

А. А. ИВАНКОВ, С. П. МОСКВИТИН, Д. А. ЧИСТИЛИН

ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В ТРЕХ ЧАСТЯХ

ЧАСТЬ 2

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ, УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ



**Тамбов
Издательский центр ФГБОУ ВО «ТГТУ»
2026**

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Тамбовский государственный технический университет»

А. А. ИВАНКОВ, С. П. МОСКВИТИН, Д. А. ЧИСТИЛИН

ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В ТРЕХ ЧАСТЯХ

ЧАСТЬ 2

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ, УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ

Утверждено Ученым советом
ФГБОУ ВО «Тамбовский государственный технический университет»
в качестве учебного пособия для студентов 3–4 курсов, обучающихся
по направлениям подготовки 11.03.01, 11.04.01 «Радиотехника»
и 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»

Учебное электронное издание



Тамбов
Издательский центр ФГБОУ ВО «ТГТУ»
2026

УДК 621.37(076)

ББК з84я73-5

И18

Рецензенты:

Кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры
«Информационные системы и защита информации» ФГБОУ ВО «ТГТУ»

А. В. Яковлев

Кандидат технических наук, доцент,
доцент кафедры «Теоретическая и экспериментальная физика»
ФГБОУ ВО «ТГУ им. Г. Р. Державина»

М. А. Суслин

Иванков, А. А.

И18 Приемопередающие устройства [Электронный ресурс] : учебное пособие : в 3-х ч. / А. А. Иванков, С. П. Москвитин. – Тамбов : Издательский центр ФГБОУ ВО «ТГТУ».

ISBN 978-5-8265-2879-2

Ч. 2. – 2026. – Радиоприемные устройства. Входные цепи, усилители радиочастоты / А. А. Иванков, С. П. Москвитин, Д. А. Чистилин. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – Системные требования : ПК не ниже класса Pentium IV ; RAM 512 Мб ; необходимое место на HDD 2,3 Мб ; Windows 7/8/10/11 ; дисковод CD-ROM ; мышь. – Загл. с экрана.

ISBN 978-5-8265-3020-7

Изложены типовые схемы и базовые принципы построения входных цепей и усилителей радиочастоты приемных устройств радиосигналов в основных диапазонах и с различными видами модуляции. Приведены физические принципы работы и описаны схемные решения функциональных элементов и узлов радиоприемных устройств.

Предназначено для студентов 3–4 курсов, обучающихся по направлениям подготовки 11.03.01, 11.04.01 «Радиотехника» и 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

УДК 621.37(076)

ББК з84я73-5

*Все права на размножение и распространение в любой форме остаются за разработчиком.
Незаконное копирование и использование данного продукта запрещено.*

ISBN 978-5-8265-2879-2 (общ.)

ISBN 978-5-8265-3020-7 (ч. 2)

© Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Тамбовский государственный технический университет» (ФГБОУ ВО «ТГТУ»), 2026

ВВЕДЕНИЕ

В данном учебном пособии рассматриваются физические процессы, происходящие в радиоприемных устройствах, дается их анализ, описываются схемы отдельных функциональных групп и устройств, приводятся сведения о расчетах, испытаниях и эксплуатации радиоприемников.

Изучение радиоприемных устройств базируется на совокупности знаний по высшей математике, физике, радиотехническим цепям и сигналам, электронным приборам и электродинамике. В свою очередь, знание теории и техники радиоприема является одной из основ для изучения таких специальных радиотехнических дисциплин, как «Радиолокация и навигация», «Радиосвязь», «Телекоммуникационные и инфокоммуникационные системы» и др., а также для правильной эксплуатации существующего радиоэлектронного оборудования.

Развитие теории радиоприема как науки является результатом работ отечественных и зарубежных ученых. Русский физик Александр Степанович Попов по праву считается изобретателем радио. 7 мая (по новому стилю или 25 апреля по-старому) 1895 года он публично на заседании Русского физико-химического общества продемонстрировал работу своего приемника и в том же году применил его для радиометеорологических наблюдений. Это было первое применение электромагнитных волн для практических целей, а свой приемник А. С. Попов назвал грозоотметчиком. Изобретение электронных ламп имело существенное значение для развития радиоприемников. В 1904 году был создан диод, в 1906 – триод. С этого времени ламповые радиоприемники совершенствовались наряду с электронными лампами [1].

После Великой Октябрьской социалистической революции возможности радио были высоко оценены как массового средства воспитания народа и важнейшего средства управления и информации.

В 1918 году был подписан декрет об организации Нижегородской радиолaborатории под руководством одного из основоположников советской радиотехники М. А. Бонч-Бруевича. Основными направлениями деятельности лаборатории стали работы по исследованию приемных генераторных ламп, ламповых передатчиков и антенн.

К 20-м годам прошлого века относятся и первые разработки авиационной связной радиостанции. В 1920 году на опытно-научном аэродроме был создан электрорадиокабинет, который возглавил талантливый инженер А. Коваленков.

В феврале 1921 года им была разработана первая советская ламповая самолетная радиотелефонная станция.

К началу 30-х годов советскими учеными были выполнены фундаментальные исследования, которые стали базой для создания теории радиоприема. Работы В. К. Лебединского, А. А. Петровского, А. И. Берга и др. послужили основой для создания первых методик радиотехнических расчетов (в частности, приемников прямого усиления). Сифоров В. И. разработал методики расчета ламповых усилителей, детекторов, ступеней супергетеродинного приемника. В 30-е годы В. А. Котельниковым была создана теория потенциальной помехоустойчивости, Л. Б. Слепяном и В. И. Пистолькорсом внесен большой вклад в изучение свойств приемных антенн.

Последующие работы крупных советских ученых Н. Д. Папалекси, Л. И. Мандельштама, А. Н. Щукина, Ю. Б. Кобзарева, В. И. Сифорова, Н. М. Изюмова, С. И. Евтянова и др. послужили основой для создания общей теории различных систем и устройств, входящих в состав радиоприемников.

Период бурного развития радиотехники и техники радиоприема совпадает с периодом Второй мировой войны. В это время широкое распространение получают радиоприемники супергетеродинного типа частотно-модулированных и импульсно-модулированных сигналов, происходит освоение диапазона ультракоротких волн, вплоть до сантиметровых волн.

Совершенствование техники радиоприема продолжается и в послевоенные годы. Решается проблема создания малошумящих усилителей (квантовых, параметрических, туннельных и др.). Первый малошумящий квантовый усилитель был создан в 1957 году советскими физиками, лауреатами Ленинской и Нобелевской премий, академиками Н. Г. Басовым и А. М. Прохоровым. Разрабатываются методы повышения чувствительности радиоприемников и их помехоустойчивости. Этот период характерен широким внедрением различных радиотехнических методов во все отрасли хозяйства, быстрым ростом и усложнением радиоэлектронного оборудования. Бурно развиваются транзисторная техника и полупроводниковая электроника.

Советские ученые А. А. Куликовский, С. Е. Фалькович, И. Н. Мигулин, Ю. Л. Симонов, Н. И. Чистяков и др. разработали основы оптимального применения транзисторов в радиоприемной технике.

В 60-е годы начинается освоение обширного оптического диапазона волн и создание приемников лазерных излучений. В это же время начинается широкое внедрение микроэлектроники и связанное с ней создание электронной аппаратуры «третьего поколения».

Особо следует отметить успехи в развитии техники радиоприема, связанные с освоением космического пространства. Выдающиеся достижения исследователей осмоса в значительной мере обусловлены успехами в развитии техники радиоприема и обработки чрезвычайно слабых сигналов.

Основные достижения и тенденции развития радиоприемной техники в последние годы связаны с разработкой оптимальных методов приема (большой вклад в эту область внесли работы В. И. Тихонова, Я. Д. Ширмана и др.), с интенсивным ростом применения цифровой техники, с продолжающимся бурным развитием микроэлектроники, вычислительной техники и дальнейшим освоением микроволновых диапазонов волн в инфокоммуникационных системах [2].

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

1.1. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ РАДИОПРИЕМНИКОВ, ИХ НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ

Радиоприемным устройством (РПУ) называется радиоэлектронное устройство, предназначенное для улавливания, усиления, преобразования и использования энергии электромагнитных волн в целях воспроизведения передаваемого сообщения.

В более широком смысле радиоприемное устройство предназначено для выделения сообщения (информации), заложенного в одном из параметров (амплитуде, фазе, частоте) несущего высокочастотного (ВЧ) колебания, сформированного радиопередающим устройством (РПДУ). РПУ является неотъемлемой частью большинства радиотехнических систем (связи, радиолокации, радионавигации, телеметрии и т.д.) и должно выполнять следующие основные функции:

- выделение необходимых сигналов из всей совокупности электромагнитных колебаний, имеющих в точке приема (обеспечение избирательности);
- увеличение мощности принятых сигналов до значения, необходимого для нормальной работы конечного устройства (усиление);
- осуществление преобразования энергии высокочастотного модулированного радиосигнала в энергию сигнала, изменяющегося по закону передаваемого сообщения (детектирование);
- изменение спектрального состава полезного сигнала в целях создания наилучших условий для его обработки (оптимальная обработка).

К основным задачам радиоприемного устройства можно отнести следующие:

- принятие решения о наличии или отсутствии полезного сигнала в принимаемом сигнале – задача обнаружения;
- принятие решения о том, какой из возможных переданных сигналов принят, – задача различения сигналов;
- оценка (измерение) параметров в принимаемом сигнале – задача оценки (измерения);
- выделение соответствующего колебания и принятие решения относительно формы полезного сигнала – задача фильтрации;

– решение одной из задач радиоприема, сформулированных выше, при одновременном действии нескольких сигналов (сигналов от нескольких источников) – задача разрешения;

– принятие решения относительно источника (источников) сигнала по характеристикам и параметрам принимаемого сигнала – распознавание образов.

Основными требованиями, предъявляемыми к современным РПУ, являются:

– обеспечение требуемого подавления помех, сопровождающих прием сигнала;

– реализация усилительных свойств, позволяющих принимать сигнал минимального уровня (обеспечение чувствительности РПУ) и обеспечивающих постоянство уровня сигнала на выходе РПУ при изменении интенсивности входного сигнала (регулировка усиления);

– выделения информации, содержащейся в модулированном ВЧ-сигнале, с заданной достоверностью (искажениями).

1.2. ОБОБЩЕННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

Обобщенная структурная схема РПУ приведена на рис. 1.1. Любое РПУ состоит из приемной антенны, радиоприемника и оконечного устройства [3].

Приемная антенна служит для преобразования энергии электромагнитных волн в энергию токов высокой частоты. Она является источником сигнала для радиоприемника.

Собственно радиоприемник предназначен для осуществления первичной обработки сигнала, т.е. для выделения, усиления и преобразования спектра частот полезного сигнала, несущего информацию, к виду, требуемому для работы оконечного устройства.

Высокочастотным трактом (ВЧТ) радиоприемника называется часть радиоприемника, расположенная между приемной антенной и детектором. Он обеспечивает частотную фильтрацию полезного сигнала и его усиление на высокой частоте, значительно превышающей частоту модуляции.



Рис. 1.1. Обобщенная структурная схема РПУ

ВЧТ настраивается на частоту сигнала и обеспечивает частотно-избирательные и усилительные свойства РПУ. ВЧТ является основным трактом РПУ, определяющим практически все качественные показатели РПУ. По этой причине его называют главным или групповым трактом РПУ. Фильтрация осуществляется частотно-избирательными цепями, а усиление – усилителями, расположенными в ВЧТ.

На ВЧТ возлагаются следующие основные функции:

- усиление принимаемого радиосигнала до значения, необходимого для нормального функционирования демодулятора;
- выделение полезного сигнала из помех.

Их реализация возможна лишь в том случае, если характеристики РПУ соответствуют основным техническим требованиям:

- обеспечению заданной чувствительности приемника;
- усилению и выделению полезного сигнала из помех с минимальными искажениями;
- обеспечению перестройки радиоприемника в заданном диапазоне без существенного ухудшения его показателей.

Детектор выделяет из высокочастотного сигнала низкочастотные модулирующие колебания, изменяющиеся во времени по закону передаваемого сообщения. Тип детектора (амплитудный детектор (АД), частотный детектор (ЧД), фазовый детектор (ФД) или видеодетектор), используемого в РПУ, определяется видом модуляции принимаемого сигнала (амплитудная модуляция (АМ), частотная модуляция (ЧМ) или фазовая модуляция (ФМ)). При использовании в системе радиосвязи манипулированных и кодированных сигналов детектор называют демодулятором. В этом случае демодулятор позволяет выполнить обработку сигнала в РПУ, близкой к оптимальной (квазиоптимальной).

В низкочастотном тракте (НЧТ) выделенные колебания передаваемого сообщения (колебания низкой частоты) усиливаются до уровня, достаточного для обеспечения нормальной работы оконечного устройства.

Оконечное устройство превращает энергию электрического сигнала на выходе радиоприемника в звуковой, оптический, механический или в иной вид энергии, необходимый для восприятия человеком, системой обработки, робототехническим устройством или для регистрации. Для радиоприемников оконечные устройства являются потребителями энергии принятых сигналов или нагрузкой.

Вид оконечного устройства выбирается в зависимости от назначения радиотехнической системы. Так, например, в системах связи оконечным устройством может быть телефон, телеграфный аппарат или громкоговоритель.

