЧД со связанными контурами.
8. Нарисуйте принципиальную схему дробного ЧД, поясните принцип его работы.
9. Поясните работу ЧД, позволяющего получить регулируемую крутизну относительной дискриминационной характеристики.
10. Используя временные диаграммы, поясните работу квадратурного ЧД.
11. Поясните принцип действия счетного ЧД.

9. фазовые детекторы

Фазовым детектором (ФД) называется устройство, служащее для создания напряжения, пропорционального разности фаз между сигналом и опорным колебанием, т.е. ФД преобразует два сравниваемых гармонических колебания $u_{ВХ}$ и $u_{ОП}$ в напряжение $u_{ВЫХ}$, определяемое разностью фаз между этими колебаниями. Так как в спектре напряжения на выходе ФД имеются частотные составляющие, которых не было в спектре $u_{ВХ}$, то для реализации ФД нельзя использовать линейную схему с постоянными параметрами. Поэтому ФД можно выполнить на основе линейной системы с переменными параметрами (параметрической системы), либо на основе нелинейной цепи.

Рассмотрим принцип действия ФД. На нелинейное устройство (рис. 9.1) подали два напряжения:

$$u_{ВХ} = U_{ВХ} \cos(\omega_{ВХ} t + \varphi_{ВХ}),$$

$$u_0 = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Из курса ОТЦ известно, что в результате перемножения $u_{ВХ}$ и u_0 на выходе нелинейного устройства среди колебаний различных комбинационных частот будет иметь место колебание разностной частоты

$$u_{ВЫХ} = KU_0 U_{ВХ} \cos [(\omega_{ВХ} - \omega_0)t + \varphi_{ВХ} - \varphi_0],$$

где K – коэффициент пропорциональности, зависящий от типа схемы нелинейного устройства;

φ_0 и $\varphi_{ВХ}$ – начальные фазы u_0 и $u_{ВХ}$.

Фазовый угол $\varphi = [(\omega_{ВХ} - \omega_0)t + \varphi_{ВХ} - \varphi_0]$ представляет собой мгновенное значение разности фаз сравниваемых напряжений $u_{ВХ}$ и u_0 . Его можно разложить на две составляющие

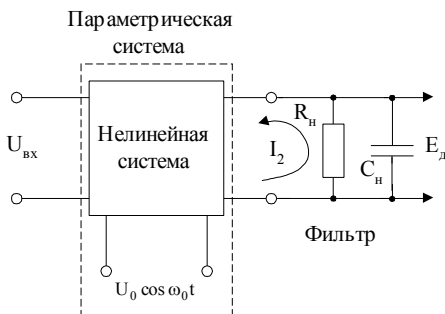


Рис. 9.1

$$\varphi_{\omega} = \omega_{ВХ} t - \omega_0 t \text{ и } \varphi_H = \varphi_{ВХ} - \varphi_0 ,$$

где φ_{ω} - обусловлено разностью частот $\omega_{ВХ}$ и ω_0 ,

φ_H - равна разности начальных фаз сравниваемых напряжений.

В зависимости от соотношения частот сравниваемых колебаний различают два режима работы ФД:

$$\text{ - если } \omega_{ВХ} = \omega_0 , \text{ то } u_{ВЫХ} = KU_0 U_{ВХ} \cos \varphi_H ,$$

этот режим используют при детектировании фазомодулированных сигналов и в различных фазовых измерительных устройствах;

$$\text{ - если } \omega_{ВХ} \neq \omega_0 , \text{ то } u_{ВЫХ} = KU_0 U_{ВХ} \cos \varphi_{\omega} ,$$

т.е. $u_{ВЫХ}$ периодически изменяется во времени с разностной частотой $\omega_{ВХ} - \omega_0$, ($\varphi_{ВХ}$ и φ_0 постоянны, их можно скомпенсировать, т.е. $\varphi_{ВХ} - \varphi_0 = 0$.) Этот режим имеет место в системах ФАПЧ и в схемах следящих фильтров.

В дальнейшем будем рассматривать только первый режим работы ФД, т.е. когда $\omega_{ВХ} = \omega_0 = \omega$. Обычно фазу опорного колебания полагают равной нулю $\varphi_0 = 0$.

Фазовое детектирование можно представить как последовательность двух операций:

- перемножения $u_{ВХ}$ и u_0 , в результате чего получаем

$$\begin{aligned} u_{ВЫХ} &= KU_0 U_{ВХ} \cos(\omega_{ВХ} t + \varphi_{ВХ}) \cos \omega_0 t = \\ &= 0,5KU_0 U_{ВХ} \cos \varphi_{ВХ} + 0,5KU_0 U_{ВХ} \cos(2\omega t + \varphi_{ВХ}); \end{aligned}$$

- выделение с помощью ФНЧ составляющей, зависящей от угла $\varphi_{ВХ}$ и устранение составляющей частоты 2ω . Полученное на выходе напряже-

ние зависит не только от угла φ , но и от амплитуд напряжений U_0 и $U_{ВХ}$. Поэтому к источнику опорного напряжения предъявляют требования постоянства его амплитуды - $U_0 = \text{const}$. Для обеспечения постоянства амплитуды сигнала используют амплитудные ограничители.

Структурная схема ФД совпадает со структурной схемой ПЧ (рис. 5.2); отличие состоит лишь в том, что в ПЧ выделение преобразованного сигнала осуществляют полосовым фильтром со средней частотой $\omega_{ПЧ}$, а в случае ФД – ФНЧ. Таким образом, для ФД можно приспособить все виды ПЧ, если заменить в них полосовые фильтры на ФНЧ. Схема ФД совпадает также со схемой синхронного АД (рис. 7.29). Для работы синхронного АД необходима не только синхронность ($\omega_{ВХ} = \omega_0$), но и синфазность ($\varphi_{ВХ} = \varphi_0$) напряжения гетеродина с напряжением сигнала.

Детекторная характеристика ФД представляет собой зависимость выходного напряжения от разности фаз сравниваемых колебаний. У идеального перемножителя детекторная характеристика определяется формулой (рис. 9.2)

$$u_{ВЫХ} = KU_0 U_{ВХ} \cos \varphi .$$

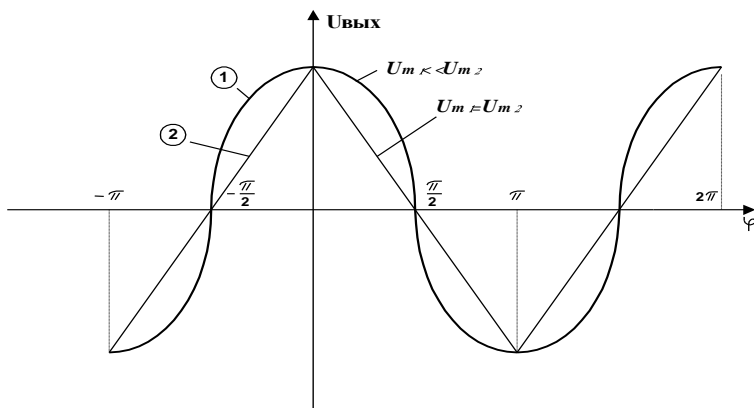


Рис. 9.2

Иногда детекторную характеристику называют амплитудно-фазовой, т.к. помимо зависимости от разности фаз выходное напряжение детектора определяется величинами амплитуд входных колебаний.

Крутизна характеристики для произвольного отношения U_{m1} и U_{m2}

$$S_{\Phi Д} = \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial \varphi} = - \frac{2K_{\text{Д}} U_{\text{м1}} U_{\text{м2}}}{\sqrt{U_{\text{м1}}^2 + U_{\text{м2}}^2}}$$

При работе ФД в качестве демодулятора ФМ-сигналов для уменьшения нелинейных искажений необходима линейность характеристики на интервале от 0 до π . В этом случае добавляются равенства $U_{\text{м1}}$ и $U_{\text{м2}}$ и

$$U_{\text{ВЫХ}} = 2\sqrt{2}K_{\text{Д}} U_{\text{м}} \cos(\varphi/2 + \pi/4),$$

$$S_{\Phi Д} = -\sqrt{2}K_{\text{Д}} U_{\text{м}}.$$

При равенстве амплитуд входных сигналов детекторная характеристика (кривая 2) почти прямолинейна на отрезке 0- π . Обычно линейное детектирование в пределах $\pm 60^\circ$ реализуемо.

При $U_{\text{м1}} \gg U_{\text{м2}}$ - $U_{\text{ВЫХ}}$ не зависит от $U_{\text{м2}}$.

9.1. Виды фазовых детекторов

В зависимости от вида нелинейной цепи и способа ее включения различают одноктактные, балансные и кольцевые ФД. В качестве нелинейного элемента используют диоды и транзисторы.

9.1.1. Одноктактный диодный ФД

Для осуществления фазового детектирования к диоду (рис. 9.3) прикладывается входной сигнал и опорное напряжение;

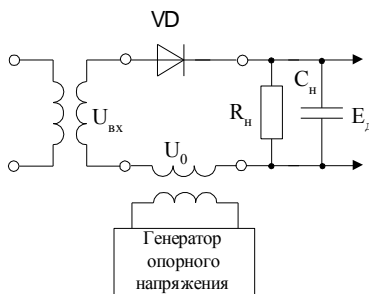


Рис 9.3

напряжение E_d на выходе ФД определяется выражением

$$E_d = 0,5 S_1 U_{BX} R_H \cos \varphi, \quad (9.1)$$

полученным при предположении, что $U_{BX} \ll U_0$.

Принцип действия такого ФД можно пояснить, рассматривая его не как параметрическую цепь, а как систему с амплитудным детектированием суммы двух гармонических колебаний (u_{BX} и u_0). На входе такого АД действует суммарное напряжение $u_\Sigma = u_{BX} + u_0$. Эти два колебания имеют одинаковую частоту, но разные фазы. В результате векторного сложения двух напряжений получают напряжение той же частоты, но другой фазы. Амплитуда суммарного колебания

$$U_\Sigma = \sqrt{U_0^2 + U_{BX}^2 + 2U_0 U_{BX} \cos \varphi}.$$

Напряжение на выходе АД с коэффициентом передачи K_d

$$E_d = K_d U_\Sigma = K_d \sqrt{U_0^2 + U_{BX}^2 + 2U_0 U_{BX} \cos \varphi}. \quad (9.2)$$

Согласно (9.2) напряжение E_d на выходе ФД зависит от φ входного сигнала; вид зависимости E_d от φ определяется отношением U_{BX}/U_0 . В общем случае характеристика детектирования существенно отличается от косинусоиды (рис. 9.2). Если $U_{BX} \ll U_0$, то

$$\begin{aligned} E_d &\cong K_d \sqrt{U_0^2 + 2U_0 U_{BX} \cos \varphi} \cong K_d U_0 \sqrt{1 + (2U_{BX}/U_0) \cos \varphi} \cong \\ &\cong K_d (U_0 + U_{BX} \cos \varphi). \end{aligned}$$

Таким образом, при малых амплитудах входного сигнала характеристика детектирования одноконтурного диодного ФД имеет косинусоидальную форму. Если $U_{BX} \cong U_0$, то

$$E_d \cong K_d \sqrt{2U_0^2 + 2U_0^2 \cos \varphi} = K_d U_0 \sqrt{2(1 + \cos \varphi)};$$

в этом случае характеристика детектирования представляет собой кривую, сильно отличающуюся от косинусоиды.

9.1.2. Балансный ФД

Функциональная схема балансного ФД векторомерного типа приведена на рис. 9.4, где Инв. – инвертор. Фаза напряжения сигнала, пода-

ваемого на оба сумматора С1 и С2, одинакова, а напряжение опорного генератора подается на сумматоры в противофазе.

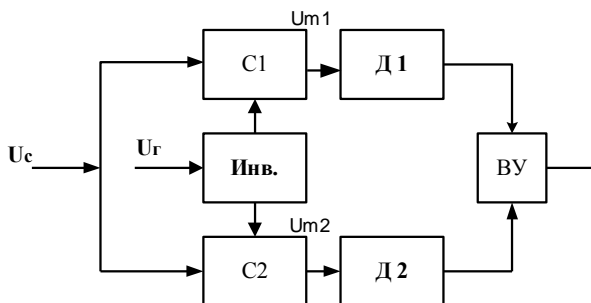


Рис. 9.4

Принципиальная схема (рис. 9.5) представляет собой два диодных однотактных ФД, каждый из которых работает на свою нагрузку. В результате на выходе каждого плеча ФД создается напряжение $E_{д1}$ и $E_{д2}$ встречной полярности, поэтому $E_d = E_{д1} - E_{д2}$.

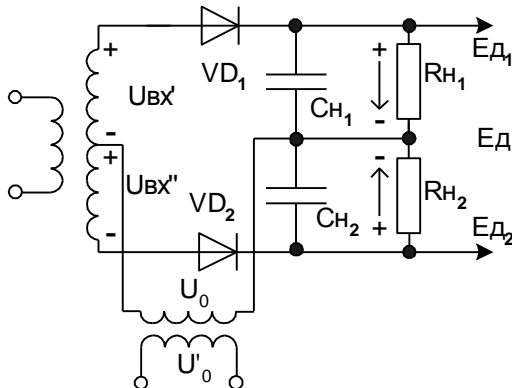


Рис. 9.5

Входное напряжение подводится к диодам в противоположной полярности, поэтому фаза напряжения u'_{BX} отличается от фазы u''_{BX} на 180° . Опорное напряжение прикладывается к диодам в одинаковой фазе, поэтому

$$E_{д1} = K_d \sqrt{U_0^2 + (U_{BX}^1)^2 + 2U_0 U_{BX}^1 \cos \varphi} \cong K_d (U_0 + U_{BX}^1 \cos \varphi);$$

$$E_{д2} = K_d \sqrt{U_0^2 + (U_{BX}^{11})^2 - 2U_0 U_{BX}^{11} \cos \varphi} \cong K_d (U_0 - U_{BX}^{11} \cos \varphi).$$

Следовательно

$$E_d = E_{д1} - E_{д2} \cong K_d (U_{BX}^1 + U_{BX}^{11}) \cos \varphi = 2K_d U_{BX} \cos \varphi.$$

На основе балансного фазового детектора по аналогии с частотным детектором с управляемой характеристикой может быть построен фазовый детектор с взаимными обратными связями, если к выходам сумматоров С1 и С2 (рис. 9.4) подключить детектор с обратными связями, схема которого приведена на рис. 8.8,а.

Статическая детекторная (дискриминационная) характеристика такого ФД имеет вид, представленный на рис. 9.6

Рассмотрение рис. 9.6 показывает, что детекторная характеристика, в зависимости от глубины обратных связей, может принимать любые формы от исходной, формируемой векторомерным детектором, до релейной (в средней части). Однако главное преимущество схемы с обратными связями – получение устойчивой к помехам относительной дискриминационной характеристики.

9.1.3. Кольцевой ФД

Схема кольцевого ФД имеет вид, представленный на рис. 9.7.

Можно рассматривать кольцевой ФД как соединение двух балансных, работающих на общую нагрузку. Один выполнен на VD1 и VD2, другой - на VD3 и VD4. При прочих равных условиях выходное напряжение в 2 раза меньше, чем у балансного. В кольцевом ФД компенсируются четные гармоники входных сигналов, т.е. эффективно подавляются вредные продукты нелинейного преобразования.

Недостатками рассмотренных схем являются малый коэффициент передачи и малое входное сопротивление, которое сильно зависит от величины и симметричности нагрузки.

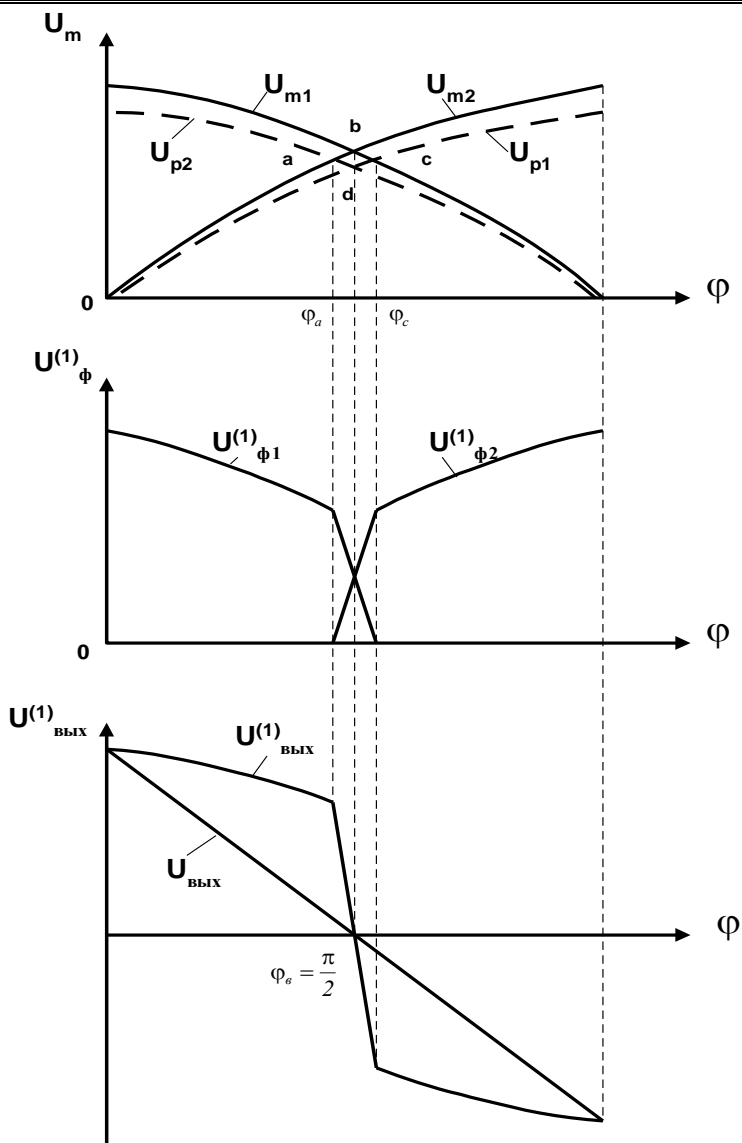


Рис. 9.6

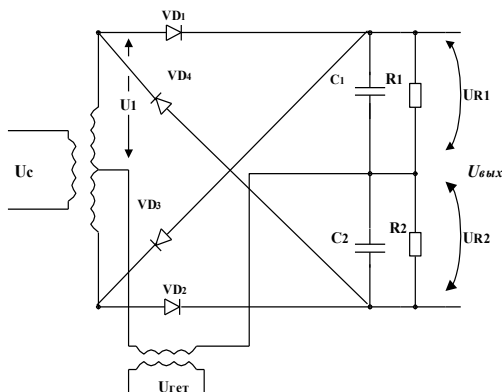


Рис. 9.7

9.1.4. Ключевые ФД

В современных РПрУ широкое применение находят ФД с усиленными приборами. Принцип действия основан на использовании усилительного прибора в ключевом режиме. Такие ФД называются **ключевыми**. Частота коммутации в них должна совпадать с частотой входного сигнала. Различают ключевые ФД с симметричным и несимметричным входами. В симметричных ФД входное напряжение детектируемого сигнала подводится к управляющим входам обоих усилительных приборов в противофазе (рис. 9.8).

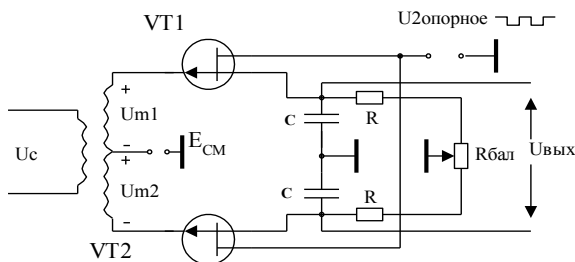


Рис. 9.8

Коммутирующее (опорное) напряжение той же частоты, что и входного сигнала, подается на стоки обоих полевых транзисторов в одинаковой фазе. ФД выполнен по схеме истокового повторителя.

Выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{S \cdot R_n}{1 + \left(\frac{R_n}{2R_i} \right)} \cdot U_m \cdot \cos \varphi(t) = K_{\text{ФД}} \cdot U_m \cos \varphi(t).$$

Несимметричный ФД получаем при отключении одного ключа.

ФД на основе истокового повторителя имеет коэффициент передачи меньше единицы.

При использовании полевого транзистора по схеме с общим истоком можно получить коэффициент передачи больше единицы (рис. 9.9).

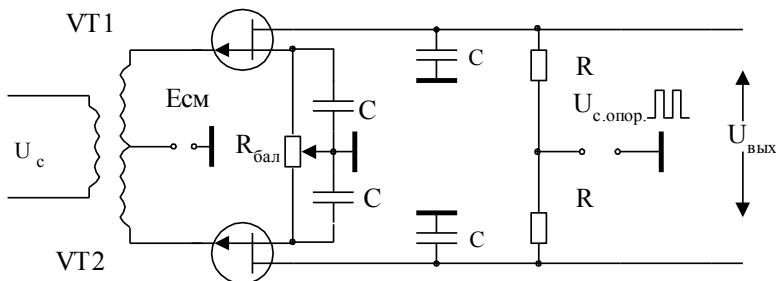


Рис. 9.9

Если нагрузочные цепи включить в цепи стоков, то

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{2}{\pi} U_m \cos \varphi(t) = K_{\text{ФД}} U_m \cos \varphi(t).$$

В этом случае $K_{\text{ФД}} > 1$.

Основной недостаток ключевых ФД связан с дрейфом нуля.

В симметричных ФД предусматривается балансировка с помощью переменных резисторов. Важное преимущество — простота выполнения по технологии интегральных блоков. На рис.9.10 приведены диаграммы, поясняющие работу детектора.

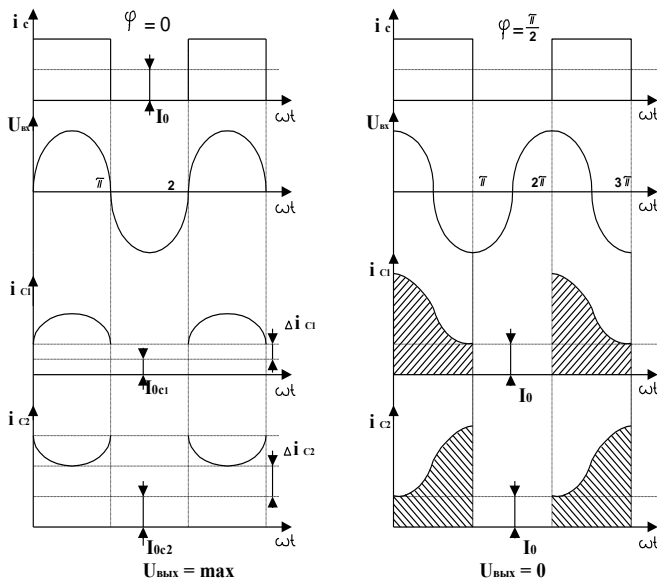


Рис. 9.10

9.1.5. ФД на логических дискретных элементах

Структурная схема подобного ФД показана на рис. 9.11. Устройство формирования (УФ) преобразует аналоговый гармонический сигнал в импульсное напряжение. Напряжения u_1 и u_2 подаются на цепь И. Напряжение u на выходе цепи И создается только при одновременном действии напряжений u_0 и $u_{вх}$

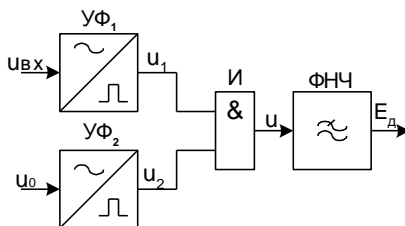


Рис. 9.11

Диаграмма напряжения на выходе цепи И показана на рис. 9.12.

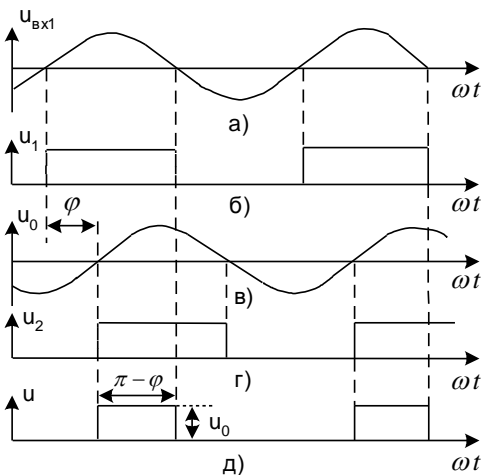


Рис. 9.12

Фильтр нижних частот выделяет постоянную составляющую напряжения E_d . Напряжение E_d линейно зависит от фазы φ . Характеристика детектирования ФД показана на рис. 9.13.

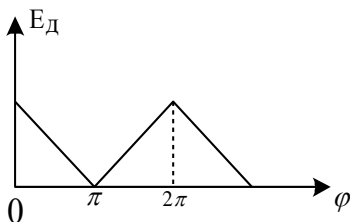


Рис. 9.13

Выводы

1. Фазовое детектирование осуществляется с помощью параметрической цепи, в которой источник опорного напряжения должен быть синхронным с источником сигнала.
2. Различают однотактный, балансный и кольцевой аналоговые фазо-

вые детекторы.

3. Перспективными являются схемы ФД ключевого типа и на логических дискретных элементах, которые реализуются в интегральном исполнении.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы структурная схема и принцип действия ФД?
2. Нарисуйте принципиальную схему и поясните принцип действия одноконтурного диодного ФД.
3. Рассмотрите принципиальную схему и поясните особенности балансного диодного ФД.
4. Нарисуйте структурную схему и с помощью диаграмм напряжений поясните принцип работы ключевого ФД.
5. Сравните свойства балансной и кольцевой схем ФД.
6. Изобразите функциональную схему ФД на логических элементах и поясните ее работу с помощью временных диаграмм.

10. Амплитудные ограничители

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

В *ограничителях мгновенных значений* обеспечивается постоянство максимальных либо минимальных напряжений на выходе, либо и тех и других. На рис. 10.1,а приведена одна из возможных форм напряжения на входе ограничителя по максимуму и по минимуму с двумя порогами ограничения: $U_{\text{порmax}}$ и $U_{\text{порmin}}$. На рис. 10.1,б показана форма ограниченного напряжения: в интервале времени от t_2 до t_3 напряжение $u_{\text{ВХ}}$ превышает значение $U_{\text{порmax}}$, при этом напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ постоянно; в интервале от t_4 до t_5 $u_{\text{ВХ}} < U_{\text{порmin}}$, т. е. ограничитель обеспечивает на выходе постоянное (в частности, нулевое) напряжение. В интервале t_1 — t_2 и t_3 — t_4 напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$ повторяет форму напряжения $u_{\text{ВХ}}$. Особенность ограничителей мгновенных значений заключается в том, что напряжение на их выходе по форме отличается от входного напряжения; напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$, как правило, имеет участки с постоянным напряжением.

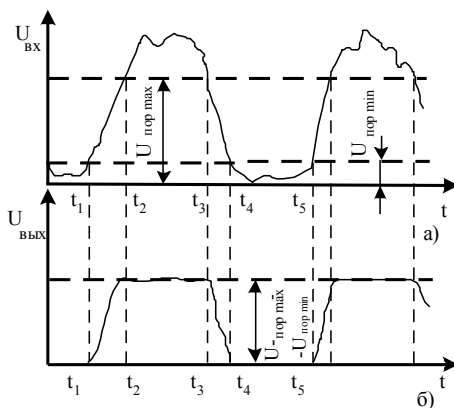


Рис. 10.1

Амплитудные ограничители (АО) служат для ограничения синусоидальных колебаний с медленно изменяющейся амплитудой. Диаграммы напряжений на входе и выходе АО показаны на рис. 10.2.

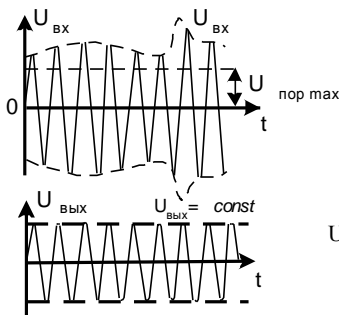


Рис. 10.2

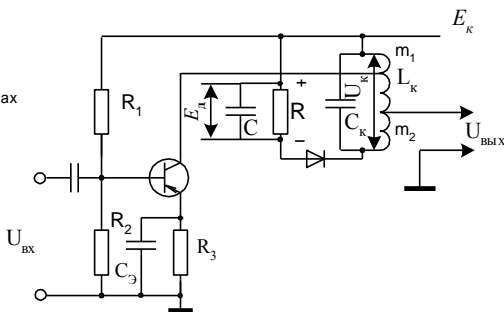


Рис. 10.3

Напряжение на выходе АО постоянно по амплитуде, однако его фаза и частота при ограничении практически не изменяются. Такие ограничители устраняют только паразитную амплитудную модуляцию, не внося заметных искажений в частотную и фазовую модуляцию. Ограничители применяются в приемниках по той причине, что существующие частотные детекторы создают на выходе напряжение, как правило, одновременно зависящее как от частоты, так и от паразитной сопутствующей

амплитудной модуляции, при наличии которой детекторы без АО дают неоднозначный результат.

Операция ограничения — нелинейная, при этом возникает ряд гармонических составляющих напряжения. Для обеспечения на выходе АО гармонического напряжения необходимо после нелинейного преобразования напряжения $u_{вх}$ осуществить фильтрацию первой гармоники входного колебания, поэтому схема АО включает в себя нелинейную цепь и фильтр, выделяющий первую гармонику тока на выходе цепи. Если из этого устройства исключить фильтр, то можно получить ограничитель мгновенных значений. В зависимости от вида нелинейной цепи АО подразделяются на диодные и транзисторные.

10.1. Диодные АО

Диодный АО (рис. 10.3) — резонансный одноконтурный усилитель с автотрансформаторными цепями связи контура с выходом транзистора и входом последующего каскада, в котором параллельно контуру подключен диод с источником постоянного смещения E_d (схема с фиксированным смещением). Вместо источника можно включить RC-цепь (схема с автоматическим смещением), напряжение E_d получается за счет детектирования напряжения на контуре U_k ; так как постоянная времени $\tau = RC$ выбирается достаточно большой, то напряжение E_d при изменении огибающей напряжения на контуре, практически не меняется.

Принцип работы диодного АО состоит в следующем. Если амплитуда напряжения на контуре $U_k < E_d$, то диод закрыт и не оказывает влияния на контур. В этом случае устройство работает как обычный усилитель и $U_k = K'_0 U_{вх}$, где $K'_0 = U_k / U_{вх}$. Если $U_k > E_d$, то диод открывается, его входное сопротивление начинает шунтировать контур, затухание последнего увеличивается, его эквивалентное сопротивление R_{Σ} при резонансе уменьшается, следовательно, снижается коэффициент усиления K_0 , что обеспечивает примерное постоянство напряжения на выходе АО.

Основная зависимость АО — амплитудная характеристика (АХ), показывающая, как изменяется амплитуда выходного напряжения $U_k \sim U_{вых}$ при изменении напряжения $U_{вх}$ на входе (рис. 10.4). Пороговое напряжение $U_{пор}$ показывает, с какого входного напряжения усилитель начинает работать как АО. Чем ближе АХ к идеальной (горизонтальная прямая), тем лучше ограничительные свойства АО. Форма амплитудной характеристики АО зависит от произведения $R_{\Sigma} g_d$, где g_d — входная проводимость диода. Чем больше произведение $R_{\Sigma} g_d$, тем ближе АХ к идеальной.

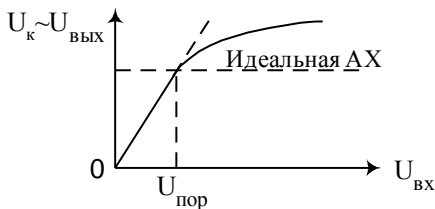


Рис. 10.4

10.2. Транзисторные АО

Существует несколько разновидностей транзисторных АО. Простейший транзисторный АО аналогичен обычному транзисторному усилителю. В отличие от усилителя транзистор АО работает в нелинейном режиме, для этого коллекторное напряжение E берут несколько меньше, чем в обычном усилителе; напряжение $U_{ВХ}$ имеет достаточно большую амплитуду. На выходных характеристиках транзистора $i_k = F(u_{кэ})$ (рис. 10.5) построена динамическая характеристика переменного тока (нагрузочная прямая), угол наклона которой определяется сопротивлением $R_э$ контура.

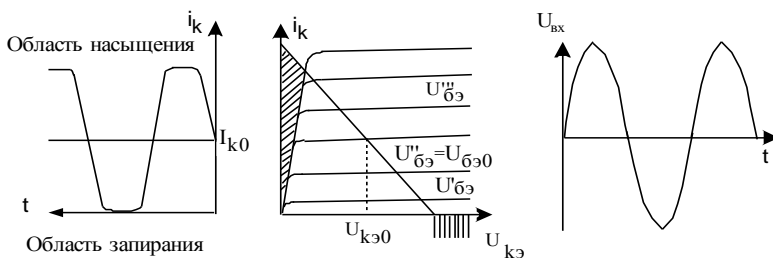


Рис. 10.5

При большой амплитуде $U_{ВХ}$ наступает двусторонняя отсечка коллекторного тока, вызванная наличием областей запираения и насыщения. При этом ток i_k оказывается ограниченным по максимуму и по минимуму; резонансный контур выделяет первую гармонику коллекторного тока. При $U_{ВХ} < U_{пор}$ (см. рис. 10.4) ток не имеет отсечки и напряжение $U_{ВЫХ}$ растет пропорционально $U_{ВХ}$; при $U_{ВХ} > U_{пор}$ появляется отсечка тока, рост амплитуды первой гармоники замедляется с увеличением $U_{ВХ}$, что

обеспечивает в определенных пределах постоянство напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$.

Схема АО с переменным смещением показана на рис. 10.6. Режим работы транзистора определяется тремя источниками питания: E_1 , $E_{\text{НАЧ}}$ и $E_{\text{ДОБ}}$. ($E_{\text{СМ}} = E_{\text{НАЧ}} - E_{\text{ДОБ}}$); полярность добавочного напряжения $E_{\text{ДОБ}}$ обычно обратна полярности $E_{\text{НАЧ}}$. Напряжение $E_{\text{ДОБ}}$ вырабатывает АД, который детектирует, как правило, входное напряжение $U_{\text{ВХ}}$.

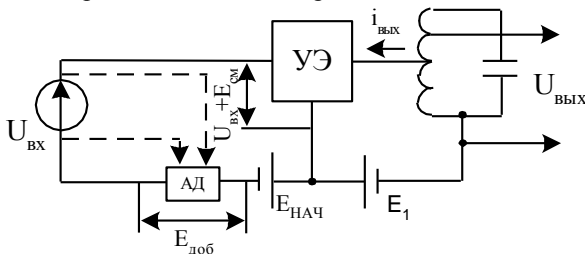


Рис. 10.6

Напряжение $E_{\text{ДОБ}} = F(U_{\text{ВХ}})$: чем больше амплитуда входного сигнала, тем больше $E_{\text{ДОБ}}$. Допустим, что вначале амплитуда входного напряжения мала (рис. 10.7); при этом $E_{\text{ДОБ}} \approx 0$; $E_{\text{СМ}} = E_{\text{НАЧ}}$. В этом случае АО работает как обычный усилитель (напряжение на транзисторе $u_{\text{С}} = u_{\text{ВХ}} + E_{\text{СМ}}$).

При увеличении напряжения $U_{\text{ВХ}}$ растет $E_{\text{ДОБ}}$, и поскольку полярность последнего обратная полярности $E_{\text{НАЧ}}$, напряжение $E_{\text{СМ}}$ уменьшается, и при больших значениях $U_{\text{ВХ}}$ наступает отсечка выходного тока $i_{\text{ВЫХ}}$. Чем больше напряжение $U_{\text{ВХ}}$, тем меньше угол отсечки Θ выходного тока транзистора. Однако одновременно с уменьшением Θ при возрастании $U_{\text{ВХ}}$ увеличивается максимальное значение импульса выходного тока $i_{\text{ВЫХ max}}$.

Таким образом, в АО с переменным смещением при увеличении $U_{\text{ВХ}}$ начиная с некоторого значения $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ПОР}}$ происходит одновременное увеличение $i_{\text{ВЫХ max}}$ и уменьшение Θ . На выходе АО включен резонансный контур, выделяющий первую гармонику $I_{\text{м1}}$ выходного тока; напряжение на выходе $U_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{м1}} R_{\Sigma}$. Так как $I_{\text{м1}} = i_{\text{ВЫХ max}} \alpha_1(\Theta)$, где $\alpha_1(\Theta)$ — коэффициент первой гармоники, то с увеличением $U_{\text{ВХ}}$ первая гармоника выходного тока увеличивается из-за роста $i_{\text{ВЫХ max}}$ и одновременно уменьшается из-за уменьшения угла Θ , при определенных условиях амплитуда первой гармоники тока $I_{\text{м1}}$ остается примерно постоянной.

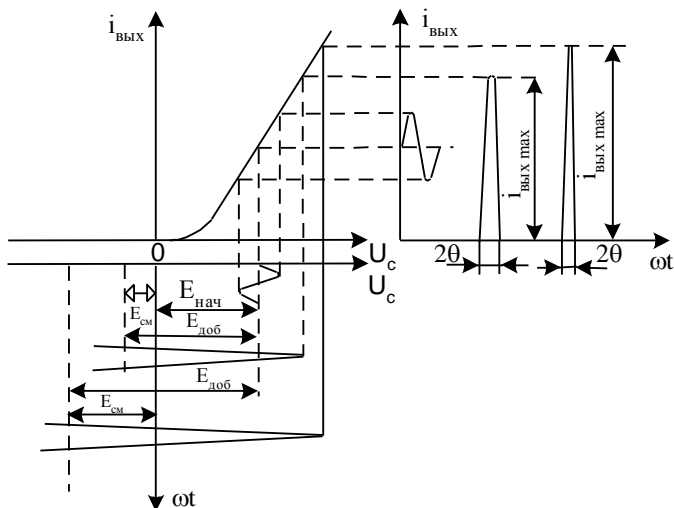


Рис. 10.7

Амплитудная характеристика АО с переменным смещением показана на рис. 10.8. При коэффициенте передачи АД $K_d = K_{d\text{опт}}$ АХ наиболее близка к идеальной. При $K_d^1 > K_{d\text{опт}}$ и увеличении $U_{\text{ВХ}}$ напряжение $E_{\text{доб}}$ растет быстрее, чем при $K_{d\text{опт}}$, при этом ток $i_{\text{ВЫХ max}}$ изменяется мало, а угол отсечки уменьшается быстро; по этой причине амплитуда тока I_{m1} при увеличении $U_{\text{ВХ}}$ уменьшается, и, следовательно, АХ будет иметь спадающий участок.

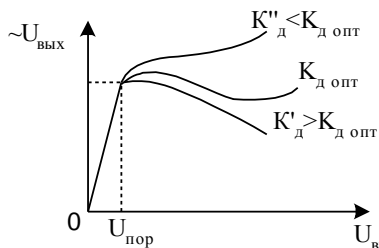


Рис. 10.8

Выводы

1. АО обеспечивает постоянство амплитуды выходного гармонического колебания, но не изменяет частоту и фазу входного сигнала.

2. В диодном АО постоянство напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ обеспечивается при $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ПОР}}$ за счет шунтирования контура входным сопротивлением диода, которое возрастает по мере увеличения $U_{\text{ВХ}}$.
3. В АО с одним транзистором ограничение наступает при $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ПОР}}$, когда транзистор начинает работать в нелинейном режиме, характеризуемом появлением отсечки его коллекторного тока. При этом рост амплитуды первой гармоники $I_{\text{м1}}$ замедляется, что ограничивает увеличение $U_{\text{ВЫХ}}$.
4. Смещение на транзисторе в АО с переменным смещением зависит от уровня входного сигнала, что обеспечивается включением во входную цепь транзистора АД. При $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ПОР}}$ наступает отсечка выходного тока АО. С увеличением $U_{\text{ВХ}}$ амплитуда первой гармоники выходного тока, определяющая $U_{\text{ВЫХ}}$, одновременно увеличивается из-за роста $i_{\text{ВЫХmax}}$ и уменьшается из-за уменьшения Θ ; этим обеспечивается примерное постоянство $I_{\text{м1}}$.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие существуют типы АО?
2. Каковы структурная схема и принцип действия АО?
3. Нарисуйте принципиальные схемы и поясните принцип работы диодных АО.
4. Нарисуйте принципиальные схемы и поясните принцип работы транзисторных АО.
5. Нарисуйте функциональную схему АО с переменным смещением. Поясните принцип работы.

11. Регулировки в радиоприёмных устройствах

11.1. Общие сведения

Для получения наилучшего качества приёма осуществляют регулировку ряда показателей радиоприёмника в процессе его изготовления и эксплуатации. Регулировки, выполняемые при изготовлении и профилактике, называют производственно-техническими. К ним относятся: установка режимов питания, сопряжение контуров гетеродина и преселектора, наладка систем автоматического регулирования и т.д. Регулировки, осуществляемые с помощью ручек управления, расположенных на передней панели приёмника, называют эксплуатационными. К ним относятся: регулировка усиления, регулировка частоты настройки, регулировка полосы пропускания и т.д.

В зависимости от вида регулируемого параметра различают:

- регулировку усиления сигнала, которая осуществляется в трактах радиочастоты и промежуточной частоты (до детектора);
- регулировку усиления сообщения, которая производится в последетекторной части приёмника;
- настройку на станцию, т.е. регулировку частоты настройки, обеспечивающую приём сигналов в широком диапазоне частот;
- регулировку полосы пропускания сигнала, которая может производиться в трактах радиочастоты и промежуточной частоты;
- регулировку полосы пропускания сообщения, которая производится в последетекторной части приёмника (это регулировка тембра);
- подстройку гетеродина.

Регулировка бывает ручной и автоматической. Первая служит для установки исходных показателей РПрУ, с помощью второй поддерживают выбранные показатели на требуемом уровне. Некоторые виды регулировок можно отнести к смешанным. В современном РПрУ для регулировок, управления и контроля широко используют микропроцессоры. В ряде приёмников предусматривается дистанционное управление.

11.2 Автоматическая регулировка усиления

11.2.1. Общие сведения

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) предназначена для поддержания постоянного напряжения на выходе УПЧ, необходимого для нормальной работы выходных устройств приёмника [10]. Уровень сигнала на входе приёмника изменяется обычно в очень широких пределах; при максимальном напряжении на входе РПрУ система АРУ должна обеспечить минимальный коэффициент усиления усилительного тракта (УТ) приемника, и наоборот. Таким образом, задача АРУ – изменять усиление УТ РПрУ в зависимости от уровня входного сигнала. Система АРУ должна иметь устройство, напряжение $E_{\text{пер}}$ на выходе которого зависит от уровня сигнала в радиотракте. Таким устройством может служить, например, амплитудный детектор. Для АРУ в приёмнике создаётся цепь, состоящая из детектора АРУ и усилителя постоянного тока (необязательно) (рис. 11.1,а). На рис. 11.1, а ДАРУ- детектор АРУ

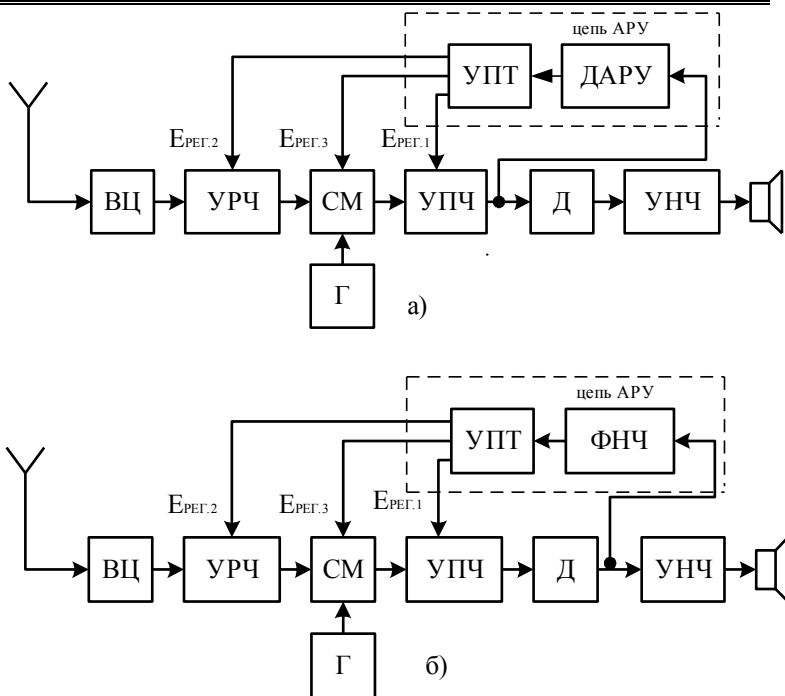


Рис. 11.1

Система АРУ может иметь общий с приёмником амплитудный детектор – совмещённый детектор АРУ (рис. 11.1,б). При этом, однако, труднее выполнить требования, предъявляемые к детекторам. Например, для устранения нелинейных искажений из-за различия нагрузок детектора по постоянному и переменному токам приходится повышать входное сопротивление как УНЧ, так и цепи АРУ. Поэтому предпочтительно иметь отдельный детектор АРУ (рис. 11.1,а).

За счёт АРУ в приёмнике диапазон изменения сигнала $U_{\text{вых}}/U_{\text{вых ном}}$ на его выходе меньше, чем диапазон изменения сигнала $U_{\text{вх}}/U_{\text{вх ном}}$ на входе, где $U_{\text{вых ном}}$ и $U_{\text{вх ном}}$ – требуемые номинальные напряжения соответственно на выходе и входе приёмника. Допустимо изменение выходного напряжения $4\div 8\text{дБ}$ при значительном $40\div 100\text{дБ}$ изменении входного сигнала. При этом нелинейные искажения не должны превышать заданного уровня. Цепь АРУ, которая состоит только из детектора и фильтра, называют простой АРУ. В цепь АРУ может включаться усилитель до или после детектора. Усилитель до детектора АРУ – это УПЧ, после детекто-

ра – УПТ. В высококачественных РПрУ усилитель иногда включают до и после детектора. При наличии в цепи АРУ усилителя её называют усиленной.

Система АРУ решает две задачи:

- обеспечение постоянного выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ при изменении напряжения на входе в широких пределах ($E_{\text{рег1}}$ на рис. 11.1);
- предотвращение перегрузки смесителя приёмника ($E_{\text{рег2}}$ – применяется часто и $E_{\text{рег3}}$ – применяется, иногда – рис. 11.1).

11.2.2 Основные параметры

Динамический диапазон входных сигналов, при котором должен работать приёмник

$$\alpha = 20 \lg \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}.$$

Динамический диапазон выходных сигналов усилителя с АРУ

$$\beta = 20 \lg \frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{вых min}}},$$

где $U_{\text{вых max}}$ и $U_{\text{вых min}}$ - максимальное и минимальное значения амплитуд выходного сигнала, при которых оконечное устройство сохраняет работоспособность с заданным качеством.

Обычно α и β имеют значения

$$\alpha \approx 40 \div 100 \text{ дБ}; \quad \beta < 4 \div 8 \text{ дБ}.$$

Максимальный коэффициент усиления приёмника с АРУ

$$K_{\text{max}} = \frac{U_{\text{вых min}}}{U_{\text{вх min}}},$$

где $U_{\text{вх min}}$ - чувствительность приёмника; K_{max} - соответствует нулевому уровню управляющего сигнала.

Минимальный коэффициент усиления

$$K_{\text{min}} = \frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{вх max}}}$$

соответствует наибольшему входному сигналу и, значит, наибольшему уровню управляющего сигнала $E_{\text{рег}}$.