В радиолокационных и телевизионных системах окончательным устройством служит электронно-лучевая трубка, жидкокристаллическая панель, а в телеметрических системах – компьютер. Граница между приемником и окончательным устройством в известной мере условна. Можно считать, что в состав радиоприемного устройства входят те элементы, наличие и принцип действия которых не зависят от конкретного назначения радиосистемы в целом, т.е. не зависят от характера и типа принимаемой информации.

1.3. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Радиоприемные устройства (РПУ) входят как обязательная составная часть в огромное количество радиотехнических систем и комплексов, таких как системы связи, инфокоммуникационные системы, системы телеуправления, телеметрии, радиолокации, радионавигации, телевидения и многие другие.

С помощью РПУ обеспечивается непрерывная связь между абонентами, ориентирование в сложных метеоусловиях, обнаружение и опознавание целей, радиоразведка, борьба с радиотехническими средствами.

Безотказная работа радиотехнических систем (особенно силовых ведомств) и входящих в их состав РПУ в значительной степени определяет успешное выполнение стоящих задач. Это обстоятельство подчеркивает высокую ответственность радиоинженеров за правильную эксплуатацию, постоянную готовность и надежную работу радиоэлектронного оборудования.

При конструировании радиоприемников особое внимание должно быть уделено вопросам климатической устойчивости, высотности, прочности при воздействии ударов и вибрации и т.п. В конструкциях приемников широко используются печатный монтаж, тонкопленочные устройства, микросхемы, что позволяет повысить надежность с одновременным уменьшением массы и габаритов.

Классификацию РПУ можно проводить по различным признакам, определяющим их технико-эксплуатационные характеристики.

По функциональному назначению приемники подразделяют на профессиональные и радиовещательные. В свою очередь радиовещательные РПУ могут быть звуковые и телевизионные.

Профессиональные приемники можно разделить на: связные, радиолокационные, радионавигационные, телевизионные, измерительные, телеуправления, телеметрические и др. Радиоприемники профессиональной связи по про-

тяженности радиолинии связи подразделяются на магистральные и приемники для связи на средние и малые расстояния.

По диапазону принимаемых частот в соответствии с принятой классификацией различают приемники диапазонов ОНЧ, НЧ, СЧ, ВЧ, ОВЧ, УВЧ, СВЧ и др., подразумевая при этом, что отдельные типы РПУ могут функционировать в нескольких смежных диапазонах. Классификация диапазонов радиочастот, в которых могут работать приемники, приведена в табл. 1.1.

По роду работы (виду излучения) различают телеграфные, телефонные, однополосные, импульсные и другие приемники. Виды излучения обозначаются пятью индексами. Первый индекс (буква) характеризует вид модуляции: *N* – немодулированная несущая; *A* – амплитудная модуляция; *H* – однополосная модуляция с полной (ослабленной до –6 дБ) несущей; *R* – однополосная модуляция с ослабленной до –18 дБ несущей; *J* – однополосная модуляция с подавленной (до –40 дБ) несущей; *B* – независимые боковые полосы; *F* – частотная модуляция; *G* – фазовая модуляция; *P* – импульсная модуляция и др.

Таблица 1.1

Диапазон частот	Обозначение диапазонов	Длина волны	Наименование волн
3...30 кГц	Очень низкие частоты (ОНЧ)	10...100 км	Мириаметровые волны
30...300 кГц	Низкие частоты (НЧ)	1...10 км	Километровые волны
300...3000 кГц	Средние частоты (СЧ)	100...1000 м	Гектометровые волны
3...30 МГц	Высокие частоты (ВЧ)	10...100 м	Декаметровые волны (ДКМВ)
30...300 МГц	Очень высокие частоты (ОВЧ)	1...10 м	Метровые волны (МВ)
300...3000 МГц	Ультравысокие частоты (УВЧ)	10...100 см	Дециметровые волны (ДМВ)
3...30 ГГц	Сверхвысокие частоты (СВЧ)	1...10 см	Сантиметровые волны (СМВ)
30...300 ГГц	Крайне высокие частоты (КВЧ)	1...10 мм	Миллиметровые волны
300...3000 ГГц	Гипервысокие частоты (ГВЧ)	0,1...1,0 мм	Децимиллиметровые волны
Выше 3000 ГГц	Частоты оптического диапазона	Менее 0,1 мм	Световые волны

Второй индекс (цифра) обозначает характер модулирующего сигнала: 0 – модулирующий сигнал отсутствует; 1 – телеграфирование без модулирующей звуковой частоты; 2 – тональная телеграфия; 3 – аналоговый модулирующий сигнал; 7 – два или более дискретных канала; 8 – аналоговая информация и др. Третий индекс (буква) обозначает вид передаваемой информации: *N* – информация не передается; *A* – телеграфия (прием на слух); *D* – прием автоматический; *B* – телефония и др. Код из трех индексов характеризует основные признаки излучения. Для уточнения особенности радиоизлучения используются два последующих дополнительных индекса. Если дополнительные индексы не используются, то проставляются два тире.

Пример. АЗЕ – двухполосная АМ, модуляция аналоговым сигналом, телефонная информация; FЗЕ – частотная модуляция телефонным аналоговым сигналом, F1Е – частотная телеграфия, дискретная информация, слуховой прием.

По роду принимаемой информации РПУ следует классифицировать на радиотелефонные, радиотелеграфные, фототелеграфные (факсимильные), телевизионные и др.

По структурной схеме РПУ могут быть разделены на приемники прямого усиления (в том числе детекторные, регенеративные и суперрегенеративные), супергетеродинные и приемники прямого преобразования.

По виду модуляции принимаемых сигналов: приемники амплитудно-модулированных сигналов, приемники частотно-модулированных сигналов, приемники фазово-модулированных сигналов, приемники импульсных и импульсно-модулированных сигналов, приемники сигналов однополосной модуляции, а также приемники цифровых сигналов.

Классификация РПУ может осуществляться и по иным признакам, таким как: по способу питания, конструктивному исполнению, типу применяемых электронных приборов и др. [6].

1.4. ВАЖНЕЙШИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ, КОЛИЧЕСТВЕННЫЕ И КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ РАДИОПРИЕМНИКОВ

Совокупность технических и тактических характеристик (качественных показателей) радиоприемника позволяет судить о его потенциальных возможностях. К числу этих характеристик относятся:

– *технические характеристики*: чувствительность и коэффициент усиления РПУ; избирательность и полоса пропускания РПУ; качество воспро-

изведения сообщения; амплитудная характеристика и динамический диапазон РПУ; искажения сигналов при усилении и обработке; шумовые параметры; стабильность характеристик; электропитание;

– *тактические характеристики*: диапазон рабочих частот; разность частот между соседними рабочими частотами и общее число каналов связи; количество заранее настроенных каналов связи; классы излучения; помехоустойчивость и электромагнитная совместимость; время перехода с канала на канал; надежность; масса и габариты.

Рассмотрим подробнее некоторые наиболее важные характеристики. Основные термины и определения даны в ГОСТ 24375–80.

Диапазон рабочих частот – это полоса несущих частот, в пределах которой может перестраиваться (плавно или дискретно) приемник, сохраняя основные показатели.

Диапазонные свойства РПУ характеризуют коэффициентом перекрытия диапазона (поддиапазона) k_d . Коэффициент перекрытия – это отношение наибольшей частоты диапазона (поддиапазона) рабочих частот к наименьшей частоте этого же диапазона (поддиапазона), т.е. $k_d = f_{0 \max} / f_{0 \min}$. В том случае, если $k_d \leq 3$, перестройку радиоприемника можно обеспечить с помощью одного элемента перестройки (конденсатора переменной емкости, варикапа и т.п.). В противном случае диапазон рабочих частот разбивается на поддиапазоны.

В современных РПУ в качестве частотоподающих устройств используются цифровые синтезаторы частот (ЦСЧ), что приводит не к плавной, а дискретной перестройке частоты. В таких приемниках настройка осуществляется на одну из N дискретно настраиваемых частот: $N = (f_{0 \max} - f_{0 \min}) / \Delta f$, где Δf – дискретность перестройки рабочей частоты. Так, магистральный радиоприемник Р-160П работает в диапазоне частот (1,5...60,0) МГц и дискретность перестройки составляет $\Delta f = 10$ Гц. Следовательно, в таком РПУ $N = 585 \cdot 10^4$ настраиваемых частот.

Для РПУ с фиксированной настройкой (радиолокационных и др.) применяют понятие «рабочая частота» f_0 .

Одним из важнейших требований к РПУ является неизменность основных характеристик при перестройке частоты.

Для слабых сигналов и помех высокочастотный тракт можно рассматривать как квазилинейную систему (линейную систему при определенных условиях), к которой применим принцип суперпозиции. В установившемся (стационарном) режиме свойства высокочастотного тракта определяются комплексным

коэффициентом усиления $\dot{K}(f)$, связывающим комплексные амплитуды выходного напряжения ВЧТ $\dot{U}_{\text{вых}}$ и входного $\dot{U}_{\text{вх}}$ (как правило, входным напряжением ВЧТ является ЭДС сигнала в антенной цепи).

Комплексным коэффициентом усиления РПУ называется отношение комплексной амплитуды выходного сигнала к комплексной амплитуде сигнала на входе РПУ:

$$\dot{K}(f) = \dot{U}_{\text{вых}}/\dot{U}_{\text{вх}} = K(f)\exp\{j\varphi(f)\}. \quad (1.1)$$

В уравнении (1.1) зависимость модуля комплексного коэффициента усиления от частоты $K(f)$ называется резонансной или амплитудно-частотной характеристикой, а зависимость аргумента от частоты $\varphi(f)$ – фазово-частотной характеристикой.

Амплитудно-частотная характеристика ВЧТ радиоприемного устройства при отсутствии радиопомех определяет его частотную избирательность.

Избирательность – это способность радиоприемного устройства выделять полезный сигнал из совокупности других сигналов (помех) по некоторым признакам, свойственным только полезному сигналу.

В зависимости от используемого признака различают следующие виды избирательности: пространственную, частотную, поляризационную, амплитудную, временную, фазовую, по форме сигнала.

Мешающее воздействие помех можно существенно ослабить путем применения различных способов избирательности, которые базируются на использовании отличительных признаков между полезным и мешающим сигналами. Например, пространственную и поляризационную избирательность можно реализовать с помощью приемных антенн специальной конструкции.

Из всех существующих видов избирательности в РПУ наиболее важное значение имеет частотная избирательность – способность радиоприемника выделять полезный сигнал и подавлять помехи по различиям их несущих частот и амплитудно-частотных спектров.

Количественная оценка частотно-избирательных свойств приемника осуществляется по АЧХ. Характеристику $K(f)$ нормируют, т.е. $\gamma(f) = K(f)/K_{\text{max}}$, где K_{max} – максимальное значение $K(f)$. Для сравнения избирательных свойств различных радиоприемников используют обратную функцию $\sigma(f)$, называемую кривой избирательности:

$$\sigma(f) = 1/\gamma(f) = K_{\text{max}}/K(f). \quad (1.2)$$

На рисунке 1.2 представлена кривая избирательности радиоприемника.

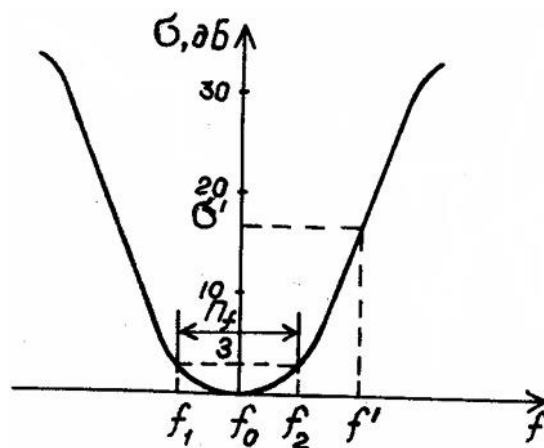


Рис. 1.2. Кривая избирательности радиоприемника

Обычно в рассматриваемой области частот ЭДС радиосигнала изменяется в сотни и тысячи раз, поэтому удобнее по оси ординат использовать логарифмический масштаб, откладывая по ней число децибел, соответствующее отношению ЭДС на данной частоте к минимальной:

$$\sigma_{[\text{дБ}]}(f) = 20 \lg[\sigma(f)]. \quad (1.3)$$

При этом низшая точка кривой избирательности $\sigma(f)$ соответствует нулю шкалы децибел.

Таким образом, количественно избирательность на заданной частоте f' оценивается величиной $\sigma(f')$, которая показывает, во сколько раз уменьшается усиление ВЧТ по сравнению с K_{max} .

В зависимости от количества сигналов, воздействующих на вход РПУ, различают:

- характеристики односигнальной избирательности $\sigma(f)$;
- характеристики многосигнальной (эффективной) избирательности.

Характеристика односигнальной избирательности $\sigma(f)$ – это зависимость величины ослабления помехи, не совпадающей с частотой настройки РПУ f_0 , по сравнению с сигналом на частоте настройки РПУ при равенстве их амплитуд. Односигнальная избирательность определяется АЧХ резонансных систем высокочастотного тракта приемника без учета нелинейных явлений.

Параметром, определяющим избирательность радиоприемника, является ширина полосы пропускания.

Полоса пропускания РПУ – это область частот, в пределах которой полезный сигнал усиливается с допустимыми частотными искажениями, а ширина полосы пропускания определяется как разность между двумя частотами f_1 и f_2 , на которых выходное напряжение изменяется до заданного уровня: $\Pi_f = f_2 - f_1$.