Коэффициент регулирования напряжения (глубина регулирования)

$$K_{\text{рег}} = \frac{\alpha}{\beta} = \frac{K_{\text{max}}}{K_{\text{min}}} = \left(\frac{U_{\text{вых min}}}{U_{\text{вх min}}} \right) / \left(\frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{вх max}}} \right).$$

Часто $K_{\text{рег}}$ должен быть значителен. Однако в одном усилительном каскаде не удаётся реализовать изменение коэффициента усиления более чем в несколько десятков раз ($n10$). Для получения большого $K_{\text{рег}}$ цепь АРУ включают на несколько каскадов линейного радиотракта приёмника. Поскольку коэффициенты передачи последовательных каскадов перемножаются, то и их коэффициенты регулирования перемножаются:

$$K_{\text{рег}} = K_{\text{рег 1}} \cdot K_{\text{рег 2}} \cdot K_{\text{рег 3}} \dots$$

Максимальная глубина регулировки (диапазон регулировки) коэффициента усиления

$$D_{\text{max}} = \alpha - \beta.$$

11.2.3. Основные характеристики систем АРУ

Амплитудная характеристика. Работа регулируемого усилителя совместно с цепью АРУ описывается характеристикой АРУ (рис. 11.2), показывающей зависимость $U_{\text{вых}} = F(U_{\text{вх}})$. Если АРУ простая, то при увеличении $U_{\text{вх}}$ напряжение $U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}}$ из-за уменьшения за счёт АРУ резонансного коэффициента усиления K_0 . С повышением $U_{\text{вых}}$ увеличивается $E_{\text{рег}}$ и соответственно уменьшается K_0 . Недостаток простой АРУ состоит в том, что коэффициент усиления радиотракта уменьшается и при приёме слабых сигналов, когда этого не требуется.

Для устранения этого недостатка используют АРУ с задержкой, при которой цепь АРУ начинает действовать только в том случае, когда входное напряжение $U_{\text{вх}}$ превышает пороговое $U_{\text{пор}}$; при этом слабые сигналы цепью АРУ не ослабляются (см. рис. 11.2). При идеальной работе цепи АРУ с задержкой для $U_{\text{вх}} \geq U_{\text{пор}}$ напряжение на выходе усилителя постоянно. По мере увеличения коэффициента усиления усилителя в цепи регулировки характеристика АРУ реального усилителя все в большей степени приближается к идеальной.

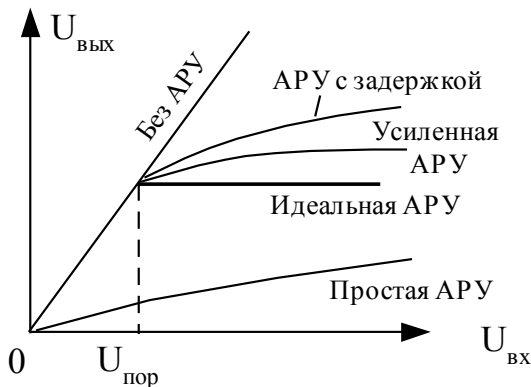


Рис. 11.2

Регулировочная характеристика представляет собой зависимость коэффициента усилителя регулируемой цепи от регулирующего напряжения: $K = F(E_{\text{рег}})$ (рис. 11.3).

Как уже отмечалось, задачей АРУ является изменение усиления радиотракта приёмника в зависимости от уровня входного сигнала

$$K = F(U_{\text{вх}}).$$

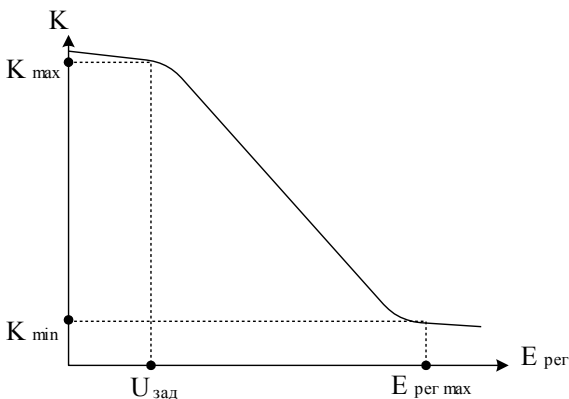


Рис. 11.3

Рассмотрим зависимость коэффициента передачи регулируемого усилителя, охваченного системой АРУ, от уровня входного напряжения.

Когда напряжение на входе усилителя минимально $U_{вх\ min}$, коэффициент усиления должен быть наибольшим K_{max} для того, чтобы обеспечить достаточный уровень напряжения на выходе $U_{вых\ min}$. При увеличении входного напряжения коэффициент усиления под действием цепи АРУ уменьшается, при этом сохраняется уровень выходного напряжения.

Если $K = U_{вых}/U_{вх}$, где $U_{вых} = const$, то зависимость K от $U_{вх}$ представлена на рис. 11.4.

На практике выполнение требования $U_{вых} = const$ (кривая 1) усложняет схему АРУ, поэтому для упрощения конструкции регулятора допускается изменение $U_{вых}$ в таких пределах, чтобы не возникали заметные перегрузки цепей приёмника и искажения сигнала. Реальной схеме АРУ соответствует кривая 2.

Сигналы, амплитуда которых на входе усилителя менее $U_{вх\ min}$, не могут быть нормально приняты, так как будут искажены шумами приёмника. Тем не менее форма характеристики регулирования усиления левее точки А не безразлична. В простейшем случае это равномерное продолжение кривой 1. Эта часть изображена штриховой линией (кривая 3). Регулировку такого типа, т.е. без нарушения непрерывности закона регулирования при снижении входного сигнала ниже уровня чувствительности называют “простой” АРУ. Применение простой АРУ нежелательно по двум причинам:

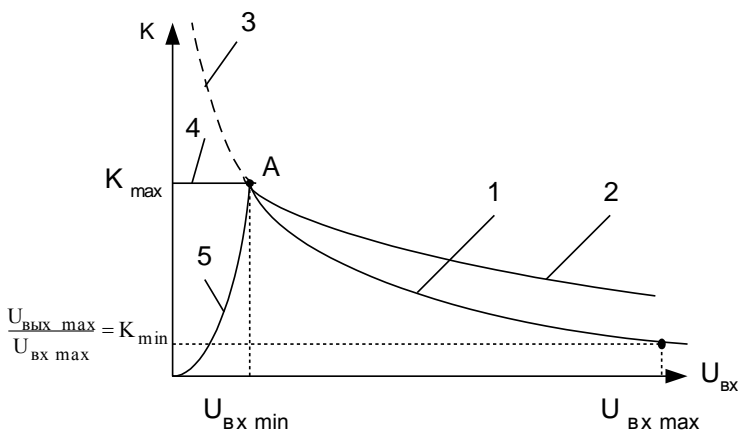


Рис. 11.4

– при $U_{вх} < U_{вх\ min}$ напряжение на выходе остаётся неизменным, но ухудшается соотношение сигнал/шум за счёт роста доли шумов;

– продолжение регулировочной характеристики левее точки А предполагает дополнительное усиление, которое является бесполезным и приводит только к увеличению собственных шумов.

При $U_{вх} < U_{вх\ min}$ часто значения K оставляют без изменения (кривая 4), т.е. коэффициент усиления оставляют постоянным и равным K_{max} . Это возможно путём выключения цепи АРУ в точке А при $U_{вх} < U_{вх\ min}$. В этом случае говорят, что АРУ является “задержанной” (или пороговой), так как включение АРУ задерживается до достижения входным напряжением значения $U_{вх\ min}$.

Типовая схема задержанной АРУ приведена на рис. 11.5. Она содержит регулируемый усилитель, как правило УПЧ или УРЧ, и цепь обратной связи.

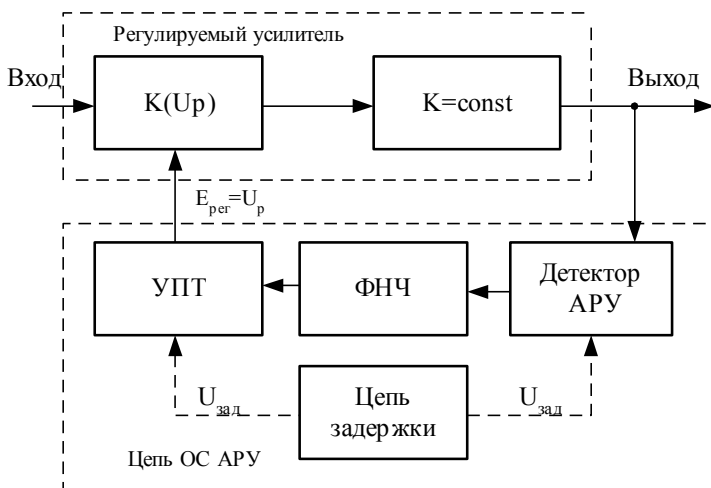


Рис. 11.5

Усилитель в общем случае содержит один или несколько регулируемых каскадов с коэффициентом передачи $K(U_p)$, а также нерегулируемые каскады с коэффициентом усиления K .

Задержка осуществляется путём подачи запирающего смещения на детектор АРУ, в УПТ или на любое другое место схемы цепи ОС АРУ. При введении задержки до ФНЧ на уровень управляющего сигнала влияет глубина модуляции сигнала. Если это явление нежелательно, то задержка может быть получена за счёт нелинейности характеристики детектора АРУ.

В ряде схемных решений при наличии отдельного детектора АРУ можно не использовать отдельного ФНЧ, а выбирать соответствующую полосу среза АЧХ детектора. При использовании совмещенного детектора ФНЧ обязателен.

В процессе перестройки приёмника, имеющего АРУ, с одной станции на другую, когда сигнал на входе отсутствует, коэффициент усиления максимален, и поэтому максимально усиливаются собственные шумы и внешние помехи. Для устранения шумов при перестройке приёмника с одной станции на другую при малых сигналах ($U_{\text{вх}} < U_{\text{вх min}}$) применяют бесшумную АРУ (кривая 5 – рис. 11.4). Для реализации бесшумной АРУ создаётся специальная цепь бесшумной регулировки или настройки (БШН), управляемая $E_{\text{рег}}$. Если $E_{\text{рег}}$ становится ниже определённого уровня, то цепь БШН вырабатывает напряжение E_3 , запирающие УНЧ. При превышении $E_{\text{рег}}$ этого порогового значения E_3 становится равным нулю, УНЧ отпирается и работа приёмника восстанавливается. Имеется ряд схемных реализаций цепи БШН.

11.2.4. Структурные схемы систем АРУ

В зависимости от способа подачи регулирующего (управляющего) напряжения схемы АРУ подразделяются на обратные, прямые и комбинированные.

Структурная схема обратной АРУ. В этой схеме (рис. 11.6) напряжение регулировки $E_{\text{рег}}$ получают из напряжения $U_{\text{вых}}$ на выходе регулируемого усилителя (РУ).

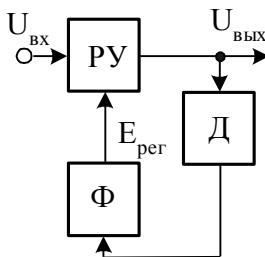


Рис. 11.6

Напряжение $E_{\text{рег}}$ подаётся со стороны выхода в направлении входа РУ, что и обусловило название этого вида АРУ. Детектор АРУ (Д) обеспечивает напряжение $E_{\text{рег}}$ на его выходе, пропорциональное амплитуде напряжения $U_{\text{вых}}$. $E_{\text{рег}} = K_{\text{д}} U_{\text{вых}}$. Фильтр цепи АРУ (Ф) отфильтровывает

составляющие спектра частот модуляции и пропускает медленно меняющиеся составляющие напряжения $E_{\text{рег}}$.

Особенностью обратной регулировки является то, что она не позволяет получать идеальную характеристику АРУ; можно лишь приблизиться к ней. Обратная АРУ не может быть идеальной, поскольку для её нормального функционирования принципиально необходимо приращение выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$. Если допустить, что АРУ идеальна, то $\Delta U_{\text{вых}} = 0$, при этом $E_{\text{рег}} = \text{const}$, $K_0 = \text{const}$, регулировка отсутствует, а $\Delta U_{\text{вых}}$, следовательно, должно возрасть.

Структурная схема прямой АРУ. Цепь АРУ (рис. 11.7) подключена ко входу регулируемого усилителя, напряжение регулировки $E_{\text{рег}}$ формируется в результате детектирования усиленного входного напряжения.

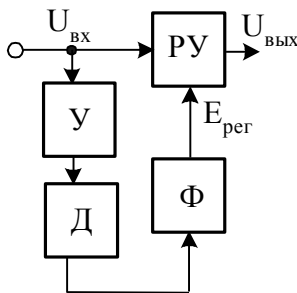


Рис. 11.7

При увеличении $U_{\text{вх}}$ напряжение на выходе детектора АРУ возрастает, при этом увеличивается $E_{\text{рег}}$, что вызывает уменьшение K_0 . Напряжение $U_{\text{вых}} = K_0 \cdot U_{\text{вх}}$. Если $U_{\text{вх}}$ увеличивается, то K_0 уменьшается; при этом их произведение может оставаться постоянным.

Прямая АРУ в принципе позволяет получить идеальную характеристику регулировки, но практически добиться этого не удаётся. Такой АРУ свойствен ряд недостатков, основной из которых состоит в необходимости включать перед детектором в цепи АРУ дополнительный усилитель с большим коэффициентом усиления. Прямая АРУ нестабильна, т.е. подвержена действию различных дестабилизирующих факторов. Если, например, из-за изменения температуры или напряжения источника питания коэффициент усиления K_0 регулируемого усилителя увеличится, то характеристика АРУ из идеальной превратится в характеристику с нарастающим $U_{\text{вых}}$.

Структурная схема комбинированной АРУ. В этом случае рационально используются преимущества обеих схем АРУ: стабильность обратной АРУ и возможность получения идеальной характеристики в прямой АРУ (рис. 11.8).

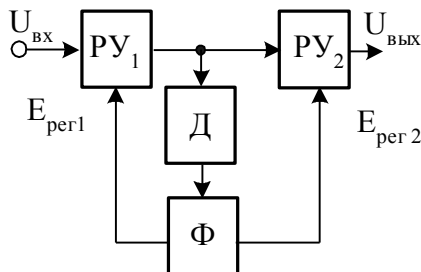


Рис. 11.8

Для первого усилителя – это обратная, а для второго – прямая АРУ. Основная регулировка происходит в ПУ₁; он, как правило, содержит несколько регулируемых каскадов. Второй регулируемый усилитель обычно однокаскадный, его основная задача – несколько скомпенсировать возрастающее напряжение на выходе первого усилителя. То, что идеальной регулировки нельзя достигнуть на практике, не имеет большого значения, так как пределы изменения $U_{\text{ВЫХ}}$ невелики.

АРУ приёмников импульсного сигнала (рис. 11.9).

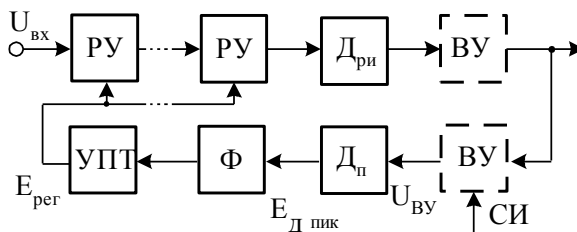


Рис. 11.9

Для АРУ таких приемников характерны две особенности.

1. Импульсный сигнал детектируется дважды: вначале детектором радиопульсов ($Д_{\text{ри}}$), а затем пиковым детектором ($Д_{\text{п}}$). Детекторы

необходимы не только для нормальной работы АРУ, но и для детектирования сигнала в самом приемнике. Чтобы не ставить два детектора (в цепь сигнала и в цепь АРУ), детектор радиопульсов часто делают общим. Общим может быть и видеоусилитель (ВУ).

2. В интервалах между полезными импульсами могут возникать различные помехи; при импульсной многоканальной связи между импульсами данного канала действуют импульсы других каналов. В этом случае АРУ реагирует на все импульсы, а не только на те которые должны быть выделены. Для устранения этого недостатка цепь АРУ открывают только на время действия полезных импульсов, т. е. применяют стробирование. Для этого один из каскадов цепи АРУ (обычно видеоусилитель) делают стробируемым, который открывается стробирующим импульсом (СИ) на время действия полезного импульса.

11.2.5. Назначение фильтра в цепи АРУ

Амплитуда сигнала в приёмнике изменяется по двум причинам:

1) при использовании амплитудной модуляции для передачи информации в системе связи или радиовещания; 2) из-за замираний, при которых уровень сигнала на входе приёмника изменяется по случайному закону в широких пределах. Цепь АРУ должна устранять только замирания сигнала, но не должна реагировать на полезные изменения амплитуды АМ-сигнала, что обеспечивается с помощью фильтра АРУ (рис. 11.10).

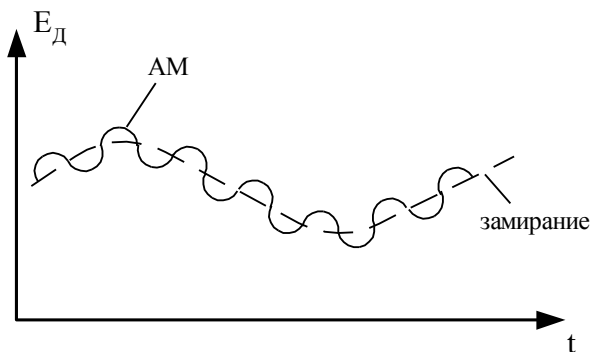


Рис. 11.10

Скорость полезных и вредных изменений амплитуды сигнала различна. При АМ амплитуда сигнала подвержена быстрым изменениям, например, при телефонной связи и в звуковом радиовещании частота модуляции составляет 50...5000 Гц. Замирания сигналов в основном медленные,

обычно частота замираний 0,1...10 Гц. Напряжение E_d на выходе детектора содержит полезную и “вредную” (из-за замираний сигнала) составляющие.

Напряжение $E_{рег}$ на выходе фильтра АРУ определяется только вредной составляющей напряжения $E_{рег}$ (рис. 11.11).

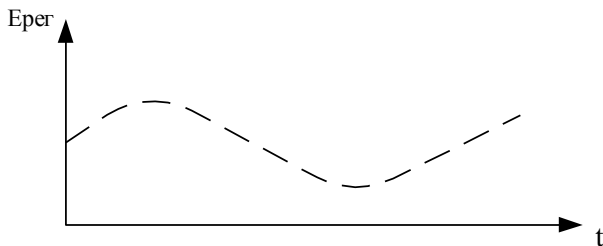


Рис. 11.11

Следовательно, постоянная времени фильтра цепи АРУ должна быть достаточно большой. Однако при очень большой τ_ϕ система АРУ будет очень инерционной и не сможет реагировать на быстрые замирания, быструю перестройку приёмника, т.е. будет не работоспособна.

В качестве фильтра используют обычно простую цепь $R_\phi C_\phi$. Если АРУ осуществляется в нескольких регулируемых каскадах усиления, то ставят не один, а несколько фильтров.

11.2.6. Переходный процесс в системе с обратной АРУ

Проанализируем работу во времени усилителя с обратной АРУ при изменении за счёт замираний амплитуды $U_{вх}$. Предположим, что $U_{вх}$ скачком возросло, при этом в первый момент (в случае безынерционности усилителя) $U_{вых}$ также скачком возрастет (рис. 11.12), что приведет к скачкообразному увеличению напряжения на входе цепи АРУ.

Из-за наличия в цепи АРУ инерционных элементов (фильтра детектора АРУ) $E_{рег}$ не изменяется скачком, а начинает постепенно нарастать, что приводит к уменьшению K_0 . В усилителе с АРУ возникает переходный процесс, и прежде, чем напряжение $U_{вых}$ на его выходе установится, проходит определенное время.

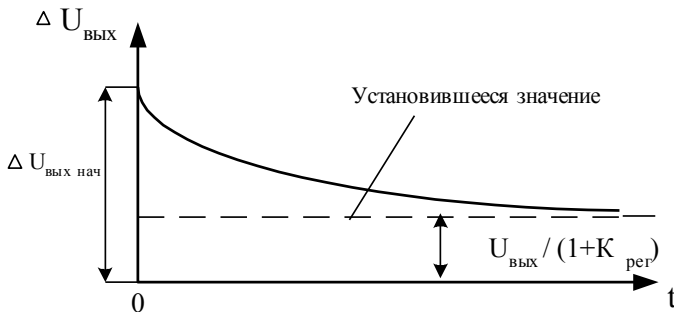


Рис. 11.12

Закон изменения $U_{\text{вых}}$ в процессе его установления, который может быть аperiodическим либо колебательным, зависит от типа ФНЧ в цепи АРУ. Если ФНЧ — однозвенный $R_{\phi}C_{\phi}$ -фильтр, то $U_{\text{вых}}$ будет устанавливаться по экспоненциальному аperiodическому закону с

$$\tau = R_{\phi}C_{\phi}/(1 + K_{\text{рег}}), \quad \text{где } K_{\text{рег}} = (\Delta K_0/K_0)/(\Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}}),$$

$\Delta U_{\text{вх}}$ и ΔK_0 — соответственно приращение входного напряжения и вызываемое им приращение коэффициента усиления регулируемого усилителя. В этом случае говорят о системе АРУ первого порядка. Если ФНЧ двух или трехзвенный, то переходный процесс в системе АРУ носит колебательный характер, что нарушает нормальный приём сигнала. Если переходной процесс имеет колебательный характер, то изменения регулирующего напряжения U_p могут затруднить нормальный радиоприём. Поэтому обычно в цепи АРУ применяют в качестве ФНЧ простые RC-звенья. Коэффициент передачи однозвенного фильтра равен

$$K_{\phi} = \frac{1}{1 + pRC},$$

тогда переходной процесс можно считать аperiodическим. Если в приемнике применяется несколько регулируемых каскадов, то возникает необходимость их развязки (рис. 11.13).

Однако дополнительные звенья развязки $R_{\text{раз}}C_{\text{раз}}$ приводят к тому, что фильтр АРУ становится двухзвенным, т.к. звено $R_{\phi}C_{\phi}$ является общим для всех других. Для исключения возможности возникновения колебаний переходного процесса постоянная времени одного из звеньев должна быть много больше постоянной времени другого звена. При этом устойчивость к самовозбуждению будет достигнута такая же, как и в системе с однозвенным фильтром.

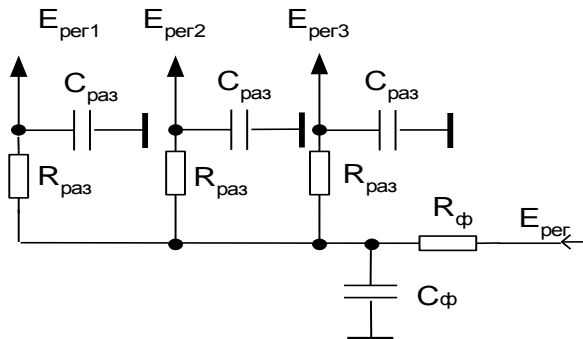


Рис. 11.13

Если задана длительность переходного процесса в системе АРУ $t_{\text{АРУ}}$ для данного перепада амплитуд, то максимально допустимое значение постоянной времени цепи АРУ можно выбрать из условия

$$\tau_{\phi} \leq 0,45 t_{\text{АРУ}} (1 + K_{\text{иОС}}),$$

где $K_{\text{иОС}} = U_{\text{ВХ}} S_{\text{РХ}} K_{\text{ОС}}$ – коэффициент интенсивности обратной связи;

$S_{\text{РХ}}$ – крутизна регулировочной характеристики;

$K_{\text{ОС}}$ – коэффициент передачи цепи обратной связи;

$U_{\text{ВХ}}$ – амплитуда входного сигнала.

При слишком малой постоянной времени возникают искажения принимаемого сигнала. Уровень этих искажений зависит от напряжения сигнала на входе.

Минимально допустимое значение постоянной времени ФНЧ определяется неравенством

$$\tau_{\phi} \geq \frac{K_{\text{иОС}}}{2\pi \rho_{\min} \rho_n},$$

где ρ_n – представляет собой наименьшее из чисел

$$\rho_1 = \sqrt{1 - \left(\frac{M_{\text{ВЫХ}}}{M_{\text{ВХ}}}\right)^2}; \quad \rho_2 = k_{\Gamma}; \quad \rho_3 = \text{tg} \varphi.$$

Здесь $M_{\text{ВЫХ}}/M_{\text{ВХ}}$ – допустимое изменение глубины модуляции;

k_{Γ} – допустимое значение коэффициента гармоник;

φ – допустимое значение фазового сдвига.

Значения K_0 , φ , $M_{\text{ВЫХ}}/M_{\text{ВХ}}$ задают на минимальной частоте модулирующего сигнала F_{min} .

11.2.7. Искажения АМ-сигнала в усилителе с АРУ

В реальных цепях АРУ фильтр не полностью подавляет составляющие частоты модуляции напряжения на выходе детектора АРУ. Это приводит к искажениям сигнала. Для пояснения процесса возникновения искажений положим вначале, что цепь АРУ идеальна, а на входе регулируемого усилителя действует АМ-колебание с модуляцией одним тоном частоты F ; тогда огибающая этого АМ-колебания

$$U_H = (1 + M \cos \Omega t),$$

где M — коэффициент модуляции; $\Omega = 2\pi F$ — угловая частота модулирующего колебания; U_H — амплитуда несущей. При идеальной АРУ цепь регулировки вырабатывает постоянное напряжение $E_{\text{per}0}$, при котором коэффициент усиления усилителя $K_0 = S_{\text{рег}} E_{\text{рег}}$, где $S_{\text{рег}}$ — крутизна регулировочной характеристики. Тогда при идеальной цепи АРУ огибающая выходного напряжения

$$U_{\text{ВЫХ}} = K_0 U_{\text{ВХ}} = K_0 U_H (1 + M \cos \Omega t). \quad (12.1)$$

В реальной цепи АРУ фильтр не полностью подавляет составляющие частоты модуляции, к тому же он вносит определенный фазовый сдвиг φ , с учетом этого напряжение регулировки будет равно

$E_{\text{рег}} = E_{\text{per}0} [1 + M' \cos(\Omega t + \varphi)]$, где $M'E_{\text{рег}}$ — амплитуда составляющей частоты F на выходе фильтра АРУ. Предположим, что зависимость коэффициента усиления усилителя от $E_{\text{рег}}$ линейная с крутизной регулировочной характеристики $S_{\text{рег}}$. При этом коэффициент усиления регулируемого усилителя будет меняться по закону $K = K_0 [1 + S_{\text{рег}} M' \cos(\Omega t + \varphi)]$ и огибающая напряжения на выходе регулируемого усилителя будет иметь вид

$$U_{\text{ВЫХ}} = K U_{\text{ВХ}} = U_H (1 + M \cos \Omega t) K_0 [1 + S_{\text{рег}} M' \cos(\Omega t + \varphi)].$$

Произведя преобразования, получим

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} = & U_H K_0 (1 + M \cos \Omega t + U_H K_0 S_{\text{рег}} M' [\cos(\Omega t + \varphi)] + \\ & + 0,5 M \cos \varphi + 0,5 M \cos(2\Omega t + \varphi)). \end{aligned} \quad (12.2)$$

Сравнивая (12.1) и (12.2), отмечаем, что напряжение $U_{\text{вых}}$ при неидеальном фильтре АРУ отличается от $U_{\text{вых}}$ при идеальном, что обуславливает появление искажений сигнала. Эти искажения проявляются в следующем: 1) изменение коэффициента усиления с частотой модуляции приводит к изменению коэффициента модуляции сигнала, при $\varphi = 0$ и отрицательной $S_{\text{рег}}$ глубина модуляции сигнала уменьшается; 2) напряжение на выходе усилителя оказывается промодулированным не только тоном с частотой F , но и его второй гармоникой с частотой $2F$, что приводит к возникновению нелинейных искажений закона модуляции. Эти искажения тем больше, чем больше произведение $S_{\text{рег}} M'$, при $S_{\text{рег}} M' = 0$ искажения отсутствуют.

11.2.8 Схемы регуляторов систем АРУ

Регулируемыми каскадами обычно являются каскады УПЧ и УРЧ. Число регулируемых каскадов зависит от требуемой эффективности АРУ. При глубине регулировки более 40 дБ следует применять два каскада и более. Обычно считают, что один каскад позволяет получить глубину регулировки от 15 до 25 дБ, при этом чтобы избежать значительных нелинейных искажений, сигнал на входе регулируемых каскадов не должен превышать 10 мВ.

Допустимое входное напряжение для регулируемых каскадов на полевых транзисторах может быть несколько большим при прочих равных условиях.

Если используются транзисторы с удлинённой регулировочной характеристикой (ГТ328, ГТ346), то амплитуда входного сигнала может быть увеличена до 150 мВ, при этом максимальная глубина регулировки – 46 дБ.

Способы регулирования усиления активных каскадов можно разделить на две группы:

- путем изменения режима работы активного элемента по постоянному току (“режимная” регулировка);
- путем изменения глубины отрицательной обратной связи.

Режимная регулировка осуществляется наиболее просто и используется широко во всех диапазонах частот. Коэффициент усиления регулируют обычно изменяя крутизну активного элемента.

Регулировка путем изменения глубины ООС осуществляется при помощи дополнительных управляемых полупроводниковых приборов, которые работают как элементы с переменными параметрами. Этот способ позволяет получить низкий уровень нелинейных искажений, однако частотный диапазон, в котором схемы таких регуляторов эффективны

ограничен в силу возможности самовозбуждения.

Резонансный коэффициент усиления одноконтурного усилителя радиосигналов определяется выражением

$$K_0 = mnSR_{\gamma}.$$

Регулировка K_0 может осуществляться при изменении любой величины, входящей в это выражение.

Регулировка изменением крутизны. Такая регулировка осуществляется путем изменения режима усилительного элемента (УЭ), поэтому называется *режимной*. Для изменения крутизны $|Y_{210}|$ необходимо менять напряжение смещения на управляющем электроде УЭ: напряжение $U_{БЭ0}$ в БТ или $U_{ЗИ0}$ в ПТ. Известно, что изменение $U_{БЭ0}$ вызывает существенное изменение крутизны в рабочей точке. При изменении напряжения смещения в ПТ меняется практически только крутизна, а в БТ еще и такие параметры, как $G_{ВХ}$ и $G_{ВЫХ}$.

Регулирующее напряжение $E_{рег}$ подается в цепь эмиттера, либо в цепь базы транзистора. Схема регулировки первого вида показана на рис. 11.14. Напряжение смещения на транзисторе равно $U_{БЭ0} = U_0 - E_{рег}$.

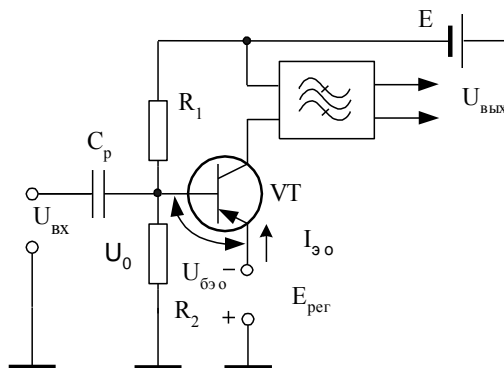


Рис. 11.14

По мере увеличения $E_{рег}$ напряжение $U_{БЭ0}$ уменьшается, что влечет за собой уменьшение тока $I_{К0}$ и крутизны, в результате чего коэффициент усиления K_0 снижается. Цепь регулировки должна обеспечить ток, примерно равный $I_{Э0}$. Если регулируются N каскадов, то ток регулировки $I_{РЕГ} \approx NI_{Э0}$, поэтому цепь регулировки должна вырабатывать сравнительно большой ток $I_{РЕГ}$, что является недостатком таких схем.

От этого недостатка свободны цепи регулировки второго типа, в которых, напряжение $E_{\text{рег}}$ вводится в цепь базы (рис. 11.15).

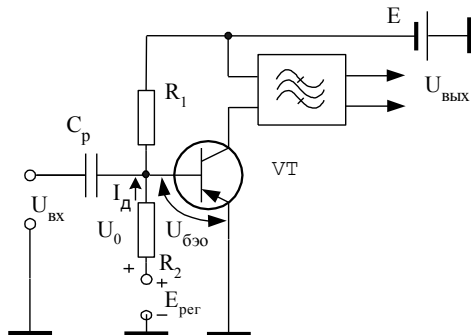


Рис. 11.15

Согласно рис. 11.15 $U_{\text{бэ}0} = U_0 - E_{\text{рег}}$, поэтому принцип регулировки в обоих случаях одинаков. Достоинство регулировки по схеме рис. 11.15 состоит в том, что ток $I_{\text{РЕГ}}$, равный току делителя $I_{\text{Д}} = (5 \dots 10)I_{\text{Б}0}$, во много раз меньше тока $I_{\text{РЕГ}}$ при регулировке по схеме рис. 11.14. Включение в цепь эмиттера резистора приводит к уменьшению эффективности регулировки, так как он обеспечивает стабилизацию режима не только при изменении температуры, но и при изменении $E_{\text{рег}}$. При включении этого резистора для обеспечения той же глубины регулирования необходимо подавать большее значение напряжения $E_{\text{рег}}$. Аналогично осуществляется режимная регулировка в усилителе на ПТ.

Регулировка изменением эквивалентного сопротивления контура. Такая регулировка может осуществляться различными способами. На рис. 11.16 показана схема регулировки с подключенным параллельно контуру диодом VD.

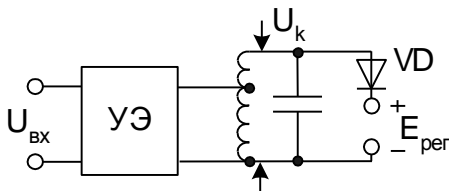


Рис. 11.16

При $E_{\text{рег}} > U_K$ диод закрыт и контур практически им не шунтируется; при этом эквивалентное сопротивление контура R_{Σ} и K_0 наибольшие. При $E_{\text{рег}} < U_K$ диод открывается и его входное сопротивление шунтирует контур. В этом случае R_{Σ} а следовательно, и K_0 уменьшаются. Основной недостаток такого способа регулировки состоит в том, что при изменении R_{Σ} меняется не только K_0 , но и эквивалентное затухание контура, а это вызывает изменение полосы пропускания усилителя. Тем не менее при большом сигнале допустимо некоторое ухудшение избирательности.

Аттенуаторная регулировка. При таком способе регулировки между усилительными каскадами включают аттенуатор с переменным коэффициентом передачи. Используются регулируемые делители, емкостные делители на варикапах, мостовые схемы. Так, на рис. 11.17 показана схема регулируемого аттенуатора на диодах VD_1 — VD_3 .

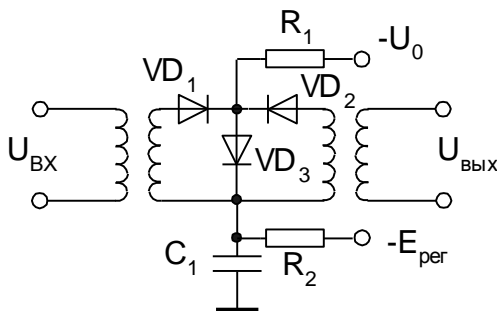


Рис. 11.17

При $|E_{\text{рег}}| < U_0$ диоды VD_1 , VD_2 открыты, а диод VD_3 закрыт; при этом коэффициент передачи максимален. По мере увеличения $E_{\text{рег}}$ динамические сопротивления диодов VD_1 и VD_2 увеличиваются, а динамическое сопротивление диода VD_3 уменьшается и, следовательно, уменьшается коэффициент передачи аттенуатора.

На рис. 11.18 представлена схема делителя, в которой в качестве управляемого сопротивления применен ПТ. Под действием $E_{\text{рег}}$ меняется сопротивление канала транзистора.

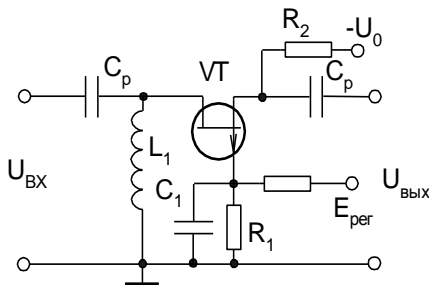


Рис. 11.18

Широко используются аттенюаторы на р-і-п-диодах, обладающих большим диапазоном изменения сопротивления и малой емкостью. На рис. 11.19 показана схема аттенюатора на р-і-п-диодах; работой которых управляют, изменяя смещение на базе транзистора VT₁ с помощью резистора R_{пер}. При нулевом напряжении регулировки диоды VD₁ и VD₂ закрыты, а VD₃ открыт и затухание аттенюатора минимально. При максимальном напряжении регулировки диоды VD₁ и VD₂ открыты, а VD₃ закрыт и затухание аттенюатора максимально.

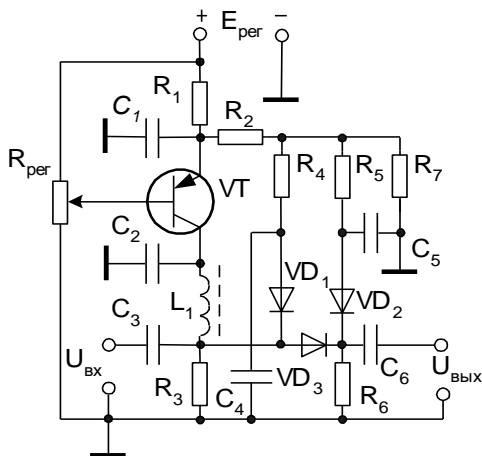


Рис. 11.19

Рассматриваемые способы изменения усиления применимы как для ручных, так и для автоматических регулировок.

Регулировка с помощью регулируемой ООС. Этот способ, как и аттенуаторная регулировка, не вытекает непосредственно из выражения для K_0 . Типовая схема изменения K_0 регулируемой ООС показана на рис. 11.20.

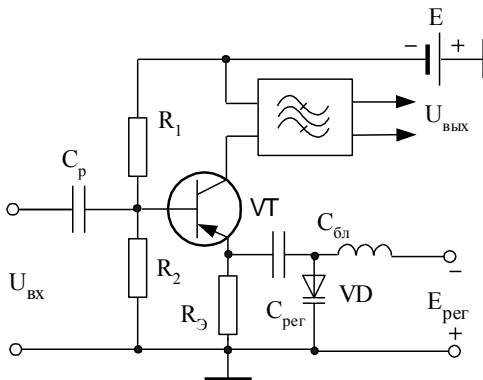


Рис. 11.20

В усилительных каскадах параллельно R_3 обычно включают конденсатор C_3 большой емкости для устранения ООС. В схеме, показанной на рис. 11.20, глубину ООС можно регулировать, изменяя емкость конденсатора $C_{\text{рег}}$.

Блокировочный конденсатор $C_{\text{бл}}$ служит для разделения по постоянному току цепей регулировки и питания транзистора. В качестве $C_{\text{рег}}$ обычно используется варикап VD. С увеличением $E_{\text{рег}}$ диод VD закрывается сильнее, его емкость $C_{\text{рег}}$ уменьшается, напряжение ООС увеличивается, коэффициент усиления K_0 уменьшается.

11.2.9. Системы АРУ специального назначения

При приеме импульсных сигналов с большим динамическим диапазоном в условиях глубоких замираний необходима быстродействующая АРУ (БАРУ). В этом случае постоянная времени фильтра АРУ мала, ухудшается фильтрация и возникает опасность самовозбуждения. Для исключения этого применяют многокольцевые АРУ, когда каждый регулятор (их несколько) охватывают отдельным кольцом АРУ (рис. 11.21).

Отличительная особенность БАРУ—высокая скорость ее срабатывания при мощной помехе; цепь БАРУ инерционна для сигнала и сраба-

тывает только от помехи. Постоянная времени фильтра БАРУ во много раз меньше постоянной времени фильтра АРУ.

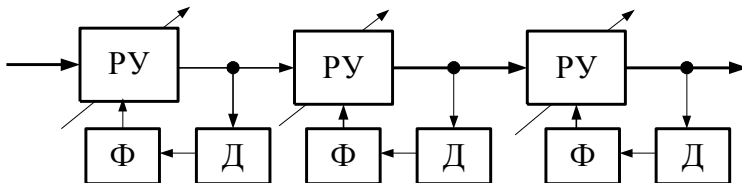


Рис. 11.21

Временная регулировка усиления (ВАРУ). Для повышения различимости целей на фоне отражения от земли и моря в радиолокационных РПрУ применяют системы ВАРУ. Используют специально сформированный управляющий сигнал изменение величины которого по времени соответствует закону изменения амплитуд сигналов отраженных от земной поверхности (6 –12 дБ на октаву времени). Так в ближней зоне действие ВАРУ уменьшает усиление РПрУ и т.д.

Логарифмические усилители. Нередко в системах АРУ используют усилители с логарифмическим законом изменения коэффициента усиления от величины воздействующего сигнала, что позволяет в ряде специальных приемников значительно повысить эффективность регулирования.

Бесшумная АРУ. Создается специальная цепь бесшумной регулировки БШР, управляемая $E_{\text{РЕГ}}$. Если $E_{\text{РЕГ}}$ становится ниже определенного уровня, то цепь БШР вырабатывает напряжение E_z , запирающее усилитель звуковых частот.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы назначение и виды регулировок?
2. Какие способы регулировки усиления резонансного усилителя Вы знаете?
3. Каким образом осуществляется режимная регулировка коэффициента усиления усилителя и каковы ее преимущества и недостатки?
4. Какие схемы аттенюаторов для регулировки коэффициента усиления усилителя Вы знаете и каковы особенности их работы?
5. Нарисуйте структурные схемы обратной, прямой и комбинированной АРУ и проведите их сравнительный анализ.

6. Каковы структурная схема и назначение элементов цепи АРУ?
7. Почему в обратной АРУ принципиально нельзя получить идеальную характеристику регулирования?
8. Каковы назначение и схема фильтра в цепи АРУ?
9. Какие искажения АМ-сигнала возникают в усилителе с АРУ и каковы их причины?
10. Поясните сущность переходного процесса, возникающего в схеме с обратной АРУ.
11. Какие системы АРУ специального назначения Вы знаете?

11.3. Системы автоматической подстройки частоты (АПЧ)

11.3.1. Основные типы систем АПЧ

Система автоматической подстройки частоты (АПЧ) должна обеспечить требуемую точность настройки приемника при воздействии дестабилизирующих факторов.

Источником частотной нестабильности приемника является гетеродин. Случайные изменения частоты гетеродина приводят к изменениям промежуточной частоты $f_{пр}$.

В супергетеродинном приемнике должно выполняться равенство номинальных (расчетных) значений промежуточной частоты $f_{пр0}$ и частоты настройки фильтров УПЧ $f_{пр}$. При соблюдении этого условия изменения спектра сигнала оказываются минимальными, так как все его составляющие располагаются внутри полосы пропускания П тракта УПЧ. В реальной ситуации текущие значения f_r , f_c и f_0 отличаются от расчетных, поскольку на аппаратуру воздействуют различные дестабилизирующие факторы (изменение температуры, влажности и т. д.), всегда имеются погрешности в регулировке отдельных каскадов, ошибки в измерениях и др. Кроме того, частота f_c может изменяться вследствие эффекта Доплера.

В результате между $f_{пр} = |\pm f_r \pm f_c|$ и $f_{пр0}$, а также между f_0 и $f_{пр}$ возникают расстройки: $\Delta f_{пр} = f_{пр} - f_{пр0}$. Как следствие, расходятся между собой и частоты $f_{пр}$ и $f_{пр0}$, так что $\Delta f_1 = f_{пр} - f_0 = \Delta f_{пр} - \Delta f_0$. Если расстройки настолько велики, что значительная часть боковой полосы спектра сигнала оказывается вне П, то это приводит к существенным линейным искажениям принятого сообщения.

Устранение расстройки Δf_1 может быть достигнуто воздействием на f_r , либо на f_0 , так как f_c от параметров приемника не зависит. На практике второй способ не применяется, так как в качестве фильтров в УПЧ используются сложные избирательные структуры на сосредоточенных

или распределенных реактивных элементах, перестройка которых возможна только в весьма небольших пределах. Поскольку вклад в результирующую нестабильность отклонений f_0 пренебрежимо мал, подстройка частоты гетеродина должна устранить влияние только его собственной нестабильности и нестабильности частоты принимаемого сигнала.

С развитием техники радиоприема, и в первую очередь с переходом на СВЧ и более высокочастотные диапазоны ($f_c > 30$ МГц), с повышением помехозащищенности, а также с улучшением эксплуатационных показателей аппаратуры возникла необходимость в автоматизации процесса подстройки частоты гетеродина. Были разработаны специальные радиотехнические устройства, получившие по своему первоначальному предназначению наименование систем автоматической подстройки частоты (АПЧ). Последние являются одной из разновидностей обширного класса систем автоматического регулирования (САР).

Для осуществления АПЧ в приемник вводится специальная цепь, упрощенная структурная схема которой приведена на рис. 11.22.,

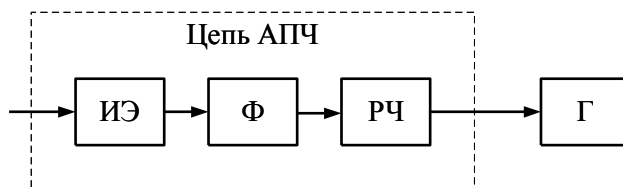


Рис. 11.22

где ИЭ – измерительный элемент; Ф – фильтр; РЧ – регулятор частоты; Г – гетеродин.

Различают следующие виды АПЧ в зависимости от вида измерительного элемента (ИЭ):

- частотной автоматической подстройкой частоты (ЧАПЧ), где в качестве ИЭ используется частотный детектор (дискриминатор) ЧД, который оценивает отклонение частоты напряжения на входе цепи АПЧ от эталонного значения;

- фазовой автоматической подстройкой частоты (ФАПЧ), где в качестве ИЭ используется фазовый детектор ФД, оценивающий отклонение фазы напряжения на входе цепи АПЧ от фазы эталонного (опорного) напряжения.

В зависимости от типа цепи или узла РПрУ, дающего опорное значение частоты, с которым сравнивается частота подстраиваемого гетеро-

дина, различают системы, в которых частота колебаний в РПрУ сравнивается:

- с частотой, при которой пассивная цепь приобретает какие-либо характерные свойства (резонанс, либо баланс мостовой цепи и т. д.);
- с частотой стабильного гетеродина;
- с опорными частотами обоих видов (смешанные системы).

Схема, в которой за опорную частоту принимается резонансная частота цепи ЧД, имеет вид, представленный на рис. 11.23.

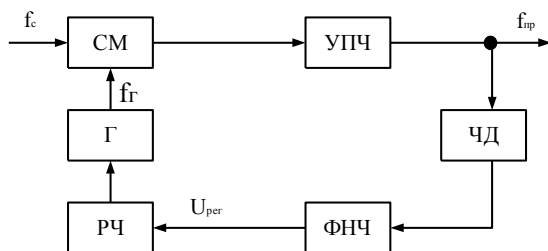


Рис. 11.23

Обычно частота, при которой характеристика ЧД проходит через 0, соответствует настройке УПЧ. При уходе частоты гетеродина f_r изменяется значение $f_{гр}$, на выходе ЧД вырабатывается напряжение соответствующего знака и величины. Задача ФНЧ (как и в системе с АРУ) подавить “продукты” частоты модуляции.

Схема, в которой сравниваются частота на выходе УПЧ $f_{гр}$ и частота опорного генератора (ОГ), имеет вид, представленный на рис. 11.24.

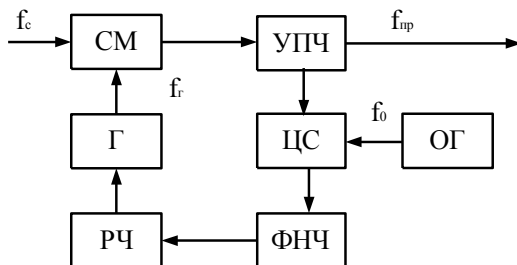


Рис. 11.24

На рис. 11.25 представлена смешанная схема, в которой колебания подстраиваемого генератора Γ и опорного генератора ОГ с частотами f_r и f_0 действуют на смеситель СМ и получаемое напряжение разностной частоты $f_r - f_0 = f_{\text{пр}}$ подается на вход опорного ЧД с частотой ‘нуля’, равной $f_{\text{пр}0}$. При отклонении $f_{\text{пр}}$ от $f_{\text{пр}0}$ на выходе ЧД вырабатывается напряжение, действующее на управляющую цепь гетеродина и подстраивающее его.

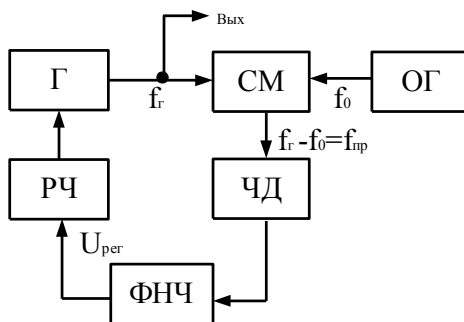


Рис. 11.25

11.3.2. Система ЧАПЧ

В системах ЧАПЧ в качестве измерительного элемента используется частотный детектор (дискриминатор), а в качестве РЧ используются варикапы (электронный РЧ) или чувствительный электродвигатель (электромеханический РЧ), который с помощью редуктора связан с конденсатором гетеродина. Для того чтобы управляющее напряжение, подводимое от ЧД, подстраивало, а не расстраивало частоту, – характеристики РЧ и ЧД (управляющей цепи) должны быть согласованы (рис. 11.26).

Абсолютный уход преобразованной частоты должен быть равен остаточной расстройке гетеродина. Т. е. для осуществления АПЧ крутизна ЧД и крутизна РЧ должны иметь противоположный знак.

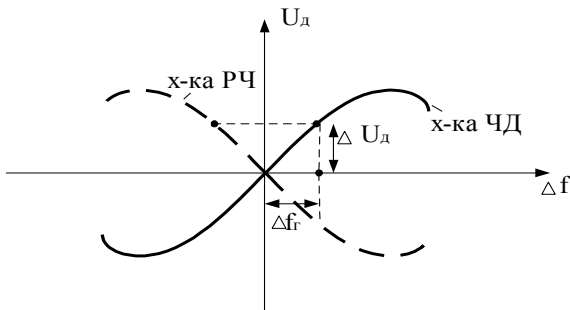


Рис. 11.26

Функциональная схема системы ЧАПЧ приведена на рис. 11.27.

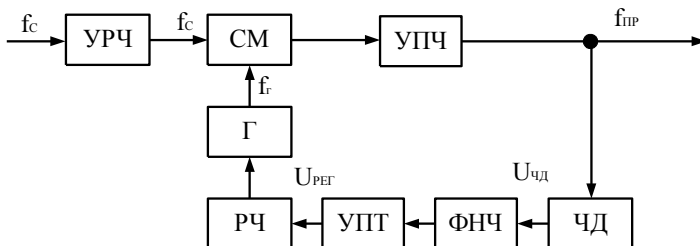


Рис. 11.27

Схема состоит из смесителя и усилителя промежуточной частоты, входящих в линейный тракт приемника. Изменения частоты принимаемого сигнала $f_c(t)$ (задающего воздействия) должны отслеживаться регулируемой (выходной) величиной $f_r(t)$ с тем, чтобы разность между ними в любой момент была возможно более близкой к f_0 . Этот эффект достигается благодаря сравнению в ЧД мгновенного значения частоты $f_{пр}(t)$ с внутренним параметром частотного детектора – переходной частотой f_d . Сигнал ошибки $U_{чд}(t)$ после прохождения через ФНЧ и усиления в УПТ преобразуется в управляющее напряжение $U_{рег}$, приложенное к РЧ. Под воздействием $U_{рег}$ частота $f_r(t)$ изменяется на $\Delta f_{под}$ в сторону уменьшения рассогласования между $f_c(t)$ и $f_r(t)$. РЧ обычно входит в колебательный контур автогенератора – гетеродина (Г), поэтому часто РЧ и Г объединены в одно звено.

Пусть из-за дестабилизирующих факторов частота Г, равная f_r , изменилась на величину, равную $\Delta f_{нач}$. После срабатывания системы ЧАПЧ

происходит подстройка частоты гетеродина, в результате чего его расстройка уменьшается на $\Delta f_{\text{под}}$.

В установившемся режиме

$$\Delta f_{\text{ост}} = \Delta f_{\text{нач}} - \Delta f_{\text{под}}, \quad (14.1)$$

где $\Delta f_{\text{ост}}$ – остаточная расстройка гетеродина после установления процессов в системе ЧАПЧ.

Расстройка $\Delta f_{\text{ост}}$ на выходе УПЧ вызывает появление напряжения $U_{\text{чд}}$ на выходе ЧД. Если характеристика ЧД линейна и имеет крутизну $S_{\text{чд}}$, то

$$U_{\text{чд}} = S_{\text{чд}} \Delta f_{\text{ост}}. \quad (14.2)$$

После фильтрации с коэффициентом передачи по постоянному току $K_{\text{ф}}$

$$U_{\text{рег}} = K_{\text{ф}} U_{\text{чд}} = K_{\text{ф}} S_{\text{чд}} \Delta f_{\text{ост}}. \quad (14.3)$$

С помощью напряжения $U_{\text{рег}}$ производится подстройка частоты гетеродина. Если характеристика РЧ линейна и крутизна равна $S_{\text{рег}}$, тогда

$$\Delta f_{\text{под}} = S_{\text{рег}} \cdot U_{\text{рег}} = S_{\text{рег}} S_{\text{чд}} K_{\text{ф}} \Delta f_{\text{ост}}. \quad (14.4)$$

Учитывая, что $\Delta f_{\text{ост}} = \Delta f_{\text{нач}} - \Delta f_{\text{под}}$, получаем

$$\Delta f_{\text{ост}} = \Delta f_{\text{нач}} - S_{\text{рег}} S_{\text{чд}} K_{\text{ф}} \Delta f_{\text{ост}} \quad (14.5)$$

или

$$\Delta f_{\text{ост}} = \frac{\Delta f_{\text{нач}}}{1 + S_{\text{рег}} S_{\text{чд}} K_{\text{ф}}}. \quad (14.6)$$

Таким образом, выражение (14.6) показывает, что цепь АПЧ уменьшает $\Delta f_{\text{нач}}$ в несколько раз. Отношение расстройки преобразованной частоты при разомкнутом кольце АПЧ $\Delta f_{\text{нач}}$ к той же расстройке при замкнутом $\Delta f_{\text{ост}}$ называют коэффициентом подстройки АПЧ:

$$K_{\text{АПЧ}} = \frac{\Delta f_{\text{нач}}}{\Delta f_{\text{ост}}} = 1 + S_{\text{чд}} S_{\text{рег}} K_{\text{ф}}.$$

В реальных цепях ЧАПЧ $K_{\text{АПЧ}} \approx 20 \div 50$.

Если $K_{АПЧ} < 1$ расстройка при замыкании кольца АПЧ возрастает, т. е. система неустойчива. Исследование знака произведения $S_{чД} S_{рег}$ в широкой области расстроек позволяет выяснить область устойчивой и эффективной работы системы.

Важной характеристикой системы АПЧ является зависимость $\Delta f_{ост}$ от $\Delta f_{нач}$. Зависимость $\Delta f_{ост} = F(\Delta f_{нач})$ называют характеристикой регулирования (рис. 11.28).

Если система АПЧ отсутствует, то $K_{АПЧ} = 1$, $\Delta f_{ост} = \Delta f_{нач}$.

Если АПЧ работает, то при отклонении частоты f_r от номинального значения, растет $\Delta f_{нач}$, следом увеличивается $\Delta f_{ост}$, однако на начальном участке характеристики oa (oa') отклонение $\Delta f_{ост}$ невелико по сравнению с вызывающим его изменением частоты $\Delta f_{нач}$. Цепь АПЧ работает, пока отклонение частоты $\Delta f_{ост}$ не превышает значение $\Delta f_{чД}$, определяемое рабочим участком характеристики ЧД: $\Delta f_{ост} \leq \Delta f_{чД}$.

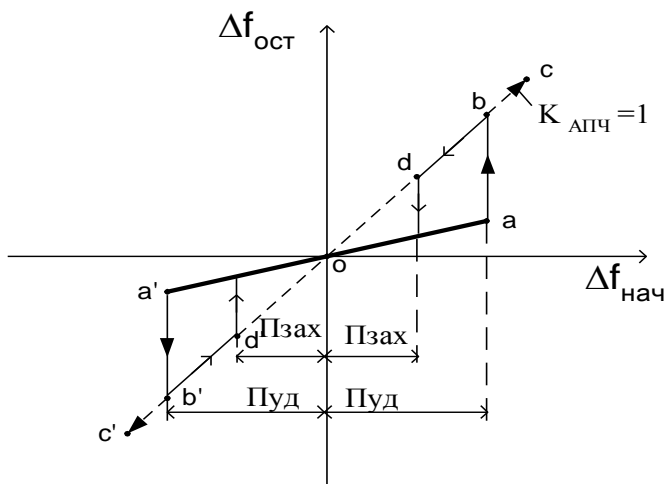


Рис. 11.28

При увеличении расстройки система выходит за рамки рабочего участка ЧД, напряжение на выходе ЧД падает до нуля. Система скачкообразно переходит в режим отсутствия АПЧ ($K_{АПЧ} = 1$). На рис. 11.28 этому состоянию системы соответствует скачок характеристики из точки a (a') в точку b (b'), далее она пойдет по участку bc ($b'c'$).

При обратном ходе процесса вначале частота $\Delta f_{\text{нач}}$ находится далеко за пределами характеристики ЧД и нет воздействия на РЧ, так как $U_{\text{ЧД}} = 0$.

В точке d (d') на выходе ЧД появится заметное напряжение, которое уменьшит частоту гетеродина, вызовет напряжение $U_{\text{РЕГ}}$ и т. д. Точка d (d') неустойчива и происходит перескок на участок oa (oa').

Характеристика имеет аналогичный вид при расстройке в другую сторону от точки 0.

На рис. 11.28 можно выделить две характерные области частот для приемника с АПЧ:

- полоса удержания $\Pi_{\text{уд}}$ (от 0 до a и от 0 до a'), это полоса расстроек в которых система АПЧ удерживает преобразованную частоту близкой к правильному значению, при выходе за которую АПЧ перестает работать;

- полоса захвата (схватывания) $\Pi_{\text{зах}}$ (от d до d'), это полоса расстроек частот, при которой происходит восстановление АПЧ. Эта полоса расстроек близка к полосе пропускания приемника. При введении преобразованной частоты сигнала в эту полосу происходит захват настройки приемника системой АПЧ. Для цепи АПЧ выполняется условие $\Pi_{\text{уд}} > \Pi_{\text{зах}}$.

Работа АПЧ может нарушаться при замираниях сигнала, поэтому для повышения ее устойчивости применяют специальные меры:

- меняют постоянную времени фильтра;
- используют автоматический поиск сигнала при его пропадании;
- применяют системы АПЧ, у которых полосы захвата и удержания мало отличаются друг от друга.

В системах ЧАПЧ требования к фильтрам аналогичны случаю АРУ. Т. е. в системах ЧАПЧ, как правило, во избежание самовозбуждения, не применяют фильтры с числом звеньев более двух.

11.3.3. Система ФАПЧ

Структурная схема системы ФАПЧ представлена на рис. 11.29

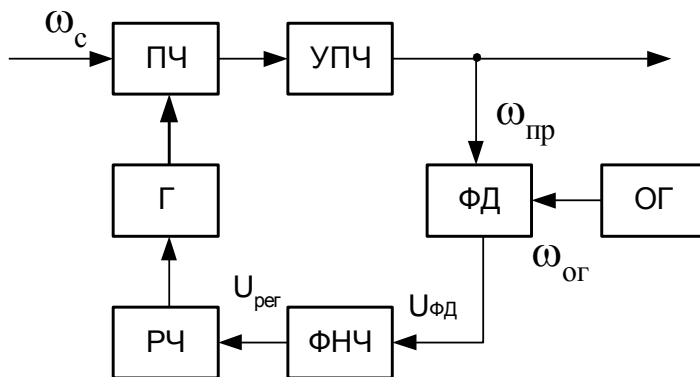


Рис. 11.29

В системах ФАПЧ в качестве ИЭ используется фазовый детектор, статическая дискриминационная характеристика которого имеет вид, изображенный на рис. 11.30.

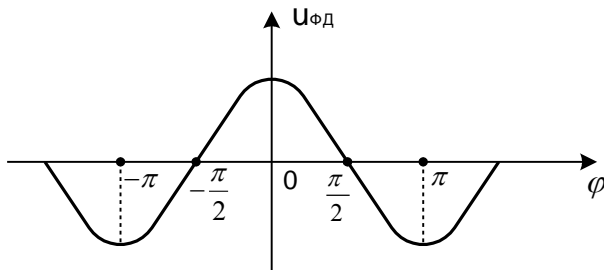


Рис. 11.30

Сигнал ошибки $U_{ФД}$ зависит от разности фаз сравниваемых в ФД колебаний с частотой $\omega_{пр}$ и опорной частотой $\omega_{оп}$, формируемой в опорном (эталонном) генераторе ОГ. Стабильность частоты $\omega_{оп}$ обеспечивается кварцевым резонатором. При отклонении $\omega_{пр}$ от $\omega_{оп}$ напряжение $U_{рег}$ будет стремиться устранить это расхождение, изменяя частоту колебаний гетеродина.

При отличии частот, подводимых к ФД, разность фаз равна текущей фазе $\varphi(t)$ напряжения разностной частоты $\Delta\omega$:

$$\varphi(t) = \int_0^t \Delta\omega dt + \varphi_0,$$

где $\Delta\omega = \omega_{ог} - \omega_{пр}$; φ_0 – постоянная величина.

На выходе ФД получается переменное напряжение разностной частоты $\Omega_{ФД} = \Delta\omega$.

Если частоты равны ($\omega_{пр} = \omega_{ог}$), то разность фаз колебаний генераторов будет неизменной, и равной φ_0 , т.е. постоянство разности фаз свидетельствует о равенстве частот ($\Delta\omega = 0$). Это установившийся режим.

Установившийся режим в замкнутом кольце ФАПЧ возможен только при $\Omega_{ФД} = 0$, т.е. возможна автоподстройка с точностью до постоянной разности фаз φ_0 .

Характеристика регулирования системы ФАПЧ, приведенная на рис. 11.31, представляет собой зависимость средней разности частот $\omega_{пр} - \omega_{ог} = \Omega_{ФД}$ (частота биений) от начальной расстройки.

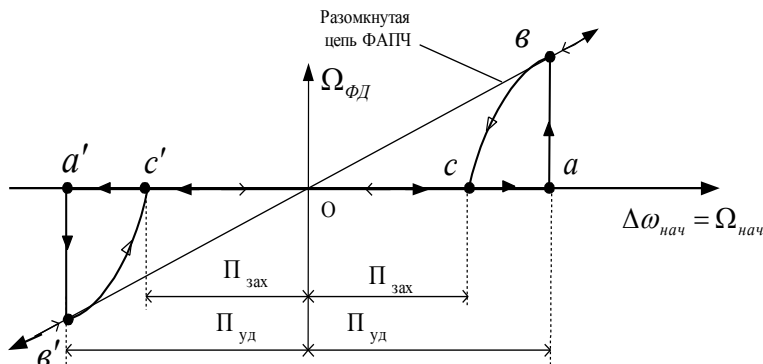


Рис. 11.31

Прямая наклонная линия отображает зависимость в разомкнутой системе ФАПЧ.

При малых значениях начальной расстройки $\Delta\omega_{нач}$ частота $\omega_{пр}$ равна частоте ОГ $\omega_{ог}$. При некотором значении начальной расстройки (точка a или a') система ФАПЧ переходит в режим биений (точка b или b'), при котором среднее значение частоты Г отличается от частоты ОГ.

Области начальных расстроек между точками 0 и a (a') называют полосой удержания. Величина $\Pi_{уд}$ определяется разностью граничных

значений частоты Γ , соответствующих наибольшему и наименьшему напряжениям на РЧ. Область начальных расстроек между точками 0 и с (с'), в которой при любых начальных условиях устанавливается режим удержания, называют полосой захвата.

Переходной процесс в системе ФАПЧ. В момент включения системы наблюдается режим биений, так как частоты Γ и ОГ не равны. В зависимости от знака напряжения биений разность частот то повышается, то снижается, так как напряжение генератора Γ модулируется по частоте напряжением биений. Длительности положительных и отрицательных полувольт напряжения биений получаются разными и на выходе ФД образуется постоянная составляющая напряжения, которая вызывает изменение частоты биений относительно начальной расстройки. Если начальная расстройка не выходит за пределы полосы захвата, то постоянная составляющая снижает частоту биений до нуля и возникает режим удержания. Переходной процесс будет аperiodическим, если

$$K_{\text{ФАПЧ}} \cdot \tau_{\text{Ф}} < 0,25,$$

где $K_{\text{ФАПЧ}} = S_{\text{ФД}} S_{\text{РЧ}} K_{\text{Ф}}$;

$\tau_{\text{Ф}}$ — постоянная времени ФНЧ.

В противном случае переходный процесс будет колебательным.

Основное уравнения автономной системы ФАПЧ. Для однопетлевой системы ФАПЧ (рис. 11.32) положим, что в начальный момент напряжение на входе РЧ равно нулю ($U_{\text{рег}} = 0$).

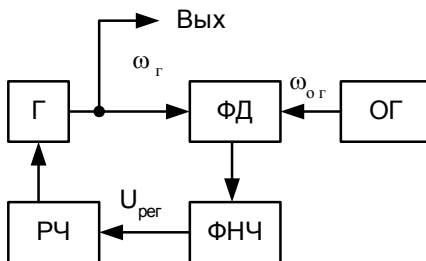


Рис. 11.32

Тогда начальная расстройка Γ относительно ОГ равна

$$\Omega_{\text{НАЧ}} = \omega_{\text{ОГ}} + \omega_{\text{ГО}}, \quad (15.1)$$

где $\omega_{\text{ГО}}$ – угловая частота Г при разомкнутой цепи управления.

При замыкании цепи управления угловая частота примет значение

$$\omega_{\Gamma} = \omega_{\text{ГО}} + \omega_{\text{РЧ}} \quad (15.2)$$

где $\omega_{\text{РЧ}}$ – мгновенная расстройка, создаваемая регулятором частоты.

Пренебрегая переходным процессом в Г и полагая, что характеристика РЧ линейная, можно записать

$$\omega_{\text{РЧ}} = S_{\text{РЧ}} U_{\text{рег}}, \quad (15.3)$$

где $S_{\text{РЧ}}$ – крутизна характеристики регулятора частоты (рад/сек);

$U_{\text{рег}}$ – мгновенное напряжение на входе РЧ (на выходе ФНЧ).

Напряжение на выходе ФНЧ связано с напряжением

$$U_{\text{рег}} = K(p) U_{\text{ФД}}, \quad (15.4)$$

где K_p – коэффициент передачи ФНЧ в операторной форме;

(p) – символ, указывающий дифференцирование по времени $\partial/\partial t$.

Обозначим наибольшее значение модуля напряжения на выходе ФД как $U_{\text{ФДmax}}$, тогда получим

$$U_{\text{ФД}} = F(\varphi) U_{\text{ФДmax}}, \quad (15.5)$$

где $F(\varphi)$ – нормированная характеристика ФД, которая определяется как отношение мгновенного значения напряжения к наибольшему по модулю;

φ – мгновенная разность фаз напряжений Г и ОГ.

Подставляя (15.4) и (15.5) в (15.3), получаем значение расстройки, вносимой управляющей цепью:

$$\omega_{\text{РЧ}} = S_{\text{РЧ}} U_{\text{ФДmax}} K(p) F(\varphi). \quad (15.6)$$

Величина $S_{\text{РЧ}} U_{\text{ФДmax}}$ определяет максимально возможную расстройку, которую может компенсировать РЧ, т.е. полосу удержания $\Omega_{\text{уд}}$. Тогда (15.6) запишем в виде

$$\omega_{\text{рч}} = \Omega_{\text{уд}} K(p) F(\varphi). \quad (15.7)$$

Подставив (15.7) в (15.2), получим

$$\omega_{\Gamma} = \omega_{\Gamma_0} + \Omega_{\text{уд}} K(p) F(\varphi). \quad (15.8)$$

Мгновенное значение разности фаз связано с мгновенным значением разности частот выражением

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \int_0^t (\omega_{0\Gamma} - \omega_{\Gamma}) dt, \quad (15.9)$$

где φ_0 – разность фаз при $t = 0$.

В операторной форме (15.9) запишем

$$p\varphi = \omega_{0\Gamma} - \omega_{\Gamma}.$$

Заменим ω_{Γ} выражением (15.8):

$$p\varphi = \omega_{0\Gamma} - \omega_{\Gamma} - \Omega_{\text{уд}} K(p) F(\varphi). \quad (15.10)$$

Преобразовав (15.10), получим

$$p\varphi + \Omega_{\text{уд}} K(p) F(\varphi) = \omega_{0\Gamma} - \omega_{\Gamma}. \quad (15.11)$$

Учитывая (15.1) запишем

$$p\varphi + \Omega_{\text{уд}} K(p) F(\varphi) = \Omega_{\text{нач}}. \quad (15.12)$$

Это основное дифференциальное уравнение системы ФАПЧ. Оно показывает, что в любой момент времени в замкнутой системе ФАПЧ алгебраическая сумма мгновенной разности частот $p\varphi$ и расстройки, вносимой управляющей цепью, равна постоянной величине (начальной расстройке).

Точное решение нелинейного дифференциального уравнения (15.12) возможно, только если оно имеет первый порядок $K(p) = 1$. Во всех остальных случаях используют приближенные способы решения.

В результате сравнения ФАПЧ с системой ЧАПЧ можно сделать следующие выводы:

- система ФАПЧ не требует согласования характеристик дискриминатора и регулятора частоты;
- система ФАПЧ обеспечивает более высокую точность подстройки частоты и применяется там, где этот параметр особенно важен;

– схема системы ФАПЧ более сложна, а также более сложны ее настройка и регулировка.

Области применения систем ФАПЧ. На практике часто, даже при высокой относительной нестабильности гетеродина РПрУ, отклонение преобразованной частоты может выйти за пределы полосы захвата или удержания. Для надежной настройки РПрУ система ФАПЧ дополняется устройством автопоиска положения точной настройки. Пример поисковой схемы имеет вид, представленный на рис. 11.33.

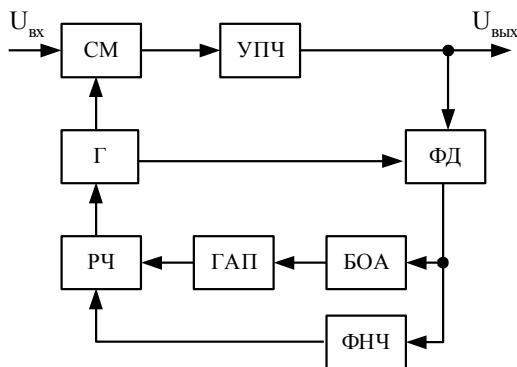


Рис. 11.33

Система дополняется генератором автопоиска (ГАП) и блоком остановки автопоиска (БОА). Частотная модуляция Г должна быть столь глубокой, чтобы превзойти полосу захвата (попасть в эту полосу). При появлении сигнала в тракте ПЧ срабатывает БОА и система работает как обычная ФАПЧ. Автопоиск применяют и в устройствах с ЧАП.

Системы ФАПЧ широко используют для построения следящих фильтров, которые автоматически перестраиваются при изменении частоты сигналов. Схема построения такого фильтра имеет вид, представленный на рис.11.34.

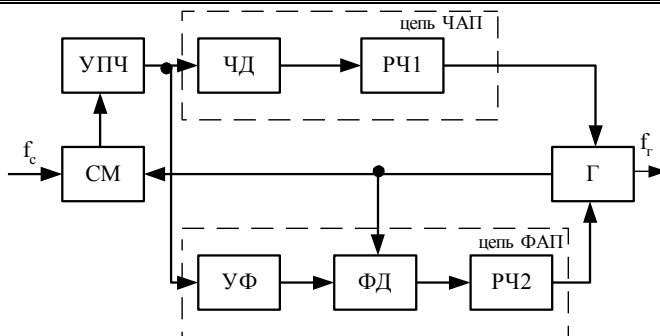


Рис. 11.34

Слежение за частотой сигнала осуществляется гетеродином, управляемым системой ФАПЧ. Малая шумовая полоса кольца ФАПЧ обеспечивается узкополосным фильтром УФ. Для расширения полос захвата и удержания при узкополосном фильтре используют дополнительное кольцо ЧАП, причём максимальная ошибка системы ЧАП должна быть меньше полосы захвата системы ФАП.

Такие фильтры (рис. 11.34) позволяют выделить сигнал в узкой полосе частот порядка десятков и даже единиц герц.

Выше при изучении принципа работы АПЧ считалось, что в системах обрабатываются непрерывные (аналоговые) сигналы. Такой подход, облегчающий понимание сути явлений, не может считаться исчерпывающим, поскольку в настоящее время широчайшее распространение получили цифровые методы передачи и приёма информации. Эти тенденции, чётко прослеживаемые и в методах построения АПЧ, превращают последние в импульсные или (в более общем случае) в цифровые системы автоматического регулирования (САР). Функциональное назначение и конечный эффект работы такого рода систем остаются теми же, что и в рассмотренных аналоговых АПЧ, несмотря на более сложные физические процессы, происходящие в них, и процедуры математического анализа. Переход на цифровую элементную базу позволяет добиться резкого улучшения электрических, массогабаритных, энергетических и других характеристик устройств, органической частью которых являются системы АПЧ.

11.4. Настройка диапазонных радиоприемников на станцию

Для приема сигнала от требуемой станции необходимо выполнить ряд операций управления: включить аппаратуру, настроить ее на частоту сигнала, подключить необходимые выходные устройства, скоммутировать соответствующие фильтры, переключить антенны и т. д. Среди названных важной операцией является настройка РПрУ на требуемую рабочую частоту, включающая в себя установку необходимых частот гетеродинов (в профессиональных РПрУ их может быть несколько) и настройку резонансных цепей преселектора приемника на частоту сигнала. Синтезаторы частот позволяют сравнительно легко автоматизировать в приемнике установку частот гетеродинов с очень малым временем срабатывания. Наибольшие трудности вызывает быстрая автоматическая перестройка преселектора приемника, при которой происходит включение нужного поддиапазона и перестройка резонансных цепей.

Настройка резонансных цепей преселектора РПрУ. При построении РПрУ важную роль играет вид элемента, изменяющего частоту настройки его избирательных цепей. Возможные элементы настройки частоты таких цепей РПрУ показаны на рис. 11.35. На практике используют также сочетания перестраиваемых элементов.

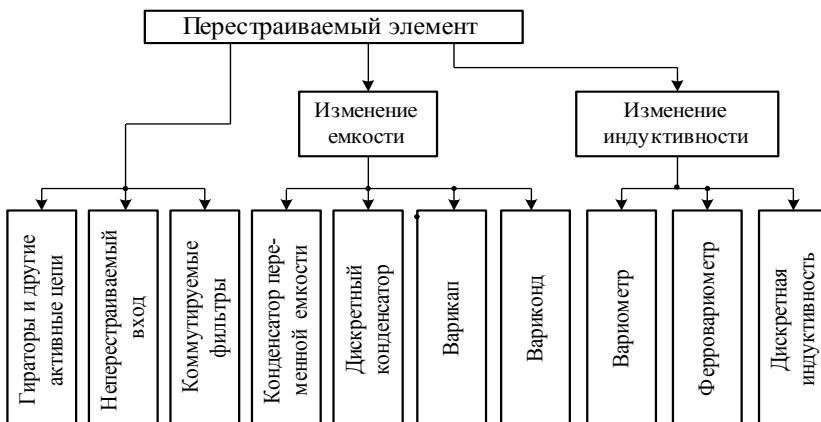


Рис. 11.35

Коммутирующие элементы должны иметь большое сопротивление контакта для коммутируемого тока в разомкнутом состоянии и малое

сопротивление – в замкнутом состоянии, а также малую проходную емкость между контактами в разомкнутом состоянии на рабочей частоте.

Для коммутации в избирательных цепях применяются механические, либо электронные коммутирующие элементы.

Механические контакты, используемые для коммутации в высокочастотных цепях РПрУ, обладают невысокой надежностью из-за окисления, загрязнения и механического износа, большой паразитной емкостью контактных пар, громоздкостью, а также требуют больших усилий при переключении. Устройство управления механическими контактами достаточно сложно, особенно в автоматизированных приемниках. При этом не удастся обеспечить малое время настройки. Все это ограничивает использование механических контактов в современных РПрУ.

Все большее применение для коммутации в высокочастотных цепях приемников находят герконы и полупроводниковые коммутационные диоды. Геркон представляет собой герметизированный магнитоуправляемый контакт – два плоских лепестка из магнитомягкого сплава, сваренные в противоположные концы стеклянной капсулы. Свободные концы лепестков перекрывают друг друга, контактирующие поверхности лепестков покрыты благородным металлом (золотом, родием), стеклянная капсула заполнена защитным газом или вакуумирована. Если капсулу ввести в магнитное поле, то лепестки намагничиваются и притягиваются друг к другу, при этом контакт замыкается. При ослаблении магнитного поля ниже определенного уровня лепестки размыкаются под действием сил упругости. Магнитное поле создается от помещенной вокруг капсулы электромагнитной катушки управления. Полупроводниковые коммутационные диоды с электронным управлением имеют большое сопротивление, малую емкость при напряжении обратного смещения и малое дифференциальное сопротивление при токе прямого смещения.

Неперестраиваемый вход и коммутируемые фильтры. При неперестраиваемом широкополосном преселекторе антенна, УРЧ и ПЧ приемника согласуются между собой с помощью широкополосных трансформаторов. Настройка приемника обеспечивается установкой частот гетеродина, при этом время настройки минимально.

В профессиональных РПрУ ДКМ-диапазона широко используется фильтровой способ настройки приемников, при котором весь диапазон перекрывается рядом неперестраиваемых фильтров с запасом по взаимному перекрытию. Коммутируются фильтры цепью управления; число фильтров зависит в основном от требований к избирательности и ограничивается сложностью цепи управления.

Настройка изменением емкости. При емкостной настройке ре-

зонансных цепей используются конденсатор переменной емкости (КПЕ) с воздушным или пленочным диэлектриком, дискретный конденсатор, варикап. Широкое применение КПЕ обусловлено рядом его достоинств, таких как большое перекрытие по емкости, высокая добротность и линейность контура с КПЕ. К недостаткам КПЕ можно отнести большие габариты узла настройки и ограниченное из-за сложности конструкции число синхронно перестраиваемых на высокой частоте контуров, невысокую надежность и, что существенно, значительное время настройки.

Дискретный конденсатор представляет собой магазин конденсаторов постоянной емкости с последовательно-параллельным включением групп. Используя дискретные конденсаторы вместо КПЕ, можно значительно снизить время настройки, которое определяется в основном временем срабатывания схемы управления и коммутирующих элементов. Применяют также дискретные конденсаторы в сочетании с дискретными катушками индуктивности. К недостаткам дискретных конденсаторов можно отнести ограниченность числа настроек, а также усложнение коммутирующих цепей. На практике стремятся применять элементы с малыми активными потерями и малой проходной емкостью. Обычно переключение отдельных конденсаторов проводится с помощью герконов или коммутационных полупроводниковых диодов, что позволяет использовать для настройки РПРУ компьютерную технику.

К достоинствам электронной настройки с помощью варикапа можно отнести: его малые габариты и массу; малую инерционность изменения емкости варикапа, сводящую к минимуму время настройки; малую мощность источника управляющего напряжения, определяющую экономичность такого способа настройки; сравнительно высокую стабильность параметров варикапа при изменении температуры окружающей среды, а также нечувствительность к вибрациям: большой реализуемый коэффициент перекрытия емкости. При варикапной настройке сравнительно просто осуществляется увеличение числа одновременно перестраиваемых колебательных контуров.

Одним из основных недостатков данной настройки является значительная нелинейность варикапа, особенно заметная при больших сигналах и малых смещениях, что приводит к ухудшению избирательности приемника. Уменьшение нелинейных эффектов достигают за счет увеличения минимального смещения на варикапе и включения в емкостную ветвь контура дополнительного линейного конденсатора, что, однако, снижает коэффициент перекрытия диапазона. От последнего недостатка можно избавиться при встречно-последовательном включении двух варикапов (рис. 11.36): благодаря взаимной компенсации четных гармоник тока существенно снижаются нелинейные эффекты. При этом требуется

строгая идентичность варикапов. При варикапной настройке необходимо обеспечить высокую стабильность источника управляющего напряжения.

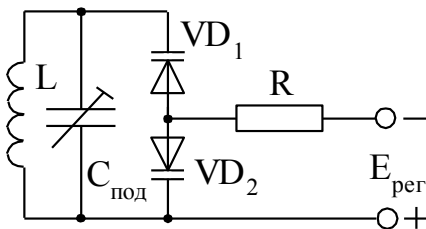


Рис. 11.36

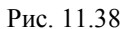
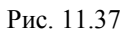
Настройка изменением индуктивности. Такая настройка осуществляется вариометром или дискретной катушкой индуктивности. При использовании вариометра в конструкции предусматривается механическое перемещение сердечника внутри каркаса катушки либо замыкание части витков с помощью токосъемника. Переменная индуктивность обеспечивает достаточно большой коэффициент перекрытия (до 5). Однако при перестройке изменяется добротность катушки, низка температурная стабильность параметров, настроечный механизм конструктивно сложен и имеет большие габариты, ограничено число синхронно перестраиваемых контуров, невысока устойчивость к механическим воздействиям. Использование дискретной катушки индуктивности позволяет применять электронный способ настройки. По свойствам такая настройка аналогична настройке дискретным конденсатором, однако при прочих равных условиях эта система настройки более громоздка.

Переключение фильтров ВЦ и поддиапазонов. В приемниках используется в основном два вида настройки резонансных цепей преселектора: фильтровая и фиксированная (в некоторых РПрУ сочетают эти виды настройки). При фильтровой настройке преселектора все сводится к коммутации фильтра, в полосе пропускания которого находится частота принимаемого сигнала. При фиксированной настройке диапазон частот, как правило, разбивается на ряд поддиапазонов и процесс настройки начинается с включения требуемого поддиапазона с последующей настройкой в его пределах избирательных цепей преселектора на частоту сигнала. При этом возможна плавная или дискретная перестройка цепей.

Переключение фильтров ВЦ и поддиапазонов в РПрУ с автоматической настройкой состоит из двух операций: 1) выработка блоком управления сигнала управления для цепи переключения после набора на передней панели приемника значения требуемой частоты принимаемого

сигнала, что осуществляют с помощью клавишного поля (тастатуры), либо специальных переключателей; 2) коммутация избирательных цепей или их реактивных элементов. При ручной настройке требуемый поддиапазон коммутируется нажатием (переключением) соответствующего контакта на передней панели приемника.

Автоматическая настройка РПрУ. Для РПрУ характерна автоматизация процессов настройки; при этом предусматривается возможность как местного, так и дистанционного управления. Во многих приёмниках реализуется программное управление. Цепь автоматической настройки приёмника на рабочую частоту должна обеспечить переключение всех необходимых элементов при переходе с одной частоты на другую, а также подстройку этих элементов при воздействии дестабили-



Напряжение с выхода ГПЧ, контуры которого сопряжены с резонансными контурами преселектора, подается на преобразователь ПЧ_н канала настройки (СМ2). Точная настройка обеспечивается при совпадении частоты напряжения с выхода ГПЧ после преобразования в ПЧ_н с

номинальным значением промежуточной частоты. Напряжение последней с выхода УПЧ₁ канала настройки через ЧД подается на цепь переключения (ЦП), которая с помощью цепи управления (ЦУ) и цепи настройки (ЦН) переводит приемник из режима поиска в режим подстройки. Напряжение подстройки снимается с выхода частотного детектора (ЧД), настроенного на промежуточную частоту канала настройки приемника, на выходе ЧД создается напряжение ошибки, обуславливающее дальнейшую работу цепи до точной настройки, при которой ошибка устраняется.

При точной настройке снимается питание с ГПЧ и включается основной канал приема. Наличие вспомогательного канала настройки не обязательно, поскольку напряжение от ГПЧ вводится совместно с напряжением гетеродина в ПЧ радиотракта приемника, а в качестве канала настройки может использоваться радиотракт. Недостатками такого метода являются сопровождающий настройку сдвиг резонанса из-за погрешности сопряжения между резонансными контурами преселектора и регулируемого генератора, а также ограничения, накладываемые на скорость перестройки контуров генератора и преселектора. Устройство со вспомогательным каналом настройки можно реализовать электронным способом.

Некоторые недостатки устройства со вспомогательным каналом устраняются при введении в усилительный тракт пилот-сигнала. Однако это может привести к появлению дополнительных помех в настраиваемом приемнике. Устранить данный недостаток можно, используя кратковременное периодическое включение пилот-сигнала, снизив его энергию ниже уровня собственных шумов усилительного тракта (УТ), выделяя сигнал на выходе статистическими методами. При методе настройки с использованием пилот-сигнала на вход приемника подается напряжение с частотой принимаемого сигнала, получаемое преобразованием частоты первого гетеродина. Резонансные контуры преселектора перестраиваются до тех пор, пока напряжение на выходе тракта промежуточной частоты РПУ не станет максимальным. Возможная структурная схема настройки с использованием пилот-сигнала показана на рис. 11.39.

Колебания гетеродина с частотой f_r преобразуются в смесителе СМ_н преобразователя частоты канала настройки ПЧ_н в пилот-сигнал с частотой принимаемого сигнала. Команда на перестройку подается в цепь переключения (ЦП), которая обеспечивает подачу пилот-сигнала на вход приемника и включение цепи настройки (ЦН), перестраивающей резонансные цепи преселектора.

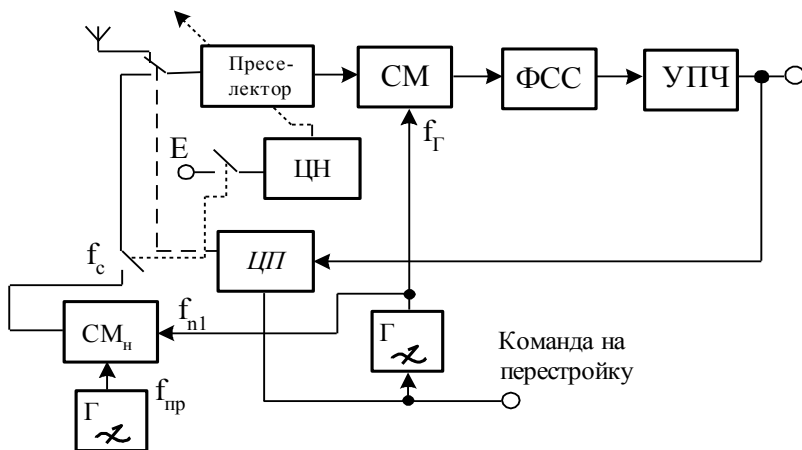


Рис. 11.39

При точной настройке преселектора на принимаемую частоту на выходе тракта промежуточной частоты появляется сигнал, который через ЦП выключает ЦН. Одновременно со входа приемника снимается пилот-сигнал; цепи автоматической настройки блокируются до поступления новой команды на перестройку. Цепь настройки обеспечивает перестройку преселектора в сторону повышения частоты, что предотвращает его настройку на зеркальную частоту. Однако в таком устройстве отсутствует непрерывное слежение за точностью настройки.

11.5. Регулировка полосы пропускания

Регулировку полосы пропускания чаще всего применяют в профессиональных РПрУ, предназначенных для приема непрерывных и дискретных сигналов. Требуемая полоса РПрУ определяется видом модуляции (спектром) сигнала. Даже при приеме одного и того же сигнала иногда целесообразно менять полосу РПрУ для реализации необходимой помехоустойчивости и избирательности. При больших сигналах помехи менее опасны и полосу можно расширять, достигая повышения качества воспроизведения (верхних воспроизводимых частот). При слабых сигналах (малой напряженности поля) для снижения влияния помех полосу уменьшают. Различают плавное и ступенчатое регулирование, с механическим или электронным, ручным или автоматическим управлением. Обычно регулируют полосу УПЧ. Например, для УПЧ с двухконтурным

фильтром полосу можно менять, изменяя обобщенный коэффициент связи $\eta = kQ_3$. Можно получить выражение для полосы пропускания на любом относительном уровне отсчета γ . Так, при $\eta \geq 1$

$$2\Delta f_{\eta \geq 1} = f_0 \sqrt{k^2 - \frac{1}{Q_3^2} + 2\frac{k}{Q_3} \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1}}, \quad (17.1)$$

где k – коэффициент связи;

Q_3 – эквивалентная добротность контура.

Для обеспечения слабой зависимости усиления при изменении полосы, значения k и Q_3 изменяют вблизи $\eta = kQ_3 \approx 1$. Обычно изменяют положение катушек или емкость конденсатора внешнеемкостной связи.

Автоматическую регулировку полосы (АРП) применяют редко, так как это обычно дорого и сложно. Упрощение и удешевление схем АРП идет по пути применения варикапов и электронно управляемых сопротивлений. Регулировка полосы УПЧ приемников применялась уже в ряде старых бытовых отечественных РПУ, например Нева.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что общего между ЧАПЧ и ФАПЧ и чем отличаются эти системы друг от друга?
2. Объясните работу следящих ФАПЧ и ЧАПЧ, используемых для стабилизации частоты гетеродина.
3. Изобразите статические характеристики ЧД, ФД, и УЭ и объясните, каким образом они снимаются.
4. Назовите режимы работы ЧАПЧ и ФАПЧ и показатели, которыми эти режимы характеризуются.
5. Почему полоса захвата ЧАПЧ не зависит от параметров ФНЧ, а в ФАПЧ указанная полоса жестко связана с инерционностью ФНЧ?
6. Каковы структурные схемы автоматической аналоговой электронной настройки приёмника?
7. Какова структурная схема автоматической настройки приёмника?

12. Электромагнитные помехи и борьба с ними

Помехой называется любое постороннее воздействие на РПРУ, не относящееся к полезному сигналу и препятствующее его правильному приему.

Электромагнитные помехи (ЭМП) представляют собой случайные процессы, которые действуют в свободном пространстве или проводящей среде, и могут ухудшать качество приема сигналов. Действие ЭМП проявляется в виде искажений сигналов, повреждения элементов радиоаппаратуры, нарушении функционирования отдельных узлов.

12.1. Виды и основные свойства помех

Помехи реального канала связи можно подразделить на *внешние и внутренние*. Внутренние помехи в основном обусловлены внутренними шумами РПРУ. Внутренние шумы возникают в пассивных элементах РПРУ – резисторах, фильтрах, линиях передачи и в активных приборах, работа которых связана с наличием управляемых потоков носителей зарядов [2 - 9]. Внешние ЭМП можно подразделить на помехи *естественного и искусственного* происхождения.

Естественные помехи вызываются различными физическими явлениями в окружающем нас мире, к ним относятся *атмосферные помехи и космические шумы*.

Атмосферные помехи создаются электромагнитными процессами в земной атмосфере, они возникают на частотах до 25 МГц в результате грозных электроразрядов. По уровню атмосферные помехи превышают космические шумы.

Космические шумы обусловлены радиоизлучениями солнца и звезд, т.е. термоядерными процессами в звездах, движением заряженных элементарных частиц в космическом пространстве, поглощением атмосферой и поверхностью земли шумового излучения солнца. Солнце создает поток излучения $3,5 \cdot 10^{21}$ (Вт/м² Гц) на волне 25 см. В результате в антенне РПРУ с эффективной площадью 10 м² возникает шумовая температура 1250 К. Для борьбы с ними необходимо применять направленные антенны. По характеру спектра – это широкополосные флуктуационные помехи.

Искусственные ЭМП порождаются электромагнитными процессами в технических устройствах и подразделяются на *станционные, контактные и индустриальные*.

Станционные ЭМП создаются излучениями РПДУ, гетеродинов радиоприемников, генераторами строчной развертки телевизоров и др.

Наиболее интенсивные из них - излучения РПДУ, которые нередко являются основным фактором нарушения связи. Такие помехи, как правило, представляют собой узкополосные случайные процессы с логарифмически нормальным законом (ЛНЗ) распределения амплитуд.

Контактные помехи возникают, как правило, на движущихся объектах при действии электромагнитного поля источника на находящиеся в ближней зоне излучения токопроводящие с переменным сопротивлением механические контакты конструкций объектов. Индуцированные в них токи проводимости приводят к возникновению вторичного поля помех, отличающегося по спектральному составу от первичного поля источника. Действие таких помех наблюдается на частотах до 100 МГц. Спектр контактных помех всегда шире спектра источника, причем его ширина и уровень составляющих возрастают с повышением частоты и мощности первичного сигнала и усилением флуктуаций контактного сопротивления.

Индустриальные радиопомехи (ИРП) создаются техническими средствами, использующими в той или иной форме энергию электрического тока. Индустриальные помехи делятся на 2 группы: квазигармонические узкополосные колебания от генераторов промышленных предприятий; широкополосные помехи от электросварочных аппаратов, цепей зажигания автомобилей, дуговых прожекторов и т.д. Индустриальные радиопомехи наблюдаются в широкой полосе частот – от единиц килогерц до единиц гигагерц. На частотах до 10 кГц могут возникать интенсивные ИРП в виде комбинационных составляющих тока промышленной частоты 50 Гц, создаваемые генераторным и трансформаторным оборудованием. Уровень таких ИРП в течение суток может изменяться на 20 ... 50%. На более высоких частотах (до 30 кГц) помехи приближаются по характеру к флуктуационным; с ростом частоты до 100 кГц и более появляются одиночные импульсы и пакеты импульсов значительной амплитуды. Такие помехи оказывают заметное влияние на цифровые элементы и вычислительные средства радиоаппаратуры при ее близком расположении к источнику.

По виду среды распространения различают *радиационные и кондуктивные ЭМП*. К радиационным относятся атмосферные, космические, индустриальные помехи; помехи от электротранспорта, промышленной и бытовой электроаппаратуры, линий электропередачи (ЛЭП), систем зажигания автомобилей. В ЛЭП имеют место длительные (более 0,5...1 с) флуктуации напряжения, превышающие нормированные отклонения $\pm(10...15)\%$, причем провалы наблюдаются значительно чаще, чем пере-
напряжения.

Кондуктивные помехи распространяются от источника к приемнику по физическим цепям питания, заземления и др. К ним относятся помехи, создаваемые медицинскими установками высокой частоты, ЭВМ, устройствами развертки электронно-лучевых трубок. Кондуктивные ИРП заглушают медленно и могут распространяться на значительные расстояния.

Связные и телевизионные РПрУ содержат функциональные элементы, создающие ИРП – генераторы строчной развертки, усилители синхроимпульсов и сигналов изображения, гетеродины и др. Создаваемые ими помехи могут быть как радиационными, так и кондуктивными (через сеть питания) и нормируются. Так, допустимая напряженность поля радиационных помех телевизионных приемников в полосе частот 30...1000 МГц составляет 54...66 дБмкВ/м; для вещательных радиоприемников АМ-сигналов в диапазоне 0,15 ...30 МГц напряжение помех на сетевых клеммах 46 ... 74 дБмкВ.

По частотно-временным свойствам большинство помех, действующих в реальном канале связи, можно представить с помощью трех моделей: *сосредоточенной по спектру* (узкополосные); *импульсной* (сосредоточенные во времени); *флуктуационной*.