Спектр модулированного радиосигнала занимает некоторую полосу частот. Полоса пропускания ВЧТ должна быть не уже полосы частот спектра сигнала. Допустимое ослабление высших частот спектра полезного сигнала соответствует $\sqrt{2}$ или 3 дБ. Поэтому полосу пропускания ВЧТ принято определять по АЧХ или по характеристике избирательности на уровне 0,707 (по амплитуде) или 0,5 (по мощности), или 3 дБ, что то же самое. На рисунке 1.2 показано определение полосы пропускания по характеристике избирательности на уровне в 3 дБ.

Требуемая полоса пропускания приемника P_f зависит от ряда фактов, наиболее важными из которых являются: ширина спектра передаваемого информационного сигнала ΔF_c , дестабилизирующие факторы и эффект Доплера, при организации связи подвижными объектами. Это требует некоторого расширения полосы пропускания по сравнению с шириной спектра сигнала, что ухудшает избирательные свойства РПУ.

Однако при попадании в полосу пропускания вместе с сигналом сильных помех целесообразно, напротив, некоторое сужение полосы пропускания и изменение формы частотной характеристики. Ухудшение качества воспроизведения полезного сигнала из-за ограничения спектра сигнала (в допустимых пределах) оказывается менее существенным, чем улучшение качества воспроизведения, достигаемое уменьшением влияния помех. По этим причинам в приемниках иногда предусматривается регулировка полосы пропускания.

Идеальной с точки зрения избирательности является прямоугольная частотная характеристика, для которой $\sigma_{[\text{дБ}]} = 0$ в пределах полосы пропускания и $\sigma_{[\text{дБ}]} \rightarrow \infty$ за ее пределами. Такую характеристику в реальных условиях получить невозможно, однако степень близости (соответствия) амплитудно-частотной характеристики (кривой избирательности) к идеальной оценивают коэффициентом ее прямоугольности K_{Π} на некотором заданном уровне i , либо относительным ослаблением σ при заданной расстройке Δf_0 относительно частоты f_0 . Коэффициент прямоугольности K_{Π} определяется следующей формулой:

$$K_{\Pi} = P_{0,7}/P_i, \quad (1.4)$$

где P_i – полоса пропускания приемника на уровне i .

Всегда выполняется неравенство $P_i > P_{0,7}$. Избирательность тем выше, чем K_{Π} ближе к 1. Как правило, если не оговаривается дополнительно, то для измерения K_{Π} используют ширину полосы пропускания приемника на уровне 0,1.

В реальных условиях приема сигнал поступает на вход РПУ совместно с помехами, которые могут как совпадать с основным каналом, так и находиться за пределами полосы пропускания ВЧТ. Результатом взаимодействия сигнала и помех на усилительном приборе (например, на транзисторе или лампе в составе усилителя радиочастоты) из-за нелинейности его вольт-амперной характеристики (ВАХ) могут образовываться дополнительные гармоники, проходящие на вход приемника и снижающие его избирательность и помехоустойчивость. Избирательность в этом случае носит название многосигнальной, которая может быть подразделена на двух- и трехсигнальную.

На частотах $f_{п1}$, $f_{п2}$, $f_{п3}$ образуются нежелательные каналы приема (пораженные частоты), по которым на выход приемника проникают помехи и ухудшают качество приема полезного сигнала.

В современных радиоприемных устройствах ослабление мешающих сигналов (помех) должно составлять от 40 до 100 дБ.

Амплитудная избирательность используется преимущественно при приеме импульсных сигналов, когда уровень сигнала выше уровня помех.

Временная избирательность применяется в импульсных приемниках. Радиоприемник открывается на короткие интервалы времени, соответствующие ожидаемому моменту прихода импульсных сигналов.

Избирательность по форме сигнала реализуется в импульсных приемниках, когда заранее известны параметры принимаемых сигналов. Обычно ограничиваются схемами, различающими сигналы по длительности.

Чувствительность радиоприемника – это мера способности радиоприемника обеспечивать прием слабых сигналов при отсутствии внешних радиопомех. Для определения чувствительности различных по назначению радиоприемников используют понятия пороговой, реальной или условной реальной чувствительности.

Пороговая чувствительность выражается минимальной величиной мощности (амплитуды) $P_{пор}$ радиосигнала на входе приемника $P_{вх\ min}$, при которой уровни полезного сигнала $P_{с\ вых}$ и шума $P_{ш\ вых}$ на выходе приемника равны:

$$P_{пор} = P_{вх\ min} \quad \text{при} \quad \gamma = \frac{P_{с\ вых}}{P_{ш\ вых}} = 1, \quad (1.5)$$

где γ – отношение мощностей сигнала и шума (отношение сигнал/шум) на выходе РПУ.

Понятие пороговой чувствительности применяют, как правило, в радиолокации. У современных радиолокационных систем (РЛС) она составляет $P_{пор} \approx 10^{-11} \dots 10^{-18}$ Вт.

Чувствительность приемника, ограниченная шумами, или реальная чувствительность $P_{\text{реал}}$ – это минимальный уровень сигнала на входе приемника при заданном отношении сигнал/шум $\gamma_{\text{зад}}$ и заданном уровне полезного сигнала на выходе приемника $P_{\text{с зад}}$:

$$P_{\text{реал}} = P_{\text{вх min}} \quad \text{при} \quad \gamma = \frac{P_{\text{с вых}}}{P_{\text{ш вых}}} = \gamma_{\text{зад}}, \quad P_{\text{с вых}} = P_{\text{с зад}}. \quad (1.6)$$

Для систем радиосвязи чаще определяют реальную чувствительность и измеряют ее в единицах напряжения (микровольтах), причем соотношение сигнал/шум устанавливают равным $\gamma_{\text{зад}} = 3$. У профессиональных радиоприемников реальная чувствительность составляет единицы микровольт.

Из приведенных соотношений видно, что пороговая и реальная чувствительности связаны через соотношение сигнал/шум:

$$P_{\text{реал}} = \gamma P_{\text{пор}}. \quad (1.7)$$

Часто для характеристики импульсных радиолокационных приемников применяют понятие тангенциальной чувствительности (или чувствительности по едва различимому на фоне шума сигналу (ЕРС)). В этом случае фиксируется такой сигнал, нижняя граница «шумовой дорожки» которого совпадает с верхней границей «шумовой дорожки» при отсутствии полезного сигнала $P_{\text{с вых}} = 0$. Такой ситуации соответствует $\gamma_{\text{зад}} = 2,5$, а тангенциальная чувствительность на 4 дБ хуже потенциальной.

Чувствительность радиоприемника зависит от коэффициента усиления, уровня шума и требуемого отношения сигнал/шум. Так, коэффициент усиления приемника определяется выражением $K_{\text{у}} = U_{\text{вых}}/E_{\text{реал}}$, где $U_{\text{вых}} = 6 \dots 10$ В – напряжение на выходе приемника; $E_{\text{реал}}$ – реальная чувствительность приемника в единицах напряжения.

Усиление реализуется в основном в высокочастотном тракте, который должен удовлетворять требованию высокой линейности амплитудной характеристики, так как в противном случае сообщение подвергается искажениям и снижается помехоустойчивость приемника.

Амплитуда входного сигнала радиоприемника изменяется в значительных пределах – от минимального уровня, соответствующего чувствительности, до сотен милливольт. Такая характеристика, как динамический диапазон, характеризует способность радиоприемника принимать радиосигналы различной интенсивности [4].

Динамический диапазон РПУ – это отношение максимальной амплитуды входного сигнала, при которой искажения сигнала достигают предельно допустимого значения, к минимальной амплитуде или чувствительности РПУ.

Динамический диапазон приемника определяется по амплитудной характеристике, представляющей собой зависимости амплитуды напряжения (или тока) на выходе приемника от амплитуды напряжения (или тока) на его входе $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ или $I_{\text{вых}} = f(I_{\text{вх}})$. Измеряется динамический диапазон, как правило, в децибелах.

Для количественной оценки динамического диапазона используют следующие соотношения:

$$D_{\text{вх}} = U_{\text{вх max}}/U_{\text{вх min}}; D_{\text{вх}} [\text{дБ}] = 20 \lg D_{\text{вх}}, \quad (1.8)$$

$$D_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}}/U_{\text{вых min}}; D_{\text{вых}} [\text{дБ}] = 20 \lg D_{\text{вых}}, \quad (1.9)$$

где $D_{\text{вх}}$ и $D_{\text{вых}}$ – динамический диапазон входных сигналов и выходных соответственно. Так как высокочастотный тракт (ВЧТ) приемника является линейным (квазилинейным), то $D_{\text{вх}} = D_{\text{вых}}$. Однако в современных радиотехнических системах радиоприемник должен обеспечивать прием сигналов при изменении их амплитуды от уровня чувствительности 1...5 мкВ до 0,5...1,0 В, а иногда и более, т.е. динамический диапазон по входу $D_{\text{вх}} [\text{дБ}]$ должен составлять порядка 100...120 дБ. При этом динамический диапазон по выходу $D_{\text{вых}} [\text{дБ}]$ не должен превышать 6...40 дБ. Выполнение этих требований обеспечивается применением в РПУ системы автоматической регулировки усиления [5].

Качество воспроизведения полезного сообщения характеризует разборчивость речи (в радиотелефонии) и искажение формы импульсов сигнала (при приеме дискретных сигналов). Качество воспроизведения оценивается уровнем нелинейных и линейных (частотных) искажений, которые приводят к существенным изменениям формы сложного сигнала. Причинами возникновения линейных искажений являются реактивные элементы принципиальных схем (в том числе и паразитные), а причинами возникновения нелинейных искажений – нелинейности характеристик активных приборов.

Искажения приводят к возникновению следующих эффектов:

- неодинаковому усилению составляющих спектра сигнала (амплитудно-частотные искажения);
- фазовым сдвигам, изменяющим взаимное расположение составляющих спектра сигнала (фазочастотные искажения);
- искажению формы импульсных сигналов (переходные искажения);

– появлению в спектре сигнала на выходе РПУ дополнительных составляющих, отсутствующих в исходном спектре (нелинейные искажения).

В зависимости от типа принимаемого сигнала допустимый уровень каждого вида искажений может быть различным. При слуховом приеме сигналов нелинейные и амплитудно-частотные искажения ухудшают разборчивость речи, однако фазочастотные искажения практически не влияют на качество воспроизведения. В телевидении и радиолокации на качество приема существенно влияют все три вида искажений. В системах радиотелеметрии искажения снижают точность работы [7].

Нелинейные искажения возникают из-за нелинейности амплитудных характеристик каскадов приемника и особенностей режима их работы. На рисунке 1.3 представлена нелинейная проходная характеристика усилительного элемента приемного тракта, а также искажение выходного сигнала.

Нелинейные искажения характеризует появление на выходе приемника высших гармонических составляющих колебаний несущей и модулирующей частот. Они зависят от уровня входного сигнала и глубины его модуляции. Количественно нелинейные искажения оцениваются коэффициентом гармоник K_r :

$$K_r = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (1.10)$$

где U_1, U_2, U_3, U_n – амплитуды соответствующих гармонических составляющих несущей и модулирующей частот.

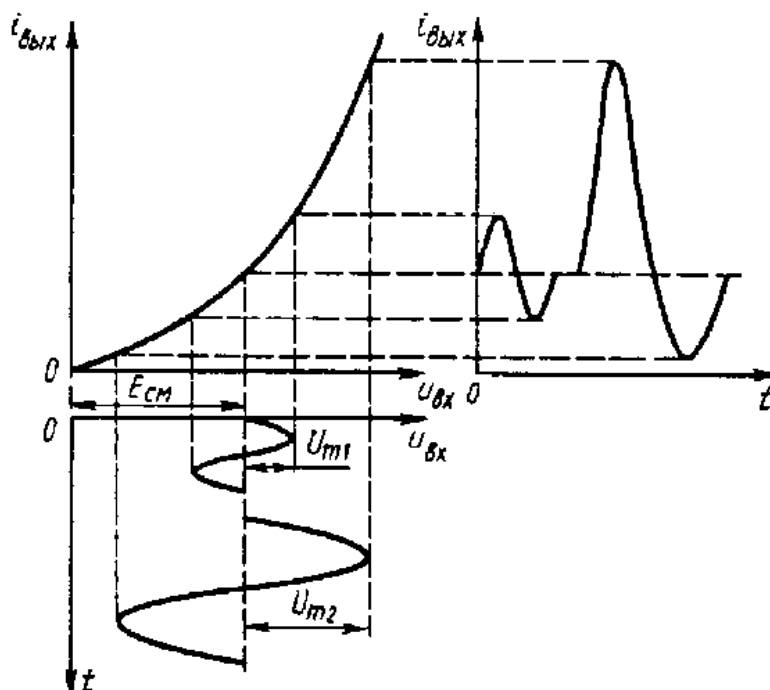


Рис. 1.3. Нелинейные искажения выходного сигнала

Амплитудно-частотные искажения появляются вследствие неодинакового усиления приемником различных модулирующих частот сигнала. Это вызвано отличием реальной АЧХ от идеальной. Степень амплитудно-частотных искажений определяется коэффициентами частотных искажений $M_F = K_0/K_F$, где K_0 и K_F – коэффициенты усиления на несущей заданной модулирующей частоте соответственно. Коэффициент частотных искажений также может измеряться в децибелах.