Под *сосредоточенной по спектру* помехой понимают помеху, частотный спектр которой находится в узкой полосе частот, которая соизмерима или уже полосы частот полезного сигнала. Они могут создаваться радиочастотными генераторами, применяющимися в производственной технологии, либо могут быть обусловлены сигналами посторонних радиостанций. Их делят на внутрисполосные и внеполосные. Внутрисполосные, попадающие в полосу пропускания приемника, возникают как в самом приемнике, так и попадают на его вход извне. Внеполосные – это сигналы посторонних радиостанций.

Импульсные помехи представляют собой непериодическую последовательность одиночных импульсов. Временной интервал между импульсами помех таков, что их переходные процессы в РПрУ не перекрываются. Длительность импульсных помех составляет $10^{-5} \div 10^{-8}$ с. У них широкий частотный спектр. Создаются они промышленными и атмосферными источниками. *Квазиимпульсные* помехи характеризуются тем, что переходные процессы от отдельных импульсов частично накладываются друг на друга, т.е. интервал между импульсами меньше длительности переходного процесса в РПрУ.

Флуктуационной помехой считают непрерывный во времени случайный процесс с нормальным законом распределения мгновенных значений и нулевым средним значением. Часто нормальная флуктуационная помеха имеет равномерный спектр в очень широкой полосе частот, такую

помеху называют белым шумом. Флуктуационные помехи присутствуют в реальных радиоустройствах в виде тепловых шумов и шумов электронных приборов. Результирующая помеха от воздействия многих импульсных помех с интервалом между импульсами много меньше длительности переходного процесса в РПрУ, является флуктуационным шумом. Флуктуационный характер имеют сосредоточенные помехи, когда одновременно работают много станций. Космические помехи, а также многие виды атмосферных помех имеют флуктуационный характер.

По характеру взаимодействия с сигналом помехи делятся на *аддитивные и мультипликативные*. При аддитивной помехе результирующие колебания образуются при суммировании сигнала и помехи. К ним относятся космические шумы, атмосферные помехи, собственные шумы. При мультипликативной помехе результирующее колебание образуется при перемножении сигнала и помехи. Причиной их появления является нестационарность канала, т.е. время распространения и коэффициенты передач меняются.

Сравнительная оценка помех показывает, что выше 20 МГц преобладают собственные шумы РПрУ и космические шумы, ниже 10 – 20 МГц преобладают помехи от посторонних радиостанций, атмосферные и промышленные. Особенно велик уровень атмосферных и искусственных помех в диапазоне ДВ. Промышленные помехи затрудняют дальний приём радиопередач на ДВ в городских условиях.

При вероятностной классификации ЭМП используются признаки стационарности и гауссовости. Большинство помех представляют собой нестационарные случайные процессы, что затрудняет анализ их воздействия на РПрУ. Однако при действии помех на коротких, по сравнению с сигналом, временных интервалах нестационарность их проявляется слабо, и тогда говорят о локально-стационарных помехах.

12.2. Помехоустойчивость радиоприемников

Помехоустойчивостью называют способность приемника обеспечивать прием сообщений в условиях действия помех.

Если бы не было аддитивных и мультипликативных помех, то РПрУ могло бы состоять из усилителя и детектора. Именно необходимость ослабления внутренних и внешних помех усложняет РПрУ. Различают два вида помехоустойчивости: *потенциальную и реальную*.

Потенциальной помехоустойчивостью приема сообщений называют максимально возможную верность приема при заданных условиях.

Реализовать помехоустойчивость выше потенциальной невозможно, т.к. есть помехи, от которых при приеме нельзя освободиться полностью (флуктуационные помехи).

Реальной называют помехоустойчивость изготовленного приемника. Она всегда хуже потенциальной, т.к. невозможно создать приемники, содержащие нешумящие каскады с идеальными и постоянными во времени характеристиками.

Для повышения помехоустойчивости РПРУ используют известные способы: увеличение селективности, уменьшение внутренних шумов, улучшение линейности, применение специальных цепей и устройств, выделяющих сигнал и ослабляющих помеху.

Все возможные способы приема сигналов принято разделять на два основных вида: способы *когерентного* приема и способы *некогерентного* приема. При когерентном приеме применяется синхронный детектор, позволяющий использовать информацию о фазе сигнала. Такой детектор полностью исключает ортогональную к сигналу составляющую помехи U_2 (рис. 12.1) и реагирует лишь на амплитуду синфазной с сигналом U_c составляющей помехи U_1 .

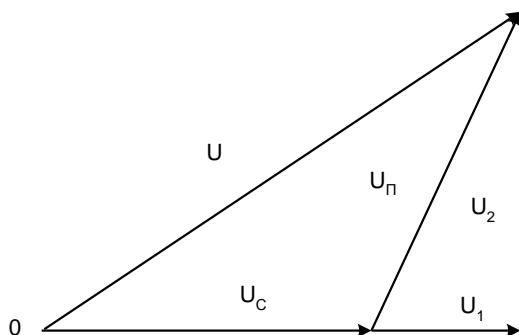


Рис. 12.1

При некогерентном приеме фаза сигнала не используется. Применяемый при этом амплитудный детектор реагирует на амплитуду (огibaющую) суммарного колебания сигнала и помехи U .

Теория потенциальной помехоустойчивости разработана русским ученым В.А. Котельниковым. Различают оптимальный приемник по Котельникову, т.е. наилучший для полностью заданного и известного сиг-

нала и систему, оптимальную по Шеннону, в ней оптимизируются по каналу, виду сигнала и способу кодирования.

В теории оптимального приема радиоприемное устройство состоит из оптимального приемника и решающего устройства, которое в соответствии с решающим правилом, на основе обработки процесса, выносит нужное решение.

12.2.1. Прием сигналов с полностью известными параметрами

Оптимальный, по Котельникову, приемник дискретных сигналов при известных априорных распределениях $P(s_i)$ на основании анализа принятой реализации сигнала $y(t)$ вычисляет апостериорное распределение $P(s_i / y)$ и регистрирует на выходе тот сигнал $s_k(t)$, для которого вероятность $P(s_k / y)$ будет максимальной. Так, в системе передачи двоичных сигналов регистрируется сигнал $s_1(t)$, если

$$P(s_1 / y) > P(s_2 / y)$$

и $s_2(t)$, если выполняется обратное неравенство.
Полная вероятность ошибки

$$P_{\text{ош}} = P(s_1) P_{21} + P(s_2) P_{12} ,$$

где $P_{21} = 1 - P(s_1 / y)$ – вероятность ошибочного приема сигнала s_1 , если было принято колебание y ,
аналогично для s_2 : $P_{12} = 1 - P(s_2 / y)$, при этом вероятность ошибки будет минимально возможной.

На основании известной из теории вероятностей формулы Байеса условие оптимального приема можно записать в виде

$$P(s_1) p(y / s_1) > P(s_2) p(y / s_2) .$$

Оптимальный прием при точно (полностью) известных сигналах определяют как *когерентный*. Оптимальный приемник двоичных симметричных сигналов $s(t, m_1)$ и $s(t, m_2)$ (с равными энергиями и вероятностями появления) должен принимать решение в пользу первого сигнала, если в результате вычислений имеет место неравенство

$$\int_{kT_c}^{(k+1)T_c} [y(t) - s(t, m_1)]^2 dt < \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} [y(t) - s(t, m_2)]^2 dt \quad (12.1)$$

или

$$\int_{kT_c}^{(k+1)T_c} y(t)s(t, m_1) dt > \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} y(t)s(t, m_2) dt. \quad (12.2)$$

При обратных неравенствах в соотношениях (12.1), (12.2) решение принимается в пользу второго сигнала $s(t, m_2)$. В этом случае оптимальным является корреляционный приемник, который регистрирует тот сигнал $s(t, m_i)$, взаимная корреляция которого с принятым сигналом $y(t)$ будет наибольшей.

Структурная схема, реализующая последовательность операций, соответствующих правилу (12.2), представлена на рис. 12.2.

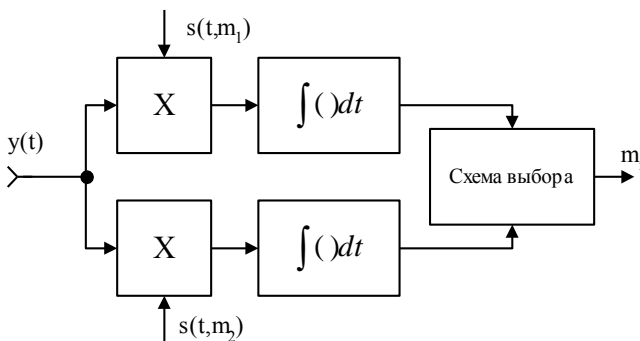


Рис. 12.2

Возможен вариант реализации оптимального приемника с помощью согласованных фильтров. Фильтр называется согласованным с сигналом, если его импульсный отклик

$$h_i(t) = a s(T_c - t, m_i),$$

где a – коэффициент, T_c – длительность сигналов $s(t, m_i)$.

Колесание на выходе согласованного фильтра в момент $t = T_c$ с точностью до константы “ a ” совпадает с результатом корреляции реали-

зации $y(t)$ с сигналом $s(t, m_i)$. В момент $t = T_c$ напряжение сигнала на выходе фильтра достигает максимума, а для помехи такого “пика” не получается. Поэтому согласованный фильтр создает при $t = T_c$ максимально возможные отношения сигнал/помеха. Он полностью заменяет перемножитель и интегратор корреляционного приемника. Схема оптимального приемника на согласованных фильтрах показана на рис. 12.3.

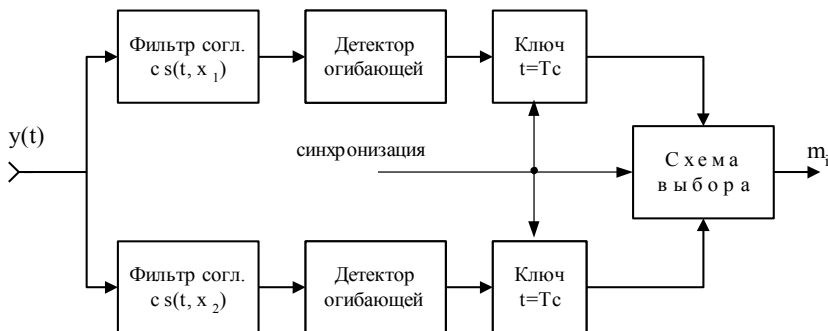


Рис. 12.3

В большинстве реальных систем передачи дискретной информации согласованные фильтры даже для простых сигналов в виде отрезков гармонического колебания не используются в основном из-за относительной сложности системы и необходимости строгой синхронизации передатчика и приемника. В большинстве случаев используются колебательные контуры, согласованные с сигналами только по полосе. Для сигнала в виде отрезка гармонического колебания длительностью T_c отношение сигнал/шум на выходе идеального полосового П-образного фильтра достигает максимума при полосе $\Delta f_{\text{опт}} = 1,37/T_c$. Эта полоса называется оптимальной.

Для реальных избирательных фильтров это соотношение остается приблизительно справедливым.

Оптимальное значение полосы не очень критично. При расширении или сужении полосы фильтра в два раза отношение сигнал/помеха ухудшается приблизительно на 15%. Поэтому в инженерной практике часто пользуются выражением $\Delta f_{\text{опт}} = (1...1,5)/T_c$.

12.2.2. Прием сигналов со случайными параметрами

Если сигналы $s(t, m_1)$ и $s(t, m_2)$ на выходе канала отличаются друг от друга случайной амплитудой, распределенной по релеевскому закону, и случайной начальной фазой, распределенной по равномерному закону, а помеха является гауссовой, то оптимальный для этого случая прием называется некогерентным. Решение в пользу первого сигнала принимается в том случае, если имеет место следующее неравенство:

$$\left[\int_{kT_c}^{(k+1)T_c} y(t)s(t, m_1)dt \right]^2 + \left[\int_{kT_c}^{(k+1)T_c} y(t)\tilde{s}(t, m_1)dt \right]^2 > \left[\int_{kT_c}^{(k+1)T_c} y(t)s(t, m_2)dt \right]^2 + \left[\int_{kT_c}^{(k+1)T_c} y(t)\tilde{s}(t, m_2)dt \right]^2, \quad (12.3)$$

где $\tilde{s}(t, m_i)$ – сигнал, сопряженный с $s(t, m_i)$.

Математическая операция интегрирования производится над произведением функций, описывающих принимаемую реализацию $y(t)$ и образец переданного колебания $s(t, m_i)$ на отрезке действия сигнала от kT_c до $(k+1)T_c$. Схема приемника, реализующего обработку по алгоритму (12.3), приведена на рис. 12.4.

Этот метод приема основан на двухканальной корреляции с сигналами $s(t, m_i)$ и квадратурными (сопряженными) им сигналами $s^*(t, m_i)$, уменьшая потери от незнания начальной фазы сигнала. Таким образом, для реализации оптимального некогерентного метода приема необходимо знать все параметры переданного сигнала, кроме его фазы и амплитуды.

Бинарные сигналы, прошедшие канал с медленно изменяющимися параметрами и аддитивной помехой $n(t)$, запишем в виде

$$y(t) = \alpha(t)s(t, m_i) + \bar{\alpha}(t)\bar{s}(t, m_i) + n(t), \quad (12.4)$$

где $\alpha(t)$ и $\bar{\alpha}(t)$ – стационарные процессы с законами нормального распределения, зависящие от $h(t)$, где $h(t)$ – случайные параметры, вносимые линией передачи.

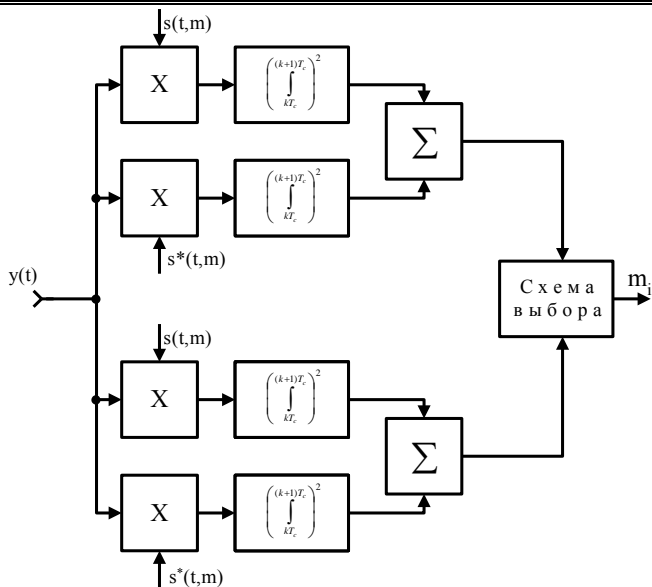


Рис. 12.4

В этом случае можно использовать прием с оценкой случайных параметров сигналов или адаптивный прием. Он состоит в том, что на интервале времени $[nT_c - 0]$ ($n \gg 1$), предшествующем интервалу $[0 - T_c]$ вынесения решения, производится оценка случайных параметров h_0 и \tilde{h}_0 , вносимых линиями, и она используется для повышения качества работы системы. При вычислении правдоподобия сигналов в случае когда длительность последовательности $\tau_a \gg T_c$ можно использовать предварительную оценку величины α_0 и использовать, таким образом, более достоверные апостериорные сведения о параметре α_0 . Определение апостериорного распределения параметров в строгом виде и реализация этого устройства – сложная задача, так как использование передаваемых сигналов для вычисления апостериорного распределения параметра требует учета всех возможных комбинаций сигналов в последовательности.

Задача упрощается, если применить обратную связь по решению. Принцип обратной связи по решению заключается в том, что, считая вероятность ошибки малой, решение о передаваемом сигнале (вынесенное приемником) можно считать правильным. Для оценки параметра α_0 используется комбинация сигналов в последовательности длительностью

τ_a , которая определяется именно решениями, вынесенными приемником. Структурная схема оптимального приемника с оценкой параметра при сигнале вида (12.4) приведена на рис. 12.5.

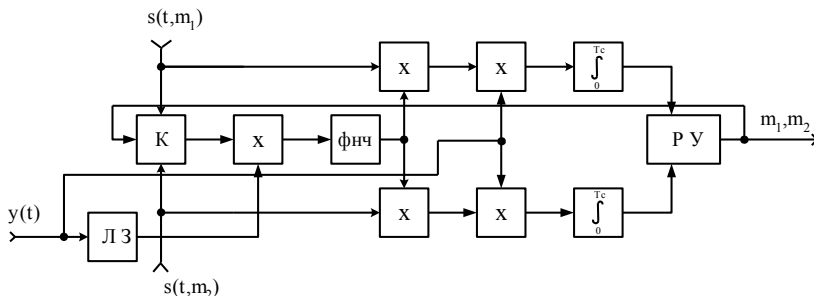


Рис. 12.5

Все рассмотренные выше методы приема дискретных сигналов содержат общую математическую операцию интегрирования произведений функций, описывающих принимаемую реализацию и переданный сигнал на отрезке его действия, т.е. требуют информацию о времени прихода сигнала и его длительности.

12.2.3. Подоптимальный прием сигналов

Строго оптимальные способы приема бинарных сигналов, основанные на операциях корреляции или оптимальной фильтрации, в реальных системах обнаружения и оценки параметров сигналов использовать практически невозможно. В подоптимальных устройствах, работоспособных в условиях априорной неопределенности, бинарные сигналы в форме отрезков гармонических колебаний подвергаются в точке приема фильтрации с помощью колебательных контуров, согласованных по полосе, а затем детектированию. После формирования импульсов и сопоставления их с моментами манипуляции реализуется процесс распознавания, называемый в инженерной практике регистрацией посылок. В практике используют три основных метода регистрации: метод стробирования, применение которого целесообразно в каналах, сигналы в которых подвержены краевым искажениям (смещениям границ сигналов); метод интегрирования, применение которого целесообразно в случае искажений, приводящих к дроблению сигналов (кратковременным изменениям полярности сигналов в пределах их длительностей); комбинированный метод, сущность регистрации в котором состоит в том, что по-

сылку стробируют в нескольких точках и решения принимают по большинству одноименных исходов (в пределе этот метод сводится к методу стробирования при одном отсчете или к методу интегрирования при большом количестве отсчетов). В условиях сильных помех применяют метод регистрации со стиранием, при котором в случае сомнения в правильности принятого решения оно стирается и стертую комбинацию переспрашивают.

Рассмотрим особенности реализации подоптимального приема дискретных сигналов в порядке уменьшения количества априорно известных параметров сигналов. В случае, когда отсутствуют априорные сведения о структуре сигналов и об искажениях, которым они подвергаются при прохождении через канал связи, – применяют автокорреляционный метод приема, который при приеме сигналов с $\Delta f_c T_c \approx 1$ является энергетическим. Структурная схема автокорреляционного приемника сигналов с пассивной паузой приведена на рис. 12.6.

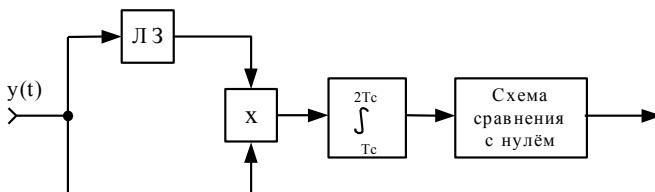


Рис. 12.6

В системах с пассивной паузой один из сигналов $s(t, m_1) \equiv 0$, поэтому решающее устройство выносит решение путем сравнения результата обработки принятой реализации с соответственно выбранным порогом.

Структурная схема приемного устройства для системы с частотной манипуляцией, осуществляющего автокорреляционный прием сигналов $s(t, \omega_1)$ и $s(t, \omega_2)$, приведена на рис. 12.7.

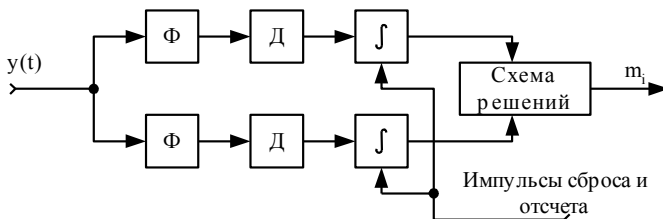


Рис. 12.7

При приеме ЧМ-сигналов с известными длительностями и временем прихода, когда их частоты стабильны, применяют методы подоптимального приема. Линейная схема узкополосного приема простых ЧМ-сигналов, представляющая приемник с двумя полосовыми фильтрами и детекторами огибающих, отличается от оптимальной схемы с согласованными фильтрами (рис. 12.2) тем, что вместо согласованных с сигналом фильтров применены несогласованные "разделительные" фильтры, имеющие относительно узкие полосы пропускания (полосы фильтров Δf_n соизмеримы с $1/T_c$), а от схемы энергетического приемника (рис. 12.7) – отсутствием интеграторов. Снижение помехоустойчивости при использовании "разделительных" фильтров обусловлено попаданием частоты сигнала соседнего канала и остаточными напряжениями переходных процессов от предыдущих сигналов. Для борьбы с указанными явлениями увеличивают разнос частот и расширяют эффективные полосы пропускания фильтров сверх тех значений, которые соответствуют максимальному отношению сигнала к помехе в момент отсчета. Вероятность ошибки определится выражением

$$P \approx 1/2 \cdot \exp(-q^2/2) \approx 1/2 \cdot \exp(-h^2/4), \quad (12.5)$$

где $q^2 = P_c/P_{ш} = a^2/(2N_o \Delta f_n) = h^2/(\Delta f_n T_c)$.

$h^2 = a^2 T_c/(2N_o)$ – отношение энергии сигнала к спектральной плотности помехи,

$a = A/\sigma$ – безразмерная амплитуда сигнала,

A – амплитуда сигнала,

σ – эффективное значение шума в полосе приема,

N_o – спектральная плотность помехи.

При оптимальном некогерентном приеме, т.е. полностью согласованном с T_c и при использовании согласованных фильтров

$$P = 1/2 \cdot \exp(-h^2/2). \quad (12.6)$$

Из сравнения (12.5) и (12.6) следует, что узкополосный прием по схеме с линейными фильтрами сопряжен с проигрышем по мощности примерно в два раза по сравнению с оптимальными методами приема.

Узкополосный прием может быть реализован и нелинейным приемником, представляющим последовательно включенные узкополосный линейный фильтр, амплитудный ограничитель и частотный дискримина-

тор. В реальных системах полоса пропускания фильтра в нелинейной схеме с частотным дискриминатором, пропускающего оба сигнала, должна быть вдвое больше эффективной полосы пропускания разделительных фильтров в линейной схеме, что, определит такую же вероятность ошибочного приема. Оба метода примерно равноценны с точки зрения помехоустойчивости.

Если сигналы нестабильны, т.е. частоты изменяются в ограниченном диапазоне, но находятся в полосе приема, то применяют подоптимальный прием (при этом полосы фильтров Δf_n на схеме, представленной на рис. 12.7, значительно превышают $1/T_c$). В случае, когда неизвестно время прихода сигнала t и его окончания, но известна длительность сигнала T_c , применяют широкополосный прием с ФНЧ после детектора (рис. 12.8).

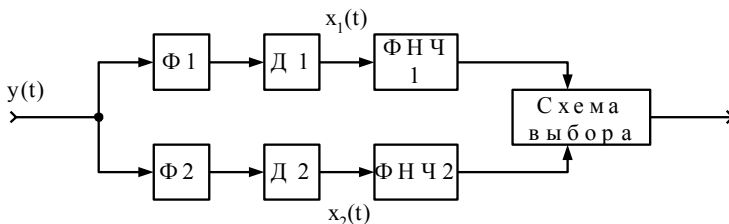


Рис. 12.8

В этой схеме полосы пропускания фильтров Δf_n превосходят возможные изменения частот сигналов под влиянием дестабилизирующих факторов ($\Delta f_n T_c \gg 1$) и обеспечивают снижение чувствительности к неточности априорных сведений о частотах сигналов.

При $\Delta f_n \gg 1/T_c$ собственные колебания в фильтре быстро затухают и остаточными напряжениями от предыдущих сигналов можно пренебречь. Однако расширение полосы фильтра снижает отношение мощности сигнала к мощности шума на его выходе в $\Delta f_n T_c$ раз, что определяет низкую помехоустойчивость широкополосного некогерентного приема.

Для приема ЧМ-сигналов, длительность которых неизвестна и меняется необходимо построение схемы с перебором большого количества гипотез (схема представлена на рис. 12.9).

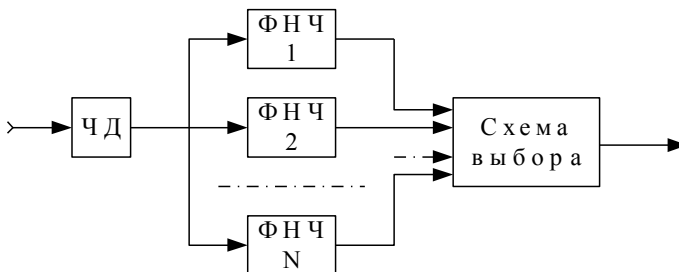


Рис. 12.9

Вероятность ошибок при некогерентном широкополосном приеме

$$P = 1/2 \cdot \exp(-h^2 / 2\Delta f_{\text{п}} \cdot T_c) \quad (12.7)$$

Из сравнения (12.6) и (12.7) следует, что при некогерентном широкополосном приеме эквивалентная потеря мощности сигнала составляет $\Delta f_{\text{п}} T_c$ раз по сравнению с оптимальным некогерентным приемом, т.е. при расширении полосы входных фильтров сверх оптимальной величины происходит увеличение мощности шумов в каналах.

Прием *АМ-сигналов* (например, сигналов амплитудной телеграфии или простых радиолокационных) при неизвестной длительности может осуществляться с помощью подоптимального устройства, функциональная схема которого изображена на рис. 12.6, в котором может отсутствовать линия задержки и применяться сравнение с порогом, а вместо интегратора следует применить набор ФНЧ.

12.2.4. Помехоустойчивость приема непрерывных сигналов

В телефонии, телевидении, телеметрии сообщение представляет собой непрерывное колебание $u(t)$. Множество возможных сообщений $\{u(t)\}$ является несчетным. В оптимальном приемнике непрерывных сигналов возникает задача восстановления колебания $u(t)$ с минимальной ошибкой. Этого можно достигнуть с помощью оптимальной фильтрации сигналов, которая в этом случае усложняется тем, что форма сигнала в месте приема неизвестна. О сигнале известно только то, что он принадлежит к некоторому ансамблю сигналов и является реализацией случайного процесса.

В настоящее время наиболее разработанной является теория линейной фильтрации Колмогорова – Винера [18]. Эта теория базируется на

предположениях о том, что сигнал $s(t)$ и помеха $n(t)$ представляют собой стационарные случайные процессы с известными статистическими характеристиками, а критерием оптимальности является минимум среднеквадратической ошибки

$\bar{\varepsilon}^2 = \overline{[y(t) - s(t)]^2}$, где $y(t)$ – отклик фильтра на принимаемый сигнал $x(t) = s(t) + n(t)$. При этих предположениях коэффициент передачи оптимального фильтра выражается соотношением

$$K(f) = \frac{G_c(f)}{G_c(f) + G_n(f)}, \quad (12.8)$$

где $G_c(f)$ и $G_n(f)$ – энергетические спектры соответственно сигнала и помехи.

При такой фильтрации среднеквадратическая ошибка

$$\overline{\varepsilon_{\min}^2} = \int_0^{\infty} \frac{G_c(f) G_n(f)}{G_c(f) + G_n(f)} df.$$

Отсюда видно, что сигнал может быть полностью отделен от помехи, т.е. ошибка будет равна нулю лишь при условии $G_c(f) G_n(f) = 0$, а это означает, что спектры сигнала и помехи не должны перекрываться.

Фильтр с оптимальной характеристикой (12.8) пропускает различные частоты с тем меньшим весом, чем больше отношение $G_n(f) / G_c(f)$ при данной частоте. Если отношение сигнала к помехе мало $G_c \ll G_n$, то

$$\overline{\varepsilon^2} = \int_0^{\infty} G_c(f) df = P_c, \quad \text{т.е. погрешность очень велика, и восстановление}$$

сигнала при помощи фильтрации становится невозможным.

Реальные модулированные сигналы конечной длительности не являются стационарными и поэтому применение теории линейной фильтрации к реальным сигналам затруднительно. Недостатком этой теории является и то, что фильтр (12.8) является оптимальным для сигнала $s(t)$, а не для самого сообщения $u(t)$.

Оптимальный, по Котельникову, приемник вычисляет апостериорное распределение вероятностей $p(s/x)$ и выдает на выходе ту реализацию сообщения $v(t)$, для которой функция $p(s/x)$ будет максимальна. Если все возможные сообщения $u(t)$ равновероятны и соответствующие им сигналы $s(t, u)$ имеют одинаковую энергию, то апостериорное распределение будет определяться выражением

$$p(s/x) = kp(s) \exp \left\{ -\frac{1}{2G_0} \int_0^T [x(t) - s(t, u)]^2 dt \right\},$$

где $p(s/x)$ и $p(s)$ – плотности вероятности, k – некоторая постоянная. Отсюда следует, что оптимальный приемник должен воспроизводить сообщение $v(t)$, для которого среднеквадратическое отклонение

$$\overline{\delta^2} = \int_0^T [x(t) - s(t, v)]^2 dt$$

будет минимальным. В развернутом виде

$$\overline{\delta^2} = \int_0^T x^2(t) dt + \int_0^T s^2(t, v) dt - 2 \int_0^T x(t) s(t, v) dt.$$

Первые два слагаемых определяют энергии сигналов x и s (они заданы). Третье слагаемое

$$b(v) = 2 \int_0^T x(t) s(t, v) dt$$

определяет функцию взаимной корреляции между принятым и ожидаемым сигналами. Следовательно, оптимальный приемник должен вычислять функцию $b(v)$ и выдавать на выходе ту реализацию сообщения $v(t)$, для которой эта функция будет иметь максимальное значение. Эти условия оптимального приема могут быть реализованы с помощью следающего приемника, схема которого приведена на рис. 12.10.

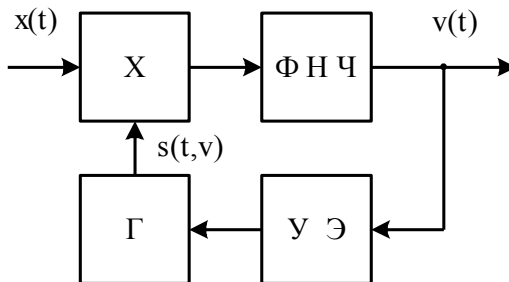


Рис. 12.10

В нем воспроизведенное на выходе сообщение $v(t)$ используется для управления (модуляции) колебаниями генератора несущей Γ с помо-

щью управляющего элемента (модулятора) УЭ, а в результате формируется опорное колебание $s(t, v)$, представляющее собой оценку передаваемого колебания $s(t, u)$. Отношение мощности сигнала к мощности шума $q_{\text{вых}}$ характеризует качество воспроизведения непрерывных сообщений. При оптимальном приеме это отношение будет наибольшим. Почти при всех видах модуляции приемник увеличивает отношение сигнала к помехе, т.е. дает выигрыш

$$B = q_{\text{вых}}/q_{\text{вх}}.$$

Этот выигрыш обычно принимается за критерий помехоустойчивости приемника при передаче непрерывных сообщений. В табл. 19.1 приведены значения выигрыша B и обобщенного выигрыша $B' = B/v$ для некоторых видов модуляции [18]. Здесь $v = \Pi/\Pi_n$ – отношение полос пропускания приемника до и после демодулятора; M – индекс модуляции.

Таблица 19.1

Виды модуляции	$v = \Pi/\Pi_n$	B	B'	Виды модуляции	$v = \Pi/\Pi_n$	B	B'
АМ	2	$(1/3)v$	$(1/3)$	ФМ	$2M$	$(1/8)v^2$	$(1/8)v^2$
ДБП	2	v	1	ЧМ	$2M$	$(3/8)v^2$	$(3/8)v^2$
ОМ	1	v	1	ВИМ	$2M$	$(3/8)v^2$	$(3/8)v^2$

Указанные в табл. 19.1 значения выигрыша могут быть получены лишь при условии, что $q_{\text{вх}}$ больше порогового значения.

12.3. Методы борьбы с аддитивными помехами в РПрУ

Борьба с помехами ведется в следующих направлениях: увеличение отношения сигнал/помеха на входе РПрУ; использование помехоустойчивых способов передачи сигналов; повышение помехоустойчивости РПрУ.

Методы борьбы с помехами основаны на использовании следующих различий характеристик сигнала и помех.

Различие в частотных спектрах позволяет отделить сигнал от помехи с помощью частотно-селективных цепей. Частотная селекция обеспечивает подавление внеполосной помехи и ослабление помех, имеющих широкий спектр по сравнению со спектром сигнала.

Различие в фазах сигнала и помехи используется в устройствах подавления помех, реагирующих на фазу колебаний, например, в синхронном амплитудном детекторе.

Различие в амплитудах сигнала и помехи лежит в основе метода борьбы с помехами с помощью устройств, обладающих амплитудной селективностью.

Различие в направлении прихода сигнала и помехи используется в устройствах, обладающих пространственной селективностью (реализуют с помощью направленных антенн).

12.3.1. Способы ослабления сосредоточенных помех в радиоприемниках

Для ослабления действия станционных помех в РПрУ применяются защитные устройства в ВЦ, селекция сигналов, оптимальная фильтрация, интегральный прием, порогопонижающие способы приема сигналов с угловой модуляцией, предскаживание сигналов, малоинерционная АРУ, компенсация помех, робастные алгоритмы обработки сигналов.

При расположении РПрУ вблизи мощного источника помех наводимая в антенне ЭДС может достигать 100 В и более, что может привести к повреждению усилительных приборов УРЧ. Для предотвращения этого на входе устанавливаются пороговые реле, режекторные фильтры, электрически регулируемые аттенюаторы. Такие аттенюаторы, управляемые пороговой системой АРУ, снижают уровень входных сигналов на 10 ...40 дБ ступенями (обычно по 10 дБ) и позволяют не только предотвратить повреждение усилительных приборов, но и расширить динамический диапазон РПрУ по соседнему каналу.

Эффективным средством борьбы с сосредоточенными помехами служит *оптимальная фильтрация*. В зависимости от того, линейной или нелинейной функцией сообщения $\lambda(t)$ является сигнал $x[t, \lambda(t)]$, оптимальные фильтры могут принадлежать к классу линейных или нелинейных. Структура фильтра может быть синтезирована на основе марковской или гауссовской модели получения текущей оценки $\hat{\lambda}(t)$ на выходе фильтра, а также формирования оценки “в целом”.

Марковская модель применима для негауссовских сигналов и помех, что отвечает большинству реальных ситуаций. Гауссовскую модель целесообразно использовать в случаях высокоточных измерений параметров сигналов при гауссовских помехах. Модель с оценкой “в целом” базируется на гауссовости сообщения $\lambda(t)$ и приводит к следящему фильтру с дискретными звеньями. Несмотря на различие методических подходов, сложность реализации оптимальных фильтров во всех случаях примерно одинакова [19]. Амплитудно-частотная характеристика оптимального фильтра при белых гауссовских шумах должна быть согласована (комплексно сопряжена) со спектром сигнала. Такой фильтр обеспечивает на выходе максимальное превышение сигнала $h^2_{с\max} = P_c T_c / v_{ш}^2$, где $v_{ш}^2$ – спектральная плотность мощности шума (энергия шума). Условие физической осуществимости согласованного фильтра заключается в том, что его импульсная функция $h_{\phi}(t)$, определяющая по Лапласу передаточную функцию

$$K_{\phi}(p) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{\phi}(t) \exp(-pt) dt ,$$

может отличаться от нуля только при $t > 0$ и, кроме того, должна быстро, не медленнее $\exp(-t^2)$, стремиться к нулю при $t \rightarrow \infty$. Это затрудняет реализацию согласованного фильтра для сигналов сложной формы. Поэтому на практике используют квазисогласованные фильтры (КСФ), полоса пропускания которых $\Pi_{кф}$ для сигналов различной формы удовлетворяет соотношению $\Pi_{кф} T_c = 0,4 \dots 1,37$. Такие фильтры обеспечивают несколько меньшее превышение сигнала на выходе, чем согласованные фильтры. Так, при длительных ($T_{п} \gg T_c$) и кратковременных ($T_{п} < T_c$) сосредоточенных помехах величина превышения [18]

$$h^2_{скф} \approx 0,82 h^2_{с\max} ; \quad h^2_{скф} = 0,82 h^2_{с\max} / [1 - \exp(-2,6q_T)] ,$$

где параметр $q_T = T_{п} / T_c$.

Интегральный прием может осуществляться в тракте как УПЧ, так и усиления видеочастоты. В первом случае в качестве интегрирующих фильтров обычно используются LC-контуры с параллельным (интегрирование по напряжению) или последовательным (интегрирование по току) включением. Додетекторное интегрирование более эффективно, так как позволяет увеличить отношение сигнал/помеха на входе детектора.

Помехоустойчивость интегрального приема при сосредоточенных помехах зависит от их длительности. Длительную помеху ($T_p \gg T_c$) можно представить в виде

$$u_n(t) = U_{\text{пм}} \sin(\omega_c + \Delta\omega_p)t = A(\Delta\omega_p; t) \sin \omega_c t + C(\Delta\omega_p; t) \cos \omega_c t,$$

где функции $A(\cdot) = U_{\text{пм}} \cos \Delta\omega_p t$; $C(\cdot) = U_{\text{пм}} \sin \Delta\omega_p t$; $\Delta\omega_p$ – угловая расстройка помехи относительно частоты сигнала.

Таким образом, при длительных сосредоточенных помехах интегральный прием дает выигрыш по сравнению с КСФ в 1,22 раза.

Прием со следящим фильтром может быть реализован в виде следящей настройки УПЧ или ФАПЧ гетеродина. Сущность повышения помехоустойчивости при этом заключается в следующем. Пусть параметры ЧМ априори известны и в момент t_0 мгновенная частота равна $\omega(t_0)$. Тогда при гармонической ЧМ в момент $t=t_0 + \Delta t$ мгновенная частота

$$\omega(t) = \omega(t_0) \pm \Delta t d\omega/dt \leq \omega(t_0) \pm \Delta t \Delta\omega_d \Omega_m,$$

где $\Omega_m = 2\pi F_m$ – угловая частота модуляции; $\Delta\omega_d$ – девиация частоты. Поэтому с помощью узкополосного линейного фильтра УПЧ с регулируемой частотой настройки можно следить за мгновенной частотой принимаемого сигнала. При этом важно, чтобы фильтр имел полосу $\text{П}_{\text{сл}} \geq 2F_m$. Напомним, что при обычном некогерентном приеме ЧМ-сигналов полоса пропускания УПЧ $\text{П} \geq 2(1+M_r)F_m$. Следовательно, снижение уровня шумов на входе демодулятора составляет $\text{П}/\text{П}_{\text{сл}} \approx 1+M_r$. Аналогичный эффект может быть достигнут при использовании ООС по частоте, когда УПЧ имеет фиксированную настройку, а управляющее напряжение с выхода модулятора подается на гетеродин, осуществляя его ЧМ.

Для защиты связанных и вещательных РПРУ от станционных помех применяется *инерционная АРУ*, обеспечивающая слежение за средним уровнем сигнала. Однако при интенсивных ИРП такая регулировка может оказаться неэффективной из-за перегрузки тракта и потери способности приемника воспроизводить слабые сигналы в течение некоторого времени после окончания импульса помехи. В таких условиях можно использовать несколько последовательных быстродействующих петель АРУ (БАРУ), причем каждый каскад УПЧ охватывается автономной петлей.

В связи с широким внедрением ИМС в РПРУ все большее применение получают компенсаторы помех. Компенсаторы могут быть одно или многоканальными, обладать адаптивными свойствами и устанавливаться в трактах УРЧ или УПЧ. Существуют различные схемы компенса-

торов сосредоточенных помех, но в их основе лежит общий принцип – формирование опорного сигнала, противофазного помехе, и вычитание его из суммарного принимаемого колебания. Экспериментальные данные свидетельствуют о больших потенциальных возможностях компенсаторов – подавление помех достигает 20 ... 40 дБ. Однако они требуют высокой идентичности характеристик сигнального и компенсирующего трактов: АЧХ – до 0,1 дБ и ФЧХ – до 0,5°.

12.3.2. Способы подавления импульсных помех

Для защиты РПУ от импульсных помех применяют методы, основанные на различии спектральных свойств сигналов и помех (помеха импульсная более широкополосная). Различают следующие способы борьбы с импульсными помехами: линейная частотная фильтрация (частотная селекция); амплитудная селекция (ограничение); амплитудно-частотная селекция (в этом случае используют как различие максимальных значений сигнала и помехи, так и различия спектрально-временных свойств); компенсация помех.

Для ослабления импульсных помех применяется также квази-согласованная фильтрация. Отношение сигнал/помеха на выходе КСФ зависит от формы сигнала и АЧХ фильтра. Так, для импульсных сигналов прямоугольной формы длительностью T_c и фильтра в виде одиночного резонансного контура

$$h_{\text{кф}}^2 = 0,5 h_{\text{с max}}^2 [1 - \exp(-2\Pi_{\text{кф}} T_c)]^2 / \Pi_{\text{кф}}^2 \exp(-4\Pi_{\text{кф}} T_c).$$

Следовательно, значение $h_{\text{кф}}^2$ возрастает с уменьшением полосы пропускания фильтра $\Pi_{\text{кф}}$. Однако чрезмерное сужение $\Pi_{\text{кф}}$ при длительных сигналах может ухудшить помехоустойчивость приема при сосредоточенных помехах.

Частотная селекция (линейная частотная фильтрация) – основана на сужении полосы пропускания тракта до минимально допустимой, определяемой требуемым качеством воспроизведения сигнала.

Амплитудная селекция – основана на использовании в приемнике ограничителя, т.к. обычно уровень импульсной помехи во много раз выше уровня сигнала (рис. 12.11,а). Площадь импульсной помехи после амплитудного ограничителя уменьшается (рис. 12.11,б), однако импульсная помеха по уровню остается равной сигналу.

При амплитудно-частотной селекции тракт УПЧ строится по схеме ШОУ: широкополосный усилитель – АО – узкополосный усилитель (рис. 12.12), а уровень ограничения устанавливается $U_{\text{ог}} = U_{\text{м0}}$. При поступлении прямоугольных импульсов помех с амплитудой $U_{\text{п м}}$ и дли-

тельностью T_n на выходе широкополосного усилителя длительность импульсной помехи незначительно увеличивается, т.е. появляется импульс с экспоненциальной огибающей длительностью $T_n \approx 1/\Pi_{ШУ}$.

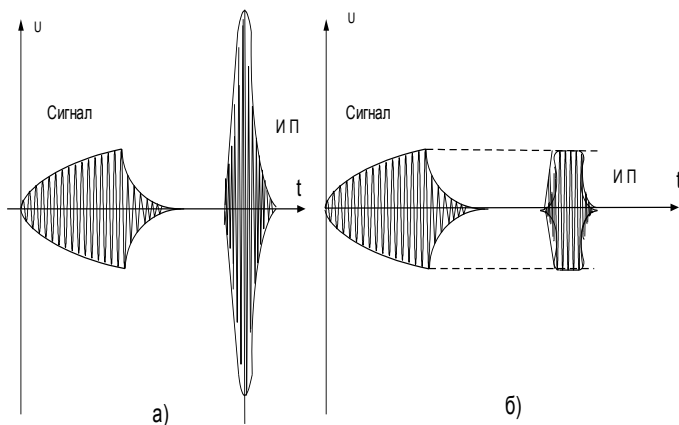


Рис. 12.11



Рис. 12.12

На выходе ограничителя импульсная помеха имеет уровень, равный уровню сигнала, т.е. формируется трапецеидальный импульс с амплитудой $U_{ог} = U_{пм} K_{ШУ} \exp(-T_n/2\tau_{ШУ})$, где $K_{ШУ}$ – коэффициент передачи широкополосного усилителя; $\tau_{ШУ} \approx 1/3\Pi_{ШУ}$ – постоянная времени резонансного контура с полосой $\Pi_{ШУ}$. Длительность этого импульса

$$T_n = \frac{2}{3\Pi_{ШУ}} \ln(U_{пм} K_{ШУ} / U_{ог}).$$

В узкополосном фильтре с постоянной времени контура $\tau_{УУ} \approx 1/3\Pi_{УУ}$ колебания будут нарастать и в момент $t = T_n$ достигнут значения

$$U_{пм} = K_{УУ} U_{ог} \{1 - \exp[-2(\Pi_{УУ}/\Pi_{ШУ}) \ln(K_{ШУ} U_{пм}/U_{ог})]\}^{-1}.$$

Импульсная помеха на его выходе не успевает нарасти до своего максимального значения, поэтому её уровень становится меньше уровня сигнала. Чем шире полоса широкополосного фильтра, тем меньше длительность импульсной помехи на выходе ограничителя и тем сильнее подавляется импульсная помеха в узкополосном фильтре. Узкополосный фильтр работает как интегратор.

Так как амплитуда полезного сигнала, для которого $P_{\text{ср}} \approx 1/T_c$, составляет $U_{\text{ср}} = K_{\text{ШУ}} K_{\text{УУ}} U_{\text{срвх}}$, то отношение

$$(U_{\text{ср}}/U_{\text{пм}})_{\text{вых}} = \{1 - \exp[-2(P_{\text{ср}}/P_{\text{ШУ}}) \ln(U_{\text{ср}}/U_{\text{пм}})_{\text{вх}}]\}^{-1}.$$

Если поставить ещё один ограничитель по минимуму, то от импульсной помехи можно избавиться полностью.

В системе ШОУ частотная селекция осуществляется фильтром, амплитудная – ограничителем.

Для подавления импульсных помех в РПрУ могут использоваться *компенсаторы*, реализующие частотно-фазовую селекцию. В компенсационных системах для борьбы с импульсной помехой помимо основного канала создается дополнительный канал компенсации, в котором искусственно воссоздается помеха, которая в цепи вычитания компенсирует помеху на выходе основного канала (рис. 12.13).



Рис. 12.13

Компенсацию помех можно осуществить после детектирования и до него. Схема последетекторной компенсации имеет вид, представленный на рис. 12.14.

Широкополосные фильтры $\Phi 1$ и $\Phi 2$ соответственно настроены на частоты $f_1 = f_c$ и f_2 , не значительно отстоящую от f_c . Фильтр $\Phi 2$ не пропускает сигнал, а пропускает только импульсную помеху. Необходимо, чтобы $\Phi 1$ и $\Phi 2$ были идентичны.

Если АЧХ фильтров совпадают по форме, тогда импульсная помеха создает на их выходах напряжения $U_{\text{п1}}$ и $U_{\text{п2}}$ с одинаковыми огибающими и разными частотами заполнения (рис. 12.15). На выходе $\Phi 1$

напряжения сигнала и импульсной помехи имеют одинаковые частоты и в общем случае разные фазы.

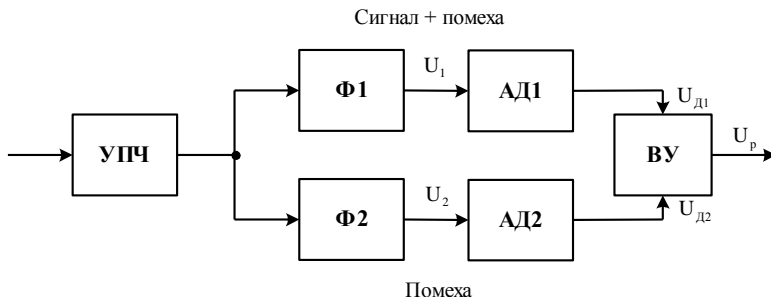


Рис. 12.14

Обозначим разность фаз между U_c и U_{Π} – φ , тогда результирующая амплитуда суммы сигнала и помехи на выходе АД1 равна $U_{д1} = \sqrt{U_C^2 + 2U_C U_{\Pi} \cos \varphi + U_{\Pi}^2}$, а на выходе АД2 – $U_{д2} = U_{\Pi2}$.

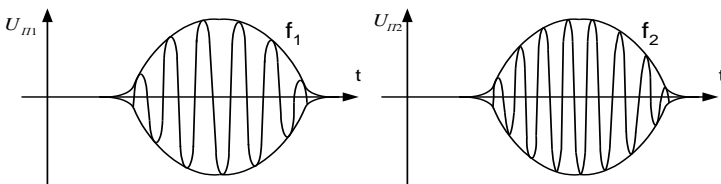


Рис. 12.15

Напряжение на выходе вычитающего устройства

$$U_P = U_{д1} - U_{д2} = \sqrt{U_C^2 + 2U_C U_{\Pi} \cos \varphi + U_{\Pi1}^2} - U_{\Pi2},$$

т.е. результат компенсации зависит от разности фаз φ . При равенстве фаз сигнала и помехи $\varphi = 0$ $U_P = \sqrt{(U_C + U_{\Pi})^2} - U_{\Pi2} = U_C$, т. е. ввиду того, что огибающие $U_{\Pi1}$ и $U_{\Pi2}$ (рис. 12.15) идентичны, после их вычитания происходит полная компенсация импульсной помехи и на выходе действует напряжение сигнала. При $\varphi \neq 0$ полной компенсации нет.

Додетекторная компенсация импульсных помех реализуется схемой, представленной на рис. 12.16, где усилитель-ограничитель (Огр.) необходим для нормальной работы смесителя по гетеродинному входу.

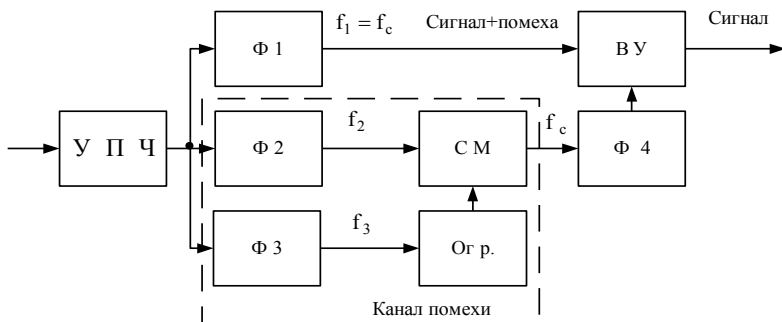


Рис. 12.16

Фильтр $\Phi 1$ настроен на частоту сигнала f_c , а $\Phi 2$ и $\Phi 3$ настроены на частоты f_2 и f_3 , отличные от f_c . АЧХ фильтров $\Phi 1$, $\Phi 2$, $\Phi 3$ имеют вид, изображенный на рис. 12.17.

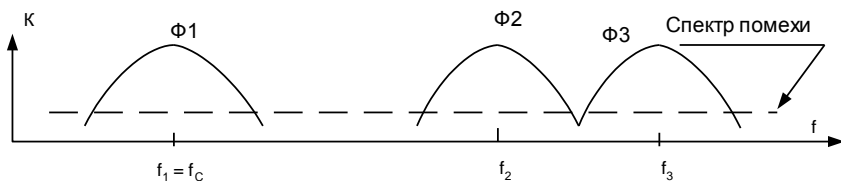


Рис. 12.17

Значения f_2 и f_3 должны быть такими, чтобы их разность равнялась значению частоты f_1 , т.е. $f_3 - f_2 = f_1$. Отклики импульсной помехи на выходах $\Phi 1$ и $\Phi 2$ имеют одинаковые огибающие, но разные частоты заполнения. Усилитель-ограничитель Огр. необходим для обеспечения нормальной работы смесителя по гетеродинному входу. После смесителя СМ частота f_2 преобразуется в частоту f_c . На выходе фильтра $\Phi 4$, настроенного на частоту $f_4 = f_1$, напряжение импульсной помехи имеет ту же частоту и огибающую, что и на выходе $\Phi 1$. Поэтому в ВУ (при точной настройке) имеет место полная компенсация импульсной помехи.

Рассмотренные методы неприменимы для борьбы с флуктуационными помехами. Они целесообразны в случаях, когда импульсная помеха является главной. Например, при подавлении помех от систем зажигания в подвижной связи.

12.3.3. Способы ослабления флуктуационных помех

Флуктуационные помехи (ФП) в РПрУ полностью подавить невозможно, так как часть спектра ФП всегда накладывается на спектр сигнала и принципиально не может быть от него отделена. Поэтому рассмотрим основные способы ослабления ФП.

Частотная селекция осуществляется с помощью фильтров в радиотракте. Ширина спектра сигнала ограничена, а спектр ФП на входе радиотракта практически бесконечен. Радиотракт пропускает составляющие спектра сигнала и те составляющие спектра ФП, которые попадают в его полосу пропускания, при этом ФП ослабляется. Если на вход РПрУ поступает сигнал с дискретным спектром, который имеет вид, представленный на рис. 12.18, то для максимального ослабления ФП в радиотракте реализуется оптимальный фильтр, который имеет гребенчатую форму АЧХ. Составляющие спектра ФП подавляются в промежутках между составляющими спектра сигнала. Это позволяет обнаружить дискретный сигнал на фоне ФП.

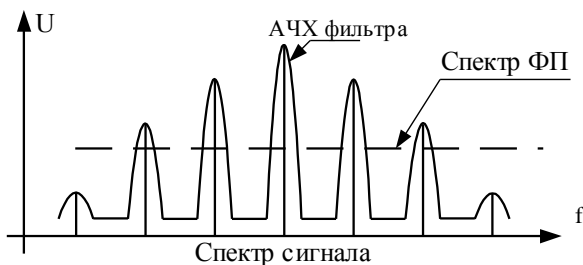


Рис. 12.18

Взаимокорреляционный приём (когерентный). Этот способ ослабления ФП основан на использовании различия в статистических свойствах сигнала и помехи. При взаимокорреляционном приеме форма передаваемого сигнала априорно должна быть полностью известна и воспроизведена с помощью эталонных генераторов. Требование когерентности опорных сигналов существенно усложняет схему приемника и прежде всего из-за системы синхронизации. При передаче дискретной информации двоичные сигналы на входе РПрУ ($S_1(t)$ — положительная посылка, $S_2(t)$ — отрицательная посылка) появляются с одинаковой вероятностью.

На вход радиотракта РПрУ поступает сумма напряжений ФП $U_n(t)$ и сигнала $S_1(t)$ или $S_2(t)$, т. е. $U_{с+п}(t) = S_i(t) + U_n(t)$. В результате действия помехи нельзя однозначно определить сигнал какой посылки принимает-

ся в данный момент времени.

Алгоритм взаимокорреляционного приема:

- найти произведение суммы сигнала и помехи $U_{с+п}(t)$ и эталонного сигнала $S_1(t)$ или $S_2(t)$, т. е. $U_{с+п}(t) \cdot S_1(t)$ и $U_{с+п}(t) \cdot S_2(t)$;
- усреднить произведение за время, равное длительности каждой элементарной посылки (элемента сигнала);
- сравнить: если $U_{с+п}(t) \cdot S_1(t) > U_{с+п}(t) \cdot S_2(t)$, то принимается решение о приеме сигнала $S_1(t)$;
- если $U_{с+п}(t) \cdot S_1(t) < U_{с+п}(t) \cdot S_2(t)$
- решение о приеме $S_2(t)$.

Схема, реализующая этот способ, представлена на рис. 12.19, где И – интегратор, Х – перемножитель, ФЦ – фазосдвигающая цепь, ЦС – цепь синхронизации, ЭГ – эталонный генератор, Ф – фильтр.

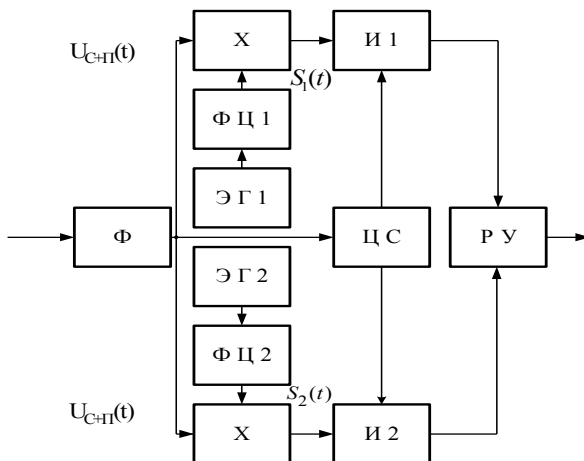


Рис. 12.19

Фазы сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ с помощью ФЦ устанавливаются равными фазам фактически принятых сигналов. С выходов перемножителей произведения $U_{с+п}(t) \cdot S_1(t)$ и $U_{с+п}(t) \cdot S_2(t)$ интегрируются (усредняются) интеграторами в интервале времени действия элемента сигнала. Время интегрирования определяется цепью синхронизации. Решающее устройство определяет на выходе какого интегратора результат интегрирования имеет большее значение и регистрируется прием сигнала $S_1(t)$ или $S_2(t)$.

Недостатками этого способа являются трудность обеспечения точного фазирования эталонных сигналов и точной синхронизации интеграторов.

При неизвестной начальной фазе устраняются эти недостатки применением двухканальных квадратурных схем. Такие схемы отличаются наличием в каждом канале дополнительных фазовращателей и перемножителей.

Автокорреляционный приём (некогерентный). Применяется, если неизвестна частота и форма сигнала на приеме, а все остальные параметры известны. При автокорреляционном приеме в качестве опорного колебания используется принимаемый сигнал, задержанный на некоторое время τ_3 . Схема демодулятора такого приемника приведена на рис. 12.20. Это обусловлено тем, что опорное колебание не создается в месте приема, а порождается самим принимаемым сигналом.

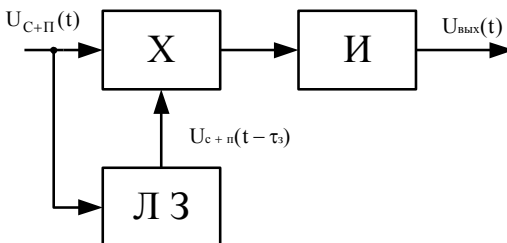


Рис. 12.20

Произведение $U_{C+П}(t) U_{C+П}(t - \tau_3) = [U_n(t) + S(t)][U_n(t - \tau_3) + S(t - \tau_3)]$ поступает на интегратор. Так как $S(t)$ и $U_n(t)$ некоррелированы (взаимно не связаны), то интеграл от произведения $U_n(t - \tau_3) \cdot S(t)$ и $S(t - \tau_3) \cdot U_n(t)$ равен нулю. При достаточно большой длительности сигнала время задержки τ_3 выбирают достаточно большим, тогда уровень ФП после интегратора станет очень малым, т.к. интеграл $U_n(t) \cdot U_n(t - \tau_3)$ стремится к нулю. Стремятся τ_3 выбирать таким, чтобы обеспечить максимальное значение интеграла от произведения $S(t - \tau_3) \cdot S(t)$. Интеграл от произведения $S(t - \tau_3) \cdot S(t)$ представляет собой периодическую функцию от τ_3 .

12.4. Методы борьбы с мультипликативными помехами

Существует проблема создания надежной техники связи с подвижными объектами, находящимися на земле и воде, в воздухе и под водой. Такая техника должна быть малокритична как к рельефу местно-

сти и виду среды распространения, так и к традиционным помехам (атмосферным, промышленным, от систем зажигания подвижных средств). Неоднородности среды распространения, порождающие отражения радиоволн, наличие в тракте передачи энергоемких реактивных элементов вызывают отклонения от идеальной передаточной функции канала в занимаемой полосе частот и растягивание во времени (рассеяние) отклика канала на приемной стороне по сравнению с длительностью переданного сигнала. Если в системе связи применяется частотное разделение каналов, то рассеяние по частоте может вызвать перекрытие частотных спектров сигналов и, как следствие, взаимные помехи между каналами. Увеличению частотного рассеяния способствуют такие факторы, как доплеровский сдвиг частоты при относительном перемещении источника и приемника сигналов, а также нестабильность частоты генераторного оборудования каналообразующей аппаратуры. Диэлектрические неоднородности среды распространения искажают плоский фронт радиоволны, что проявляется в виде пространственного рассеяния. При этом в точке приема возникает сложная интерференционная картина замираний, когда напряженность поля зависит от несущей частоты сигнала, времени и вектора координат точки приема. Перечисленные виды рассеяния образуют *мультипликативные помехи*, поскольку передаточная функция канала играет роль сомножителя при принимаемом сигнале. Кроме того, на принимаемый сигнал накладываются аддитивные помехи. Подчеркнем, что от мультипликативных помех нельзя избавиться наращиванием мощности передатчика и ошибки возможны даже при отсутствии аддитивных помех.

Характеристика способов ослабления мультипликативных помех. Замирания сигналов в каналах с рассеянием представляют собой нестационарные случайные процессы. Однако для коротких временных интервалов приближенно их можно считать квазистационарными процессами с сохраняющимися от интервала к интервалу времени законами распределения, но с изменяющимися значениями числовых параметров. Замирания в пределах таких интервалов принято называть быстрыми, а изменения в их пределах средних по времени значений уровней сигналов — медленными. Быстрые замирания в зависимости от частотного диапазона канала, условий распространения радиоволн длятся от десятых долей секунды до 10с и вызываются в основном случайными амплитудными и фазовыми соотношениями интерферирующих радиоволн при многолучевом распространении. Причинами медленных замираний являются поглощение и рассеяние энергии радиоволн в атмосфере.

Для борьбы с мультипликативными помехами используются различные способы. Так, если рассеяние сигналов обусловлено только фазо-частотными факторами, то применяется фазовая коррекция канала. Для ослабления искажений, вызванных пространственным рассеянием, эффективен прием сигналов на несколько пространственно разнесенных антенн.

При замираниях и многолучевом распространении радиоволн разнесенный прием позволяет уменьшить глубину и длительность замираний. Сигнал, составленный из комбинации двух независимо замирающих, будет иметь менее сильные замирания, чем любой одиночный сигнал. Таким образом, уменьшают как глубину, так и длительность замираний.

12.4.1. Способы формирования каналов разнесенного приема

Существуют различные способы получения независимо замирающих сигналов. Анализ зарубежной и отечественной литературы позволяет классифицировать известные способы формирования каналов разнесенного приема (РП) в виде, представленном на рис. 12.21.

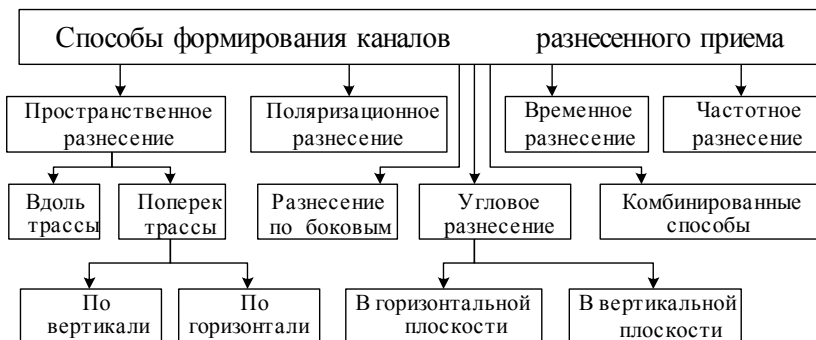


Рис. 12.21

Пространственное разнесение. Пространственное разнесение – самый первый из известных методов, нашедший широкое применение, как в прежние годы, так и в настоящее время в ряде современных систем связи диапазона СВЧ. Он относительно прост в реализации и не требует дополнительного расширения спектра частот. Основное требование состоит в том, чтобы расположение элементов приемной или передающей решетки обеспечивало некоррелированность отдельных составляющих

сигнала.

При реальном радиоприеме уровень сигнала в антенне РПрУ меняется из-за непостоянства условий распространения, т.е. происходит замирание сигнала (в КВ- и УКВ-диапазонах).

Принципы РП известны с 1927 г. Метод РП предполагает наличие нескольких отдельных трактов передачи с независимыми замираниями, по которым передается одно и то же сообщение примерно одинакового уровня. Радиоприем одного и того же сообщения обеспечивается с помощью нескольких антенн и радиоприемников. При сдвоенном приеме разнесение антенн в пространстве на расстояние более 10λ (десяти длин волн) позволяет получить замирания сигнала в каждой антенне практически независимые друг от друга (рис. 12.22). В каждый момент времени уровни принимаемого сигнала на выходах приемников различны.

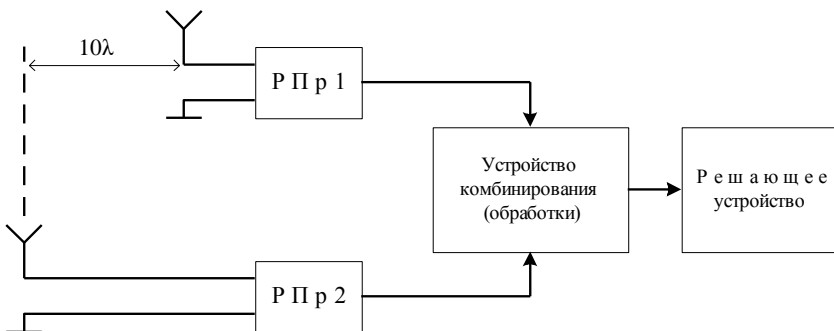


Рис. 12.22

Принимаемые реализации сигналов комбинируются, образуя групповой сигнал, подвергающийся дальнейшей обработке. Групповой сигнал формируют различными методами.

12.4.2. Методы обработки сигналов при разнесенном приеме

Классификация методов обработки сигналов при разнесенном приеме имеет вид, представленный на рис. 12.23.

Имеют место две основные группы методов: методы переключения и методы сложения. Комбинация этих методов привела к появлению смешанных методов сложения и переключения.

Различают также до- и последетекторные методы обработки сигналов при разнесенном приеме.



Рис. 12.23

Методы переключения. К методам переключения относятся автовыбор, переключение с фиксированным порогом и переключение с переменным порогом.

В отечественной литературе “автовыбор” классифицируют как “автовыбор с переключением приемников” [18]. Идеальный автовыбор основан на том принципе, что селектор просматривает все имеющиеся входы и подсоединяет к выходу канал с максимальным мгновенным значением отношения сигнал/шум. Математически эту операцию можно записать так:

$$X = \max_i X_j. \quad (12.9)$$

На практике система не может функционировать абсолютно мгновенно, поэтому для успеха необходимо, чтобы собственные постоянные времени селектирующего сумматора были значительно меньше, чем собственные постоянные времени скорости замираний сигнала. Возможность достижения этого зависит от имеющейся ширины полосы приемной системы. В реальных системах этого типа обычно выбирается тот канал, в котором максимально значение сигнал плюс шум.

Кроме того, необходимость непрерывно контролировать отношение сигнал/шум во всех имеющихся входах делает систему достаточно дорогой, поэтому интерес представляют менее сложные методы переключения с фиксированным и переменным порогом.

Метод переключения с фиксированным порогом [18-20], известный как метод разнесения с обратной связью, позволяет иметь на подвижном объекте одну приемную антенну. Сущность метода на примере двукратного разнесения при передаче с центральной станции иллюстрирует рис. 12.24. На подвижной установке имеется передатчик, который информирует базовую станцию о замирании канала при понижении в нем уровня сигнала ниже порога, селектор просматривает входы в опреде-

ленной последовательности, пока не будет найден сигнал, превышающий заданный порог. Этот сигнал используется до тех пор, пока его уровень не упадет ниже заданного порога, и тогда снова начинается процесс сканирования. В простейшей форме этого метода используются только две антенны, и переключение с одной на другую происходит всякий раз, когда входной сигнал падает ниже определенного порога.

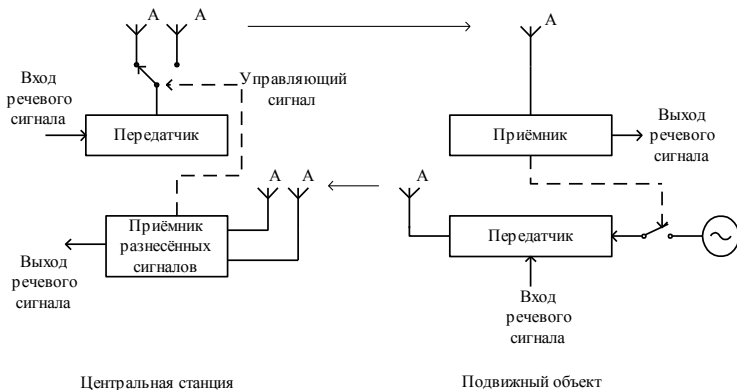


Рис. 12.24

Обычно система срабатывает, переключаясь на другую антенну, при падении сигнала ниже порогового уровня независимо от того, является ли новый сигнал приемлемым или нет.

Это предпочтительный режим работы, если автомобиль движется достаточно быстро и часто происходят замирания, но совершенно нежелательно применение такого режима, если автомобиль движется очень медленно или остановился. Пространственно разнесенные антенны в этом случае расположены на базовой станции, где и происходит их переключение. Такой системе свойственна задержка в работе и характеристики ее низки.

В системах с фиксированным порогом всегда имеет место проблема установки порога, который в общем случае будет лучшим лишь в определенной зоне при движении транспортного средства.

Система переключения с переменным порогом, или модифицированная система, может быть представлена в виде схемы, приведенной на рис. 12.25. Здесь СУ – сравнивающее устройство.

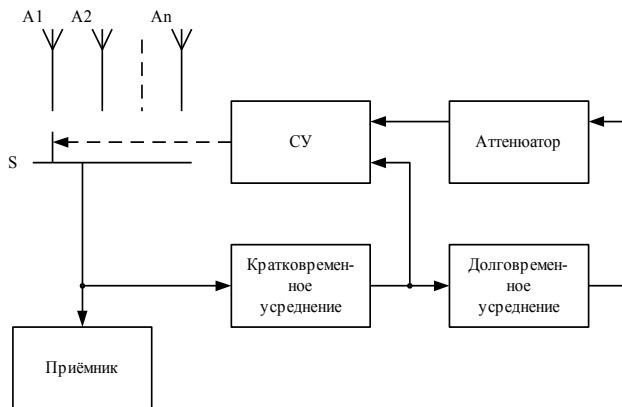


Рис. 12.25

При таком методе пороговый уровень меняется в зависимости от значения уровня сигнала вблизи транспортного средства. Учитываются также медленные замирания, имеющие место при движении.

Долговременное усреднение проводят за время, сравнимое с тем, которое необходимо транспортному средству для перемещения на десятки длин волн. Установка аттенюатора определяет, на сколько ниже усредненного за большой промежуток времени может упасть сигнал до переключения.

Ясно, что такая система имеет характеристики лучше, чем для случая переключения с фиксированным порогом. В пределе ее помехоустойчивость стремится к случаю автовыбора.

Методы сложения. Методы сложения достаточно подробно описаны в литературе.

При оптимальном сложении [19,20,24] каждый сигнал перед суммированием получает весовой коэффициент пропорционально его отношению сигнал/шум.

На рис. 12.26 поясняется сущность данного метода.

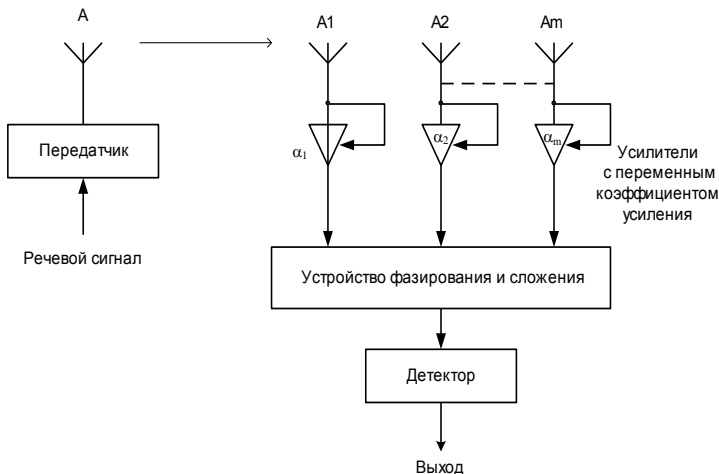


Рис. 12.26

При идеальных условиях оптимальное суммирование дает на выходе отношение сигнал/шум, равное сумме отдельных отношений сигнал/шум. Хотя этот метод включает некоторые сложности в определении весовых коэффициентов, фазировании и в суммирующих цепях, он имеет то преимущество, что позволяет получить на выходе приемлемое отношение сигнал/шум даже если ни один из сигналов в отдельных каналах не является приемлемым самостоятельно. Это, конечно, невозможно при автовыборе.

Линейное сложение аналогично оптимальному, но здесь не делается попытки взвесить сигналы перед сложением. Все коэффициенты усиления ветвей разнесения устанавливаются равными некоторой постоянной величине, например единице. Возможность получения приемлемого сигнала при отсутствии приемлемых сигналов на входах сохраняется, а характеристики несколько хуже, чем у оптимального сложения.

При линейном и оптимальном сложении делается попытка сложить некогерентно шумы, обеспечивая когерентное сложение сигналов. Происходит небольшое ухудшение характеристик, если входные сигналы имеют слабую корреляцию. Однако в неблагоприятных условиях, когда шум на входах может быть сильно коррелированным, оптимальное суммирование является неидеальным и фактически обеспечивающим наименьшее отношение сигнал/шум на выходе, так как коррелированный шум выступает в качестве сигнала в таком приемнике. В этом случае оптимальным методом является автовыбор [19].

Упрощенная функциональная схема приемника со сложением на промежуточной частоте имеет вид, представленный на рис. 12.27, где БВЧ – блоки высокой частоты; СМ – смесители; Г – гетеродины; УСФ – устройство сравнения фаз, С – сумматор.

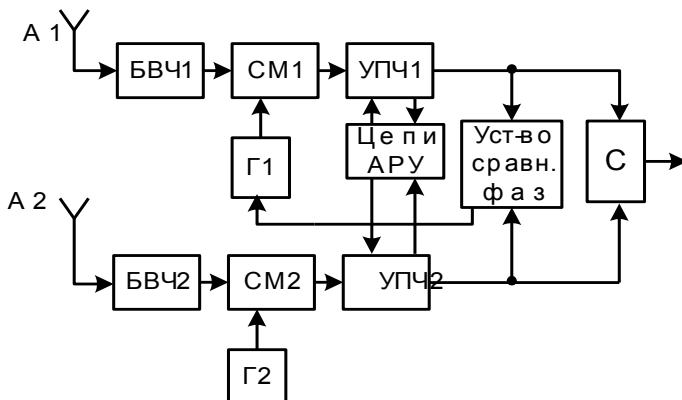


Рис. 12.27

Линейность сложения в такой схеме достигается общей для двух приемников системой автоматической регулировки усиления (АРУ). Когерентность сложения обеспечивается системой автоматической подстройки фазы сигнала одного приемника к другому, включающей в себя гетеродины, смесители, УПЧ и УСФ.

Функциональная схема приемника, реализующего последетекторное оптимальное сложение для случая двояного приема, представлена на рис. 12.28, где УУ – управляемые усилители.

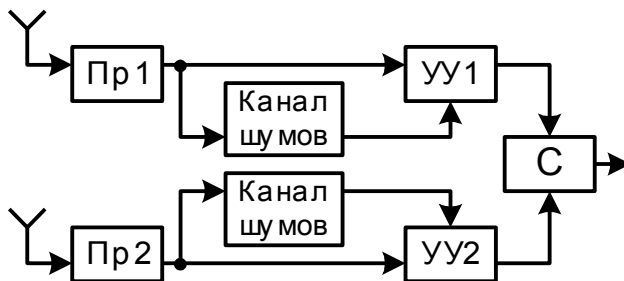


Рис. 12.28

Схема содержит специальные каналы шумов, с помощью которых регулируется усиление в каждом канале в зависимости от уровня помех в них. Такую регулировку можно осуществить по низкой или промежуточной частоте.

Дискретное (мажоритарное) *сложение*. Если каналы разнесены по времени, частоте или любым другим способом и в каждом канале используется самостоятельный приемник, то окончательное решение принимается на основании сравнения результатов, полученных в каждом канале. Поскольку все каналы считаются равноправными, то наиболее правдоподобным будет тот символ, который принят в наибольшем числе каналов.

Такой метод объединения каналов может быть применен при любом способе разнесенного приема, при этом способе объединяются (складываются) регенерированные сигналы, полученные в независимых ветвях (каналах) разнесения. Это требуется, например, при комбинированных частотно-временном или пространственно-поляризационном разнесении сигналов в случае, когда приемники расположены в различных пунктах и т.д.

Смешанные методы. Смешанный метод сочетает принципы сложения сигналов с автовыбором.

Методы переключения и линейного сложения являются неоптимальными и эффективны при различных условиях приема. Так, в случае быстрых и глубоких замираний автовыбор обеспечивает лучшие результаты, чем метод линейного сложения, а в случае гладких рэлеевских замираний эффективнее линейное сложение.

Комбинирование алгоритмов переключения и сложения в зависимости от вида замираний и эффективных соотношений сигнал/шум в каналах разнесения реализуется *методом комбинированного сложения*. Этот метод обеспечивает лучшее приближение к оптимальным методам в широком диапазоне изменения условий приема, однако требует усложнения алгоритма обработки и схем его технической реализации.

При реализации алгоритма комбинированного сложения обеспечивается повышение соотношения сигнал/шум при изменении условий приема, однако существенным недостатком метода является неизбежное появление паразитной АМ в моменты перехода от алгоритма автовыбора к алгоритму линейного сложения и наоборот (соответственно положительный и отрицательный скачки) и появление коммутационных помех. Детально эти явления будут рассмотрены ниже.

Модифицированный алгоритм комбинированного сложения свободен от указанных недостатков и достаточно просто реализуется техниче-

ски на основе устройств с взаимными обратными связями (УВОС). При этом в ситуации, когда эффективнее алгоритм линейного сложения – модифицированный алгоритм превышает параметры линейного сложения и приближается к параметрам оптимальной обработки.

Методы обработки сигналов при разнесенном приеме, как указывалось выше, можно разбить на две группы: *додетекторные* и *последетекторные*.

Так, автовыбор реализуется и до, и после детекторов; методы переключения с фиксированным и переменным порогом применяют только до детектора, а метод дискретного сложения – только после детектора.

При использовании додетекторных методов суммирования возникает проблема фазирования каналов, ибо в противном случае имеют место биения сигналов из-за расфазировки вследствие запаздывания лучей.

12.4.3. Сравнение методов комбинирования разнесенных сигналов

Предположим, что случайные шумы в каналах некоррелированы, не зависят от сигналов и имеют нулевые средние значения и равные средние квадраты в различных каналах. Улучшение, достигаемое применением разнесенного приема с автовыбором, линейным или оптимальным сложением, сравним с не разнесенным приемом для случая узкополосной модели флуктуирующих независимо и распределенных нормально сигналов [19].

Сравним потенциальные возможности методов комбинирования разнесенных сигналов.

Для наглядности рассмотрим случай двоянного приема. Определим, для каких пар величин эффективного отношения сигнал/шум в двух полезных каналах результирующее отношение на выходе сумматора будет равно некоторой определенной величине γ , при реализации каждого из рассмотренных способов комбинирования разнесенных сигналов. Для этого используем кривые, по осям координат которых отложены эффективные отношения сигнал/шум в каждом канале (рис. 12.29) [23].

При автовыборе эффективное отношение сигнал/шум на выходе равно γ только тогда, когда это отношение в одном из каналов равно γ , а в другом – изменяется в пределах от 0 до γ . Следовательно, отношение сигнал/шум на входе должно соответствовать какой-либо точке кривой, приведенной на рис. 12.29.

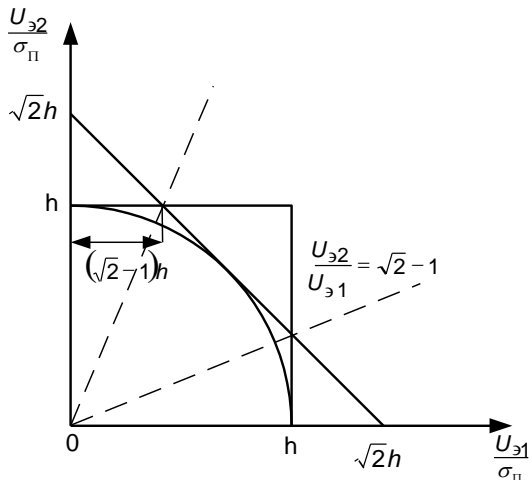


Рис. 12.29

При оптимальном сложении эффективное отношение сигнал/шум на выходе (по теореме Бреннана) равно γ , если только

$$\left(\frac{S_1}{N_{\text{эфф}}} \right)^2 + \left(\frac{S_2}{N_{\text{эфф}}} \right)^2 = \gamma^2.$$

Приведенное выше равенство определяет соответствующую кривую на рис. 12.29 как часть круга в первом квадранте, радиусом γ с центром в начале координат.

При линейном сложении зависимость определяется уравнением

$$\frac{S_1 + S_2}{\sqrt{N_{\text{эфф}}^2 + N_{\text{эфф}}^2}} = \gamma,$$

откуда

$$\frac{S_1}{N_{\text{эфф}}} + \frac{S_2}{N_{\text{эфф}}} = \sqrt{2}\gamma.$$

Это уравнение прямой линии (рис. 12.29).

Кривая для оптимального сложения лежит внутри площадки, ограниченной двумя другими кривыми и осями координат. Это означает, что

при оптимальном сложении для получения некоторого определенного уровня отношения сигнал/шум на выходе требуются более низкие значения этого отношения в складываемых каналах, чем при других методах. Этот вывод согласуется с тем фактом, что оптимальное сложение всегда реализует максимальное отношение сигнал/шум при нескольких шумящих каналах. При отношении амплитуд входных сигналов S_i в пределах $0,414 < \frac{S_1}{S_2} < \frac{1}{0,414}$ характеристики системы с линейным сложением

лучше характеристик автовыбора, и, наоборот, вне этого интервала автовыбор лучше линейного сложения. Последнее замечание определяет условия, при которых (в рамках настоящего рассмотрения) суперпозиция искаженных шумом сигналов с равным весом приведет к увеличению отношения сигнал/шум.

Кривая для линейного сложения удовлетворительно аппроксимирует кривую для оптимального сложения, пока $0,414 < \frac{S_1}{S_2} < \frac{1}{0,414}$, в то

время как кривая для автовыбора хорошо аппроксимирует кривую для оптимального сложения вне этого интервала. Поэтому хорошим приближением к системе оптимального сложения может служить система, характеристики которой соответствуют характеристикам линейного сложения до тех пор, пока $0,414 < \frac{S_1}{S_2} < \frac{1}{0,414}$, и характеристикам автовыбора

вне этого интервала. Такая система является примером *метода комбинированного сложения*.

При построении рис. 12.29 предполагалось, что каждый канал вносит одинаковую мощность некогерентного шума, следовательно, переменные могут рассматриваться как амплитуды или эффективные значения сигнала, представленные в соответствующем масштабе.

Метод оптимального сложения следует рассматривать как чисто академический. Характеристики систем, реализующих метод комбинированного сложения, близки к характеристикам оптимального сложения, но для его реализации также необходимо знание соотношений сигнал/шум в

каналах $\left(\frac{U_{\text{э}i}}{\sigma_{\text{П}i}} \right)_{\text{эфф}}$. При реализации алгоритма комбинированного сло-

жения в выходном сигнале, в момент перехода от алгоритма автовыбора к алгоритму линейного сложения и наоборот, будут иметь место скачки сигнала (паразитная амплитудная модуляция) и коммутационные помехи.

Рассмотрим временные зависимости процессов, имеющие место при последетекторном комбинировании двух сигналов различными способами. На рис. 12.30,а изображены процессы при реализации автовыбора, линейного и оптимального сложения, причем представлена ситуация, когда сигнал в первом канале U_1 – убывает, а во втором U_2 – нарастает.

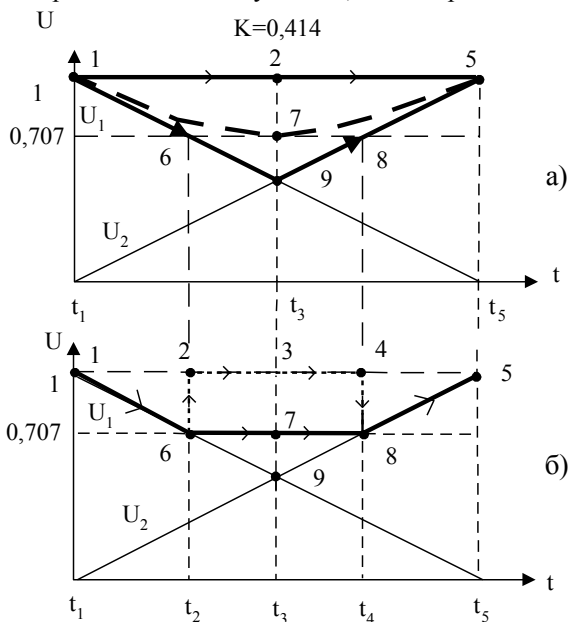


Рис. 12.30

На интервале $t_1 - t_3$ процесс на выходе совпадает с процессом в одном канале U_1 , а на интервале $t_3 - t_5$ – с процессом в другом канале – U_2 . В точке 9, соответствующей моменту времени t_3 , $U_1=U_2$, т.е. процессы в каналах равны – происходит переключение, которое на практике неизбежно сопровождается паразитным коммутационным выбросом. При реализации алгоритма линейного сложения один процесс U_1 линейно убывает, а второй – U_2 с той же скоростью линейно возрастает, поэтому их линейная сумма в интервале $t_1 - t_5$ будет неизменна.

На рис. 12.30,б изображены процессы, имеющие место при реализации алгоритма комбинированного сложения и модифицированного алгоритма комбинированного сложения.

На интервале $t_1 - t_2$ $\frac{U_2}{U_1} < 0,414$, и выходной процесс будет совпадать с U_1 , в момент $t = t_2$ $\frac{U_2}{U_1} = 0,414$, поэтому происходит переход от реализации алгоритма автовыбора к реализации алгоритма линейного сложения и, в соответствии с рис. 12.30,б, этот переход сопровождается скачком результирующего процесса из точки 6 в точку 2, а именно, от уровня 0,707 до 1 (при нормированных U_1 и U_2).

На интервале $t_2 - t_4$, $0,414 \leq \frac{U_2}{U_1} \leq \frac{1}{0,414}$, поэтому процесс, являющийся результатом комбинирования (сложения), пройдет через точки 2, 3, 4, останется неизменным и равным сумме процессов U_1 и U_2 . В точке 4 (момент t_4) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{0,414}$ происходит обратный переход от реализации алгоритма линейного сложения к автовыбору и, соответственно, результирующий процесс скачкообразно перейдет из точки 4 в точку 8 (изменится от 1 до 0,707). На интервале $t_4 - t_5$ $\frac{U_2}{U_1} > \frac{1}{0,414}$, и вновь реализуется алгоритм автовыбора, только теперь результирующий процесс совпадает с U_2 .

Сопоставление процессов, представленных на рис. 12.30,б, показывает, что модифицированный алгоритм, с точки зрения формирования результирующего процесса, в моменты времени $t_2 - t_4$ обеспечит его прохождение через точки 6, 7, 8, а не через точки 6, 2, 3, 4, 8, как при реализации рассмотренного выше алгоритма комбинированного сложения. Указанные свойства могут быть обеспечены путем усложнения части схемы, реализующей линейное сложение, за счет дополнительного введения блоков, которые при переходе соотношения процессов в каналах через значения $\frac{U_1}{U_2} = 0,414$ и $\frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{0,414}$ будут соответственно увеличивать или уменьшать коэффициенты усиления процессов в каналах. При этом могут быть использованы имеющиеся цепи автоматической регулировки усиления (АРУ) либо может быть поставлен на выходе один дополнительный усилитель с управляемым скачкообразно коэффициентом усиления.

Выше отмечалось, что одной из основных проблем при реализации оптимального сложения является необходимость измерения соотношений сигнал/шум в каналах. При реализации алгоритма комбинированного сложения знание соотношений сигнал/шум в каналах также необходимо,

так как именно при соотношениях $0,414 \leq \frac{U_{\Sigma 1} / \sigma_{\Pi 1}}{U_{\Sigma 2} / \sigma_{\Pi 2}} \leq \frac{1}{0,414}$ должно про-

исходить переключение с одного алгоритма на другой.

При обработке сигналов в реальных условиях получатель имеет дело с суммами сигналов и помех $U_1 = U_{\Sigma 1} + \sigma_{\Pi 1}$ и $U_2 = U_{\Sigma 2} + \sigma_{\Pi 2}$. Обычно можно полагать $\sigma_{\Pi 1} = \sigma_{\Pi 2} = \sigma_{\Pi}$, тогда усредненное отношение сигнал/шум запишется в виде

$$\frac{1}{2} \left(\frac{U_{\Sigma 1}}{\sigma_{\Pi 1}} + \frac{U_{\Sigma 2}}{\sigma_{\Pi 2}} \right) = \frac{U_{\Sigma 1} + U_{\Sigma 2}}{2\sigma_{\Pi}} = \left(\frac{U_{\Sigma}}{\sigma_{\Pi}} \right)_{\text{ср}}.$$

Можно установить связь между усредненным соотношением сигнал/шум и соотношением процессов в каналах

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{U_{\Sigma 1} + \sigma_{\Pi 1}}{U_{\Sigma 2} + \sigma_{\Pi 2}} = \frac{U_{\Sigma 1} / \sigma_{\Pi} + 1}{U_{\Sigma 2} / \sigma_{\Pi} + 1}. \quad (12.10)$$

Обозначим $\frac{U_1}{U_2} = K$. Тогда зависимость $K = f \left(\frac{U_{\Sigma}}{\sigma_{\Pi}} \right)_{\text{ср}}$, построенная по формуле (12.10), имеет вид, представленный на рис. 12.31.

Из его рассмотрения следует, что при изменении $\left(\frac{U_{\Sigma}}{\sigma_{\Pi}} \right)_{\text{ср}}$ от 0,5 до 10 величина K , соответствующая соотношению

$$0,414 \leq \frac{U_{\Sigma 1} / \sigma_{\Pi 1}}{U_{\Sigma 2} / \sigma_{\Pi 2}} = \frac{U_{\Sigma 1}}{U_{\Sigma 2}} \leq \frac{1}{0,414},$$

меняется от 0,75 до 0,45.

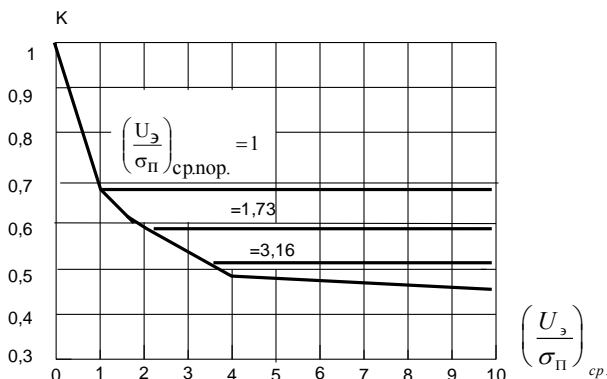


Рис. 12.31

Рассмотрим детально процессы, происходящие при реализации метода комбинированного сложения (рис. 12.32) с учетом требований, направленных на устранение паразитной АМ и коммутационных помех, а также процессы U_1 (убывающий линейно) и U_2 (нарастающий линейно).

В интервале $0 - t_1$ формируемый результирующий процесс должен совпадать с U_1 , т.е. при $U_1 > U_2/K$ коэффициент передачи процесса U_1 должен иметь значение $K_{\Pi 1}=1$, а коэффициент передачи процесса U_2 – значение $K_{\Pi 2}=0$. В интервале $t_3 - t_4$ формируемый процесс должен совпадать с U_2 , т.е. при $U_2 > \frac{U_1}{K}$ коэффициенты передачи процессов U_1 и U_2

должны иметь значения $K_{\Pi 2}=1$, а $K_{\Pi 1}=0$. Необходимо, чтобы в момент времени t_2 процессы U_1 и U_2 были равны и ослаблены таким образом, чтобы их сумма $(U_1^{(1)} + U_2^{(1)})$ совпала с точкой 6 (см. рис. 12.32).

В моменты времени t_1 и t_3 , как показано выше, $U_1^{(1)}$ и $U_2^{(1)}$ соответственно должны быть равны нулю. При этом на интервале $0 - t_1$ $U_2^{(1)} = 0$, а на интервале $t_3 - t_4$ $U_1^{(1)} = 0$. Из рассмотрения рис. 12.32 видно, что для выполнения поставленных условий процесс $U_1^{(1)}$ на участке $0 - t_1$ должен совпадать с U_1 , а на участке $t_1 - t_3$ должен убывать быстрее, чем $U_1(K_{\Pi 1} < 1)$, и, проходя через точки 1, 10, 9, он должен достигать нулевого значения в точке 9 (момент t_3), оставаясь равным 0 на интервале $t_3 - t_4$.

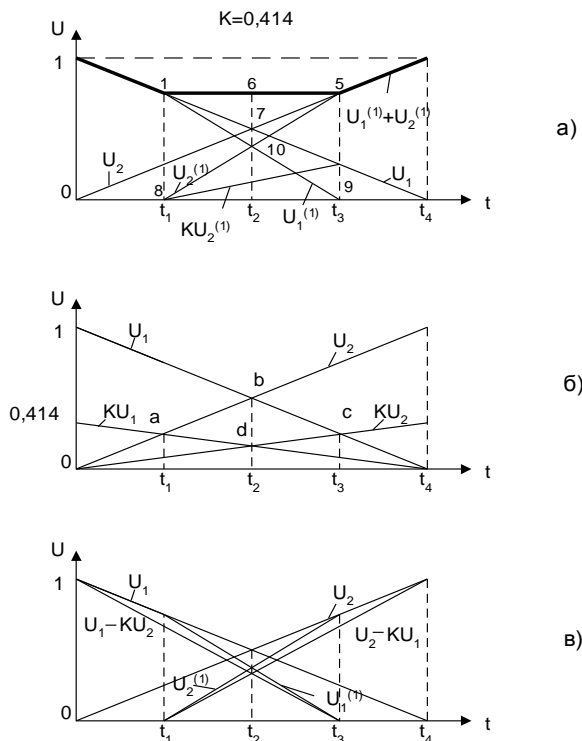


Рис. 12.32

Аналогично процесс $U_2^{(1)}$ на интервале $0 - t_1$ равен нулю, на интервале $t_1 - t_3$ быстро нарастает, проходя через точки 8, 10, 5 и достигая значения U_2 в момент t_3 (точка 5), далее на интервале $t_3 - t_4$ он совпадает с процессом U_2 . Простое геометрическое рассмотрение рис. 12.32 показывает, что при домножении процессов U_1 и U_2 на коэффициенты $K_{П1}$ и $K_{П2}$ формируются процессы $U_1^{(1)}$ и $U_2^{(1)}$, при этом суммарный процесс $U_1^{(1)} + U_2^{(1)}$ реализует все достоинства метода комбинированного сложения, но свободен от его недостатков – паразитной АМ и коммутационных помех. Процедуры направленного воздействия на процессы U_1 и U_2 должны быть просто реализуемыми, не требовать дополнительной априорной информации и не содержать операций коммутации.

Для получения выражений коэффициентов передачи $K_{П1}$ и $K_{П2}$ построим вспомогательные зависимости KU_1 и KU_2 на рис. 12.32, б. Эти

зависимости пересекаются с зависимостями U_1 и U_2 в точках a ($U_2=KU_1$) и c ($U_1=KU_2$), при этом U_1 и U_2 пересекаются в точке b (точка 7), а зависимости KU_1 и KU_2 – в точке d . Именно в точке a выполняется соотношение $K = U_2/U_1$, а в точке c – соотношение $K = U_1/U_2$, т.е. точки a и c соответствуют моментам времени t_1 и t_3 соответственно, в которых происходит переход от алгоритма автовыбора к линейному сложению и наоборот. Рассмотрение показывает, что для того чтобы сформированный из U_1 процесс в момент времени t_3 был равен 0, достаточно вычесть из него значение KU_2 , т.е.

$$U_1^{(1)} \Big|_{t=t_3} = U_1 - KU_2.$$

Построим зависимость $(U_1 - KU_2) = f(t)$ на рис. 12.32,в. В момент $t = 0$ она совпадает с U_1 , а в момент $t = t_3$ – с $U_1^{(1)}$, во все остальные моменты времени она проходит ниже U_1 и искомой $U_1^{(1)}$. При этом интервал времени $0 - t_1$ нас не интересует, а на интервале $t_1 - t_3$ для получения искомой зависимости достаточно изменить крутизну функции $f(t) = (U_1 - KU_2)$.