Для высококачественного радиовещания диапазон модулирующих частот лежит в пределах от 30 Гц до 15 кГц, при этом коэффициент частотных искажений должен быть не более 2 дБ. В профессиональной радиосвязи считается достаточным диапазон модулирующих частот 300...3400 Гц, а значения коэффициентов частотных искажений допускаются до 3 дБ. Фазочастотные искажения являются следствием нелинейности фазовой характеристики приемника, которая определяет зависимость фазового сдвига выходного напряжения приемника по отношению к огибающей входного сигнала от модулирующей частоты при гармоническом законе модуляции. Фазочастотные искажения наиболее существенно влияют на качество приема радиотелеграфных (факсимильных), радиолокационных и телевизионных сигналов, не представляя затруднений для обработки радиотелефонных сообщений.

Необходимо отметить, что уровни амплитудно-частотных и фазочастотных искажений приемника взаимосвязаны и зависят от типа резонансных систем, применяемых в РПУ [6].

Помехоустойчивость радиоприемника – это его способность обеспечивать достоверный прием полезных сигналов при действии различных помех (в том числе и умышленно создаваемых, организованных). Количественно помехоустойчивость может оцениваться вероятностью правильного приема сигнала при заданном отношении мощностей сигнала и помехи на входе приемника, применительного к каждому типу помехи, так как эффективность помехи зависит от ее структуры.

В условиях использования радиоэлектронных комплексов все большее значение приобретают вопросы **электромагнитной совместимости** различных радиоустройств, входящих в комплекс и расположенных близко друг к другу. Меры ослабления взаимных помех радиоаппаратуры включают в себя как мероприятия по уменьшению собственных излучений (в приемнике от гетеродина), так и мероприятия по уменьшению просачивающихся помех от других устройств по цепям питания, управления и тому подобное [9].

2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ РАДИОТРАКТА ПРИЕМНИКА

В настоящее время существует много типов РПУ, которые классифицируют по различным признакам. Наиболее характерными признаками являются: функциональное назначение, вид работы (модуляции, манипуляции) и особенности построения их структурных схем.

Исходя из требований к радиотракту, можно заключить, что в его состав должны входить:

- элементы, определяющие избирательность приемника;
- элементы, обеспечивающие усиление.

Избирательные и усиливающие элементы могут быть равномерно распределены по тракту, т.е. по ходу обработки сигнала. Такие схемы носят название схем с распределенной избирательностью.

В другом случае избирательные элементы могут быть сосредоточены в одной или нескольких точках тракта. Такие схемы носят название схем с сосредоточенной избирательностью.

Для схем с распределенной избирательностью каждая функциональная группа выполняет как функции усиления, так и функции избирательности сигнала.

Для схем с сосредоточенной избирательностью функции избирательности выполняют специальные цепи, называемые фильтрами сосредоточенной избирательности (ФСИ), а усиливается сигнал в апериодических (резисторных) или слабоизбирательных усилителях.

В схемах с распределенной избирательностью можно пренебречь действием реактивных составляющих входных и выходных проводимостей электронных приборов, которые учитываются при настройке избирательных элементов. Это позволяет получить высокое усиление в каждой функциональной группе, которое будет ограничиваться только неустойчивостью усилителя.

Все многообразие структурных схем ВЧТ сводится к следующим типам:

- схемы прямого усиления;
- схемы с преобразованием частоты (супергетеродинные схемы).

В последнее время появляется интерес к так называемому приемнику прямого преобразования (приемнику с нулевой промежуточной частотой).

2.1. ПРИЕМНИК ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ

В схемах прямого усиления вся обработка сигнала в радиотракте производится на частоте излучения, т.е. на радиочастоте. ВЧТ такого приемника содержит входную цепь (ВЦ) и усилитель радиочастоты (УРЧ), рис. 2.1. Если приемник работает в условиях, когда уровень сигнала, поступающего на его вход, достаточно высок, то отпадает необходимость в УРЧ, и детектор подключается прямо к ВЦ. Такой приемник носит название детекторного [9].

УРЧ усиливает полезный сигнал и осуществляет дальнейшую фильтрацию его от помех. Нагрузкой усилителя служат колебательные контуры, настроенные, как и входная цепь, на несущую частоту f_0 принимаемого сигнала. При перестройке приемника в заданном диапазоне необходимо синхронно устанавливать резонансные частоты как входной цепи, так и нагрузок УВЧ, равные несущей частоте радиосигнала.

Детектор преобразует принятые модулированные колебания радиочастоты в колебания звуковой частоты F (т.е. в сообщение). Тип детектора зависит от вида модуляции принимаемого сигнала.

В реальных условиях на вход РПУ воздействуют модулированные сигналы от нескольких радиостанций, работающих на частотах $f_{c1}, f_{c2}, f_{c3}, \dots, f_{cn}$, а приемник должен принимать лишь один сигнал, несущая частота которого, допустим, равна f_{c2} . Все резонансные цепи радиотракта настраиваются на данную частоту $f_0 = f_{c2}$. Только при идеально прямоугольной АЧХ радиотракта с шириной, равной ширине полосы пропускания приемника ПП, все составляющие спектра сигнала принимаемой радиостанции пройдут через радиотракт без искажений, а сигналы других радиостанций будут полностью подавлены.

Полосы частот, равные полосе пропускания приемника и непосредственно примыкающие к ее верхней и нижней границам, называются соседними каналами, а радиосигналы, частоты которых попадают в эти каналы, – помехами по соседним каналам. Данная ситуация представлена на рис. 2.2.

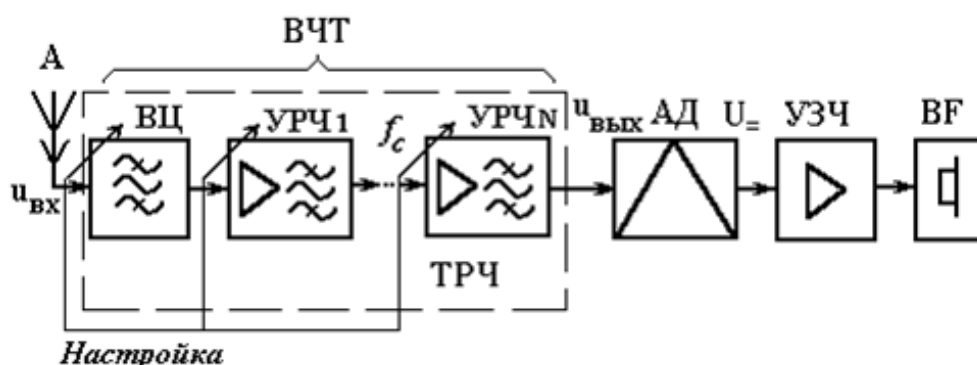


Рис. 2.1. Структурная схема приемника прямого усиления

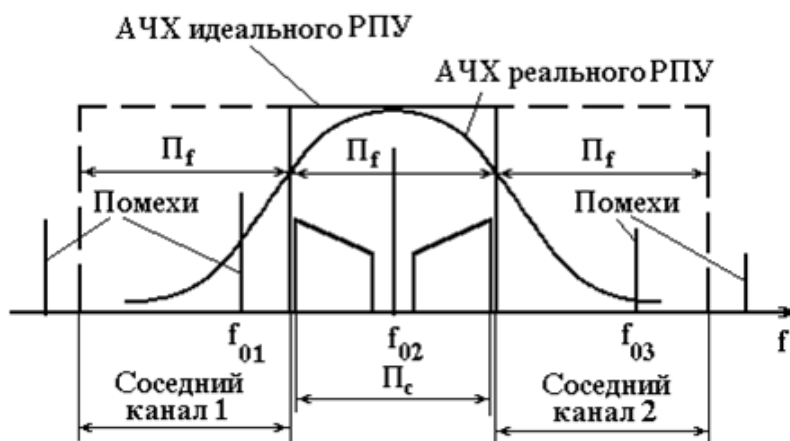


Рис. 2.2. Соседние каналы приема и помехи по соседним каналам

Форму АЧХ реального радиоприемника можно приблизить к идеальной, только усложняя избирательные цепи, например используя фильтры из нескольких колебательных контуров. Однако стремление к улучшению избирательности приводит к усложнению конструкции системы синхронной перестройки большого числа колебательных контуров. Достаточная избирательность обеспечивается лишь в диапазонах километровых и гектометровых волн. Кроме того, необходимо помнить и о том, что на радиочастоте невозможно обеспечить значительного усиления принимаемого сигнала, так как увеличение числа усилительных каскадов может привести к их самовозбуждению.

Перестройка приемника прямого усиления в диапазоне частот сопровождается изменением его основных параметров. Известно, что полоса пропускания резонансной системы (колебательного контура) на уровне 0,707 от максимального определяется выражением $\Pi_{0,707} = df_0$, где d – затухание контура, которое зависит от частоты. Следовательно, при перестройке РПУ в диапазоне частот полоса пропускания будет изменяться от $\Pi_{0,707 \min} = d_{\min} f_{0 \min}$ до $\Pi_{0,707 \max} = d_{\max} f_{0 \max}$. Обычно полоса пропускания выбирается равной (несколько большей) ширине спектра принимаемого сигнала; при этом все составляющие спектра радиосигнала проходят через радиотракт, а сигналы соседних радиостанций максимально ослабляются. При изменении полосы пропускания в процессе перестройки такой выбор полосы обеспечить невозможно.

Помимо $\Pi_{0,707}$ при перестройке РПУ в диапазоне частот изменению подвергается и резонансное сопротивление контура $R_0 = \omega_0 L/d$, где L – его индуктивность, что приведет к изменению коэффициента усиления как каскада, так и радиотракта в целом ($K_0 \sim -SR_0$).

Приемники прямого усиления имеют ряд существенных недостатков, которые заключаются в следующем.

Трудно получить заданные характеристики на высоких частотах. Это определяется такими обстоятельствами:

- при реализуемых добротностях избирательных цепей ($Q < 10^3$) полоса пропускания оказывается широкой ($\Pi_{0,7} = f_0/Q$). Например, для диапазонов волн короче 1 м $\Pi_{0,7} \gg 10$ кГц;

- на высоких частотах устойчивость усилителей низкая.

Затрудняется реализация плавной перестройки в диапазоне частот. Это вызывается следующими причинами:

- сложно одновременно перестраивать большое число избирательных элементов, а при уменьшении числа элементов падает общая избирательность приемника;

- перестройка приводит к изменению характеристик радиоприемника по диапазону.

Несмотря на указанные недостатки схем с прямым усилением радиосигнала, они находят применение в некоторых авиационных радиоприемных устройствах. Применение приемников прямого усиления целесообразно, когда достаточно мощный сигнал может поступить в широком диапазоне на неизвестной заранее частоте. В этом случае чаще всего используются детекторные приемники, например приемники систем предупреждения об излучении (СПО) или приемники ответчиков РЛС систем посадки (СО). Иногда приемники опорного сигнала, размещенные на управляемых средствах поражения, выполняются также по схеме прямого усиления.

Благодаря высокой фазовой стабильности схема прямого усиления нашла применение в радиоприемном устройстве фазово-импульсной системы дальней навигации (РСДН) «Лоран-С». Несущая частота сигнала в этой системе невысока (110 кГц), поэтому в схеме прямого усиления можно получить достаточно высокую избирательность и усиление.

Недостатками детекторных приемников являются низкая чувствительность и избирательность. Основное достоинство – простота реализации, что обусловило их широкое применение в диапазоне СВЧ в радиолокации при приеме сигналов большой мощности.

Некоторые количественные показатели приемников прямого усиления могут быть улучшены применением явлений регенерации и сверхрегенерации.

В приемнике с регенеративным усилителем за счет положительной обратной связи в резонансный контур вносится отрицательное сопротивление,

частично компенсирующее потери в нем, что увеличивает коэффициент усиления. Однако такие приемники обладают невысокой устойчивостью, так как работают в режиме, близком к самовозбуждению. При этом возможно проникновение генерируемых колебаний в антенну, а их излучение ведет к усилению помех другим приемникам. Широкое распространение регенеративные усилители получили в диапазоне УКВ в качестве малошумящих УВЧ (параметрические, квантовые, на туннельных диодах) для повышения чувствительности радиолокационных приемников.

В сверхрегенеративном приемнике положительная обратная связь с УВЧ периодически изменяется с некоторой вспомогательной частотой, значительно превышающей частоту модуляции сигнала. При этом в течение части периода вносимое сопротивление становится отрицательным, и в колебательном контуре самовозбуждаются колебания.

Амплитуды этих колебаний превышают амплитуду принимаемых сигналов в 10^4 раз и более. Интенсивность их пропорциональна действующим на колебательный контур принимаемым сигналам, т.е. генерируемые колебания в сущности являются усиленными сигналами. Сверхрегенеративному приемнику, как и регенеративному, свойственны искажения сигналов и интенсивные паразитные излучения, что усложняет обеспечение электромагнитной совместимости радиоэлектронных систем. Принцип сверхрегенерации широко используется при построении портативных радиостанций.

2.2. СУПЕРГЕТЕРОДИННЫЙ ПРИЕМНИК

Схема супергетеродинного приемника (СГП) впервые была предложена и реализована в 1918 году. Функциональная схема СГП представлена на рис. 2.3. В ВЧТ данной схемы колебания несущей частоты f_c принимаемого радиосигнала после усиления, в случае необходимости, в усилителе радиочастоты (УРЧ) преобразуются в колебания промежуточной частоты. После преобразования основная избирательность и основное усиление сигнала производятся в усилителе промежуточной частоты (УПЧ) [9].

Преобразование частоты производится путем перемножения сигнала и гармонического колебания с частотой f_T от специального генератора-гетеродина. Перемножитель носит название смесителя. Смеситель в сочетании с гетеродином составляет преобразователь частоты.

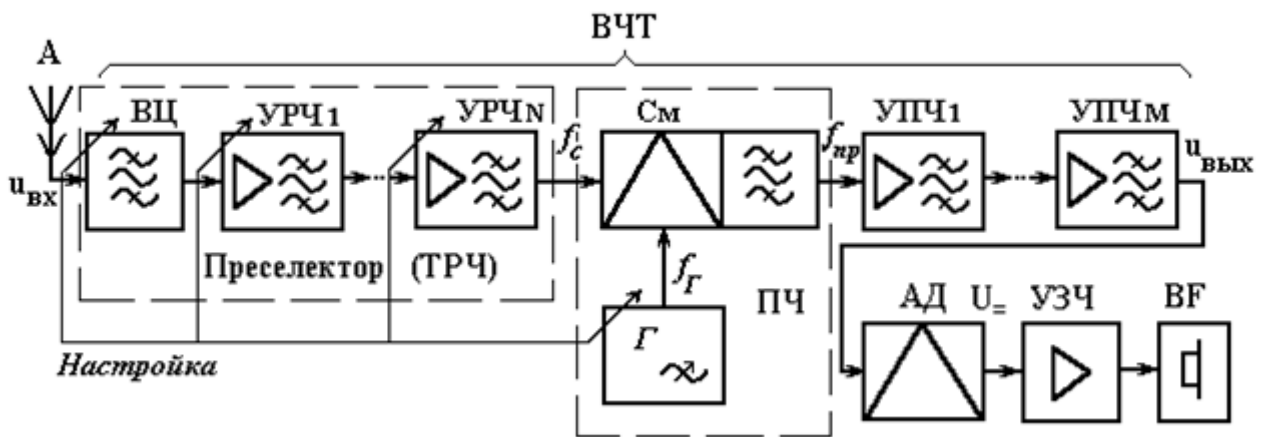


Рис. 2.3. Функциональная схема супергетеродинного приемника с однократным преобразованием частоты

На выходе идеального перемножителя можно наблюдать гармонические колебания с суммарной $(\omega_r + \omega_c)$ и одной из разностных $[(\omega_r - \omega_c)$ или $(\omega_c - \omega_r)]$ частот. Используемые на практике смесители существенно отличаются от идеального перемножителя. Поэтому обычно на выходе смесителя действуют колебания с комбинационными частотами:

$$f_{ik} = \pm f_c \pm k f_r,$$

где $i = 1, 2, 3, \dots, k = 1, 2, 3, \dots$.

Эти высокочастотные колебания сохраняют закон модуляции сигнала, т.е. являются несущими того же полезного сообщения. Одна из составляющих комбинационных колебаний выделяется с помощью фильтра. Частота этой составляющей носит название промежуточной частоты $f_{пр}$. Выбранная составляющая подвергается дальнейшей обработке (избирательности и усилению) в УПЧ.

Преобразователь рассчитывают так, чтобы по отношению к модулированному сигналу его характеристики были линейными. Таким образом сохраняется линейность всего ВЧТ для принимаемого сигнала.

В СГП может осуществляться как одно, так и несколько преобразований частоты. Спектры входного сигнала, гетеродина, сигнала после смесителя и АЧХ полосового фильтра УПЧ, поясняющие принцип работы приемника, представлены на рис. 2.4. Временное представление входного сигнала, сигнала гетеродина и сигнала после смесителя представлено на рис. 2.5.

Назначение входной цепи и УРЧ в СГП аналогично назначению указанных каскадов приемника прямого усиления. Однако существуют разновидности схемных реализаций СГП, в которых УРЧ может и отсутствовать.

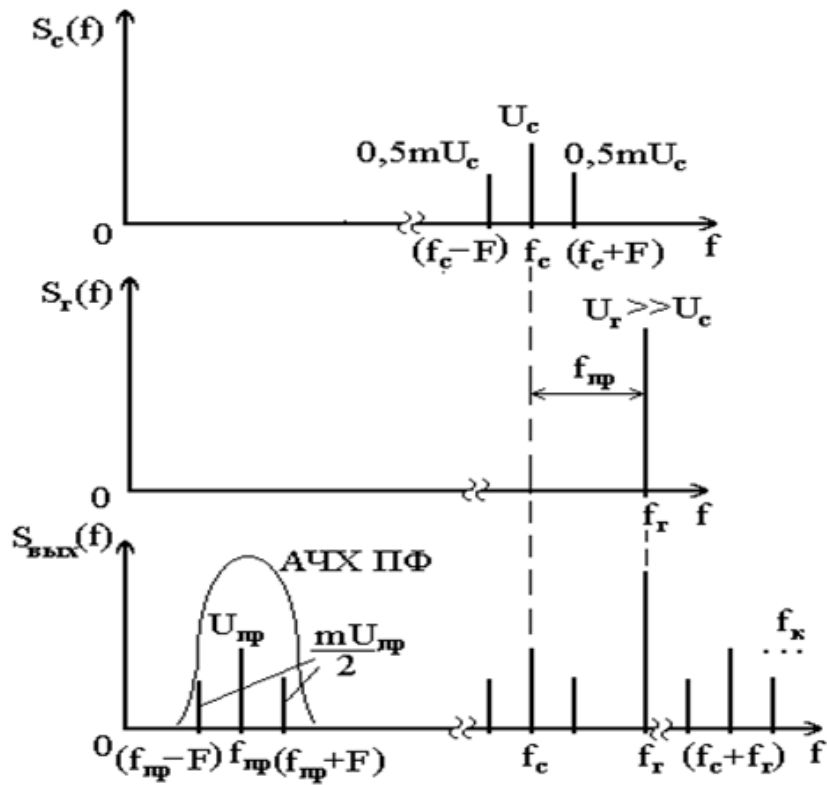


Рис. 2.4. Спектры входного сигнала, гетеродина и сигнала после смесителя

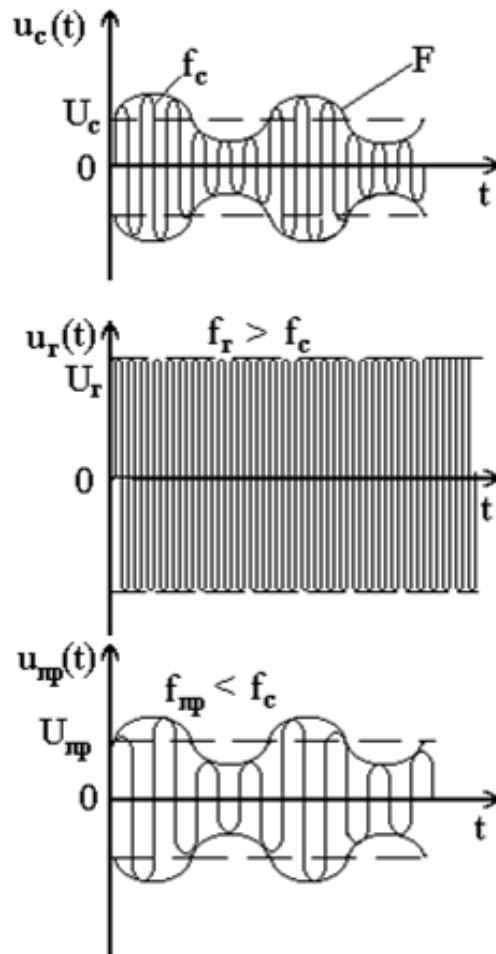


Рис. 2.5. Временное представление входного сигнала, сигнала гетеродина и сигнала после смесителя

СГП обеспечивает более высокие чувствительность и избирательность по соседнему каналу приема по сравнению с приемником прямого усиления, его характеристики практически не изменяются при перестройке приемника, поскольку они определяются характеристиками неперестраиваемого тракта ПЧ. В СГП легче обеспечить большое усиление, так как на более низкой частоте $f_{\text{пр}} < f_0$ слабее проявляется действие паразитной обратной связи между выходом и входом усилителя через проходную емкость активного прибора. Это позволяет реализовать более высокое усиление без опасности самовозбуждения усилителя.

К недостаткам СГП относятся большая сложность его схемы, а также вредные эффекты, проявляющиеся при преобразовании частоты:

- появление побочных каналов приема;
- комбинационные свисты.

Наиболее существенным недостатком СГП является наличие побочных каналов приема.

Один из побочных каналов образуется благодаря тому, что помеха с частотой несущего колебания, равной промежуточной, проходя через смеситель без преобразования, будет усиливаться в УПЧ наряду с полезным сигналом.

Другие побочные каналы образуются, если частоты комбинационных колебаний на выходе усилителя имеют значения, близкие к промежуточной частоте, среди них выделяется канал, симметричный основному, который носит название «зеркальный».

Зеркальный канал образуется потому, что колебание с промежуточной частотой на выходе смесителя может возникать при двух значениях частоты сигнала на входе: нижней $f_{0н}$ и верхней $f_{0в}$.

Если выбрано $f_{\text{пр}} < f_{\text{Г}}$, то $f_{0н} = f_{\text{Г}} - f_{\text{пр}}$ и $f_{0в} = f_{\text{Г}} + f_{\text{пр}}$.

Если выбрано $f_{\text{пр}} > f_{\text{Г}}$, то $f_{0н} = f_{\text{пр}} - f_{\text{Г}}$ и $f_{0в} = f_{\text{пр}} + f_{\text{Г}}$.

Любой из образующихся каналов приема может быть выбран в качестве основного. Симметричный ему относительно частоты гетеродина зеркальный канал является побочным, через который на приемник может воздействовать помеха. «Зеркальная» помеха будет преобразовываться в смесителе и усиливаться в УПЧ так же, как и полезный сигнал.

Одним из наиболее распространенных методов подавления помех по несловным каналам приема является применение избирательных цепей перед смесителем. Эти цепи, обеспечивающие предварительную селекцию сигнала, носят название «преселектор». В состав преселектора входят входная цепь (ВЦ) и усилитель радиочастоты (УРЧ), которые содержат избирательные элементы,

настроенные на частоту полезного радиосигнала. В преселектор иногда включают специальные фильтры (режекторный или фильтр-пробку), настроенные на промежуточную частоту, которые предназначены для подавления помехи по промежуточной частоте. На рисунке 2.6 показано взаимное расположение частот гетеродина f_r , основной f_c и зеркальной частоты f_3 приема, промежуточной частоты $f_{пр}$ и АЧХ преселектора и режекторного фильтра для случая, когда $f_{пр} < f_r$ [10].

Если приемник должен плавно перестраиваться в диапазоне частот, то вместе с гетеродином перестраиваются входная цепь и УРЧ. При этом принимаются специальные меры для сохранения постоянной разности настройки преселектора и гетеродина – проводится их сопряжение.

Комбинационные свисты возникают, когда частоты комбинационных колебаний на выходе смесителя имеют значения, близкие друг к другу, к частоте сигнала или частоте помехи, проходящих через смеситель. Между этими колебаниями образуются биения со звуковой частотой, воспринимаемые как свист.

Для подавления помех по побочным каналам и уменьшения уровня комбинационных свистов специально подбирают режим преобразователя (характеристику смесителя и спектр гетеродина) таким образом, чтобы уменьшить амплитуды и количество высших гармоник.

Ослабление зеркальной помехи в преселекторе тем лучше, чем уже полоса пропускания преселектора и чем выше промежуточная частота. Это обуславливает выбор промежуточной частоты.

Однако повышение промежуточной частоты ограничивается рядом других причин, в частности нежелательным расширением полосы пропускания УПЧ. Поэтому нередко производится двойное и даже тройное преобразование частоты. Первая промежуточная частота выбирается достаточно высокой, чтобы можно было обеспечить надежное подавление помехи по зеркальному каналу в преселекторе. Последняя промежуточная частота выбирается достаточно низкой, чтобы обеспечить требуемое подавление помех в соседних каналах и заданное усиление.



Рис. 2.6. Подавление помехи и выделение полезного сигнала на промежуточной частоте

Если разница между первой и последней промежуточными частотами оказывается большой, то надо ввести дополнительное преобразование частоты с тем, чтобы обеспечить подавление помех по побочным каналам, возникающим при преобразованиях частоты. Двойное и тройное преобразования встречаются во многих авиационных связных и в некоторых навигационных приемниках.

Если не удастся создать преселектор, эффективно подавляющий зеркальный канал, то можно воспользоваться специальной схемой, в которой зеркальный канал компенсируется.

Среди применяемых на практике смесителей наиболее близки к идеальным перемножителям двухзатворные транзисторные и кольцевые диодные смесители [10].

Несмотря на наличие рассмотренных недостатков, СГП являются наиболее распространенным типом современных приемников различного назначения.

Для улучшения избирательных свойств РПУ иногда выбирают $f_{\text{пр}} \gg f_{0 \text{ max}}$, а СГП в этом случае называется *инфрадинным*. СГП, в котором используется синхронный или когерентный детектор, называется *приемником прямого преобразования*.

2.3. СПОСОБЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ И УСИЛЕНИЯ СИГНАЛОВ, ЭФФЕКТИВНАЯ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬ

По способу обеспечения требуемой избирательности различают радиоприемники с распределенной и сосредоточенной избирательностью.

Основой многих избирательных цепей служит резонансный колебательный контур, однако использование одиночных контуров в качестве нагрузок усилительных каскадов практического применения почти не находит, так как коэффициент прямоугольности общей кривой избирательности (или АЧХ) даже при очень большом числе каскадов оказывается недостаточным. До последнего времени в качестве элементов, реализующих функцию избирательности, широко применялись двухконтурные полосовые фильтры, которые при критической связи между контурами и большом числе пар контуров позволяют получить кривую избирательности с высокой прямоугольностью. Радиоприемники, в которых реализован такой принцип избирательности, а функции избирательности и усиления осуществляются всеми каскадами линейного тракта, получили название приемников с распределенной избирательностью.