Определим необходимый коэффициент, на который следует домножить $f(t)$, для получения зависимости $U_1^{(1)}(t)$ на интервале $t_1 - t_3$. Пусть в соответствии с рис. 12.32,а

$$U_1 = 1 - At ; \quad U_2 = Bt .$$

Для простоты положим симметричность процессов, т.е. $A=B=1$, тогда $U_1 = 1 - t$; $U_2 = t$. Составим уравнение для момента времени $t = t_1$, учитывая, что в этой точке $KU_1 = U_2$, получим выражение $K(1 - t_1) = t_1$, откуда $t_1 = \frac{K}{1+K}$.

Зная t_1 , определим величины U_1 и $f(t) = (U_1 - KU_2)$:

$$U_1 = 1 - t_1 = 1 - \frac{K}{1+K} = \frac{1}{1+K} ;$$

$$U_1 - KU_2 = \frac{1}{1+K} - Kt_1 = \frac{1}{1+K} - \frac{K^2}{1+K} = 1 - K$$

и определим соотношение

$$\frac{U_1}{U_1 - KU_2} = \frac{1}{1+K} : (1-K) = \frac{1}{1-K^2}.$$

Таким образом, в точке $t=t_1$ процесс U_1 в $\frac{1}{1-K^2}$ раз больше процесса $(U_1 - KU_2)$. Ясно, что этот коэффициент справедлив на всем участке $t_1 - t_3$. Аналогичная зависимость может быть получена и для процесса U_2 . С учетом всего изложенного, можно записать

$$U_1^{(1)} = (U_1 - KU_2) \frac{1}{1-K^2} \text{ при } KU_2 \leq U_1 \leq \frac{U_2}{K};$$

(12.11)

$$U_2^{(1)} = (U_2 - KU_1) \frac{1}{1-K^2} \text{ при } KU_1 \leq U_2 \leq \frac{U_1}{K}.$$

Учитывая соотношение (12.11), можем записать выражения для нормированных коэффициентов передачи процессов $K_{\Pi 1}$ и $K_{\Pi 2}$:

$$K_{\Pi 1} = \frac{U_1^{(1)}}{U_1} = \begin{cases} 1; & U_1 \geq \frac{U_2}{K}; \\ \frac{U_1 - KU_2}{U_1} \frac{1}{1-K^2}; & \frac{U_2}{K} \geq U_1 \geq KU_2; \\ 0; & U_1 \leq KU_2; \end{cases}$$

(12.12)

$$K_{\Pi 2} = \frac{U_2^{(1)}}{U_2} = \begin{cases} 1; & U_2 \geq \frac{U_1}{K}; \\ \frac{U_2 - KU_1}{U_2} \frac{1}{1-K^2}; & \frac{U_1}{K} \geq U_2 \geq KU_1; \\ 0; & U_2 \leq KU_1. \end{cases}$$

Для соотношений процессов U_i, U_j при

$$K < \frac{U_i}{U_j} < \frac{1}{K}$$

(12.13)

выражения (12.12) можно записать в виде

$$K_{\Pi i} = \left(1 - K \frac{U_j}{U_i}\right) \frac{1}{1 - K^2}; KU_j \leq U_i \leq \frac{U_j}{K};$$

$$K_{\Pi j} = \left(1 - K \frac{U_i}{U_j}\right) \frac{1}{1 - K^2}; KU_i \leq U_j \leq \frac{U_i}{K}. \quad (12.14)$$

Требованиям реализации соотношений (12.11) при условии (12.13) без использования операций коммутации удовлетворяют структуры с взаимными обратными связями [23]. Такая схема имеет вид, представленный на рис. 12.33.

Из рассмотрения устройства очевидно, что оно реализует процедуры вида

$$U_i^{(1)} = U_j - KU_i \text{ при } U_j > KU_i,$$

однако реализуемость устройством домножения на величину $\frac{1}{1 - K^2}$ и выполнения условий (12.13) не очевидны. Последнее следует из работы [23] и будет показано ниже.

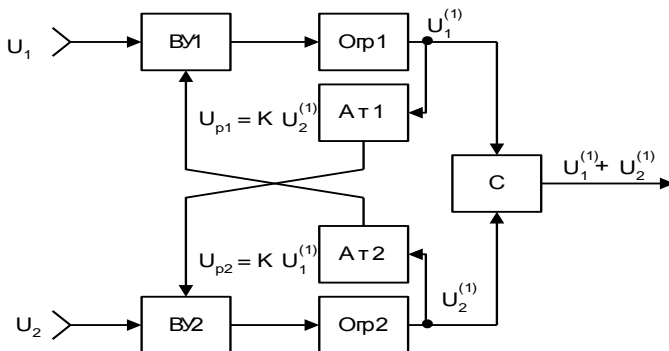


Рис. 12.33

Основное, что следует из рассмотрения рис. 12.33, это отсутствие в устройстве операций коммутации, а следовательно, оно реализует синтезированный алгоритм и в то же время свободно от основных недостатков метода комбинированного сложения – коммутационных помех и паразитной АМ. Таким образом, простое геометрическое рассмотрение процессов при реализации различных методов комбинирования позволило наложить требования на их изменение во времени, получить необходи-

мые зависимости коэффициентов домножения для направленного изменения исходных процессов и, в конечном счете, синтезировать структуру устройства обработки, обладающего заданными свойствами.

Однако устройство, изображенное на рис. 12.33, будет квазиоптимальным только при фиксированном значении соотношения сигнал/шум в соответствии с зависимостью, представленной на рис. 12.31. Для обеспечения квазиоптимальности схемы во всем диапазоне изменения соотношений сигнал/шум необходимо измерять и соответственно изменять значения K . Схему, представленную на рис. 12.33, в соответствии с изложенным следует дополнить измерителем соотношения сигнал/шум и блоком регулировки глубины ослабления сигналов K в аттенюаторах Ат.1 и Ат.2. Таким образом, обеспечение квазиоптимальности в широком диапазоне усложняет схему, и ее достоинство, с точки зрения простоты, перед оптимальной делается незначительным. Рассмотрение зависимости, представленной на рис. 12.31, показывает, что при увеличении $(U_{\Sigma}/\sigma_{\Pi})_{\text{ср}}$ от 4 до 10 величина K должна уменьшаться всего от 0,5 до 0,414, а при уменьшении $(U_{\Sigma}/\sigma_{\Pi})_{\text{ср}}$ от 4 до 1 величина K должна увеличиваться от 0,5 до 0,66. Откуда следует, что нет необходимости в обеспечении изменения K во всем диапазоне изменения соотношений сигнал/шум, особенно в области больших сигналов. При этом очевидно, что в отличие от случая оптимального сложения при реализации модифицированного алгоритма комбинированного сложения требования к точности измерения соотношения сигнал/шум не столь жесткие.

Итак, изложенное выше с учетом неполноты априорных сведений о параметрах сигналов и помех позволяет окончательно сформулировать требования к схеме, реализующей модифицированный алгоритм комбинированного сложения.

Модифицированный алгоритм комбинированного сложения наряду с указанными достоинствами на участке реализации алгоритма линейного сложения обеспечивает повышение соотношения сигнал/шум (большой процесс домножается на большой коэффициент). Алгоритм менее критичен к точности измерения соотношения сигнал/шум, что позволяет в условиях неполноты априорных сведений о параметрах сигналов и помех пользоваться оценками соотношения сигнал/шум.

Схема, реализующая модифицированный алгоритм комбинированного сложения при двукратном разнесенном приеме, имеет вид, представленный на рис. 12.34, где Изм. – измеритель усредненного соотношения сигнал/шум.

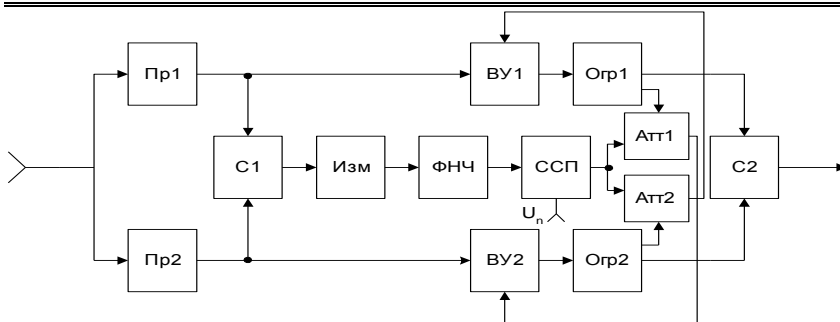


Рис. 12.34

Из зависимости, представленной на рис. 12.31, следует, что в области малых значений сигнал/шум скорость изменения K выше, чем в области больших, поэтому, учитывая то, что получить хорошую оценку отношения сигнал/шум трудно, особенно при неполноте априорных данных о характере замираний, и то, что при больших сигналах помехоустойчивость высокая, целесообразно осуществлять подстройку параметра K только в области малых сигналов.

Поэтому пороговый уровень $(U_{\Sigma}/\sigma_{\Pi})_{\text{СР.ПОР}}$ следует устанавливать из соображений требуемого качества обработки с учетом ожидаемого диапазона изменения отношения $(U_{\Sigma}/\sigma_{\Pi})_{\text{СР}}$. Постоянная времени ФНЧ, осуществляющего усреднение отношения сигнал/шум, также выбирается в соответствии с ожидаемым видом и скоростью замираний сигнала и также зависит от соотношения сигнал/шум.

Когда уровень сигнала на входе схемы сравнения с порогом ССП станет ниже установленного значения, вырабатывается сигнал регулирования коэффициента передачи аттенуаторов K в соответствии с зависи-

мостью $K = f(U_{\Sigma}/\sigma_{\Pi})_{\text{СР}}$. При $\left(\frac{U_{\Sigma}}{\sigma_{\Pi}}\right)_{\text{СР}} > \left(\frac{U_{\Sigma}}{\sigma_{\Pi}}\right)_{\text{СР.ПОР}}$ коэффициенты

передачи постоянны и равны значению K , соответствующему пороговой величине отношения сигнал/шум (рис. 12.31).

На рис. 12.31 представлены зависимости $K = f(U_{\Sigma}/\sigma_{\Pi})_{\text{СР}}$ для трех значений пороговых величин отношения сигнал/шум: 1 (по мощности 1), 1,73 (по мощности 3) и 3,16 (по мощности 10). Таким образом, в устройстве требования к точности измерения соотношения сигнал/шум

невысоки, нет необходимости его измерения в каждом канале и в реальном масштабе времени.

Отсутствие априорной информации о соотношении сигнал/шум и о характере процессов делает невозможным эффективное применение известных алгоритмов. Устройство, реализующее синтезированный алгоритм, даже при значительной ошибке в установке величины K , всегда будет обладать более высокими характеристиками, чем устройства, реализующие любой из рассмотренных выше алгоритмов.

Как следует из изложенного выше, применение модифицированного метода комбинированного сложения позволяет устранить паразитную АМ и коммутационные помехи, что приводит к повышению реальной помехоустойчивости. Очевидно, что все достоинства метода комбинированного сложения в части инвариантности к виду закона распределения замираний сохраняются при реализации модифицированного алгоритма.

Сопоставим различия эффективных значений отношения сигнал/шум, получаемых при оптимальном и линейном сложении, при комбинированном сложении на участке $K \leq \frac{U_{\Sigma 1}}{U_{\Sigma 2}} \leq \frac{1}{K}$ и при модифицированном методе комбинированного сложения на том же участке для случая двохвостного приема.

В соответствии с теоремой Бреннана, при оптимальном сложении в случае $\sigma_{\Pi 1} = \sigma_{\Pi 2}$ имеем

$$h_{\text{опт}} = \sqrt{\left(\frac{U_{\Sigma 1}}{\sigma_{\Pi 1}}\right)^2 - \left(\frac{U_{\Sigma 2}}{\sigma_{\Pi 2}}\right)^2} = \frac{\sqrt{U_{\Sigma 1}^2 + U_{\Sigma 2}^2}}{\sigma_{\Pi}}. \quad (12.15)$$

При автовыборе

$$h = \begin{cases} \frac{U_{\Sigma 1}}{\sigma_{\Pi}}; & U_{\Sigma 1} > U_{\Sigma 2}; \\ \frac{U_{\Sigma 2}}{\sigma_{\Pi}}; & U_{\Sigma 2} > U_{\Sigma 1}. \end{cases} \quad (12.16)$$

При линейном сложении

$$h = \frac{U_{\Sigma 1} + U_{\Sigma 2}}{\sqrt{\sigma_{\Pi 1}^2 + \sigma_{\Pi 2}^2}} = \frac{U_{\Sigma 1} + U_{\Sigma 2}}{\sqrt{2} \cdot \sigma_{\Pi}}. \quad (12.17)$$

При модифицированном алгоритме комбинированного сложения

$$h_M = \begin{cases} \frac{U_{\Sigma 1}}{\sigma_{\Pi}}; & \frac{U_{\Sigma 1}}{U_{\Sigma 2}} \geq \frac{1}{K}; \\ \frac{U_{\Sigma 1} + U_{\Sigma 2}}{\sigma_{\Pi}} \cdot \frac{1-K}{\sqrt{\left(1-K \frac{U_{\Sigma 2}}{U_{\Sigma 1}}\right)^2 + \left(1-K \frac{U_{\Sigma 1}}{U_{\Sigma 2}}\right)^2}}; & K \leq \frac{U_{\Sigma 1}}{U_{\Sigma 2}} \leq \frac{1}{K}; \\ \frac{U_{\Sigma 2}}{\sigma_{\Pi}}; & \frac{U_{\Sigma 2}}{U_{\Sigma 1}} > \frac{1}{K}. \end{cases} \quad (12.18)$$

Рассмотрение алгоритма (12.11) показывает, что на участке реализации алгоритма сложения повышается эффективное отношение сигнал/шум, когда и сигнал и шумы линейно складываются, при реализации модифицированного алгоритма больший процесс уменьшается в меньшей степени, а меньший процесс – в большей. Это приводит к тому, что эффективное значение отношения сигнал/шум определится не соотношением (12.17), как при линейном сложении, а соотношением (12.18).

Пусть $\frac{U_{\Sigma 2}}{\sigma_{\Pi}} = 1$, а $\frac{U_{\Sigma 1}}{\sigma_{\Pi}}$ меняется в пределах от 0 до $\frac{1}{K}$ при $K = 0,414$. В результате вычислений эффективного значения соотношения сигнал/шум для оптимального сложения $h_{\text{ОПТ}}$ (12.15), комбинированного сложения h_K (12.16), (12.17) и модифицированного алгоритма комбинированного сложения h_M (12.18), а также относительных отклонений значений $h_K(\delta_K)$ и $h_M(\delta_M)$ от $h_{\text{ОПТ}}$ рассчитана разница отклонений δ (в %) в зависимости от соотношения $\frac{U_{\Sigma 1}}{U_{\Sigma 2}}$. Погрешность будет

максимальной при $\frac{U_{\Sigma 1}}{U_{\Sigma 2}} = K$ и различной для обычного и модифицированного методов при $\frac{U_{\Sigma 1}}{U_{\Sigma 2}} < 1$. При $\frac{U_{\Sigma 1}}{U_{\Sigma 2}} > K$ погрешности обоих методов одинаковы.

На интервале $K \leq \frac{U_{\Sigma 1}}{U_{\Sigma 2}} \leq \frac{1}{K}$ модифицированный алгоритм комби-

нированного сложения обеспечивает большее значение эффективного отношения сигнал/шум, хотя и не намного (до 2 %), чем обычный метод комбинированного сложения. На участке реализации автовыбора оба алгоритма равноценны. Помехоустойчивость устройства, реализующего модифицированный метод комбинированного сложения, будет выше помехоустойчивости, обеспечиваемой устройством, реализующим метод комбинированного сложения по трем причинам: устранение паразитной АМ, устранение коммутационных помех, повышение отношения сигнал/шум. Исследования, проведенные в [23] показали, что применение двух и более последовательно включенных УВОС с различными значениями $K < 1$ позволяет приблизить характеристики модифицированного метода комбинированного сложения к оптимальному алгоритму. Во всех случаях, когда имеет место изменение закона распределения замираний, целесообразно применение модифицированного метода комбинированного сложения сигналов при разнесенном приеме.

Прежде чем сделать окончательный вывод о пригодности метода комбинирования разнесенных сигналов, его необходимо рассмотреть также с практической точки зрения. Экспериментальные исследования оптимального сложения показали, что значение этого метода может стать академическим, потому что:

- оборудование и устройства даже для оптимального последетекторного сложения требуют значительно большего числа элементов и цепей, чем оборудование и устройства для линейного сложения и автовыбора;

- при прочих равных условиях характеристики устройств для оптимального сложения могут оказаться хуже характеристик устройств для линейного сложения вследствие неизбежных эксплуатационных разрегулировок, к которым система для оптимального сложения оказывается значительно более критичной;

- схемы додетекторного оптимального сложения неудовлетворительны (с практической точки зрения).

Эти трудности обусловлены сложными операциями, необходимыми для реализации оптимального сложения полезных сигналов.

Линейное сложение до детектора имеет существенные преимущества как перед линейным, так и перед оптимальным сложением после детектора в отношении порога удовлетворительного приема в присутствии случайных шумов, если только процесс демодуляции не сводится к неискаженному переносу полезного спектра. Это основано на том, что сложение до детектора позволяет улучшить отношение сигнал/шум до

прохождения смеси сигнала и шума через детектор, в котором могут иметь место необратимые понижения этого отношения. Другие методы комбинирования сигналов также вызывают некоторые трудности при их использовании. Заслуживают внимания следующие из них.

Выводы

1. Переключение в цепях после детектора вызывает переходные процессы, которые могут быть недопустимо велики. Переходный процесс, происходящий при переключении до детектора, оказывается значительно меньше, однако при этом возникает другой тип переходного процесса, недопустимый в системах с частотной или фазовой модуляцией: переключение с одной несущей на другую, мгновенная фаза которой отличается от первой, это вызовет скачок фазы, а следовательно, частотный импульс. Величина этого импульса может быть существенно уменьшена включением в приемник до переключающего устройства цепей автоматической подстройки фазы.
2. При линейном сложении требуется сравнительно точное управление коэффициентами усиления в приемных каналах, чтобы обеспечить одинаковое усиление, т.е. равный вес складываемых сигналов. Следовательно, цепи до сумматора должны иметь идентичные характеристики передачи. Для этого необходимо использовать схему общей автоматической регулировки усиления.
3. Сложение до детектора требует добавления цепей управления фазой, обеспечивающих сложение сигналов в фазе. При разнесении по частоте два сигнала с разными частотами должны возбуждаться одним генератором, модулироваться одним и тем же сигналом, а затем преобразовываться по частоте. В приемнике разнесенные по частоте сигналы должны быть до сложения гетеродинированы таким образом, чтобы на входе сумматора получилась одна и та же частота.
4. Модифицированный метод комбинированного сложения может быть реализован до и после детектора и обеспечивает определенную инвариантность к условиям приема.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите классификацию ЭМП и дайте качественную и количественную характеристики их параметров.

2. Дайте общую характеристику защиты радиоприемников от станционных помех.
3. Поясните принцип интегрального приема и сравните его эффективность с оптимальной фильтрацией.
4. Поясните принцип действия схем ШОУ.
5. Дайте характеристику параметров флуктуационных помех.
6. Дайте краткую характеристику методов преодоления априорной неопределенности в задачах приема сигналов.
7. Какие виды замираний возникают при связи с подвижными объектами?
8. Поясните принципы формирования каналов разнесенного приема.
9. Приведите классификацию методов обработки сигналов при разнесенном приеме.
10. Объясните сущность методов переключения разнесенных сигналов.
11. Нарисуйте и поясните функциональные схемы приемников, реализующих различные методы сложения.
12. Дайте сравнительную оценку алгоритмов формирования группового сигнала при пространственно разнесенном приеме.
13. Поясните сущность модифицированного метода комбинированного сложения.
14. Сравните различные методы комбинирования разнесенных сигналов.

12. Профессиональные радиоприемные устройства

Профессиональные приемники выполняют по супергетеродинной схеме с одним, двумя или тремя преобразованиями частоты. В большинстве приемников используют двойное преобразование частоты. Основой для выбора вида структурной схемы профессионального приемника является требование к стабильности частоты настройки. Нестабильность настройки приемника определяется в основном гетеродинами, причем наибольшая нестабильность вносится при первом преобразовании частоты.

13.1. Радиоприемные устройства декаметровых волн

На декаметровых волнах (ДКМ $\lambda = 100 - 10$ м; $f = 3 - 300$ МГц) осуществляются магистральная, зонавая и местная радиосвязь, авиационная и морская связь, радиосвязь в системе железнодорожного транспорта и др. Для радиосвязи на дальние расстояния используют волны, отражающиеся в процессе распространения от ионосферы. Однако дисперсность, неоднородность и нестабильность отражающих слоев ионосферы делают связь в ДКМ диапазоне неустойчивой. Для обеспечения устойчивости связи необходимо знать максимальную частоту, при кото-

рой волны, отражаясь от ионосферы, обеспечивают работу радиолинии с наибольшей надежностью. Такую частоту называют максимально применимой (МПЧ). Поскольку слой, от которого в основном происходит отражение радиоволн, наиболее часто подвержен ионосферным возмущениям, при сеансе радиосвязи возможны изменения МПЧ. Для ДКМ-канала является характерным замирание сигнала на входе приемника. Основной вид помех в декаметровом диапазоне—сосредоточенные. Существенное значение имеют также флуктуационные помехи.

Для магистральной связи характерны следующие особенности: большая протяженность линии связи (до 10 тыс. км); высокие требования к качеству приема сообщений; большой объем передаваемой информации. Поэтому приемные устройства магистральной связи отличаются высокой чувствительностью и должны обеспечивать максимальную вероятность воспроизведения сообщения.

По характеру применяемых сигналов приемники магистральной СВ связи являются многоцелевыми и должны обеспечивать:

автоматический прием телеграфных сигналов

АМ – (амплитудно-манипулированных);

ЧМ – (частотно-манипулированных);

ФМ – (фазо-манипулированных);

ДЧМ – (двойной частотной-манипуляции). слуховой прием телеграфных сигналов:

ТМ – (тональная манипуляция, передаваемая методом амплитудной модуляции). прием речевых сигналов:

АМ – двухполосная телефония с полным несущим колебанием; ОБМ – однополосная телефония с полным, с ослабленным, или с подавленным несущим колебанием;

телефония на двух независимых полосах (в каждой полосе принимаются различные речевые сигналы) с ослаблением или подавлением несущих колебаний.

прием фототелеграфных сигналов, передаваемых методом амплитудной или частотной модуляции поднесущей в однополосном канале;

прием многоканальных сигналов: телефония и многоканальная телеграфия.

Согласно регламенту радиосвязи с 1981 года используется международное обозначение вида излучения сигналов.

Каждый класс радиоизлучения (вид работы) обозначается тремя обязательными символами.

Первый символ обозначает вид модуляции основной несущей:

А - амплитудная модуляция, две боковые полосы частот;

Н - амплитудная модуляция, одна боковая полоса частот, полная несущая;

Ж - амплитудная модуляция, одна боковая полоса частот, подавленная несущая;

Р - амплитудная модуляция, одна боковая полоса частот, ослабленная несущая;

Ч - частотная модуляция;

Ф - фазовая модуляция.

Второй символ обозначает характер модулирующего сигнала:

1 - один канал без применения модулируемой поднесущей;

2 - один канал с применением модулируемой поднесущей;

3 - один канал аналоговой информации.

Третий символ – вид передаваемой информации:

А – телеграфия, прием на слух;

В – телеграфия, прием автоматический;

С – факсимильная связь;

Е – телефония, включая звуковое радиовещание;

Г – телевизионное изображение (сигнал изображения).

Приемники магистральной связи ДКМ волн в соответствии с ГОСТ разделяют на 3 класса, отличающиеся техническими характеристиками и наличием вспомогательных устройств.

В приемниках I класса осуществляется бесперехватная бесподстроечная связь с дискретной установкой частоты, они являются приемниками многоцелевого назначения и обеспечивают прием любого вида сигнала. У приемников II класса число видов принимаемых сигналов ограничено излучениями А1, А3, А3А, F1, F6, а для III класса - излучениями А1 и А3.

Функциональная схема профессионального РПРУ ДКМ волн соответствует рис. 13.1,

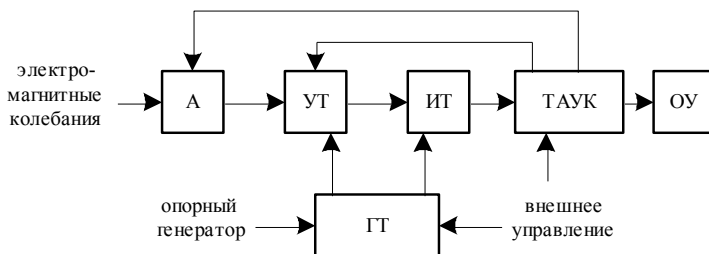


Рис. 13.1

где А – антенна;
УТ – усилительно преобразовательный тракт;
ИТ – информационный тракт;
ТАУК – тракт адаптации, управления и контроля;
ОУ – оконечное устройство;
ГТ – гетеродинный тракт.

Основу ГТ составляет синтезатор частот. ИТ обеспечивает оптимальную или близкую к ней обработку принимаемого сигнала.

Тип ИТ определяется видом принимаемого сигнала. ТАУК осуществляет функции управления и контроля за работой приемника как с местного пульта управления (ПУ), так и на расстоянии. На ПУ поступает информация о состоянии РПрУ: о его рабочей частоте настройки, ширине полосы пропускания, параметрах цепи АРУ, типе демодулятора и т. д. Профессиональные ДКМ РПрУ принимают различные виды телеграфных и телефонных сигналов. Для магистральной радиосвязи отведен диапазон частот 1,5...30 МГц, однако в ряде РПрУ диапазон принимаемых частот несколько отличается от рекомендованного, особенно из-за расширения в область частот ниже 1,5 МГц. Для большинства профессиональных приемников ДКМ диапазона коэффициент шума составляет 7... 10 дБ; типовые нормы на ослабление побочных каналов 100... 120 дБ. Стабильность частоты СЧ, используемых в таких РПрУ, составляет 10^{-7} ... 10^{-9} . Синтезаторы выполняются с шагом установки частоты 1, 10 или 100 Гц. Иногда допускается дополнительная плавная перестройка в пределах дискретного шага. При работе приемника в автоматизированных системах связи большое значение имеет время настройки на требуемую рабочую частоту, под которым понимают интервал между сигналом к настройке и сигналом готовности приемника к приему в эксплуатационном режиме. Допустимое время настройки во многом определяет выбор системы настройки приемника, а следовательно, и основные конструктивные решения. Наименьшее время настройки (10...100 мс) реализуется при электронной настройке.

Многие качественные показатели приемника определяются характеристиками усилительно-преобразовательного тракта (УТ). К ним относятся чувствительность и коэффициент шума, динамический диапазон, диапазон регулировки усиления по промежуточной частоте, избирательности и т. д.

Специфика связи в ДКМ диапазоне состоит в том, что ДД полезного сигнала на входе РПрУ достигает 80...120 дБ. Это накладывает жесткие требования на работу АРУ, и в современных профессиональных

РПрУ ДКМ она обеспечивает изменение выходного напряжения на 4...6 дБ при изменении входного напряжения на 100 дБ и более.

Настройка на рабочую частоту производится автоматически при наборе на клавиатуре ПУ значения принимаемой частоты. Управление, как правило, местное или дистанционное.

Для контроля и управления широко используются микропроцессоры (МП). Функциональные, блоки профессионального РПрУ представляют собой самостоятельные конструктивно законченные устройства, что позволяет при различной их компоновке значительно расширить применимость данного приемника. Приемники, как правило, снабжают дополнительными функциональными блоками, расширяющими их возможности и улучшающими технические характеристики; они имеют небольшую массу и габариты, обладают высокой прочностью и вибростойкостью, а также возможностью работы в различных климатических условиях.

Рассмотрим структурную схему профессионального приемника (рис 13.2).

Микропроцессорный встроенный блок управления (БУ) осуществляет автоматизированное управление всеми узлами РПрУ, а также контроль с передней панели по шине данных и интерфейсу с внешних устройств. Приемник имеет модульное построение, позволяющее изменять его структуру. Диапазон рабочих частот 10 кГц... 30 МГц. Перестройка частоты осуществляется с шагом 10 Гц, 100 Гц, 1 кГц с помощью ручки «Настройка», а также с цифровой клавиатуры. Индикатор частоты настройки - семиразрядный дисплей на жидких кристаллах.

Приемник обеспечивает прием сигналов А1, А2, А3, А3А, А3В, А3Н, А3Ж, F1, а при включении телеграфного демодулятора - F4, F6. Чувствительность РПрУ при отношении сигнал/шум 10 дБ составляет 0,75...3 мкВ. Диапазон рабочих частот перекрывается десятью фильтрами: при приеме сигналов с частотой до 0,5 МГц — ФНЧ в диапазоне 0,5...1,5 МГц - ПФ, в диапазоне 1,5...30 МГц — восемь ПФ.

В приемнике применено двойное преобразование частоты. В тракте второй промежуточной частоты имеются переключаемые ФСИ. Избирательность по зеркальному каналу 80 дБ, по соседнему—более 90 дБ. Регулировка усиления в тракте второй промежуточной частоты—ручная (РРУ), ручная совместно с автоматической или только АРУ; диапазон регулировки более 100 дБ. Приемник имеет два интерфейсных канала управления. По одному каналу информация вводится и выводится в параллельном коде, по другому — в последовательном.

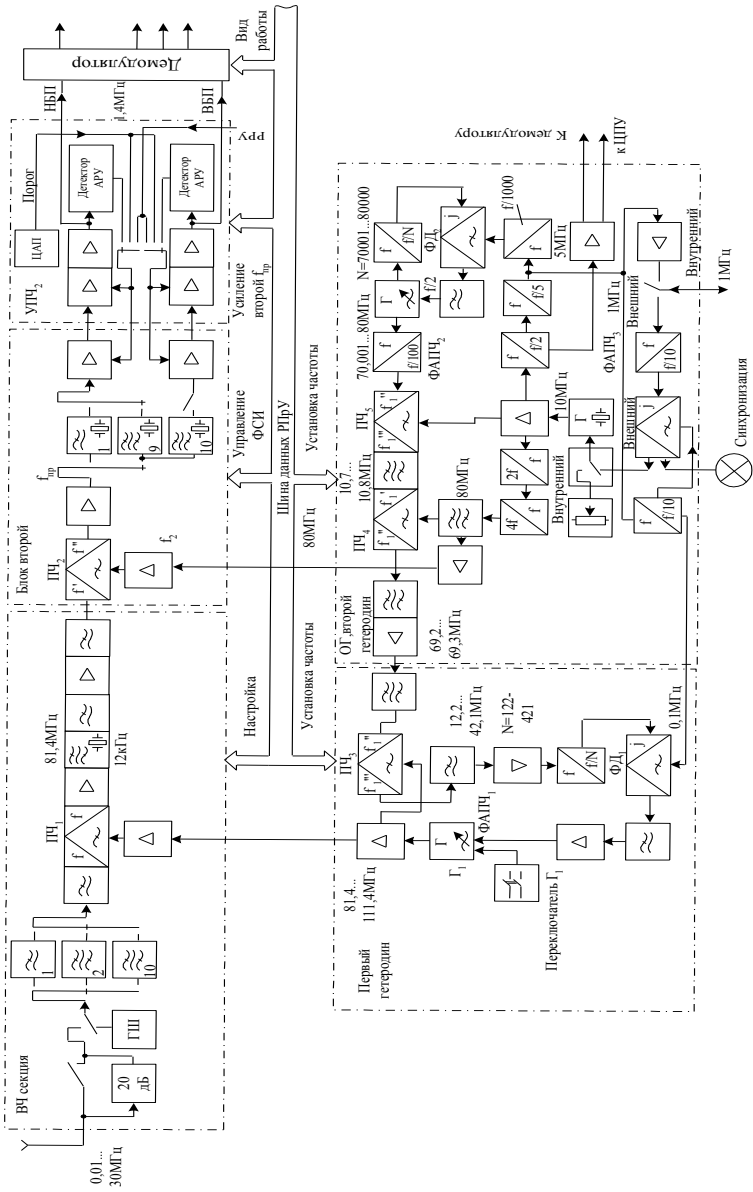


Рис. 13.2

Приемник состоит из ВЧ секции, включающей в себя преселектор и блоки первой и второй промежуточных частот; демодулятора вида работ; опорного блока первого и второго гетеродинов; блока управления (БУ), содержащего панель управления и микропроцессорный контрольный модуль (цифровые блоки на рисунке не показаны). Кодовые команды воздействуют на блоки РПрУ непосредственно с помощью дешифраторов и ЦАП; шина данных имеет вывод информации через усилитель и электромеханический фильтр.

Сигнал с антенны после аттенюатора с двумя ступенями 0 и 20 дБ поступает на вход блока фильтров преселектора. Для контроля чувствительности РПрУ в ВЧ секции имеется генератор шума (ГШ). Выбор нужного фильтра осуществляется по коду частоты, поступающему по шине данных из блока управления. Дешифратор в ВЧ секции преобразует код частоты в команду включения соответствующего фильтра. Аналогично подключаются аттенюатор и ГШ. В ПЧ₁ ВЧ сигнал преобразуется в сигнал первой промежуточной частоты, равной 81,4 МГц. Кварцевый фильтр сужает полосу пропускания до 12 кГц. Далее сигнал усиливается и поступает в блок второй промежуточной частоты. В ПЧ₂ сигнал преобразуется во вторую промежуточную частоту, равную 1,4 МГц, после чего поступает на один из десяти ФСИ, которые включаются в зависимости от вида работы. Далее сигнал поступает в субблок УПЧ₂, содержащий два независимых регулируемых канала для верхней и нижней боковых полос (ВП и НП). В каналах предусмотрены РРУ и АРУ. Команды на включение вида регулировки усиления (усиление на второй промежуточной частоте) в виде кодовых команд по шине данных РПрУ поступают на дешифратор, который определяет включение нужного вида регулировки. С выхода субблока УПЧ₂ сигнал поступает на демодулятор.

Синтез частот первого гетеродина (81,4...11,4 МГц) осуществляется с помощью двух колец ФАПЧ и тройного преобразования частоты. Встроенный высокостабильный генератор ОГ на 10 МГц определяет стабильность частоты гетеродинов и может быть синхронизирован внешним более стабильным эталоном частоты с помощью ФАПЧ₃. Частота второго гетеродина формируется из частоты ОГ последовательным умножением на 2 и на 4 (вторая промежуточная частота равна 80 МГц). Управление установкой частоты производится с помощью двух ДПКД, коэффициент деления N которых изменяется в зависимости от частоты настройки при включении одного из двух генераторов в кольцо ФАПЧ₁. Выбор необходимого генератора и коэффициентов деления ДПКД определяется кодом частоты, поступающим с шины данных РПрУ. Демодулятор имеет третий гетеродин, частота которого изменяется с шагом по 100 Гц от 1,3969 до

1,4031 МГц. Он предназначен для детектирования сигналов верхней и нижней боковых полос. Имеется АМ детектор.

13.2. Приемники однополосной радиосвязи

Спектр АМ сигнала, изображенный на рис. 13.3, занимает полосу частот, равную удвоенной максимальной частоте модуляции.

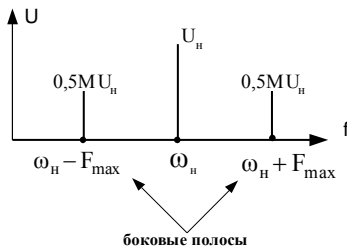


Рис. 13.3

Абсолютная величина разности частот между боковым колебанием и несущим равна частоте модуляции, а уровень бокового колебания равен половине уровня модулирующего компонента первичного сигнала.

Располагая только половиной ширины спектра АМС (верхней или нижней боковой полосой) можно преобразовав спектр этой полосы в приемнике, получить форму первичного сигнала, т.е. принять передаваемое сообщение.

Применение однополосной радиосвязи без несущей (J3E) или с ослабленной несущей (R3E) позволяет повысить излучаемую передатчиком мощность в боковых полосах при заданной установочной мощности и практически вдвое уменьшить ширину спектра сигнала.

Однополосная радиосвязь (ОРС) обладает следующими преимуществами:

1. Вдвое меньшая ширина спектра излучения передатчика по сравнению с АМ. Это позволяет в 2 раза увеличить число станций, работающих в заданном интервале частот.
2. Энергетический режим радиопередатчика лучше, т.к. АМ радиопередатчик затрачивает энергию на излучение несущего колебания независимо от наличия модуляции.
3. Повышается отношение сигнал/помеха в результате лучшего использования номинала мощности оконечного каскада передатчика и сужения полосы пропускания приемника.

В РПРУ ОРС высокочастотный тракт строится так же, как в приемниках АМС, но его полоса пропускания в 2 раза меньше и он настроен так, что несущее колебание попадает на границу полосы пропускания. Так как несущее колебание при ОРС ослабляют, то в месте приема должно быть восстановлено несущее колебание. Биение принятого радиосигнала с восстановленным несущим колебанием позволяет выделить спектр частот модуляции.

Структурная схема супергетеродинного приемника ОРС с однократным преобразованием частоты имеет вид, представленный на рис. 13.4,

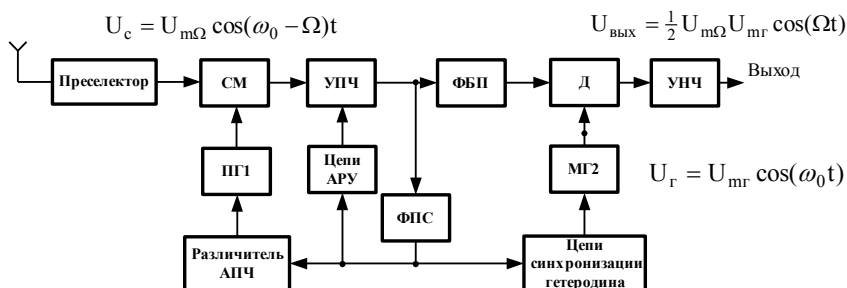


Рис. 13.4

где ФПС – фильтр пилот-сигнала;

ФБП – фильтр боковой полосы.

В системах ОРС предусматривается излучение специального пилот-сигнала, частота которого выбирается вне спектра боковых частот модуляции и отличается от частоты несущего колебания на заранее известную величину. При использовании пилот-сигнала восстановление несущего колебания осуществляется путем дополнительного преобразования частоты выделенного пилот-сигнала. Пилот – сигнал выделяется узкополосным, обычно кварцевым фильтром пилот-сигнала (ФПС), включаемым на выходе УПЧ. АПЧ первого гетеродина ПГ1 и АРУ осуществляется по пилот-сигналу.

На линиях КВ связи сигналы подвержены избирательным замираниям, поэтому система АПЧ приемников ОРС, должна сохранять настройку приемника при пропадании пилот-тона, т.е. должна обладать памятью.

ФБП выделяет однополосный сигнал, который поступает на детектор Д. На второй вход Д подводится напряжение местного гетеродина (МГ) (восстановителя несущего колебания), синхронизированное пилот-сигналом.

Детекторы однополосных сигналов могут быть построены на основе следующих принципов.

Детектирование биений, полученных в результате суммирования колебаний ОРС и местного гетеродина МГ, амплитудным детектором АД (рис. 13.5). Частота изменения огибающей равна разности частот, суммируемых колебаний, т.к. $\omega_{\text{орс}} = \omega_r$, то разность частот суммируемых колебаний, равна частоте модуляции.

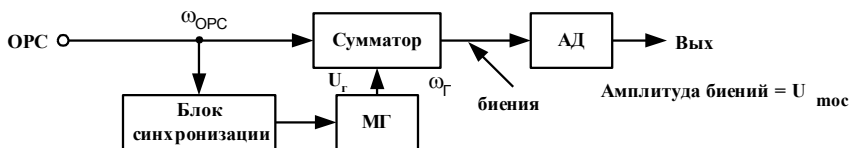


Рис. 13.5

Умножение колебаний входного однополосного сигнала ОРС на колебания МГ с последующим выделением НЧ компонентов с помощью ФНЧ (рис.13.6).

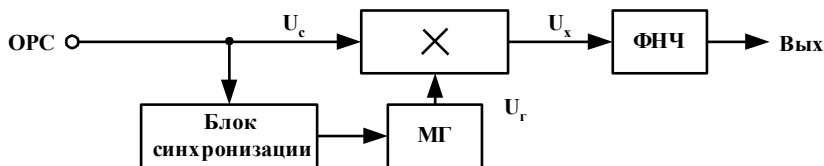


Рис. 13.6

$U_c = U_{\text{м}\Omega} \cdot \cos[(\omega_c - \Omega)t + \varphi]$ – напряжение однополосного сигнала.

$U_r = U_{\text{мг}} \cdot \cos(\omega_0 t)$ – напряжение МГ, тогда получим

$$U_x = U_{m\Omega} \cdot \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi] \cdot U_{mr} \cdot \cos(\omega_0 t) = \frac{1}{2} U_{m\Omega} U_{mr} \cos(\Omega t - \varphi) + \\ + \frac{1}{2} U_{m\Omega} U_{mr} \cos[(2\omega_0 - \varphi)t + \varphi],$$

ФНЧ выделяет первое слагаемое, поэтому:

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{2} U_{m\Omega} \cdot U_{mr} \cdot \cos(\Omega t - \varphi).$$

Рассмотрим структурную схему частотного тракта приёма ОРС приёмника магистральной радиосвязи, представленную на рис.13.7,

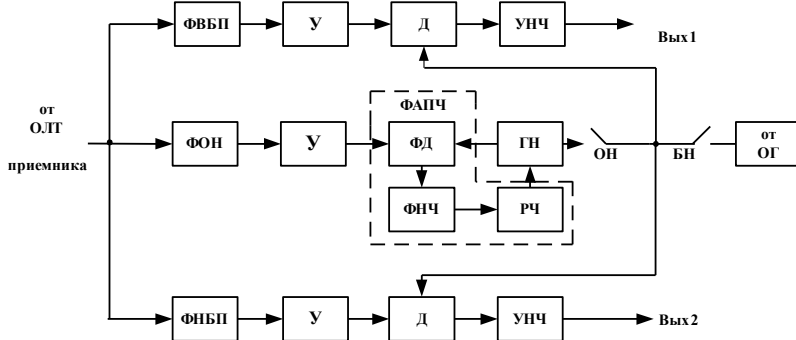


Рис. 13.7

где ФВБП- фильтр верхней боковой полосы,
 ФНБП- фильтр нижней боковой полосы,
 ФОН- фильтр остатка несущей частоты,
 У - усилитель;
 ГН – генератор несущей частоты;
 Д – детектор;
 РЧ регулятор частоты.

В схеме предусмотрена возможность приёма сигналов с остатком несущей (ОН) и без несущей (БН). На вход тракта поступает сигнал от общего линейного тракта (ОЛТ) приёмника.

Если принимают сигнал с ОН (А3А), то частота генератора несущей частоты (ГН) подстраивается по частоте ОН при помощи системы ФАПЧ, которая содержит ФД, ФНЧ и РЧ. На демодулятор сигналов боковых полос поступают напряжения ГН и сигнал с У. Для уменьшения помех полоса пропускания ФОН должна быть возможно более узкой.

При приёме сигнала без несущей БН (АЗЛ) на демодуляторы подаётся напряжение от высокостабильного опорного генератора ОГ (например, синтезатора частоты). В этом режиме стабильность частоты передатчика и настройки приёмника в диапазоне КВ должна быть не хуже 10^{-7} .

Двойное преобразование частоты используют, если в системе с однополосной радиосвязью излучаются две или более независимых боковых полосы, несущих различные сообщения, и пилот-сигнал (маломощные синусоидальные колебания определённой частоты), необходимый для АПЧ. Частота пилот-сигнала отстоит от ближайших сигналов примерно на 300 Гц. Ясно, что на ПЧ $f_{пч}=465$ кГц разделение каналов практически невозможно. Поэтому в ПЧ2 снижают частоту до нескольких кГц и часто применяют кварцевые фильтры (КФ) для каждого канала (рис. 13.8).

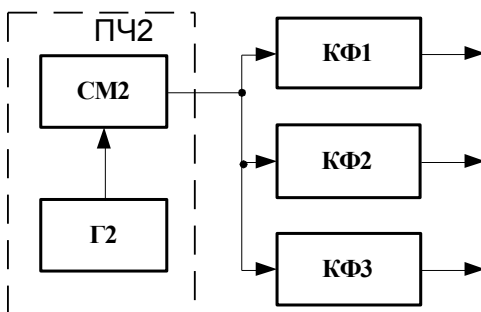


Рис. 13.8

13.3. Приемник радиотелефонной УКВ станции

Приемник радиотелефонной УКВ станции выполнен по схеме с одним преобразованием частоты и может работать на фиксированных переключаемых рабочих частотах, число которых $n = 12$, т. е. обеспечивается работа на 12 каналах. Структурная схема приемника приведена на рис. 13.9,

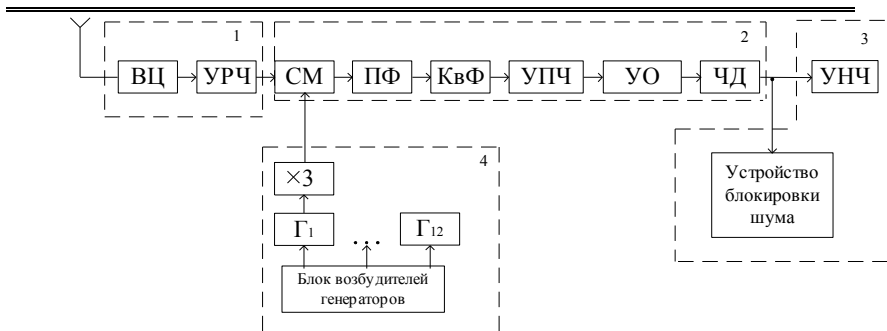


Рис.13.9

где 1 – радиочастотный блок;

2 – блок промежуточной частоты;

3 – низкочастотный блок с устройством блокировки шумов;

4 – блок возбуждателей гетеродинов приемника;

КвФ – кварцевый фильтр;

УО – усилитель-ограничитель.

На входе радиочастотного блока расположен контур ВЦ для согласования антенны и УРЧ. Избирательность по зеркальному каналу обеспечивается ВЦ и четырехконтурным полосовым фильтром в двух каскадах УРЧ. На СМ подается умноженный на 3 сигнал кварцевого генератора гармоник. На каждый из 12 каналов используется самостоятельный кварцевый генератор (возбудитель), поэтому используются от 1 до 12 генераторов. Переключение каналов осуществляется переключением заземляющего провода источника питания с одного кварцевого генератора гармоник на другой. Полосовой и кварцевый фильтры (ПФ, КвФ) настроены на промежуточную частоту, равную 10,7 МГц. Далее сигнал подается на трехкаскадный УПЧ. В качестве первых каскадов УПЧ применяются усилители с резонансными фильтрами для обеспечения большого усиления. Далее аperiодические усилители работают в качестве ограничителей сигнала для частотного дискриминатора. С выхода ЧД сигнал поступает на УНЧ и на вход устройства блокировки шумов (УБШ). УБШ работает от компонентов шума частотой выше 4 кГц, которые выделяются ФВЧ. При приеме сигнала достаточной величины (помехи малы) УБШ заперто и не влияет на работу УНЧ. При отсутствии полезного сигнала УБШ отпирается и шунтирует сигнал на входе УНЧ.