В приемниках второй группы функции избирательности и усиления разделены. Формирование требуемой АЧХ обеспечивается обычно в первом

каскаде тракта промежуточной частоты, а все последующие обеспечивают только усиление сигнала. В этом случае в первом каскаде ТПЧ используется высокочастотный фильтр сосредоточенной избирательности (ФСИ). Такой принцип является основным при построении современных полупроводниковых РПУ.

Определяя частотную избирательность РПУ, обычно рассматривают характеристику, которая показывает, насколько ослабляется одиночный радиосигнал, поступающий на вход РПУ, при различных значениях несущей частоты.

Эта характеристика определяет полосы основного и побочных каналов приема и носит название односигнальной избирательности. Она полностью определяется амплитудно-частотной характеристикой высокочастотного тракта.

Если поступающие на вход приемника сигналы попадают на элемент с нелинейной амплитудной характеристикой, то они могут оказывать воздействие на радиоприемник даже тогда, когда их спектр не совпадает с полосами основного и побочных каналов ВЧТ. Эффект такого воздействия приводит к тому, что избирательность приемника при приеме двух и более сигналов отличается от односигнальной. Такая избирательность носит название многосигнальной (иногда нелинейной) избирательности. Обычно оценивается она по эффекту от воздействия двух сигналов (двухсигнальная избирательность), один из которых совпадает с полосой основного канала.

Для совместного учета односигнальной и многосигнальной избирательности пользуются эффективной избирательностью РПУ. Эффективная избирательность определяется как способность приемника различать желательный сигнал (на который приемник настроен) и нежелательные сигналы (с частотами за пределами полосы пропускания), уровни которых таковы, что они создают нелинейные эффекты при одновременном действии желательного и нежелательного сигналов.

Характеристика эффективной избирательности ВЧТ представляет собой зависимость уровня допустимого мешающего сигнала на входе радиоприемника от его расстройки $f - f_0$:

$$\sigma_{\text{эф}}(f - f_0) = \frac{E_{\text{п,вх,доп}}(f - f_0)}{E_{\text{с,вх}}} \Big|_{E_{\text{с,вх}} = \text{const}}.$$

Допустимый мешающий сигнал $E_{\text{п,вх,доп}}$ определяется как сигнал, при котором различимость полезного $E_{\text{с,вх}}$ сигнала ухудшается до заданного значения.

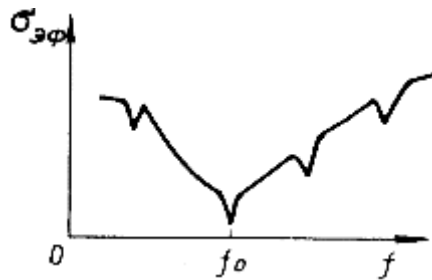


Рис. 2.7. Характеристика эффективной избирательности ВЧТ РПУ

Связь между эффективной, многосигнальной и односигнальной характеристиками избирательности определяется выражением $\sigma_{эф} = \sigma_{пр} + \sigma_{нел}$, где $\sigma_{пр}(f - f_0)$ – допустимый уровень помехи прямого прохождения по основному или побочному каналу. Эта характеристика связана с односигнальной избирательностью выражением

$$\sigma_{пр} = \gamma u^{-1}(f - f_0),$$

где u – нормированная АЧХ (характеристика односигнальной избирательности; $\gamma = (1 \dots 100)$ – требуемое превышение сигнала над помехой; $\sigma_{нел}$ – допустимый уровень помехи, возникающей только при наличии нелинейных искажений.

Примерная форма характеристики эффективной избирательности показана на рис. 2.7 [10].

2.4. КАНАЛЫ ПРИЕМА СИГНАЛОВ И ПОМЕХ, ЧАСТОТНЫЙ ПЛАН РАДИОПРИЕМНИКА

Классификация каналов приема РПУ приведена на рис. 2.8.

Каналом приема называется полоса частот, равная по ширине полосе пропускания РПУ Π_f , средняя частота которого равна центральной частоте спектра сигнала или помехи.

Все помеховые каналы в зависимости от соотношения амплитуд сигнала и помехи разделяются на *аддитивные* и *мультипликативные*. *Аддитивные помехи* представляют собой электрическое воздействие сравнительно небольшой амплитуды, складывающееся с сигналом в приемной антенне или других элементах или каскадах РПУ и проходящее на выход РПУ независимо от сигнала, искажая информацию в ОУ. *Мультипликативной помехой* называется нерегулярное изменение (обычно медленное по сравнению с сигналом) коэффициента усиления РПУ $K(\omega, t)$, которое происходит вследствие взаимодействия сигнала и помехи и оказывает влияние как на уровень сигнала, так и на его спектральный состав. Мультипликативные помехи по уровню значительно превышают сигнал и проникают на выход РПУ из-за нелинейных свойств каскадов РПУ.



Рис. 2.8. Классификация каналов приема РПУ

Соседние каналы и мультипликативные каналы имеются в любом РПУ, независимо от структурной схемы его построения.

Существенным недостатком супергетеродинных приемников (СПП) является наличие дополнительных побочных каналов приема помех. **Побочными каналами приема** называются полосы частот, равные ширине полосы пропускания приемника Π_f , не совпадающие с основным каналом, в которых возможен прием мешающих сигналов вследствие их взаимодействия с напряжением гетеродина или с его гармониками.

Их происхождение обусловлено тем, что при данной частоте гетеродина колебания с промежуточной частотой в преобразователе могут быть получены при воздействии сигналов различных частот. Это показано на рис. 2.9.

Если на вход преобразователя частоты воздействует помеховое колебание с частотой $f_n = f_{пр}$, то ПЧ не меняет его спектрального состава и, следовательно, такое колебание пройдет через ТПЧ на выход приемника и создаст помеху для принимаемой полезной информации. Такой канал носит название *канала приема на промежуточной частоте (канала прямого прохождения)*. Подавление такой помехи обеспечивают сужением АЧХ преселектора, уменьшением

$f_{\text{пр}}$ и использованием во входной цепи режекторных фильтров, настроенных на промежуточную частоту.

Поскольку $f_{\text{пр}}$ в СГП, как правило, неизменна, то и режекторный фильтр имеет фиксированную настройку.

Другой побочный канал носит название *зеркального* или *симметричного канала*. Принцип формирования зеркального канала представлен на рис. 2.10.

Частота $f_{\text{зк}}$ зеркального канала отличается от частоты f_c сигнала на удвоенное значение промежуточной частоты $2f_{\text{пр}}$ и расположена симметрично (зеркально) относительно частоты гетеродина f_{Γ} :

$$f_{\text{зк}} = f_c + 2f_{\text{пр}} \text{ при } f_{\Gamma} > f_c \text{ (верхняя настройка гетеродина);}$$

$$f_{\text{зк}} = f_c - 2f_{\text{пр}} \text{ при } f_{\Gamma} < f_c \text{ (нижняя настройка гетеродина).}$$

При перестройке РПУ $f_{\text{зк}}$ также изменяется, что на рис. 2.9 иллюстрируется связкой f_c и $f_{\text{зк}} = f_{\text{сз}}$.

Зеркальная помеха преобразуется так же, как и сигнал, в колебание промежуточной частоты $f_{\text{пр}}$, т.е. приемник оказывается настроенным на две частоты f_c и $f_{\text{зк}}$.

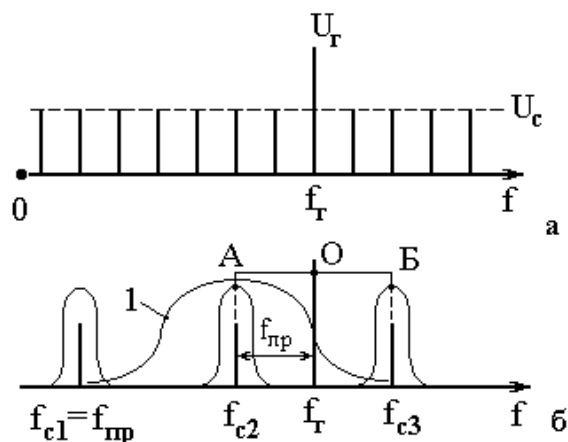


Рис. 2.9. Формирование канала приема на промежуточной частоте

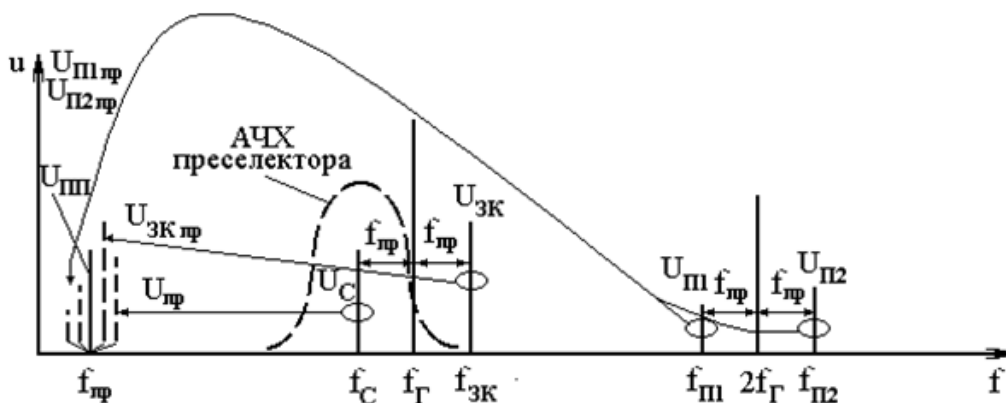


Рис. 2.10. Формирование зеркального канала приема

Ослабление помех по зеркальному каналу возможно только с помощью избирательных систем, включенных до преобразователя частоты, т.е. во входной цепи и УВЧ, образующих преселектор супергетеродинного РПУ. Этот термин означает, что в ТРЧ СГП осуществляется предварительная частотная избирательность сигнала, в отличие от основной избирательности, обеспечиваемой в ТПЧ. Степень подавления помех на зеркальной частоте можно повысить путем увеличения $f_{\text{пр}}$, однако это может привести к недопустимому расширению полосы пропускания УПЧ и ухудшению избирательности приемника.

Повышения избирательности современных РПУ добиваются применением в СГП многократного преобразования частоты, однако это приводит к существенному увеличению числа побочных каналов приема.

Существенное влияние на избирательность и помехоустойчивость РПУ оказывают нелинейные свойства элементов ВЧТ. Следствием усиления и преобразования сигнала в каскадах с нелинейными активными приборами (АП) являются нелинейные искажения сигнала – появление новых гармоник. Воздействие на вход РПУ мощных помех может привести к их прохождению на выход или к ухудшению характеристик РПУ вследствие проявления нелинейности характеристик первого АП, даже при существенном различии $f_{\text{п}}$ и $f_{\text{с}}$ (внеполосные помехи) [2, 3].

2.5. ОПТИМАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ВЫДЕЛЕНИЯ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА ИЗ ПОМЕХ

К помехам, искажающим принимаемые сообщения, относят:

- электромагнитные поля, принимаемые наряду с полем полезного сигнала (внешние помехи);
- случайные электрические колебания в цепях приемника (внутренние помехи);
- случайные изменения параметров канала передачи сообщений, вызывающие искажения сообщения.

Обработка сигнала, направленная на уменьшение вредного влияния помех, носит название фильтрации. При фильтрации используется различие в характеристиках сигнала и помехи. Качество фильтрации оценивается критерием качества, который позволяет выбрать лучший способ фильтрации.

Приемник, который при заданных характеристиках помех лучшим образом решает данную задачу, называют оптимальным [10].

2.5.1. Обзор методов оптимальной фильтрации в радиоприемных устройствах

Задачи, решаемые приемником, можно условно разделить на следующие:

- обнаружение сигналов;
- оценка постоянных параметров сигналов;
- оценка изменяющихся параметров сигналов;
- разрешение сигналов;
- предсказание сигналов.

Для решения задачи фильтрации необходимо знать:

- характеристики принимаемых сигналов;
- критерий качества фильтрации.

Сигнал, принятый приемником, носит случайный характер. Поэтому, решая задачу фильтрации, используют статистические характеристики сигналов, включающие статистику информативных параметров λ , которые можно отождествлять с переданным сообщением, и статистику помех $n(t)$.

В простейшем случае модель принимаемого сигнала выглядит так:

$$\xi(t) = S(t, \lambda) + n(t),$$

где $S(t, \lambda)$ – передаваемый сигнал; $n(t)$ – аддитивная (т.е. суммируемая) помеха; λ – информативный параметр, который в общем случае может быть многомерным (векторным) случайным процессом, представленным случайной функцией времени (или другой координаты), заданной на интервале наблюдения сигнала.

Критерий качества обычно выражают математическим ожиданием (средним) выбранной функции $r(\lambda^*, \lambda)$, зависящей от переданного сообщения λ и сообщения λ^* , полученного на выходе приемника. Усреднение производится по всем возможным сообщениям, составляющим множество Λ .

В статистической теории связи показано, что действие оптимального приемника заключается в определении минимума функции:

$$\varphi_{\xi}(\lambda^*) = \int_{\Lambda} r(\lambda^*, \lambda) p(\lambda) p(\xi/\lambda) d\lambda,$$

где $p(\lambda)$ – функция, показывающая распределение вероятности передачи сообщения λ (априорная плотность вероятности λ); $p(\xi/\lambda)$ – функция правдоподобия, показывающая распределение вероятности приема ξ при передаче сообщения λ (априорная условная плотность вероятности).

При реализации такого приемника возникают следующие проблемы:

- функция $p(\lambda)$ обычно не определена. В этом случае считают ее постоянной ($p(\lambda) = \text{const}$), определяя допустимые пределы этого предположения;
- аналитическое выражение функции правдоподобия в большинстве реальных случаев найти нельзя, поэтому делают различные допущения, идеализирующие действительные условия работы приемника;
- выбор функции потерь не имеет однозначной аргументации. Руководствуются представлением о нежелательности тех или иных ошибок и необходимостью получить аналитическое выражение для математической модели приемника (функция $\varphi_{\xi}(\lambda^*)$). Например, часто пользуются квадратичной функцией ошибки $r = (\lambda^* - \lambda)^2$;
- в большинстве случаев найденную математическую модель не удается реализовать.

Одно из наиболее распространенных допущений заключается в представлении помехи в виде белого шума. Белым шумом называются случайные флуктуации, которые характеризуются тем, что их значения в любые два несовпадающих, но сколь угодно близких момента времени являются независимыми. В природе таких флуктуаций не бывает, т.е. белый шум является абстракцией, предельной моделью реально существующих процессов.

В этом случае аналитическая модель оптимального приемника может быть представлена функцией

$$q(\lambda_T) = \frac{2}{N_0} \int_{t_0}^{t_0+T} \xi(t) S(t, \lambda_T) dt, \quad (2.1)$$

где T – интервал, на котором производится наблюдение сигнала; N_0 – постоянная, характеризующая шум (спектральная плотность шума).

Функция $q(\lambda_T)$ носит название корректирующего интеграла.

Принятым считается сообщение λ_T^* , соответствующее максимальному значению $q(\lambda_T)$.

Реализация такой модели может идти по двум направлениям.

Первое заключается в использовании активного корреляционного фильтра, под которым подразумевается устройство, производящее перемножение предполагаемого образца переданного сигнала $S(t, \lambda_T)$ с принятым сигналом $\xi(t)$ и последующее интегрирование произведения.

Второе направление предполагает использование пассивных фильтров с импульсной характеристикой $S[(T - t), \lambda_T]$, повторяющей форму предполагаемого сигнала. Такой фильтр называют согласованным. Его АЧХ с точностью до постоянного множителя повторяет амплитудный спектр образца сигнала.

В том и другом случае над сигналом производятся линейные операции, поэтому такой фильтр называют линейным. При сделанном допущении в отношении шума образцы сигнала необязательно задавать временными зависимостями; они могут быть представлены в виде спектральных функций. Приемник является многоканальной схемой. При реализации такого устройства встречаются с техническими проблемами, разрешить которые трудно или вообще невозможно.

Большие возможности дает допущение, заключающееся в представлении информационного параметра (сообщения) в виде случайного процесса (марковского), описываемого уравнением, называемым уравнением состояния:

$$\frac{d\lambda}{dt} + \alpha\lambda = n_1(t), \quad (2.2)$$

где α – параметр процесса; $n_1(t)$ – случайная зависимость, определяющая случайный характер изменения λ .

Такое представление передаваемого сообщения позволяет от оценки функции $\lambda(t)$, заданной на некотором временном интервале, перейти к оценке мгновенных значений параметра λ_T :

$$kp(\lambda)p(\xi/\lambda) = p(\lambda / \xi) = p(\lambda_t/\xi_t),$$

где k – постоянная; $p(\lambda_t/\xi_t)$ – функция, показывающая распределение вероятности передачи сообщения λ_t , если принять сигнал ξ_t (апостериорная плотность вероятности).

Функция $p(\lambda_t/\xi_t)$ аналитически задается дифференциальным уравнением, вид которого определяется характеристиками процесса $\lambda(t)$ и мгновенным значением сигнала ξ_t .

Реализация модели может быть следящим устройством, в котором сигнал на выходе λ_T^* отслеживает параметр λ_{\max} , соответствующий максимуму функции $p(\lambda_t/\xi_t)$.

При предположении, что функция $p(\lambda_t/\xi_t)$ имеет гауссову форму, удастся найти реализацию модели приемников, построенных для различных практически важных случаев.

Изложенная методика позволяет построить модель приемника также в том случае, когда уравнение состояния нелинейно, и, кроме того, информационный параметр нелинейно связан с функцией, описывающей передаваемый сигнал [9, 10].

2.5.2. Квазиоптимальные линейные фильтры, выбор параметров

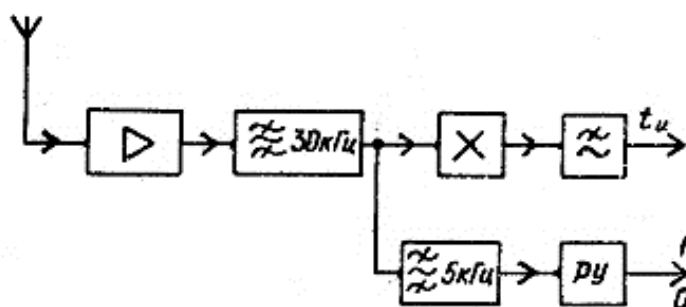
Так как далеко не всегда удастся создать оптимальные фильтры, рассчитанные на работу приемника в реальных условиях, используют квазиоптимальные фильтры. Отступление от оптимальности может заключаться в замене тех или иных зависимостей, характеризующих сигнал и шум, более простыми. Оптимизируются отдельно высокочастотный и низкочастотный тракты. Упрощается модель приемного устройства.

Обычно применяется квазиоптимальная обработка в ВЧТ приемника. Так как при не белом, малом по уровню шуме на входе детектора характеристики шума на его выходе примерно такие же, как и при приеме на фоне белого шума, то одновременно с квазиоптимальной обработкой в ВЧТ может применяться оптимальная обработка в низкочастотном тракте (НЧТ) (рис. 2.11).

Энергетический проигрыш в такой системе оценивается в 1...2 дБ по сравнению с оптимальным приемом. Без оптимальной обработки в НЧТ проигрыш составит 4...5 дБ.

В качестве додетекторных оптимальных и квазиоптимальных фильтров используют пассивные линейные фильтры. Выбор характеристик фильтра основан на анализе решаемых задач и предполагаемого характера шума.

При обнаружении импульсных сигналов на фоне белого шума оптимальным является согласованный фильтр. На выходе фильтра не сохраняется форма сигнала, но отношение сигнала к шуму больше, чем у любого другого фильтра. Синтезируя квазиоптимальный фильтр, задаются формой АЧХ, полосой пропускания и характером ФЧХ фильтра. При заданной форме АЧХ и заданной форме радиоимпульса отношение сигнала к шуму будет изменяться при изменении полосы пропускания. Фильтр с полосой пропускания, при которой отношение сигнала к шуму на его выходе максимально, называется фильтром, согласованным по полосе пропускания.



t_u - время прихода радиопульса ;
1,0 - наличие или отсутствие сигнала

Рис. 2.11. Совмещение квазиоптимальной обработки в ВЧТ с оптимальной в НЧТ

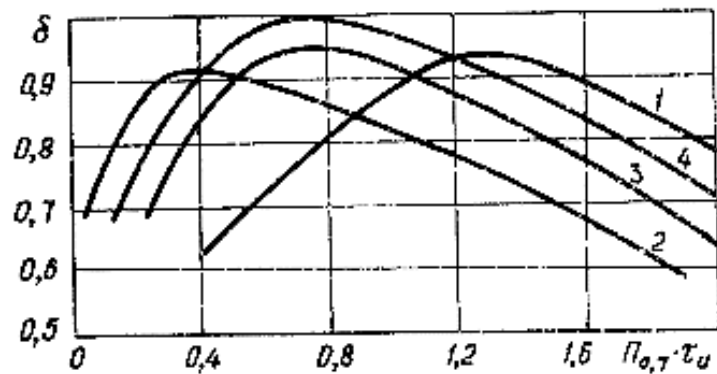


Рис. 2.12. Графики отношения сигнал/шум на выходе полосовых фильтров с различной АЧХ

На рисунке 2.12 представлены графики, показывающие изменение отношения сигнала к шуму на выходе полосовых фильтров с различной АЧХ при фильтрации различных по длительности радиоимпульсов прямоугольной и гауссовой (колокольной) формы без модуляции частоты заполнения. На рисунке:

τ_u — длительность импульса; δ — частное от деления отношения сигнала к шуму на выходе произвольного фильтра на отношение сигнала к шуму на выходе согласованного; $\Pi_{0,7}$ — ширина полосы пропускания фильтра на уровне 0,7.

График 1 построен для фильтра с прямоугольной АЧХ, график 2 — для одиночного резонансного колебательного контура, график 3 — для фильтра с гауссовой АЧХ (АЧХ колокольной формы), на которые действует прямоугольный радиоимпульс. График 4 построен также для фильтра с гауссовой АЧХ, но при воздействии радиоимпульса гауссовой формы.

Из графиков следует, что квазиоптимальные фильтры при согласовании по полосе позволяют получить достаточно близкое к согласованному значение отношения сигнала к шуму на выходе. При решении задач обнаружения импульсных сигналов полосу пропускания фильтра следует выбирать так, чтобы выполнялось соотношение

$$\Pi_{0,7} = \frac{0,4 \dots 1,5}{\tau_u}. \quad (2.3)$$

Однако при решении других задач выбор полосы пропускания фильтра определяется другим соотношением. Например, в бортовом приемнике навигационной разностно-дальномерной системы типа «Лоран-С» в различных каналах ВЧТ решаются задачи поиска радиоимпульсов (обнаружения) и определения их временного положения (оценки параметров). На приемник поступают радиоимпульсы длительностью $\tau_u = 5 \cdot 10^{-5}$ с. При решении задач обнаружения оптимальным является согласованный фильтр.

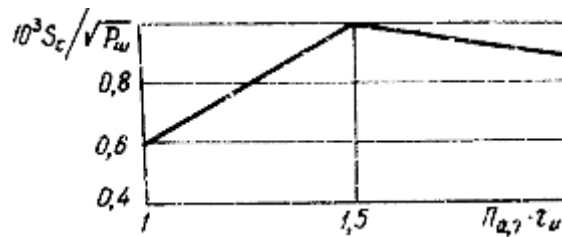


Рис. 2.13. Нормированная зависимость сигнал/шум от полосы пропускания фильтра

Для прямоугольного импульса близким к оптимальному является фильтр с гауссовой АЧХ и полосой пропускания (как это следует из графика 3 на рис. 2.12) $\Pi_{0,7} = 0,75/\tau_{и}$. В рассматриваемом случае оптимальная полоса пропускания фильтра должна быть $\Pi_{0,7} = 15$ кГц. Для более эффективной борьбы с сосредоточенными помехами полоса сужается. В приемнике «Лоран-С» в канале поиска полоса пропускания выбрана $\Pi_{0,7} = 5$ кГц.

При оценке временного положения радиоимпульса точность измерения выше, если больше отношение $S_c/\sqrt{P_{ш}}$ – крутизны огибающей сигнала к квадратному корню из мощности шума. Нормированная зависимость этого отношения от полосы фильтра показана на рис. 2.13 [10].

Из графика следует, что при оценке временного положения тех же радиоимпульсов приемник должен иметь полосу $\Pi_{0,7} \approx 30$ кГц.

2.5.3. Прием сигналов в присутствии помех, сосредоточенных по спектру или времени

Выше рассматривались вопросы приема сигналов на фоне аддитивного флюктуационного гауссовского шума, который неизбежен в любом случае. Однако обычно кроме этого шума на радиоприемник действуют и другие аддитивные помехи, вызываемые внешними источниками. Чаще всего эти помехи сосредоточены по спектру. Они могут быть также сосредоточенными по времени – импульсные помехи. Причиной возникновения импульсных помех могут являться различные искусственные и естественные процессы, кроме того, они могут создаваться средствами РЭП. Специально организованные помехи по спектральным и временным характеристикам практически не отличаются от импульсных радиосигналов. Индустриальные и атмосферные импульсные помехи представляют собой последовательность кратковременных электромагнитных колебаний со случайными параметрами. Измерения показывают, что в среднем длительность промышленных и атмосферных импульсных помех составляет единицы-десятки микросекунд, а спектр распространяется до сотен мегагерц. Таким образом, действие промышленных и атмосферных импульс-

ных помех заметно преимущественно в длинноволновых диапазонах. Реакция приемника на действие таких импульсов описывается собственными колебаниями, возникающими во входных цепях. Поэтому отдельные импульсы помехи вызывают реакцию на выходе приемника, аналогичную реакции на радиоимпульсы с несущей частотой, равной частоте настройки. Пиковые значения таких радиоимпульсов определяются амплитудой помехи, а форма огибающей – характеристиками избирательных цепей.

Защита приемника от действия сосредоточенных по спектру помех осуществляется путем применения избирательных цепей в высокочастотном тракте (до детектора). В качестве избирательных цепей обычно используются полосовые фильтры, такие же, как и для выделения сигнала на фоне флюктуационных помех. Но в рассматриваемом случае для успешного подавления помех АЧХ фильтров должна быть прямоугольной, а полоса пропускания – не шире такой, какая обеспечивала бы прием сигнала без частотных искажений. Следует заметить, что такие фильтры могут оказаться не самыми лучшими с точки зрения обнаружения импульсных сигналов. Часто в сочетании с полосовыми фильтрами используются заграждающие фильтры (режекторный фильтр, фильтр-пробка), подавляющие колебания в полосе частот помехи. Способность приемника ослабить сосредоточенную по частоте помеху определяет его избирательность.