Приемник имеет следующие характеристики.

Чувствительность – 0,4 мкВ при $C/\Pi = 20$ дБ. Избирательность по соседнему каналу не менее 80 дБ, по зеркальному каналу не менее 80 дБ. Ослабление побочных частот приема не менее 70 дБ. Коэффициент нелинейных искажений при номинальной девиации частоты $\text{max } 7\%$. Дальность действия в том случае, если одна из станций стационарная, а вторая станция расположена на находящейся в движении автомашине, составляет 10-40 километров (в зависимости от рельефа местности). Выходные мощности 0,5 Вт, 2 Вт, 10 Вт по желанию заказчика. Приемник выполняется на диапазоны частот 68-78 МГц; 77-87 МГц; 100-108 МГц; 136-174 МГц.

13.4. Приемник телеграфных сигналов

Для слухового или автоматического (буквopечатающего) приема сообщений, в тракте приема телеграфных сигналов используют двойное преобразование частоты. При слуховом приеме сигналов, передаваемых кодом Морзе, следует преобразовать импульсы высокочастотных колебаний в импульсы звуковой частоты. Это преобразование выполняют так, чтобы длительность существования звукового колебания была равна длительности импульса высокочастотного колебания.

На рис.13.10 приведена схема для тонального приема телеграфных сигналов.

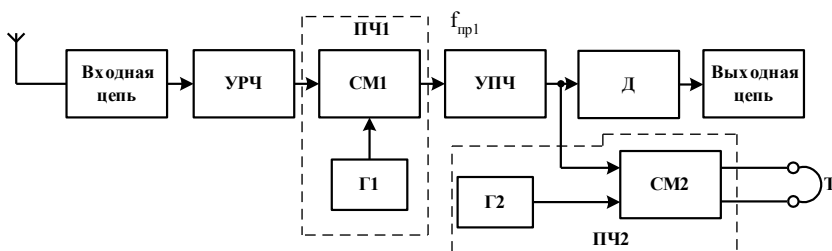


Рис. 13.10

Сигналы $f_{\text{пр1}}$ преобразуются в СМ2 в сигналы звуковой частоты, обычно равной 1000 Гц. Таким образом, можно осуществлять прием на слух телеграфных импульсных сигналов, передаваемых без тональной модуляции. В этом случае частота Г2 должна отличаться от $f_{\text{пр1}}$ на 1000 Гц.

При использовании второго преобразователя для точной настройки на нужный сигнал, частоту Г2 делают точно равной резонансной частоте УПЧ.

При неточной настройке образуется ток разностной частоты, тон которой стремятся понизить, используя для этого не телефон, а стрелочный прибор, добиваясь остановки или медленного колебания стрелки. Чаще всего используют оба режима и только переключают частоту Г2 (смещают на 1000 Гц).

13.5. Панорамный приемник

Панорамный приемник предназначен для контроля занятости диапазонов сигналами работающих станций. Структурная схема панорамного приемника изображена на рис. 13.11.

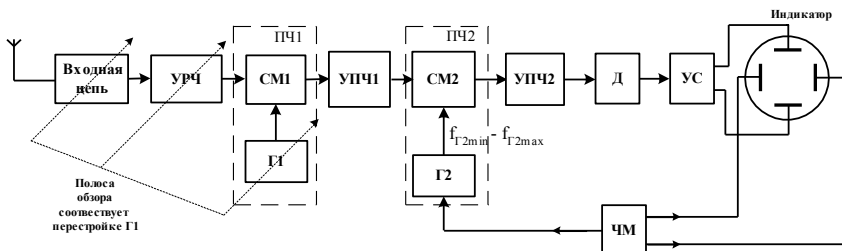


Рис. 13.11

Изменение полосы обзора производят перестройкой первого гетеродина Г1 и цепей тракта радиочастоты.

Первый преобразователь частоты переносит полосу частот, действующих в антенне, в широкую полосу первой промежуточной частоты с граничными частотами $f_{\text{Пр1min}} \div f_{\text{Пр1max}}$.

Частота второго гетеродина $f_{\text{Г2}}$ периодически изменяется, меняя и соответственно частоту сигналов на выходе ПрЧ2. В начале цикла $f_{\text{Г2min}} = f_{\text{Пр1min}} + f_{\text{Пр2}}$, а к концу цикла $f_{\text{Г2max}} = f_{\text{Пр1max}} + f_{\text{Пр2r}}$. УПЧ2 имеет узкую полосу.

Синхронно с ЧМ второго гетеродина Г2 происходит горизонтальное отклонение луча на индикаторе. При достаточно высокой частоте модуляции Г2 второго гетеродина на экране индикатора можно наблюдать картину спектра в полосе обзора.

Работа панорамного РПрУ по идеологии похожа на работу анализаторов спектра и измерителей АЧХ.

13.6. Приемник, использующий принцип стабилитина

В ряде профессиональных широкополосных приемников, особенно в приемниках систем радиосвязи, задача точной настройки решается на основе принципа “стабилитина”. Принцип стабилитина состоит в наличии одного высокостабильного опорного кварцевого генератора, который термостатирован. В качестве гетеродинного напряжения используются гармоники высокостабильного кварцевого генератора (опорного генератора ОГ). Схема приемника, использующего принцип стабилитина, приведена на рис. 13.12.

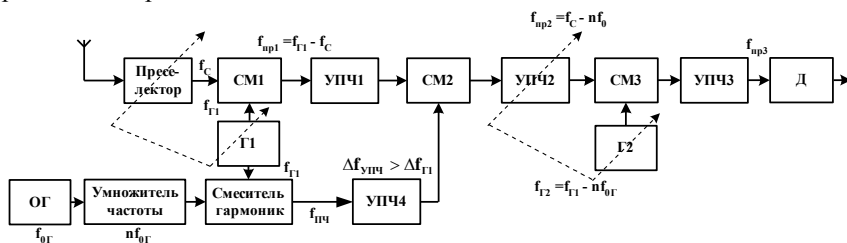


Рис. 13.12

Поддиапазоны меняют перестройкой гетеродина Г1 и преселектора (ВЦ, УРЧ). Принимаемый сигнал частоты f_c преобразуется в первом смесителе CM1 в напряжение первой промежуточной частоты $f_{пр1} = f_{Г1} - f_c$.

Нестабильность частоты генератора Г1 - $\Delta f_{Г1}$.

Высокостабильный кварцевый генератор (ОГ), настроен на сравнительно низкую частоту $f_{ОГ}$. С помощью специальной схемы умножения, его напряжение преобразуется в ряд гармонических составляющих: $nf_{ОГ}$ ($n=1, 2, 3, \dots, k$ 100), где n может равняться несколько сот. Число поддиапазонов равно числу используемых гармоник. В смесителе гармоник формируется совокупность вторых гетеродинных напряжений, частоты которых $f_{Г2} = f_{Г1} - nf_{ОГ}$ (т.е. преобразуется частота гармоник).

Вспомогательный УПЧ4 имеет узкую полосу, чтобы выделить только одну из гармоник преобразованного опорного сигнала, в то же

время его полоса пропускания $\Delta f_{\text{УПЧ}} > \Delta f_{\Gamma 1}$, т.е. должна обеспечить прохождение сигнала, независимо от ухода частоты первого гетеродина. (Чтобы не сорвалась настройка вследствие неустойчивости $\Gamma 1$). На выходе СМ2 напряжение имеет частоту

$$f_{\text{ПР2}} = f_{\Gamma 2} - f_{\text{ПР1}} = (f_{\Gamma 1} - n f_{\text{ОГ}}) - (f_{\Gamma 1} - f_c) = (f_c - n f_{\text{ОГ}}),$$

т.е. не зависит от частоты $\Gamma 1$.

Итак, в рассматриваемой схеме приемника осуществляется компенсация уходов частоты первого гетеродина, т.е. исключается частота первого гетеродина $f_{\Gamma 1}$, с его неустойчивостью $\Delta f_{\Gamma 1}$. Кроме того большой рабочий диапазон входного сигнала приемника точно разбивается на n отдельных поддиапазонов, равных $f_{\text{ОГ}}$.

Например, пусть частотный диапазон входных сигналов $f_c = 2-30$ МГц; $f_{\text{ОГ}} = 1$ МГц, определим диапазон изменения частоты на выходе СМ2 $f_{\text{ПР2}} = f_c - n f_{\text{ОГ}}$.

I поддиапазон частот входного сигнала $n=1$, $f_c = 2 \div 3$ МГц. **Диапазон изменения** $f_{\text{ПР2}} = f_c - n f_0 = (2 \div 3) - 1 = 1 \div 2$ МГц;

II поддиапазон частот входного сигнала $n=2$, $f_c = 3 \div 4$ МГц. Диапазон изменения $f_{\text{ПР2}} = f_c - n f_0 = (3 \div 4) - 2 \cdot 1 = 1 \div 2$ МГц;

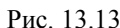
XXVIII поддиапазон частот входного сигнала $n=28$, $f_c = 29 \div 30$ МГц.

Диапазон изменения $f_{\text{ПР2}} = f_c - n f_0 = (29 \div 30) - 28 = 1 \div 2$ МГц; Таким образом, разность частот на выходе СМ2 не зависит от частоты $\Gamma 1$.

Настройка внутри диапазона осуществляется перестройкой $\Gamma 2$, сопряженной с настройкой резонансной частоты УПЧ2. В качестве $\Gamma 2$ можно использовать синтезатор частот, схема такого приемника приведена на рис. 13.13.

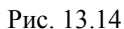
Приемник обеспечивает настройку в диапазоне 30-300 МГц с точностью 1 кГц. Настройка грубо через 5 МГц производится ручкой настройки первого гетеродина $\Gamma 1$ и дискретно с шагом 1 кГц синтезатором частот (СЧ).

Основная проблема таких РПРУ: это необходимость перестройки радиочастотных цепей преселектора в широком диапазоне частот f_c (от 1 до 30 МГц). Перекрыть такой диапазон можно только коммутацией параметров резонаторов, что и является основным источником ненадежности РПРУ.



Супергетеродинный приемник, в котором частоту преобразуют путем переноса спектра сигнала вверх ($f_{\text{ГП1}} > f_{\text{С max}}$) - называют ин-франином.

При широкополосном преселекторе возможно ухудшение селективности в случае попадания в его полосу пропускания помех от расположенных поблизости от места приема передающих радиостанций. Поэтому на входе профессиональных инфрадинных приемников включают фильтры, ослабляющие такие помехи.



Высокую $f_{\text{ПР1}}$ понижают при втором преобразовании частоты в смесителе СМ2, т.е. в инфрадине обычно применяется неоднократное преобразование частоты. Выполнение фильтра Ф1 в виде ФНЧ, пропускающего на вход СМ1 весь спектр с частотой ниже $f_{\text{Сmax}}$ обеспечивает селективность по каналу промежуточной частоты ($f_{\text{ПР1}} > f_{\text{С}}$).

Частота зеркального канала будет иметь значение в пределах от $f_{\text{Сmin}} + 2f_{\text{ПР}}$ до $f_{\text{Сmax}} + 2f_{\text{ПР}}$, т.е. находится за верхней границей фильтра Ф1 (рис. 13.15).

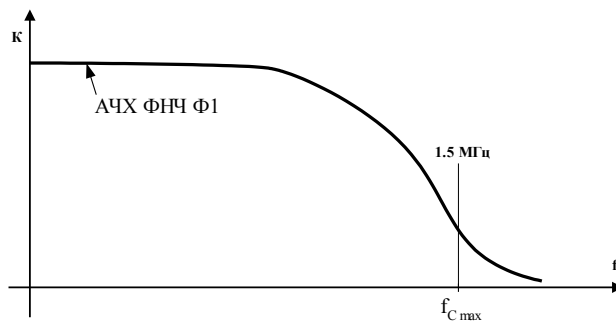


Рис. 13.15

Еще одно преимущество инфрадина – уменьшение коэффициента перекрытия по частоте первого гетеродина Г1,

$$K_{\Pi} = \frac{f_{\text{Сmax}} + f_{\text{ПР1}}}{f_{\text{Сmin}} + f_{\text{ПР1}}}$$

При $f_{\text{ПР1}} > f_{\text{Сmax}}$ значение $K_{\Pi} < 2$, поэтому в качестве органа настройки Г1 можно применять варикап с небольшим перекрытием по емкости. Это позволяет (кроме ручной) применять цепь автоматической настройки на станцию, которая осуществляется цепью автоматического регулирования.

Для профессиональных РПРУ ДКМ диапазона характерно многократное преобразование частоты, позволяющее реализовать высокую избирательность как по соседнему, так и по побочным каналам. Это достигается выбором высокой первой и более низких последующих промежуточных частот. Если первую промежуточную частоту в УТ выбирают наддиапазонной (приемник-инфрадин), то, включая на входе приемника ФНЧ с частотой среза около 31 МГц, легко обеспечить высокую избирательность по зеркальному каналу и по каналу промежуточной частоты.

Этот же фильтр обеспечивает необходимое ослабление излучения с частотой гетеродина, что позволяет устанавливать несколько приемников близко друг к другу. Обычно последовательно с ФНЧ включают ФВЧ с частотой среза 1,5 МГц для ослабления помех от станций, работающих в диапазонах километровых и гектометровых волн. Наличие высокостабильных СЧ, а также кварцевых фильтров (КФ) и механических полосовых фильтров (МПФ) с АЧХ, близкой к прямоугольной, и с малыми уровнями побочных каналов позволяет построить УТ по схеме рис. 13.16. При перестройке приемника во всем диапазоне частот первая и вторая промежуточные частоты остаются постоянными, а основную избирательность можно обеспечить уже в УПЧ1. Задача трактов второй промежуточной частоты — усилить принятый сигнал, что можно выполнить с помощью апериодических усилителей с соответствующей дополнительной низкочастотной фильтрацией.

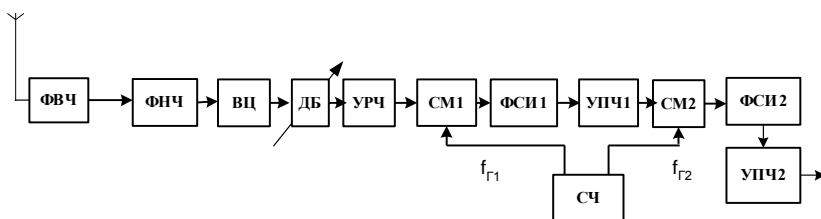


Рис. 13.16

Реализация этого варианта УТ накладывает жесткие требования на стабильность частот и спектральную чистоту напряжений гетеродинов. Кроме того, для обеспечения приема сигналов различных видов необходимо иметь в тракте первой промежуточной частоты фильтры с переменной полосой пропускания, либо сменные фильтры с полосами пропускания, соответствующими различным видам принимаемых сигналов. В ряде РПрУ полосу пропускания фильтра ФСИ₁ выбирают по самому широкополосному принимаемому сигналу. Окончательная расфильтровка обеспечивается с помощью сменных КФ или МПФ в тракте второй промежуточной частоты.

Преселектор УТ с постоянным значением первой и второй промежуточных частот может быть как перестраиваемым, так и фильтровым. Обычно плавная перестройка осуществляется электронным способом,

широко используемая фильтровая - переключением ПФ в преселекторе. Для получения минимального коэффициента шума $\Pi_{\text{ПР}}$ в преселекторе используются малозумящие усилительные элементы (УЭ). К преселектору предъявляются высокие требования по линейности его АХ. Он состоит, как правило, из ВЦ (рис. 13.16), аттенюатора (дБ) и УРЧ. Аттенюатор, включаемый, как правило, между антенной и УРЧ, обеспечивает снижение уровня входного сигнала на 30...40 дБ ступенями по 10 дБ. Таким способом удастся существенно расширить динамический диапазон (ДД) приемника при приеме сильных сигналов. Аттенюатор позволяет также ослабить сильные станционные помехи. Переключение аттенюатора может быть как ручным, так и автоматическим с управлением от цепи АРУ. Аттенюатор может состоять из реле и резисторов либо реализовываться на основе р-і-п-диодов.

Для уменьшения нелинейных эффектов между антенной и первым УЭ в перестраиваемом преселекторе включают двухконтурный, реже трехконтурный ПФ. Еще одну резонансную цепь (одиночный, контур или ПФ) обычно располагают непосредственно перед ПЧ. От УРЧ требуются малый коэффициент шума и высокая линейность. Для получения малого коэффициента шума в УРЧ используют малозумящие ПТ и БТ.

13.8. Радиолокационные приемники

Радиолокационные станции (РЛС) предназначены для обнаружения, определения координат и параметров движения удаленных объектов (целей) путем приема отраженной от них электромагнитной энергии. Различают два вида РЛС: работающие с импульсными сигналами и работающие с непрерывными сигналами.

В импульсных РЛС передатчик излучает в направлении объекта короткие СВЧ радиоимпульсы, которые после отражения от объекта поступают на вход приемника с временным сдвигом

$$\Delta t = \frac{2R}{c}, \quad \text{где } R - \text{расстояние до объекта; } c = 3 \cdot 10^5 \frac{\text{км}}{\text{с}} - \text{скорость}$$

света.

По значению Δt судят о расстоянии R до объекта. Структурная схема приемника импульсных сигналов приведена на рис. 13.17, где АП – антенный переключатель;

ДР – детектор радиосигналов;

ВУ – видеоусилитель;

УИ – устройство индикации.

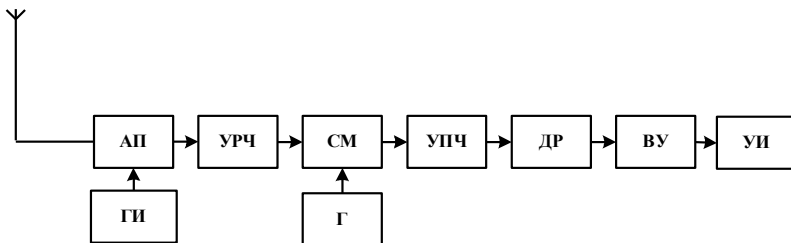


Рис. 13.17

Отраженный от объекта радиоимпульс принимается антенной и через антенный переключатель подается на вход радиолокационного приемника, выполненного по супергетеродинной схеме. В устройстве индикации регистрируется время между переданным и принятыми импульсами. В качестве УИ чаще всего применяют электронно-лучевую трубку.

В РЛС с непрерывным излучением антенна излучает в сторону объекта непрерывное колебание, которое после отражения от объекта принимается приемником РЛС.

Структурная схема приемника приведена на рис. 13.18,

где ИЧ – измеритель частоты;

И – индикатор скорости.

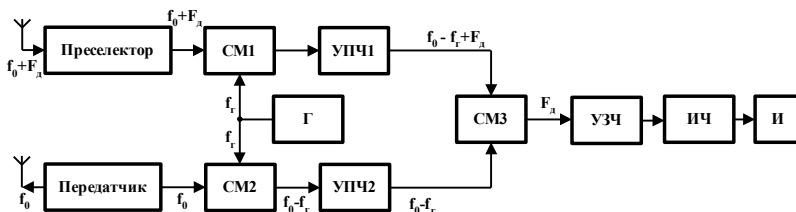


Рис. 13.18

Частота принимаемых колебаний, отраженных от движущегося объекта, отличается от частоты излучаемых передатчиком колебаний в соответствии с эффектом Доплера на разностную частоту

$$F_D = \frac{2\gamma_{\Gamma} f_0}{c},$$

где \mathcal{V}_r - радиальная скорость движения объекта относительно РЛС;
 f_0 - частота излучаемых колебаний.

Значение F_d находится в диапазоне сравнительно низких частот. Выделяя и измеряя доплеровскую частоту, можно определить скорость движения объекта.

13.9. Приемные устройства систем спутниковой связи и вещания

Система спутниковой связи включает в себя сеть земных станций (ЗС) и промежуточные активные бортовые ретрансляторы (БРТ), размещение на искусственных спутниках земли (ИСЗ).

Для радиовещательных спутниковых служб выделены полосы частот в диапазоне 0,62 – 275 ГГц. Для систем связи через ИСЗ наилучшими являются частоты в диапазоне 2 – 8 ГГц. Аналоговые сигналы передаются в системе ЧРК – ЧМ, передача дискретных сигналов осуществляется с помощью фазовой манипуляции (ФМн).

Обобщенная структурная схема РПрУ ЗС показана на рис. 13.19.

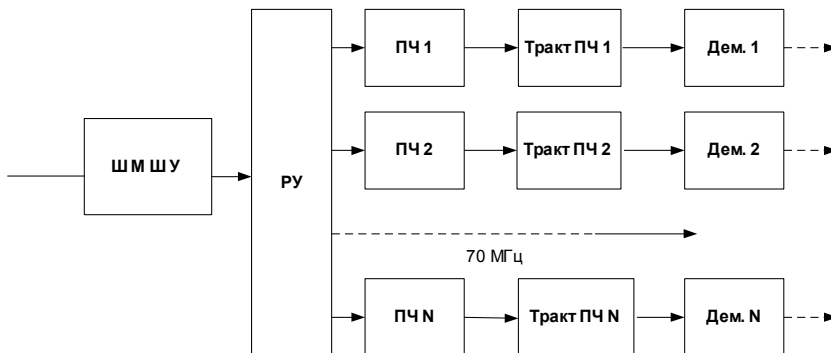


Рис. 13.19.

Широкополосный малошумящий усилитель (ШМШУ) ставят рядом с антенной, так как сигнал слабый и потери в антенно-фидерном тракте нежелательны. Принятый антенной сигнал усиливается с весьма низкой шумовой температурой. С помощью распределительного устройства (РУ) сигнал направляется на преобразователи частоты по числу при-

нимаемых стволов, где преобразуются в промежуточную частоту, обычно $f_{\text{пр}} = 70$ МГц.

Для повышения экономической эффективности и пропускной способности спутниковую систему связи делают многоступенчатой, т.е. на каждой станции на общую антенно-фидерную систему работают на частотах несколько приемопередатчиков.

Далее сигналы проходят обработку в трактах промежуточной частоты и поступают на демодуляторы, которые принципиально не отличаются от аналогичных устройств вещательных РПУ.

Тракт промежуточной частоты и демодуляторы приемников ЗС имеют вид, представленный на рис. 13.20.

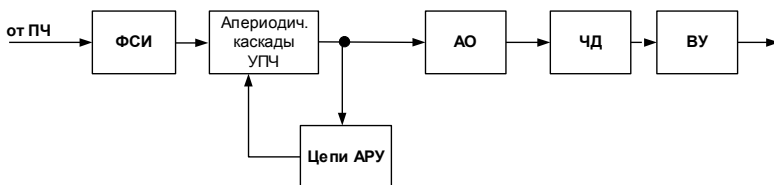


Рис. 13.20

Усилители ПЧ выполняются по схеме с сосредоточенной избирательностью. Для обеспечения высокой избирательности (25 – 50 дБ) применяют в качестве ФСИ многоконтурные LC-фильтры высокого порядка. Апериодические каскады УПЧ реализуются на двух БТ с глубокой ООС или на ИМС.

В демодуляторе используются высококачественный АО и ЧД с высокой линейностью демодуляционной характеристики.

В видеоусилителе осуществляется не только усиление напряжения, но и восстановление первоначального спектра видеосигнала.

Телевизионное вещание через ИЗС осуществляется двумя способами:

- используют распределительную сеть, а затем телевизионные сообщения поступают на ближайшие телецентры, ретранслирующие их для приема на обычные телевизоры;
- используют систему непосредственного телевизионного вещания (НТВ).

Прием сигналов с ИЗС осуществляется непосредственно населением на более простые антенны и приемники. В диапазоне 11,7 – 12,5 ГГц для индивидуального приема могут применяться очень простые антенны диаметром около 0,9 м и усилительно-преобразовательные блоки (кон-

верторы), совмещенные с облучателем. В типичном конверторе принятый антенной сигнал усиливается в 2 - 3-х каскадном транзисторном МШУ, затем его частота понижается в ПЧ до промежуточной частоты в полосе 950 – 1750 МГц и после усиления в УПЧ поступает на обычный телевизор.

14. Вещательные радиоприемные устройства

Приемники звукового вещания (радиовещательные) предназначены для приема и воспроизведения звуковых монофонических и стереофонических программ радиовещания. В зависимости от условий эксплуатации такие РПрУ подразделяются на стационарные, переносные, автомобильные и миниатюрные (карманные), а по электрическим и электроакустическим параметрам и комплексу потребительских удобств — на четыре группы сложности: 0, 1, 2 и 3. В стационарные устройства, такие как радиолы, магнитолы и т. д., радиоприемник входит как составная часть.

Приемники, должны обеспечивать прием сигналов в диапазонах ДВ, СВ, КВ, УКВ с различными видами модуляции: АМ, ЧМ, ЧМ-стерео, а в последнее время - и АМ-стерео. Приемники более высокой группы сложности имеют повышенные показатели качества. Например, высококачественные стационарные приемники имеют следующие показатели: чувствительность при отношении С/Ш не менее 26 дБ—не хуже 2 мкВ; отношение С/Ш при входном сигнале 1 мВ—не менее 60 дБ; избирательность по зеркальному каналу—не менее 66 дБ; диапазон воспроизводимых звуковых, частот при неравномерности 14 дБ—не уже 31,5... 15000 Гц; обеспечивается прием как АМ, так и ЧМ сигналов.

14.1. Приемники монофонического вещания

Современные радиовещательные приемники, как правило, строятся по супергетеродинной схеме. Прямое усиление используется лишь в миниатюрных переносных приемниках с низкими показателями качества. Для одновременного приема АМ и ЧМ сигналов приемник содержит либо два самостоятельных радиотракта, что характерно в основном для приемников высшего и первого класса, либо два отдельных тракта радиочастоты и общий тракт УПЧ.

Станции, работающие в ДВ и СВ диапазонах, принимают на встроенную ферритовую магнитную антенну. В приемнике может быть предусмотрена работа от внешней антенны. Сигнал от антенны поступает на ВЦ, представляющие собой перестраиваемые и переключаемые в зависимости от диапазона узкополосные фильтры, и далее на УРЧ. После

преобразования частоты сигнал усиливается в двухканальном УПЧ, применение которого обусловлено существенным различием в значениях промежуточной частоты и полосы пропускания при приеме АМ и ЧМ сигналов (при приеме АМ сигналов промежуточная частота равна 0,465 МГц, а при приеме ЧМ сигналов 10,7 МГц). После УПЧ следуют отдельные детекторы АМ и ЧМ сигналов. Продетектированный сигнал после усиления в усилителе звуковых частот (УЗЧ) подается на акустическую систему (АС).

Структурная схема приемника приведена на рис. 14.1.

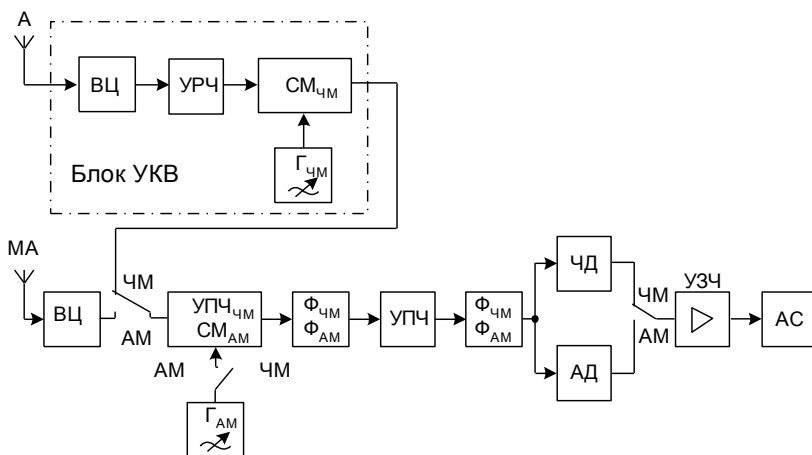


Рис. 14.1

При приеме АМ сигналов преобразование частоты осуществляется в $\text{ПЧ}_{\text{АМ}}$, нагрузкой которого является фильтр $\Phi_{\text{АМ}}$ на промежуточной частоте 0,465 МГц. При приеме ЧМ сигналов смеситель преобразователя частоты $\text{ПЧ}_{\text{АМ}}$ используется как дополнительный УПЧ на частоте 10,7 МГц, нагрузкой которого при этом является фильтр $\Phi_{\text{ЧМ}}$. Преобразование частоты принимаемого ЧМ сигнала, осуществляется в преобразователе $\text{ПЧ}_{\text{ЧМ}}$ блока УКВ (смеситель $\text{СМ}_{\text{ЧМ}}$ и гетеродин $\Gamma_{\text{ЧМ}}$). Этот блок включает в себя ВЦ, УРЧ, смеситель $\text{СМ}_{\text{ЧМ}}$ с гетеродином $\Gamma_{\text{ЧМ}}$. При использовании в тракте промежуточной частоты переключаемых ФСИ для частот 0,465 и 10,7 МГц преобразование частоты осуществляется в общем преобразователе. В тракте АМ сигналов применен УПЧ; при приеме ЧМ сигналов в тракт промежуточной частоты вводится дополнительный каскад

УПЧ_{ЧМ}. Для улучшения избирательных свойств в приемниках высшей группы сложности может применяться многократное преобразование частоты. Приемник, не содержащий выходного УЗЧ и АС, называют *тюнером*. Он предназначен для работы с внешними УЗЧ и АС.

Одним из радикальных методов улучшения звучания РПрУ является переход к стереофоническому вещанию, дающему представление о пространственном местонахождении источника звука и его перемещении. Достаточно хороший стереоэффект получают уже при двухканальной передаче звука. Для этого в стереофоническом вещании передаются два звуковых сигнала: один несет информацию о звучании с левой стороны от источника звука, другой - с правой. Оба звуковых сигнала передаются через один радиопередатчик на одной несущей частоте.

14.2. Приемники стереофонического вещания в диапазоне МВ

В России для передачи программ стереофонического радиовещания используют диапазоны частот УКВ1 – 66-74 МГц, и УКВ2 – 100-108 МГц, в Западной Европе – 88-104 МГц, в Японии – 76-88 МГц, в США – 88-108 МГц.

Международным консультативным комитетом по радиовещанию (МККР) для организации стереофонического радиовещания в диапазоне МВ рекомендованы три системы: отечественная, работа которой основана на принципе полярной модуляции (АМ-ЧМ), американская с пилоттоном, разработанная фирмой "Зенит-Дженерал-Электрик" (АМ-ЧМ), и шведская ЧМ-ЧМ (предложенная значительно позже первых двух).

Стереофоническое радиовещание можно организовать в любом диапазоне волн. Однако для этого чаще всего используют диапазон МВ (частоты 30...300 МГц), где можно обеспечить более высокие параметры качества системы стереофонического радиовещания в целом. Для передачи двух отдельных сигналов стереопары используют один радиопередатчик, несущую которого модулируют по частоте сигналом, предварительно сформированным из сигналов стереопары. Стереопередачу можно принимать на монофонические радиоприемники и получать при этом полноценное монофоническое звучание. Требование совместимости системы стереофонического радиовещания с монофонической является в настоящее время обязательным. Более того, это требование должно выполняться и на этапе создания стереофонической фонограммы, что предполагает возможность формирования полноценного монофонического сигнала путем суммирования левого и правого сигналов стереопары. Кроме того, полоса частот радиоканала при стереопередаче не должна существенно расширяться по сравнению с полосой частот, занимаемой

монофоническим передатчиком, так как в противном случае уменьшается зона обслуживания. И, наконец, расходы на реконструкцию передатчиков и стоимость радиоприемной аппаратуры должны окупаться с потребительской точки зрения получаемым после ее приобретения приростом качества звучания.

Система с полярной модуляцией. Идея полярной модуляции (ПМ) впервые описана А И Косцовым в 1939 г.

Полярно-модулированное колебание (ПМК) несет информацию о двух отдельных сигналах стереопары $\Lambda(t)$ и $\Pi(t)$ (рис 14.2). Положительные полупериоды ВЧ колебания модулированы по амплитуде одним сигналом стереопары, а отрицательные полупериоды – другим.

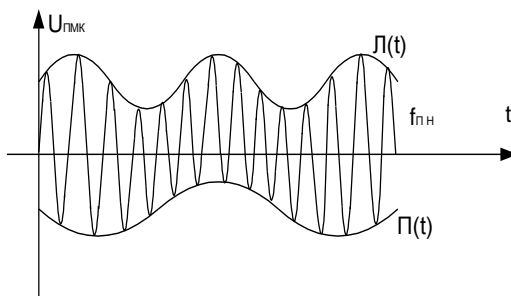


Рис. 14.2

Полярно-модулированное колебание описывается уравнением

$$u_{\text{ПМК}}(t) = [u_{\Lambda}(t) + u_{\Pi}(t)]/2 + \{U_0 + [u_{\Lambda}(t) - u_{\Pi}(t)]/2\} \cdot \sin \omega_0 t, \quad (14.1)$$

где U_0 - амплитуда несущей ПМК,

$$u_{\Lambda}(t) = b_{\Lambda} \cdot \sin \Omega_{\Lambda} t, \quad u_{\Pi}(t) = b_{\Pi} \cdot \sin \Omega_{\Pi} t \quad (14.2)$$

– тональные модулирующие колебания (левый и правый сигналы стереопары), b_{Λ} , b_{Π} и Ω_{Λ} , Ω_{Π} — соответственно амплитуды и частоты этих колебаний, модулирующих положительные и отрицательные полупериоды несущего колебания $U_0 \sin \omega_0 t$ (рис. 14.2). Нетрудно видеть, что спектр ПМК состоит из двух составляющих (частей): низкочастотной, представляющей собой сумму колебаний $U_{\Lambda}(t) + U_{\Pi}(t)$ и надтональной части, которая представляет собой несущее колебание $U_0 \sin \omega_0 t$, модулированное по амплитуде разностью сигналов $U_{\Lambda}(t) - U_{\Pi}(t)$ (рис. 14.3,а).

Выражение (14.1) можно записать несколько иначе:

$$u_{\text{ПМК}}(t) = U_0 \left[\left(\frac{M_{\text{Л}}}{2} \sin \Omega_{\text{Л}} t + \frac{M_{\text{П}}}{2} \sin \Omega_{\text{П}} t \right) + \left(1 + \frac{M_{\text{Л}}}{2} \sin \Omega_{\text{Л}} t - \frac{M_{\text{П}}}{2} \sin \Omega_{\text{П}} t \right) \cdot \sin \omega_0 t \right],$$

(14.3) где $M_{\text{Л}}$ и $M_{\text{П}}$ – коэффициенты модуляции положительных и отрицательных полупериодов поднесущей в ПМК.

Вследствие того, что спектр ПМК (рис. 14.3,а) содержит ЗЧ (тональная часть), этот сигнал невозможно непосредственно излучить радиопередающей станцией. В отечественной системе стереофонического радиовещания несущая передатчика (рис. 14.4) модулируется по частоте так называемым комплексным стереофоническим сигналом (КСС), спектр которого (рис. 14.3, б) отличается от спектра ПМК (рис. 14.3,а) частичным подавлением уровня поднесущей частоты.

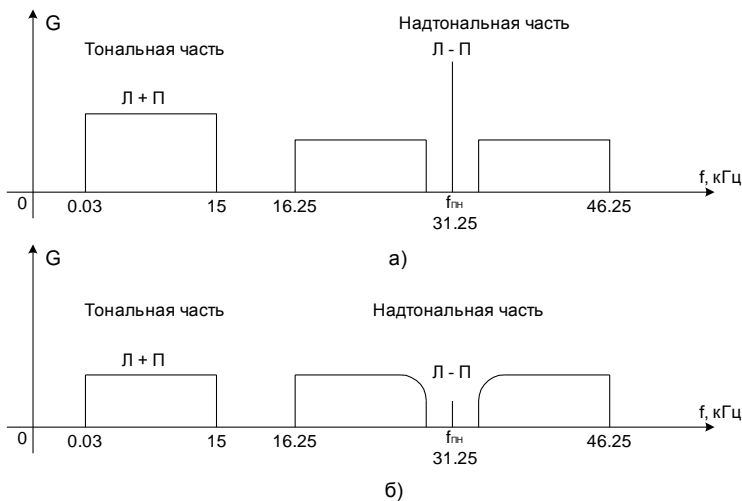


Рис. 14.3

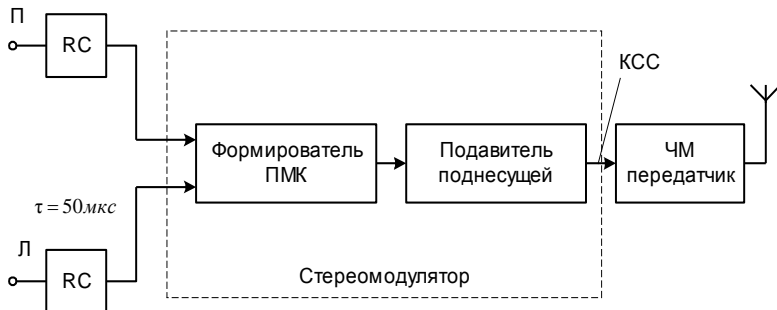


Рис. 14.4

Для повышения помехозащищенности сигналов Л и П в области верхних частот, где уровень спектральных составляющих существенно меньше, чем на средних частотах, в передатчике введена RC-цепь частотных предискажений сигналов Л и П стереопары (рис. 14.5,а), ее постоянная времени нормализована и составляет $\tau = 50$ мкс. Спектр КСС, с учетом действия RC-цепи частотных предискажений, изображен на рис. 14.5,в, где Л' и П' — левый и правый сигналы стереопары после прохождения цепи предискажений. Собственно стереомодулятор (рис. 14.4) содержит формирователь ПМК и цепь подавления поднесущей. Поднесущая подавляется в 5 раз, т.е. на 14 дБ. Характеристики этой цепи (рис. 14.5,б) строго нормированы с той целью, чтобы ее восстановление на приемной стороне не вызывало затруднений.

С учетом частичного подавления поднесущей выражение для КСС при тональной модуляции в каналах Л и П имеет вид:

$$u_{\text{КСС}}(t) = U_0 \left\{ - \left(\frac{M_{\text{Л}}}{2} \sin \Omega_{\text{Л}} t + \frac{M_{\text{П}}}{2} \sin \Omega_{\text{П}} t \right) + \right. \\ \left. \left[\frac{1}{\varepsilon} + \frac{M_{\text{Л}}}{2} y_{\varepsilon}(\Omega_{\text{Л}}) \sin(\Omega_{\text{Л}} t + \varphi_{\varepsilon}(\Omega_{\text{Л}})) - \frac{M_{\text{П}}}{2} y_{\varepsilon}(\Omega_{\text{П}}) \sin(\Omega_{\text{П}} t + \varphi_{\varepsilon}(\Omega_{\text{П}})) \right] \sin \Omega_{\text{ПН}} t \right\}, \quad (14.4)$$

где $\varepsilon = 5$.

Подавление поднесущей $f_{\text{пн}} = 31,25$ кГц на 14 дБ позволяет уменьшить девиацию частоты передатчика, необходимую для ее передачи до 20 % от максимальной девиации несущей частоты комплексным стереофоническим сигналом (10 кГц из общих 50 кГц девиации частоты несущего колебания), а следовательно и полосу частот радиоканала.

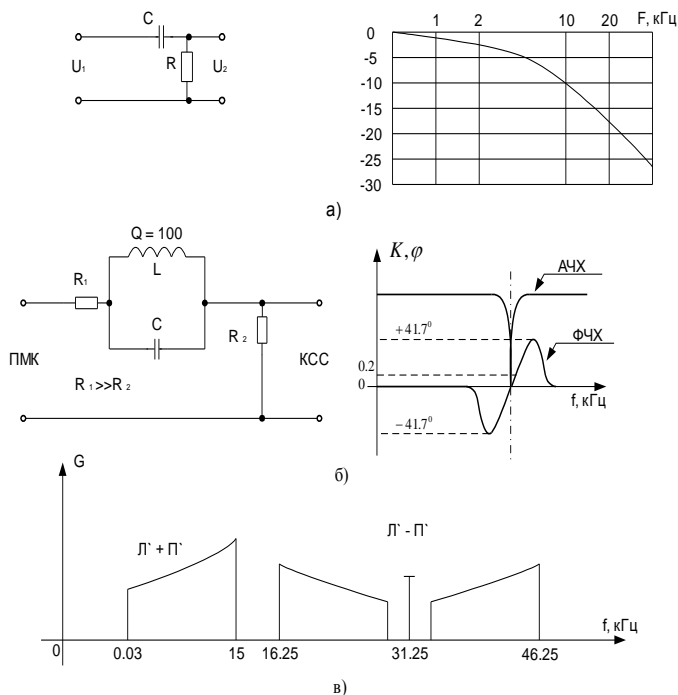


Рис. 14.5

В радиоприемном тракте (рис. 14.6) после прохождения высокочастотного блока УКВ, содержащего преселектор и преобразователь частоты, сигнал поступает на УПЧ и частотный детектор ЧД. Выделенный КСС поступает на стереодекодер СД, в который входят восстановитель поднесущей (ВП) и детектор ПМК (полярный детектор - рис. 14.7). После АМ-детектора ПМК сигналы Л и П проходят RC-цепь компенсации частотных предискажений, внесенных на стороне передачи. Далее сигналы Л и П, усиливаются в УЗЧ и воспроизводятся акустической системой. Радиоприемник, имеющий монофонический тракт, воспроизводит только низкочастотную часть спектра КСС, которая представляет собой монофонический сигнал $M_C = Л + П$. При этом надтональная часть КСС не детектируется и остается для радиослушателя неслышимой.

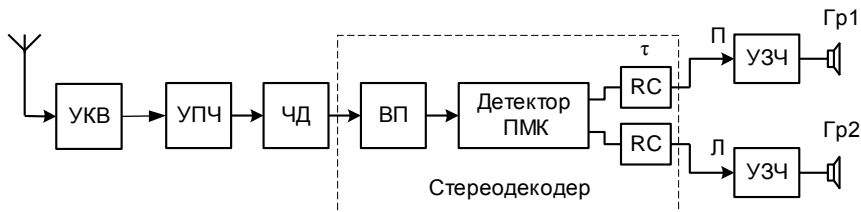


Рис. 14.6

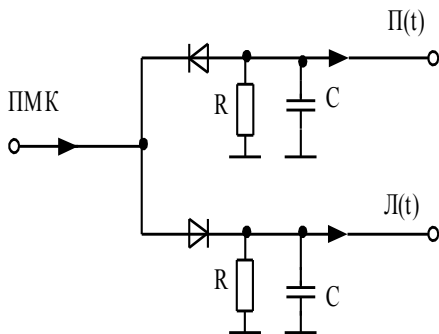


Рис. 14.7

При разработке схем стереодекодеров (рис. 14.6) применяют следующие методы декодирования ПМК: по огибающей с помощью полярного детектора; с предварительным разделением спектра на низкочастотную и надтональную части; с временным разделением каналов, в том числе по схемам, не требующим обязательного преобразования КСС в ПМК.

Декодирование ПМК по огибающей. В полярном детекторе (рис. 14.8,а) максимум переходного затухания и минимум нелинейных искажений достигаются, если $\omega_0 \tau_n \approx \pi$, где τ_n — постоянная времени нагрузки детектора.

Даже при наличии различного рода цепей коррекции его параметры не являются достаточно высокими, коэффициент гармоник на частоте 1000 Гц равен 0,8... 1,2 %, переходное затухание 34 дБ. С повышением частоты оба параметра ухудшаются: на верхних частотах коэффициент

гармоник возрастает до 2,2 %, переходное затухание падает до 20 дБ.

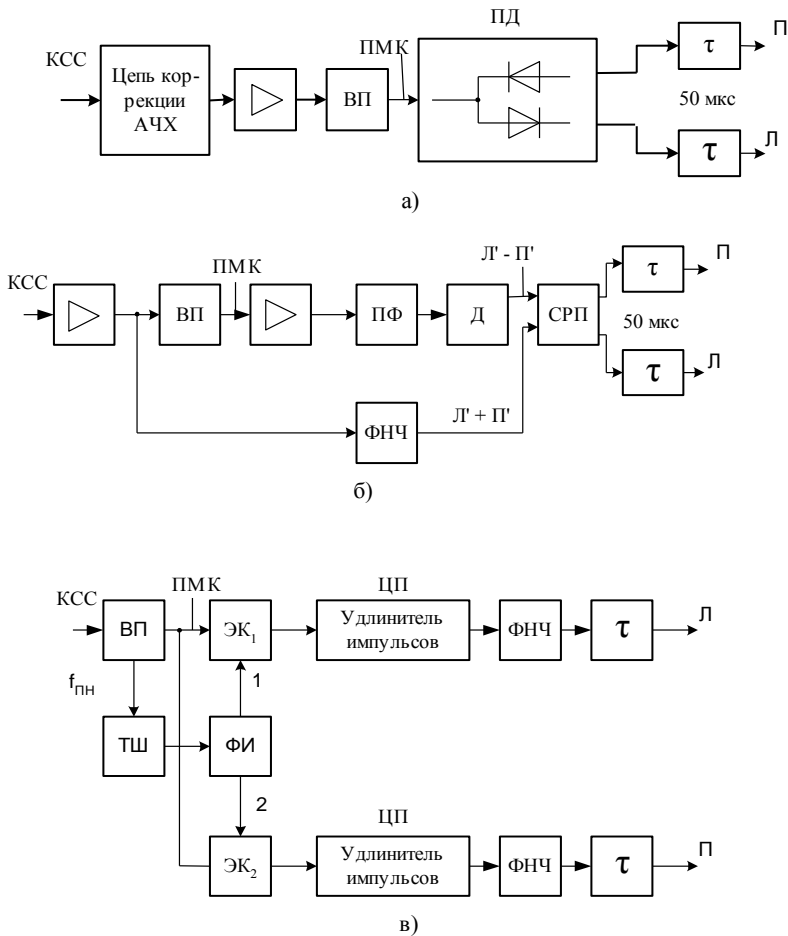


Рис. 14.8

Метод декодирования ПМК с разделением спектра. Данный метод реализуется устройством, показанным на рис. 14.8,б. После усиления ФНЧ выделяет низкочастотную часть спектра КСС, представляющую собой сигнал $\Pi' + \Pi''$. Кроме ФНЧ, комплексный стереофонический сигнал поступает в цепь восстановления поднесущей (ВП). Далее полосовым фильтром (ПФ) с граничными частотами 16,25 и 46,25 кГц из ПМК выделяется

ляется его надтональная часть, представляющая собой колебание с поднесущей частотой $\omega_{\text{пн}} = 31,25$ кГц, модулированное по амплитуде сигналом Л'—П'. Это АМ колебание детектируется обычным детектором Д. Полученный в результате разностный сигнал Л' — П' подается на один из входов суммарно-разностного преобразователя (СРП), на второй вход которого поступает сигнал Л' + П' с выхода ФНЧ. С выходов СРП восстановленные сигналы стереопары Л' и П' поступают на цепь коррекции частотных предискажений (τ). Отклонения АЧХ и ФЧХ реальных ФНЧ и ПФ от их идеальных форм в полосе пропускания, нестабильности коэффициентов передачи суммарного и разностного трактов приводят к амплитудному и фазовому разбалансу составляющих спектра ПМК, следствием чего является уменьшение величины переходных затуханий a . Чтобы переходное затухание между каналами стереопары было не менее 40 дБ, АЧХ фильтров должны отличаться друг от друга не более чем на 1 %, а ФЧХ — не более чем $0,5^\circ$. Изменение коэффициента передачи любого из трактов (суммарного или разностного) на 10 % сопровождается уменьшением a до 26 дБ. Несмотря на жесткие требования, метод детектирования КСС с разделением спектра широко используется в серийных моделях стереоаппаратуры включая и группу сложности А.

Метод временного разделения сигналов стереопары. Наилучшими параметрами обладают ключевые стереодекодеры (рис. 14.8,в), работающие по принципу временного разделения каналов стереопары. Если ПМК (рис. 14.9,а) подать на два электронных коммутатора ЭК₁ и ЭК₂ и управлять их работой посредством коротких импульсов разной полярности (рис. 14.9,б), то сигнал на выходе ЭК₁ будет иметь огибающую сигнала Л' (рис. 14.9,в), а на выходе ЭК₂ — колебание с огибающей сигнала П' (рис. 14.9,г).

Сложность декодирования ПМК этим методом заключается в том, что коммутирующие импульсы должны иметь длительность не больше 5 ... 10 мкс. Только в этом случае амплитуда выходного напряжения ключа (ЭК₁ или ЭК₂) в момент его замыкания будет оставаться постоянной, что обеспечит получение высокого значения a . Однако коэффициент передачи такой цепи оказывается очень низким. Для устранения этого недостатка в схему (рис. 14.8,в) дополнительно вводят цепь "памяти" ЦП. С ее помощью напряжение на выходе ЭК поддерживается постоянным и равным мгновенному значению сигнала в момент его коммутации до прихода следующего управляющего импульса.

После этого выходное напряжение принимает новое значение (рис. 14.9,д).

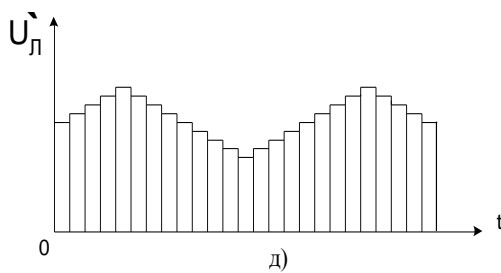
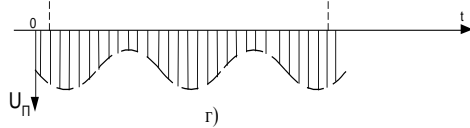
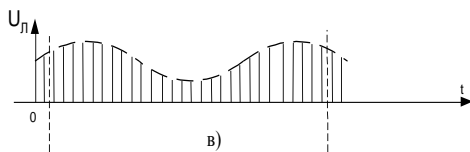
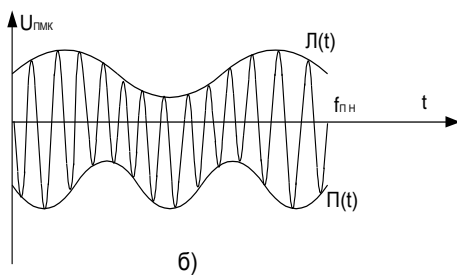
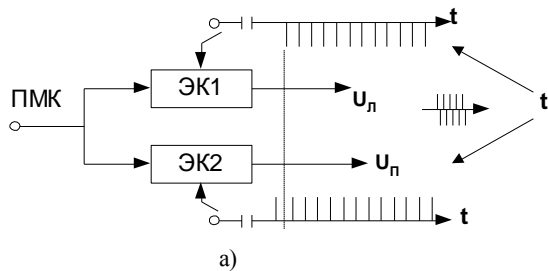


Рис. 14.9

Последовательности прямоугольных положительных и отрицательных импульсов короткой длительности (см. рис. 14.8,в), управляющих соответственно работой ключей ЭК₁ и ЭК₂, снимаются с выходов 1 и 2 формирователя импульсов (ФИ). Его входным сигналом является последовательность прямоугольных импульсов, сформированная триггером Шмитта (ТШ) из сигнала поднесущей $f_{\text{пн}}$ и выделенная из спектра ПМК с помощью ПФ. Модулированные по амплитуде левым Л' и правым П' сигналами стереопары последовательности коротких импульсов, снимаемые с выходов ЭК₁ и ЭК₂, "удлиняются" цепями памяти (ЦП) и после ФНЧ поступают на цепи компенсации частотных предискажений τ . Регулятор переходных затуханий оптимизирует значение $a_{\text{п}}$.

Недостатком ключевого метода является его худшая помехозащищенность по сравнению с методом предварительного разделения частот спектра КСС. Это связано с транспонированием в область ЗЧ составляющих шумов и помех, лежащих за пределами спектра КСС. Способы борьбы с этими помехами следующие: применение последовательностей коммутирующих импульсов, не содержащих четных и ближайших нечетных гармоник поднесущей частоты; включение на выходе стереодекодера ФНЧ, подавляющего спектральные компоненты за пределами спектра КСС. Параметры качества стереодекодеров аппаратуры разных групп сложности представлены в табл. 14.1.

Система с пилот-тоном. В настоящее время в России в диапазоне УКВ 2 – 100-108 МГц применяется система с пилот-тоном, в которой также формируется КСС. Его спектр (рис. 14.10) содержит две части: низкочастотную, представляющую собой сумму Л+П сигналов стереопары, и надтональную — АМ колебание с полностью подавленной частотой поднесущей $f_{\text{пн}}$. Поднесущая имеет частоту 38 кГц, модуляция ее по амплитуде осуществляется разностным сигналом $S = \text{Л} - \text{П}$. Чтобы иметь возможность синхронно восстанавливать частоту поднесущей на приемной стороне системы, в спектр КСС дополнительно введен пилот-тон с частотой $f_{\text{пт}} = 19$ кГц. Как и в системе с полярной модуляцией, сигналы Л и П подвергаются частотным предискажениям на стороне передачи с помощью RC-цепи (см. рис. 14.5,а) с постоянной времени 50 мкс (страны Европы) и 75 мкс (страны Америки). С учетом всех этих отличий выражение для КСС в системе с пилот-тоном можно представить в виде

$$u_{\text{КСС}}(t) = U_0 \left[\left(\frac{M_{\text{Л}}}{2} \sin \Omega_{\text{Л}} t + \frac{M_{\text{П}}}{2} \sin \Omega_{\text{П}} t \right) + \left(\frac{M_{\text{Л}}}{2} \sin \Omega_{\text{Л}} t - \frac{M_{\text{П}}}{2} \sin \Omega_{\text{П}} t \right) \sin \omega_{\text{пн}} t \right] + (14.5) \\ + kU_0 \sin \frac{\omega_{\text{пт}}}{2} t,$$

Таблица 14.1

Параметр	Группа сложности		
	А	Б	В
Переходное затухание дБ, не менее, на частотах			
170	20	17	12
315	28	26	22
1000	34	32	26
5000	28	26	22
10 000	29	17	12
Коэффициент гармоник, %, не более, на частотах, Гц			
315	0,8	1,5	2,0
1000	0,8	1,0	1,5
5000	1,0	1,5	2,0
Диапазон воспроизводимых частот, Гц, при неравномерности АЧХ не более 3 дБ, не уже	31,5...15000	50...15000	80...15000
Уровень фона, дБ, не более	-62	-56	-46
Отношение С/Ш, дБ, не менее	70	60	56

где kU_0 — амплитуда пилот-тона, все остальные обозначения здесь имеют тот же смысл, что в (14.4). В системе с пилот-тоном девиация несущей комплексным стереофоническим сигналом составляет в западно-европейских странах и США ± 75 кГц, в России и ряде стран СНГ соответственно ± 50 кГц.

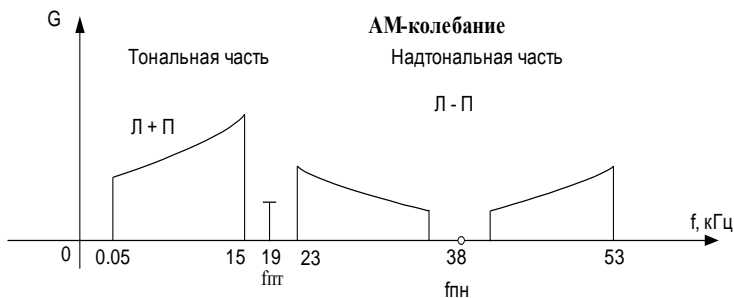


Рис. 14.10

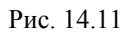
Формирование и декодирование КСС в системе с пилот-тоном.

Методы формирования КСС, применяемые в системе с пилот-тоном, незначительно отличаются от уже рассмотренных. Простейшим из них является суммарно-разностный метод (рис. 14.11, а). Левый u_L и правый u_P сигналы стереопары проходят СРП или матрицу M_1 , образуя сумму $u_M = u_L + u_P$ и разность $u_s = u_L - u_P$. Сигнал u_s поступает на балансный модулятор (БМ), на второй вход которого подается сигнал поднесущей частоты $f_{ПН} = 38$ кГц, получаемый путем удвоения частоты УЧ кварцевого генератора КГ, равной 19 кГц. Выходным сигналом БМ является АМ колебание с подавленной поднесущей. Оно представляет собой надтональную часть КСС, к которой в сумматоре С в требуемых соотношениях добавляются сигналы u_M и пилот-тона.

В тракт суммарного сигнала вводится также блок временной задержки БЗ, компенсирующий задержку сигнала u_s в БМ. Далее КСС модулирует несущую передатчика по частоте. На рис. 14.11,а не показаны цепи введения частотных предискажений.

Принципы декодирования сигналов стереопары в системе с пилот-тоном те же, что и в отечественной системе. На рис. 14.11,б изображен пример приемного тракта системы с пилот-тоном. КСС снимается с выхода частотного детектора приемника. Узкополосный ПФ выделяет пилот-тон, из которого путем удвоения восстанавливается поднесущая частота $\omega_{ПН}$. В балансном детекторе БД выделяется разностный сигнал u_s . Далее этот сигнал поступает на матрицу M_2 . На ее второй вход поступает КСС, низкочастотная часть которого представляет собой суммарный сигнал u_M . В результате суммарно-разностного преобразования получаются исходные сигналы u_L и u_P , которые после ФНЧ поступают на звуковой тракт стереоприемника. Чаще всего ФНЧ представляет собой цепь компенсации частотных предискажений с постоянной времени 50 или 75 мкс.

Наилучшие результаты дает ключевой метод декодирования КСС с применением ФАПЧ поднесущей $\omega_{ПН}$ (рис. 14.11,в). Он содержит входной ФНЧ с частотой среза 53 кГц для выделения комплексного стереофонического сигнала КСС, собственно систему ФАПЧ, электронный коммутатор ЭК, RC-цепи компенсации частотных предискажений и выходные ФНЧ с частотами среза 15 кГц.



В состав системы ФАПЧ входят генератор, управляемый напряжением (ГУН), первый делитель частоты ДЧ₁, второй делитель частоты ДЧ₂, фазовый детектор ФД и ФНЧ. В ФД частота пилот-тона (имеющаяся в спектре КСС) сравнивается с частотой 19 кГц, полученной в результате деления частоты ГУН. Если частота пилот-тона находится вне полосы захвата ФАПЧ, то регулировочное напряжение на выходе ФНЧ отсутствует и частота ГУН не изменяется. Если же частота пилот-тона лежит в полосе захвата ФАПЧ, то на выходе ФНЧ появится управляющее напряжение.

В режиме синхронизации частота следования импульсов на выходе ДЧ₁ совпадает с частотой пилот-тона в КСС, а их фазовый сдвиг составляет 90°. При нарушении синхронизации ФД вырабатывает регулировочное напряжение, воздействующее через ФНЧ на управляющий элемент ГУН и восстанавливающее режим синхронизма. Обычно частота ГУН составляет 76 кГц, последняя затем с помощью двух делителей частоты ДЧ₂ и ДЧ₁ понижается до частоты пилот-тона. Это позволяет достаточно просто сформировать двухполярную последовательность коротких коммутирующих импульсов для управления работой ЭК. При этом легко также обеспечивается получение нужной начальной фазы для импульсов, управляющих работой ЭК. На выходах ЭК выделяются сигналы стереопары, а также надзвуковые частоты. Последние существенно ослабляются в RC-цепях коррекции частотных предсказаний (КЦ) $K_r(j\omega)$ и далее при необходимости дополнительно отфильтровываются ФНЧ с частотами среза 15 кГц.

В системе с пилот-тоном важно при восстановлении поднесущей частоты получить нужную ее фазу. В случае несовпадения фаз поднесущей при передаче и приеме после детектирования образуются нелинейные искажения и уменьшается переходное затухание. Величины разбаланса фаз $\Delta\varphi$ и переходного затухания a_n связаны зависимостью $a_n = 20 \lg(\cotg \varphi/2)$. При $\Delta\varphi = 20^\circ$ величина a_n падает до 30 дБ. Еще более точной должна быть фаза пилот-тона, так как при удвоении его частоты ошибка по фазе также удваивается. При сдвиге фазы пилот-тона на 45° сдвиг фаз между поднесущими в точках передачи и приема становится равным 90°, a_n падает до 0 дБ, передача становится монофонической.

Заметим, что в состав стереодекодера входит также схема автоматического управления. С ее помощью производится опознавание режима работы передатчика ("моно" или "стерео") с соответствующей световой индикацией и переключение декодера в режим "моно" при слабом входном сигнале, когда уровень шумов и помех при стереовоспроизведении оказывается недопустимо большим. Аналогичные устройства имеют

и стереодекодеры системы с полярной модуляцией.

В МВ-ЧМ радиовещании плотность радиовещательных станций, особенно в последние годы, увеличилась до такой степени, что слушателям, использующим портативные или автомобильные приемники, становится все труднее и труднее настраиваться на определенную программу. Однако имеется возможность к существующим программам, не ухудшая условий для их прослушивания, добавлять неслышимые радиосигналы данных для опознавания программ и автоматической настройки на них (с перечнем альтернативных частот). Кроме этого могут быть реализованы целый ряд других сервисных функций и передача разнообразной справочной информации в форме радиотекста. Для этих целей Европейский союз радиовещания (European Broadcasting Union — EBU) рекомендует использовать систему RDS (EN 50067, April 1992; Рекомендация 643-1 МККР, 1990). Она предназначена для применения в системе стереофонического радиовещания с пилот-тоном. Радиоданные передаются в цифровой форме.

Необходимые разработки в России завершены, однако при их реализации следует помнить о несовместимости системы FMX с декодерами, содержащими полярный детектор или АМ детектор в тракте разностного сигнала S.

Система ЧМ-ЧМ. В этой системе спектр КСС (рис. 14.12) также содержит тональную ($M_C = L + P$) и надтональную ($S = L - P$) части. Отличие от рассмотренных систем заключается в следующем: поднесущая, частота которой $f_{\text{пн}} = 33,5$ кГц, модулируется сигналом $S = L - P$ не по амплитуде, а по частоте. Сигнал S при этом предварительно подвергается компандированию для повышения его помехозащищенности (канал S стереомодулятора содержит сжиматель Сж, а стереодекодер — расширитель D). Эта система нашла применение в скандинавских странах и Японии.



Рис. 14.12

14.3. Приемники телевизионного вещания

Телевизионный приемник (телевизор) должен быть двухканальным, т.к. спектр телевизионного сигнала содержит сигналы изображения и звукового сопровождения (рис. 14.13).



Рис. 14.13

Сигнал изображения передается с помощью АМ-ОБП. Для сужения занимаемой полосы частот пропускается полностью только одна боковая полоса, а от второй боковой полосы остается лишь небольшая часть, примыкающая к несущей.

Сигнал звукового сопровождения передается на поднесущей, частота которой выбирается выше верхней границы видеоспектра, она стоит на 6,5 МГц (в отечественной вещательной системе) от несущей изображения. Модуляция поднесущей звукового сопровождения - частотная.

Упрощенная схема телевизионного приемника черно-белого изображения имеет вид, представленный на рис. 14.14.

Сигнал с промежуточной частотой, получаемый на выходе селектора каналов, усиливается в усилителе промежуточной частоты изображения (УПЧИ). Сигналы изображения и звука выделяются, преобразуются и усиливаются совместно в общем додетекторном тракте приемника. Затем он подается в цепь АПЧ гетеродина и в амплитудный детектор (АД). Сигнал изображения с выхода АД усиливается в видеоусилителе (ВУ) и подается на катод кинескопа. Он управляет интенсивностью электронного луча, т.е. соответственно изменяет яркость элементов изображения.

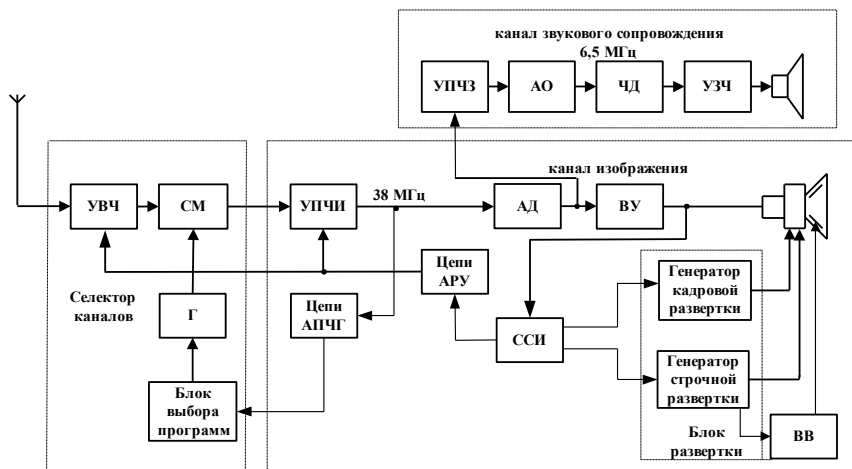


Рис. 14.14

С генератора строчной развертки сигнал подается на высоковольтный выпрямитель (ВВ), откуда высокое напряжение подается на второй анод кинескопа. Сигнал изображения с выхода ВУ подается на селектор синхросигналов (ССИ), откуда подается в блок развертки для обеспечения строчной и кадровой синхронизации изображения. Напряжение с выхода с выхода ВУ подается также в систему АРУ.

В канале звукового сопровождения усилитель промежуточной частоты звука (УПЧЗ) настроен на частоту 6,5 МГц. С выхода УПЧЗ сигнал попадает на амплитудный ограничитель (АО) и далее на частотный детектор (ЧД) канала звука. Далее он усиливается в усилителе звуковой частоты (УЗЧ) и воспроизводится громкоговорителем.

14.4. Устройства приема и обработки сигналов систем персонального радиовывода

Название пейджер происходит от английского глагола to page (вызывать, выкрикивать). Более точное понятие пейджинговой системы связи раскрывает формулировка “СПРВ”. Впервые о широких возможностях систем персонального радиовывода (СПРВ) заговорили более 40 лет назад.

Различают устройства приёма и обработки сигналов систем персонального радиовызова: - с двойным преобразованием частоты, - с прямым преобразованием, - со сдвигом.

Для создания глобальных систем оповещения с доставкой кодированных сообщений абонентам в любую точку земного шара используют спутниковые системы персонального радиовызова. Системы спутниковой связи Inmarsat и Iridium предоставляют такую услугу, как глобальный персональный радиовывоз. Сигналы вызова могут приниматься как с помощью специальных приёмников (пейджеров), так и абонентскими терминалами с встроенными пейджерами (оповещение о вызове).

Спутниковая система может быть использована для наращивания наземной пейджинговой сети. Можно выделить три варианта организации глобального пейджинга в системах персональной спутниковой связи:

- вызов по телефонным каналам через оператора одной из действующих пейджинговых компаний и станцию сопряжения; - непосредственный вызов через оператора станции сопряжения, если вызывающий абонент находится в зоне обслуживания этой станции или даже за её пределами (в системах с межспутниковыми линиями); – прямой вызов через спутниковый ретранслятор.

Современные линии спутниковой связи обладают очень большой пропускной способностью (порядка 10 тысяч телефонных каналов и более), но оборудование и эксплуатация их значительно сложнее. Поэтому на направлениях с наибольшим потоком информации радиолинии декаметровых волн сохраняют роль ценного средства дальней радиосвязи. Радиостанция располагается на достаточном расстоянии (десятки км) от города, промышленных предприятий, линий электропередачи и прочих объектов, могущих создать помехи приему.

Принимаемые телеграфные и телефонные сигналы и программы звукового радиовещания передаются по кабельной или радиорелейной линии в город, где они поступают в радиоаппаратную – помещения, где сосредоточено необходимое оконечное оборудование для обработки и распределения сигналов и контроля качества связи. Отсюда сигналы передаются потребителям на центральный телеграф, междугороднюю телефонную станцию или радиовещательный узел.

В состав оборудования радиостанции входит аппаратура уплотнения линии связи, к которой через коммутатор подводятся сигналы от работающих приёмников. На станции имеется комплект аппаратуры для контроля качества принимаемого сигнала. По мере развития сети кабельных, спутниковых и радиорелейных магистралей с пропускной способностью в $n \cdot 1000$ телефонных каналов практическое значение и загрузка радиолиний декаметровых волн уменьшаются.

Основными элементами любого пейджера являются:

приёмник; декодер; устройство обработки и хранения информации (УОХИ); устройство отображения информации и сигнализации (УОИС). Приёмник строится по супергетеродинной схеме с одинарным, либо с двойным преобразованием частоты. Структурная схема пейджера с одинарным преобразованием частоты имеет вид, представленный на рис. 14.15:

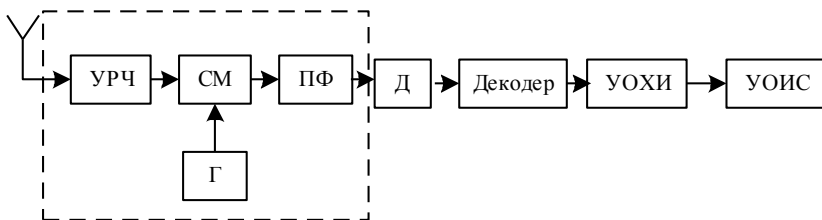


Рис. 14.15

На выходе ПФ формируется сигнал $f_{\text{пр}} = 455$ кГц, который поступает на демодулятор (дискриминатор) и декодер. Структурная схема приемника с двойным преобразованием частоты, имеет вид, представленный на рис. 14.16:

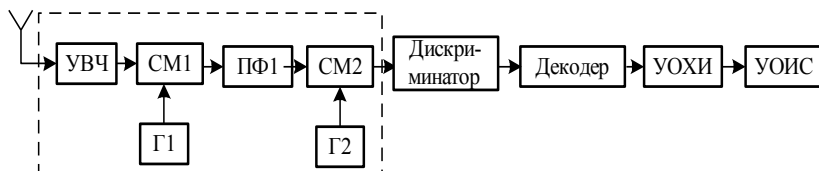


Рис. 14.16

При двойном преобразовании частоты первая промежуточная частота $f_{\text{пр1}} = 10,7$ МГц (или 21,4 МГц), вторая $f_{\text{пр2}} = 455$ кГц (или 30 кГц). Двойное преобразование частоты применяют для повышения чувствительности приёмника. Чувствительность приёмника определяется напряженностью магнитного поля (мкВ/м), при которой он способен принять сообщение с достоверностью 50% при произвольном вращении антенны вокруг вертикальной оси.

Различные пейджеры (тональные, цифровые или буквенно-цифровые) имеют разную чувствительность. (У буквенно-цифровых она в 2 раза выше, чем у тональных). Важной деталью пейджера является

антенна, размеры которой малы, т.к. размеры любого пейджера невелики (60×40мм). Антенна имеет наибольший коэффициент усиления, когда её площадь

$$S_{\text{ант}} = n \cdot \frac{1}{4} (\lambda)^2,$$

где λ - длина электромагнитной волны.

В различных странах операторам выделяются определённые рабочие частоты, поэтому при одинаковых размерах пейджеров (и антенн) эффективность приёма различна. При изменении рабочей частоты, значительно изменяется так называемое сопротивление излучения рамочной антенны, что усложняет её согласование с УВЧ приёмника пейджера. Для улучшения качества работы сети увеличивают уровень электромагнитного поля в пределах обслуживаемой зоны. Для увеличения дальности связи можно воспользоваться специальной внешней рамочной антенной, которая применяется в сотовой радиотелефонной связи, и устанавливается на заднее стекло автомобиля. С внутренней стороны она имеет крепление для пейджера и согласующее устройство. При этом чувствительность увеличивается \approx на 10 дБ.

В пейджере организован режим экономичного энергопотребления. Заряд батареи расходуется в основном на питание высокочастотных каскадов приёмника и устройств звуковой сигнализации. Поэтому пейджер работает не постоянно, а с определённым интервалом. Дело в том, что пейджинговое сообщение, помимо информации для пользователя, содержит преамбулу. Например, в стандарте POCSAG время передачи преамбулы составляет 1,125 мс. Если преамбула обнаружена, то приёмник остаётся включённым для приёма сообщений, если преамбулы нет, то приёмник пейджера выключается.

Тональный пейджер представляет собой радиоприёмник с декодером, который реализует самый простой способ персонального радиовызова. Такой пейджер лишь уведомляет вас звуковым сигналом или световым сигналом о необходимости позвонить в заранее обусловленное место. После получения сигнала пользователь звонит по известному ему телефону, чтобы узнать о содержании сообщения. Передаваемые в этом случае сигналы представляют собой комбинацию звуковых частот, модулирующих несущую частоту. Для этих целей применяются последовательные коды, которые модулируют несущую различными сигналами звуковой частоты. Наиболее часто применяется 5-ти или 6-ти тональный код. В основе кодирования лежит присвоение каждой цифре от 0 до 9 определённой комбинации, составленной из пяти тонов НЧ. Применение 5-ти тонального кода позволяет довести адресную ёмкость системы до

100 тысяч абонентов. В настоящее время системы на основе тональных форматов кодирования применяются редко, но на Российском рынке ещё можно встретить тональные пейджеры, например: Philips PRG1012, Goldron “Тони 2000”, работающих в стандарте POCSAG.

Голосовые пейджеры позволяют после прохождения сигнала вызова прослушать речевое сообщение, переданное в аналоговой форме. Как правило, такие пейджеры применяются в служебных сетях.

Цифровые пейджеры работают с цифровыми сигналами, которые формируются при помощи двоичного кода, который модулирует несущую частоту. Для этих целей применяется, например, частотная манипуляция, известная как FSK (Frequency Shift Keying). Информация переданная на цифровые пейджеры, имеет вид коротких пакетов. Для исключения ошибок в процессе передачи применяют избыточное кодирование, т.е. к информационным добавляют дополнительные биты “паритетности”. При приёме закодированного сообщения микропроцессор пейджера сравнивает его с кодовой таблицей и находит соответствия с символами, находящимися в памяти. При обнаружении ошибок микропроцессор пейджера производит коррекцию информации на основе анализа битов “паритетности”.

Многие пейджинговые компании, кроме сигнала вызова на пейджер, передают номер телефона или кодовый номер абонента, с которым необходимо связаться. Эти сообщения отображаются на жидкокристаллическом индикаторе (ЖКИ) и также могут храниться в памяти пейджера. В сетях персонального радиовызова, использующих цифровые пейджеры, более эффективно используется эфирное время за счёт большой скорости передачи и малого объема сообщений. Например, передача телефонного номера, состоящего из 7-ми цифр осуществляется со скоростью 1200 бит/сек, что занимает 0,1 сек.

В последнее время в СПРВ внедряются буквенно-цифровые пейджеры, у которых на ЖКИ помимо цифровой информации можно отобразить буквенное сообщение, размер (объем) текста зависит от объема памяти микропроцессора и размеров ЖКИ.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы особенности построения и функциональная схема профессиональных РПрУ ДКМ диапазона?
2. Каковы преимущества и недостатки приемников с многократным преобразованием частоты?
3. Каковы особенности структурных схем приемников звукового вещания?

4. Каковы особенности структурных схем приемников звукового вещания, осуществляющих совместный прием АМ и ЧМ сигналов?
5. За счет чего можно улучшить основные показатели качества вещательных приемников?
6. Какие виды систем стереовещания Вы знаете?
7. Нарисуйте спектр ПМК и структурную схему его декодирования.
8. Какие виды стереодекодеров сигналов с ПМ Вы знаете?
9. Нарисуйте спектр КСС по системе с пилот тоном и схему его декодирования.
10. Нарисуйте спектр стереосигнала по системе ЧМ-ЧМ и поясните
11. Нарисуйте спектр полного ТВ сигнала и укажите положения несущих звука и изображения.
12. Нарисуйте структурную схему ТВ приемника и укажите назначение отдельных узлов и элементов схемы.
13. Каковы особенности построения систем персонального радиовызова?
14. Каковы особенности построения и структурная схема пейджера?

Заключение

В разделах 1, 2 пособия проведено рассмотрение основных этапов развития теории и техники радиоприема, показана роль наших соотечественников в ее развитии. В первом разделе проанализированы различные методы классификации устройств приема сигналов, главными из которых являются классификация по назначению и по способу построения приемного тракта. Описаны основные показатели устройств приема и обработки сигналов, указаны узлы приемников, в которых главным образом реализуются эти показатели. Изложены природа и особенности внутренних шумов в радиоприемнике, показана их особая роль на высоких частотах, указано на связь чувствительности с коэффициентом шума приемника.

В разделе 3 проведен анализ входных цепей, а в разделе 4 усилителей радиочастоты. Систематизированы материалы по схемотехнике входных цепей и усилителей преселекторов, обращено внимание на адекватность и различие используемой терминологии. Детально описаны эквиваленты приемных антенн. Показана общность схемотехники преселекторов и реализации ими основных характеристик приемника.

Проведено рассмотрение особенностей применения узкополосных и широкополосных преселекторов, показано, что даже в радиовещательных приемниках перспективно применение широкополосных преселекторов и принципа инфрадина.

Учитывая различие учебных планов различных радиотехнических специальностей в пособии ряд вопросов не рассматривается детально, так как с одной стороны по большинству вопросов имеется литература с углубленным рассмотрением, а с другой стороны основная задача пособия – развитие системного подхода в восприятии устройств приема и обработки сигналов как части системы. Так, в разделе, посвященном малошумящим усилителям рассматриваются только их особенности, так как детальное рассмотрение потребует не только анализа конструктивных особенностей, но и перехода на использование S-параметров вместо привычных для анализа приемников Y-параметров и т.д.

В настоящее время большое значение имеют не только электрические характеристики приемника, но и удобства при его настройке и регулировке.

Современные устройства приема и обработки сигналов проектируются с широким применением аналоговых и цифровых интегральных схем. Поэтому в пособии значительное внимание уделено не только схемотехнике отдельных узлов приемника, но и особенностям построения

приемников с минимальным количеством интегральных микросхем и катушек индуктивности.

В разделах 5 - 10 пособия продолжено рассмотрение узлов радио-приемных устройств, а именно: преобразователей частоты, усилителей промежуточной частоты, детекторов амплитудно-модулированных, частотно-модулированных и фазовомодулированных сигналов, а также ограничителей амплитуды.

Показано, что преобразование частоты возможно только в нелинейных шестиполосниках, при этом важно, чтобы режим работы смесителя был линейным по сигналу и нелинейным по гетеродинному напряжению. Различают линейный и нелинейный режимы работы преобразователя. В нелинейном режиме комбинационные каналы появляются в частотной области между частотой гетеродина и частотами сигнала и зеркального канала, тогда как в линейном режиме основную опасность (как наиболее близко расположенные) представляют зеркальный и прямой комбинационные каналы. С точки зрения схемотехники предпочтительно применение балансных и двойных балансных схем смесителей на основе дифференциальных каскадов. Диодные преобразователи наиболее просты, но в них одинаково эффективны и прямое, и обратное преобразование частоты.

Современные усилители промежуточной частоты строят по схеме с сосредоточенной избирательностью во всех случаях, когда нет иных требований, например требований к устойчивости при организации быстродействующих систем автоматической регулировки усиления. В настоящее время технологически освоены современные фильтры сосредоточенной избирательности на основе пьезокерамики, кварцев, на поверхностных акустических волнах и т.д., что позволяет получить высокие характеристики и небольшую себестоимость.

Все детекторы или демодуляторы сигналов можно разделить на нелинейные и линейные или синхронные. Задача любого детектора - это обеспечение строгой линейности выходного напряжения, т.е. получение взаимно однозначного соответствия между законом модуляции входного сигнала и напряжением на выходе детектора.

Схемотехнически нелинейные детекторы строят на основе диодов и транзисторов, а линейные или синхронные должны включать в свой состав схему формирования опорного напряжения либо такое колебание должно подаваться независимо от сигнала.

При детектировании ЧМ-сигналов перспективно применение балансных детекторов с управляемой характеристикой, обладающих высокой помехоустойчивостью. При высоких соотношениях сигнал/шум перспективно применение детекторов совпадений и цифровых детекторов.

При обработке сигналов с угловой модуляцией для большинства типов детекторов необходимо применение амплитудных ограничителей, включаемых перед детектором, исключение составляет дробный частотный детектор.

В целом при создании элементов приемно-усилительных устройств перспективно применение цифровой техники, однако создание цифровых преселекторов, преобразователей частоты и даже УПЧ в настоящее время представляется проблематичным как с точки зрения предельного быстродействия современных средств вычислительной техники, даже с учетом возможного распараллеливания процесса вычислений, так и с точки зрения принципиальной возможности появления паразитных каналов приема при реализации нелинейных процедур в цифровой форме.

В настоящее время устройства приема в значительной степени выполняются средствами аналоговой техники, а в устройствах обработки сигналов перспективно применение цифровой техники.

В разделе 11 пособия рассмотрены особенности ручных и автоматических регулировок в устройствах приема и обработки сигналов. Показано, что в современном приемнике при производстве выполняются технологические регулировки, обеспечивающие реализацию заданных параметров. При эксплуатации приемника выполняются эксплуатационные регулировки, обеспечивающие как настройку на конкретную станцию, так и обеспечение максимальной чувствительности, наилучших качественных параметров звучания и т.д. Важнейшими в любом радиоприемнике являются автоматические регулировки к которым в первую очередь относятся автоматическая регулировка усиления и автоматическая подстройка частоты, которая в сочетании с современными цифровыми методами настройки приемников обеспечивает не только быструю и точную, но и автоматическую настройку приемника по заданной временной программе.

Проанализированы особенности реализации систем АРУ в приемниках непрерывных и импульсных сигналов, сформулированы требования к параметрам фильтров систем АРУ, описаны варианты схемной реализации регуляторов систем АРУ. Описаны системы АРУ специального назначения, логарифмические усилители.

Современные приемники содержат, как правило, несколько систем АПЧ в своем составе, так телевизионный приемник по системе NTSC содержит кольцо ЧАПЧ в блоке синтеза и выбора телевизионных каналов, и две системы ФАПЧ: в цепях строчной и цветовой синхронизации. В пособии проведено рассмотрение систем АПЧ, а также области их применения.

В пособии описаны применяемые на практике способы настройки диапазонных приемников, проанализированы особенности ручной и автоматической настройки.

Описаны особенности регулировки полосы пропускания, применение которой обычно оправдано в профессиональных радиоприемниках и в высококачественных радиовещательных радиоприемниках. Перспективно применение автоматической регулировки полосы приема (АРП), которую обычно выполняют в УПЧ.

В разделе 12 рассмотрены вопросы помехоустойчивости устройств приема и обработки сигналов по отношению к аддитивным и мультипликативным помехам, показана перспективность применения разнесенного приема для борьбы с замираниями сигналов.

В разделах 13 – 14 рассмотрены вопросы анализа приемных устройств различного назначения профессиональных и вещательных с учетом конкретной специальности и специфики каналов распространения сигналов.

Список литературы

1. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов/ Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин, В.С. Плаксиенко и др.; Под ред. Н.Н. Фомина. М.: Радио и связь, 2003. - 520 с. 2-е изд., испр. и доп.
2. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов/ Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др.; Под ред. Н.Н. Фомина. М.: Радио и связь, 1996. 512 с.
3. Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.Н. Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1986. 320 с.
4. Радиоприемные устройства / Под. ред. А.П. Жуковского. М.: Высшая школа, 1989. 342 с.
5. Радиоприемные устройства / Под. ред. Л.Г. Барулина. М.: Радио и связь, 1984. 271 с.
6. Радиоприемные устройства / Под. ред. А.Г. Зюко. М.: Связь, 1975. 400 с.
7. Палшков В.В. Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1984. 392с.
8. Сборник задач и упражнений по курсу “Радиоприемные устройства” / Под ред. В.И. Сифорова. - М.: Радио и связь, 1984. 224 с.
9. Плаксиенко В.С. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ТРТУ 1999. 108 с.
10. Плаксиенко В.С. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие. Часть 2. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. 112 с.
11. Плаксиенко В.С., Плаксиенко Н.Е. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие: Часть 3. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2001. 52 с.
12. Плаксиенко В.С., Плаксиенко С.В. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие: Часть 4. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2002. 60 с.
13. Плаксиенко В.С., Плаксиенко Н.Е. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие: Часть 5. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2003. 52 с.
14. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1986. 320 с.
15. Белкин М.К. и др. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств. К.: Высшая школа, 1988. 472 с.
16. Поляков В.Т. Радиовещательные ЧМ приемники с фазовой автоподстройкой. М.: Радио и связь, 1983. 96 с.
17. Первачев С.В., Валуев А.А., Чиликин В.М. Статистическая динамика радиотехнических следящих систем. М.: Сов. радио, 1973. 488 с.

18. Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. М.: Связь, 1972. 360 с.
19. Багдади Е.Д. Лекции по теории систем связи. М.: Мир, 1964. 402 с.
20. Андронов И.С., Финк Л.М. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. М.: Сов. радио, 1971. 406 с.
21. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ / Под ред. У.К. Джейкса. М.: Связь, 1979. 520 с.
22. Плаксиенко В.С. Разнесенный прием в системах обработки сигналов. Таганрог, ТРТИ, 1981. 52 с.
23. Плаксиенко В.С. Метод комбинированного сложения в задачах приема и обработки сигналов. Монография. Деп. в ВИНТИ, №3731-В99 от 15.12.1999. 408 с.
24. Сикарев А.А., Фалько А.И. Оптимальный прием дискретных сообщений. М.: Связь, 1978. Вып. 9. 328 с.

Оглавление

Введение.....	3
Основные этапы развития теории и техники радиоприёма.....	4
1. Назначение и классификация РПрУ.....	8
1.1. Классификация по назначению.....	9
1.2. Классификация по диапазону принимаемых частот.....	9
1.3. Классификация по виду модуляции.....	11
1.4. Классификация по способу построения тракта.....	13
1.4.1. Приемник прямого усиления.....	14
1.4.2. Регенеративный приемник.....	15
1.4.3. Супергетеродинный приемник.....	15
1.4.4. Приемник прямого преобразования.....	17
1.5. Классификация по способу питания.....	19
Выводы.....	19
2. Качественные показатели РПрУ.....	20
2.1. Чувствительность РПрУ.....	20
2.2. Частотная селективность.....	21
2.3. Искажения принимаемого сигнала.....	23
2.4. Динамический диапазон РПрУ.....	25
2.5. Диапазон принимаемых частот.....	25
2.6. Помехоустойчивость.....	26
2.7. Внутренние шумы РПрУ.....	26
2.7.1. Коэффициент шума.....	28
2.7.2. Шумовая температура.....	30
2.7.3. Коэффициент шума пассивного четырехполюсника.....	30
2.7.4. Коэффициент шума многокаскадного усилителя.....	31
2.7.5. Шумовые свойства РПрУ.....	34
Выводы.....	35
Контрольные вопросы.....	36
3. Входные цепи.....	37
3.1. Назначение и характеристики.....	37
3.2. Особенности входных устройств различных частотных диапазонов.....	38
3.2.1. Схемы подключения ВЦ к антенне.....	40
3.2.2. Схемы подключения ВЦ к нагрузке.....	41
3.3. Эквиваленты приемных антенн.....	42
3.4. Анализ обобщенной эквивалентной схемы одноконтурной входной цепи.....	48
3.5. Входные цепи в режиме согласования.....	53
3.6. Входные цепи при работе с ненастроенными антеннами.....	56

3.6.1. Входная цепь с трансформаторной связью с антенной.....	56
3.6.2 Входная цепь с емкостной связью с антенной.....	60
3.6.3. Входная цепь с внутриемкостной связью с антенной.....	62
3.6.4. Входные цепи с магнитной антенной.....	63
3.7. Связь входной цепи с нагрузкой.....	65
3.8. Входная цепь с полосовым фильтром.....	67
3.9. Входные цепи при работе с настроенными антеннами.....	68
3.9.1. Схема с автотрансформаторным согласованием.....	69
3.9.2. Схема с трансформаторным согласованием.....	69
3.9.3. Схема с емкостным делителем.....	71
3.10. Входная цепь с электронной перестройкой.....	72
Выводы.....	74
Контрольные вопросы.....	74
4. Усилители радиочастоты.....	75
4.1. Основные показатели усилителей радиочастоты.....	76
4.2. Схемы УРЧ.....	77
4.3. Анализ обобщенной эквивалентной схемы УРЧ.....	85
4.4. Влияние внутренней обратной связи на свойства резонансного усилителя.....	91
4.5. Устойчивость резонансного усилителя.....	94
4.6. Способы повышения устойчивости резонансных усилителей.....	95
4.7. Резонансный усилитель в диапазоне частот.....	97
4.8. Особенности маломощных усилителей.....	103
4.9. Преселекторы приемников различного назначения.....	105
Выводы.....	107
Контрольные вопросы.....	108
5. Преобразователи частоты.....	108
5.1. Общие принципы преобразования частоты.....	108
5.2. Общая теория преобразования частоты.....	109
5.3. Частотная характеристика преобразователя.....	112
5.3.1. Линейный режим работы ПЧ.....	115
5.3.2. Нелинейный режим работы ПЧ.....	116
5.4. Выбор промежуточной частоты.....	117
5.5. Основные типы преобразователей частоты.....	121
5.5.1. Транзисторные преобразователи частоты.....	122
5.5.2. Диодные преобразователи частоты.....	127
5.5.3. Преобразователь частоты с компенсацией помех зеркального канала.....	132
5.6. Гетеродины в преобразователе частоты.....	134
Выводы.....	138
Контрольные вопросы.....	139

6. Усилители промежуточной частоты.....	140
6.1. УПЧ с распределенной избирательностью.....	141
6.1.1. УПЧ с одиночными LC- контурами, настроенными на одну частоту.....	141
6.1.2. УПЧ с двухконтурным полосовым фильтром.....	144
6.2. Усилители ПЧ с фильтрами сосредоточенной селекции.....	146
Выводы.....	148
Контрольные вопросы.....	148
7. Амплитудные детекторы.....	149
7.1. Общие сведения.....	149
7.2. Основные определения.....	149
7.3. Схемы амплитудных детекторов.....	151
7.3.1. Диодные детекторы.....	151
7.3.2. Транзисторные детекторы.....	158
7.4. Теория детектирования сигналов.....	159
7.4.1. Детектирование слабых сигналов.....	160
7.4.2. Детектирование сильных сигналов.....	160
7.5. Искажения при детектировании АМ-сигналов.....	163
7.5.1. Искажения из-за нелинейности характеристики детектирования.....	163
7.5.2. Искажения из-за большой постоянной времени нагрузки.....	164
7.5.3. Искажения из-за соизмеримости частоты модуляции и частоты несущего колебания.....	165
7.5.4. Искажения из-за влияния разделительной цепи.....	166
7.6. Детектирование импульсных сигналов.....	168
7.6.1. Детектирование радиоимпульсов.....	168
7.6.2. Пиковый детектор.....	172
7.7. Параметрический (синхронный) АД.....	175
Выводы.....	177
Контрольные вопросы.....	178
8. Частотные детекторы.....	179
8.1. Виды частотных детекторов.....	181
8.1.1. Одноконтурный ЧД.....	181
8.1.2. Балансный ЧД.....	183
8.1.3. ЧД с двумя связанными контурами.....	187
8.1.4. Детектор отношений (дробный детектор).....	191
8.1.5. Квадратурный ЧД.....	192
8.1.6. Счетный ЧД.....	194
Выводы.....	196
Контрольные вопросы.....	196
9. Фазовые детекторы.....	197

9.1. Виды фазовых детекторов.....	200
9.1.1. Однотактный диодный ФД.....	200
9.1.2. Балансный ФД.....	201
9.1.3. Кольцевой ФД.....	203
9.1.4. Ключевые ФД.....	205
9.1.5. ФД на логических дискретных элементах.....	207
Выводы.....	208
Контрольные вопросы.....	209
10. Амплитудные ограничители.....	209
10.1. Диодные АО.....	211
10.2. Транзисторные АО.....	212
Выводы.....	215
Контрольные вопросы.....	215
11. Регулировки в радиоприёмных устройствах.....	215
11.1. Общие сведения.....	215
11.2 Автоматическая регулировка усиления.....	216
11.2.1. Общие сведения.....	216
11.2.2 Основные параметры.....	218
11.2.3. Основные характеристики систем АРУ.....	219
11.2.4. Структурные схемы систем АРУ.....	223
11.2.5. Назначение фильтра в цепи АРУ.....	226
11.2.6. Переходный процесс в системе с обратной АРУ.....	227
11.2.7. Искажения АМ-сигнала в усилителе с АРУ.....	230
11.2.8 Схемы регуляторов систем АРУ.....	231
11.2.9. Системы АРУ специального назначения.....	236
Контрольные вопросы.....	237
11.3. Системы автоматической подстройки частоты (АПЧ).....	238
11.3.1. Основные типы систем АПЧ.....	238
11.3.2. Система ЧАПЧ.....	241
11.3.3. Система ФАПЧ.....	245
11.4. Настройка диапазонных радиоприемников на станцию.....	253
11.5. Регулировка полосы пропускания.....	260
Контрольные вопросы.....	261
12. Электромагнитные помехи и борьба с ними.....	262
12.1. Виды и основные свойства помех.....	262
12.2. Помехоустойчивость радиоприемников.....	266
12.2.1. Прием сигналов с полностью известными параметрами.....	267
12.2.2. Прием сигналов со случайными параметрами.....	270
12.2.3. Подоптимальный прием сигналов.....	272
12.2.4. Помехоустойчивость приема непрерывных сигналов.....	276

Устройства приема и обработки сигналов

12.3. Методы борьбы с аддитивными помехами в РПрУ.....	279
12.3.1. Способы ослабления сосредоточенных помех в радиоприемниках.....	280
12.3.2. Способы подавления импульсных помех.....	283
12.3.3. Способы ослабления флуктуационных помех.....	288
12.4. Методы борьбы с мультипликативными помехами.....	290
12.4.1. Способы формирования каналов разнесенного приема.....	292
12.4.2. Методы обработки сигналов при разнесенном приеме.....	293
12.4.3. Сравнение методов комбинирования разнесенных сигналов.....	300
Выводы.....	316
Контрольные вопросы.....	316
13. Профессиональные радиоприемные устройства.....	317
13.1. Радиоприемные устройства декаметровых волн.....	317
13.2. Приемники однополосной радиосвязи.....	324
13.3. Приемник радиотелефонной УКВ станции.....	328
13.4. Приемник телеграфных сигналов.....	330
13.5. Панорамный приемник.....	331
13.6. Приемник, использующий принцип стабилизации.....	332
13.7. Инфрадинный приемник.....	334
13.8. Радиолокационные приемники.....	337
13.9. Приемные устройства систем спутниковой связи и вещания.....	339
14. Вещательные радиоприемные устройства.....	341
14.1. Приемники монофонического вещания.....	342
14.2. Приемники стереофонического вещания в диапазоне МВ.....	343
14.3. Приемники телевизионного вещания.....	358
14.4. Устройства приема и обработки сигналов систем персонального радиовызова.....	360
Контрольные вопросы.....	363
Заключение.....	365
Список литературы.....	369
Оглавление.....	371

Плаксиенко Владимир Сергеевич
Плаксиенко Нина Евгеньевна
Плаксиенко Сергей Владимирович

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Учебное пособие

Редактор Б.Р. Гочияев
Компьютерная верстка Т.И. Соловей
Корректор Е.В. Домбровская

Сдано в набор
Подписано в печать
Печать офсетная. Усл. печ. л. 24
Тираж 500 экз.

Отпечатано в ЗАО
“Невинномысская городская типография”
357700, Ставропольский край, г. Невинномысск,
ул. Первомайская, 66-а