Среди методов борьбы с импульсными помехами наиболее распространены:

- амплитудное ограничение высокочастотного сигнала;
- мгновенное запирающее действие приемника на время действия помехи;
- компенсация помехи.

При амплитудном ограничении порог ограничения выбирается сравнимым с амплитудой сигнала, поэтому после ограничения отношение амплитуд сигнала и помехи равно единице. За ограничителем ставят узкополосный фильтр, согласованный с сигналом по полосе, который значительно уменьшает энергию помехи ввиду того, что полоса ее спектра значительно шире (импульсная помеха) полосы спектра сигнала. Поэтому на выходе узкополосного фильтра отношение амплитуд сигнала и помехи увеличивается. Однако наличие нелинейного элемента (ограничителя) приводит к тому, что если на входе схемы действуют, кроме импульсной, другие помехи: сосредоточенные по частоте и широкополосные флюктуационные, то на выходе ограничителя появляются колебания с комбинационными частотами, попадающими в полосу узкополосного фильтра. Следовательно, надо фильтровать сигнал, поступающий

на вход ограничителя. Однако применение узкополосного фильтра на входе ограничителя приведет к затягиванию фронта и среза импульса помехи, т.е. к увеличению длительности помехи и уменьшению ее амплитуды и, следовательно, к уменьшению эффективности действия ограничителя и стоящего после него узкополосного фильтра. Поэтому перед ограничителем устанавливают широкополосный фильтр, полоса пропускания которого не менее чем в 2 – 4 раза шире полосы пропускания узкополосного фильтра. Такая схема, показанная на рис. 2.14, предложена в 1946 году академиком А. Н. Щукиным и получила название схемы ШОУ (широкополосный фильтр, ограничитель, узкополосный фильтр).

Для мгновенного запираания приемника на время существования импульсной помехи используются схемы быстродействующей автоматической регулировки усиления (БАРУ).

Схема, использующая метод компенсации импульсных помех, включает, как показано на рис. 2.15, два идентичных канала, полосы пропускания которых не перекрываются, так как один из каналов настроен на несущую частоту f_0 , а другой – на соседнюю с ней $f_0 + \Delta f$. Через первый канал проходит смесь сигнала и помехи, через второй – только помеха. Так как помеха имеет широкую полосу, то интенсивность ее на выходе того и другого канала одинакова, поэтому, если после детектирования произвести вычитание выходных эффектов канала, помеха будет компенсирована.

Детектирование является необходимым, потому что вследствие различных настроек контура колебания на выходах фильтров, вызванные помехой, имеют разные частоты.

К недостатку метода компенсации следует отнести то, что наличие второго канала приводит к двукратному увеличению мощности флюктуационного шума и вероятности воздействия помех, сосредоточенных по спектру [10].

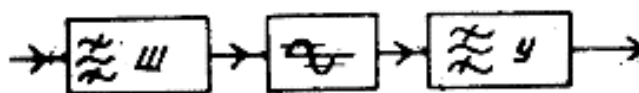


Рис. 2.14. Схема ШОУ

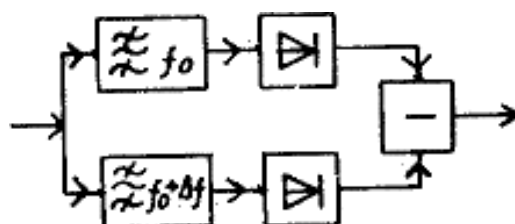


Рис. 2.15. Схема компенсации импульсных помех

2.6. ВЫБОР ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ И ПРОМЕЖУТОЧНЫХ ЧАСТОТ В СУПЕРГЕТЕРОДИННОМ ПРИЕМНИКЕ

Полоса пропускания СГП определяется самым узкополосным каскадом ВЧТ – трактом промежуточной частоты. Однако это не означает, что полоса пропускания тракта радиочастоты $\Pi_{\text{трч}}$ может быть слишком широкой, так как расширение $\Pi_{\text{трч}}$ может привести к снижению помехоустойчивости приемника вследствие приема помех по неосновным каналам.

Радиоприемные устройства должны обеспечивать прием полезного сигнала на любой частоте рабочего диапазона без подстройки частоты и поиска сигнала. Для выполнения этого условия ширина полосы пропускания выбирается с некоторым запасом, учитывающим возможные нестабильности и несовпадение частот передатчика и приемника, влияние их взаимного перемещения на частоту сигнала и др. При этом требуемая полоса пропускания приемника определяется соотношением

$$\Pi_f = \Pi_{\text{вчт}} = \Pi_c + \Delta f_{\text{д max}} + \Pi_{\text{нс}}, \quad (2.1)$$

где Π_c – ширина спектра радиосигнала; $\Delta f_{\text{д max}}$ – максимальный доплеровский сдвиг частоты; $\Pi_{\text{нс}}$ – запас полосы пропускания, учитывающий нестабильности и неточности настройки частот приемника и передатчика.

Промежуточная частота должна отвечать следующим условиям:

– быть вне диапазона рабочих частот и отстоять возможно дальше от его границ, что улучшает подавление $\sigma_{\text{пр}}$ помех на промежуточной частоте.

Выбор величины $f_{\text{пр}}$ зависит от настройки гетеродина:

при $f_{\text{г}} > f_c$ (верхняя настройка): $f_{\text{пр}} \geq (3 \dots 5)f_{c \text{ max}}$;

при $f_{\text{г}} < f_c$ (нижняя настройка): $f_{\text{пр}} \leq (0,1 \dots 0,2)f_{c \text{ min}}$;

– обеспечивать заданное ослабление σ_3 зеркального канала, что выполняется при увеличении промежуточной частоты;

– быть по возможности меньшей, чтобы обеспечивать необходимые полосу пропускания Π_f , избирательность σ_c по соседнему каналу и усиление приемника при наиболее простых и дешевых активных приборах и избирательных системах. Но для получения надежной фильтрации сигнала промежуточной частоты на выходе детектора величина ее должна быть выше максимальной частоты модуляции в 10 раз: $f_{\text{пр}} \geq 10 F_{\text{max}}$;

– в приемниках импульсных сигналов обеспечивается лучшее воспроизведение формы и сохранение длительности импульсов τ при выборе достаточно высокой ПЧ $f_{\text{пр}} > (10 \dots 20)/\tau$.

Для профессиональных приемников стандартных значений промежуточной частоты не установлено, но определены диапазоны, в которых она может выбираться: 110...115, 125...130, 210...215, 460...465, 490...510, 720...750, 901...930 кГц; 1,5...1,6, 2,0...2,2, 3 МГц. В радиолокационных приемниках, кроме того, часто используют в качестве промежуточных частоты 6,5; 30; 60, 100 МГц.

При использовании нескольких понижающих преобразований частоты побочные каналы (зеркальный и на промежуточной частоте) ослабляются в ТПЧ, предшествующем преобразованию, при котором этот канал возникает. Если в каждом ТПЧ ослабление помех по побочным каналам приема обеспечивается m колебательными контурами с одинаковыми добротностями Q_k , требуемое число k преобразований частоты можно оценить по формуле

$$k = \frac{\lg(f_{c\max}/Q_k \Pi_f)}{(4Q_k/\sigma_3^{1/m})}, \quad (2.2)$$

где σ_3 – требуемое ослабление зеркальных каналов приема (в раз) [6, 7].

3. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

3.1. НАЗНАЧЕНИЕ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ И ИХ ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Входной цепью радиоприемника называется пассивная линейная цепь (или волноводная система), которая соединяет выход антенны со входом первого активного прибора (УРЧ, смесителя или детектора). Под активным прибором (АП) в дальнейшем: будем подразумевать усиливающий или преобразующий прибор, например электронную лампу, транзистор, диод, лампу бегущей волны (ЛБВ) и другие элементы подобного назначения.

Основное назначение входной цепи – обеспечить возможно лучшую передачу энергии полезного сигнала от антенны. Под возможно лучшей передачей сигнала подразумевается обеспечение:

- максимума сигнала на входе АП, что позволяет уменьшить коэффициент шума приемника;
- минимума помех на входе АП, что позволяет улучшить чувствительность и уменьшить проявление нелинейных эффектов в приемнике;
- постоянства характеристик приемника при перестройке.

По своей структуре ВЦ представляет собой пассивный четырехполюсник, содержащий резонансную систему и элементы связи резонансной системы с антенной и с первым каскадом приемника. Структурное расположение ВЦ в приемном устройстве представлено на рис. 3.1.

В антенне наводится ЭДС полезного сигнала $E_A = \varepsilon h_d$, где ε – напряженность электрической составляющей поля сигнала в месте приема, h_d – действующая высота антенны. На выходе антенны действует полезный сигнал U_A , который вместе с помехами через элемент связи 1 поступает в резонансную систему (колебательный контур).



Рис. 3.1. Состав и расположение ВЦ в приемном устройстве

Так как резонансная система настроена на частоту принимаемого сигнала, то в ней осуществляется частотная избирательность – выделение сигнала из помех. Затем сигнал через элемент связи 2 поступает на первый каскад, создавая на его входном сопротивлении падение напряжения $U_{вх1}$. Элемент связи 1 обеспечивает согласование антенны со входом приемника, а элемент связи 2 – согласование резонансного сопротивления колебательного контура с входным сопротивлением первого каскада, приемника. Следовательно, по своему принципу действия ВЦ представляет собой *согласующий трансформатор* сопротивления антенны и входного сопротивления первого каскада. Согласование этих сопротивлений обеспечивает поступление наибольшей мощности принимаемого сигнала от антенны на вход первого каскада. Кроме того, элементы связи ослабляют влияние антенны и входного сопротивления первого каскада на настройку и добротность резонансной системы, а, следовательно, и на избирательные свойства ВЦ [3].

Классификация ВЦ осуществляется в основном по двум признакам: по числу колебательных контуров резонансной системы и по виду связи резонансной системы с антенной и первым каскадом РПУ.

Наибольшее распространение получили ВЦ с одним колебательным контуром (*одноконтурные ВЦ*). *Двухконтурные и многоконтурные ВЦ*, образованные системами связанных контуров (полосовыми фильтрами), применяются при специальных повышенных требованиях к частотной избирательности [8].

Различают ВЦ с *непосредственной, емкостной, индуктивной и комбинированной* видами связи. Индуктивная связь бывает двух видов – трансформаторная и автотрансформаторная. На рисунке 3.2 представлены схемы ВЦ с различными видами связи.

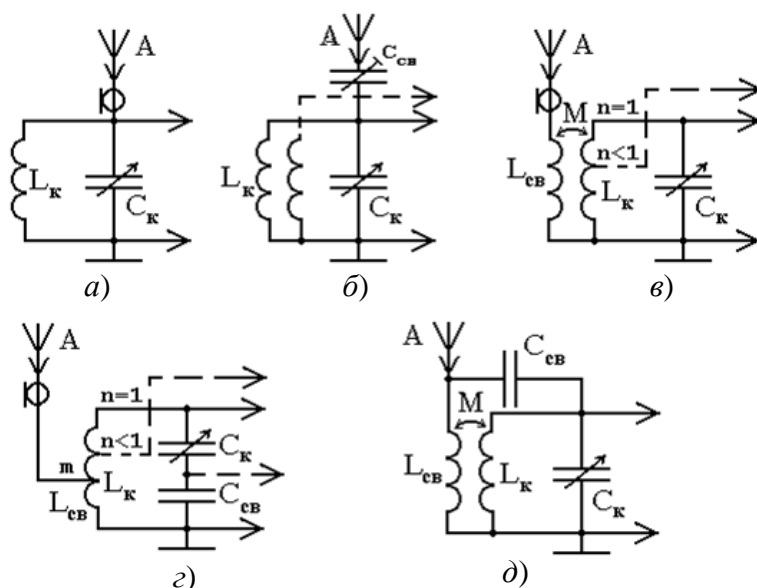


Рис. 3.2. Схемы ВЦ с различными видами связи

По характеру используемой антенны различают ВЦ, работающие с настроенной и ненастроенной антенной. Выбор вида связи зависит в основном от настройки антенны и диапазона рабочих частот приемника.

При простейшей *непосредственной связи*, представленной на рис. 3.2, а, элемент связи вообще отсутствует. Из-за сильного влияния антенны на резонансную систему такая связь применяется редко.

Емкостная связь, представленная на рис. 3.2, б, также достаточно проста в конструктивном исполнении. Конденсатор связи $C_{св}$ обеспечивает слабую связь антенны с колебательным контуром. Этим достигается малое влияние антенны на контур и относительное постоянство характеристик ВЦ при работе приемника с различными антеннами, но снижается эффективность передачи мощности сигнала от антенны к первому каскаду, что ухудшает чувствительность приемника.

Кроме того, при такой связи наблюдается значительное непостоянство характеристик ВЦ в диапазоне рабочих частот. Применяется данный вид связи с антенной наиболее часто в диапазоне гектометровых и декаметровых волн.

Индуктивная связь широко применяется при работе с настроенными антеннами в диапазоне декаметровых, метровых и более коротких волн.

Индуктивная трансформаторная связь, представленная на рис. 3.3, позволяет использовать несимметричные (рис. 3.2, в) и симметричные (рис. 3.3) антенны. При работе с симметричными антеннами трансформаторная связь позволяет использовать несимметричные и симметричные приемные фидеры (рис. 3.3). В последнем случае один конец катушки связи, подключаемой к выходу несимметричного фидера, заземляют вместе с его оплеткой (рис. 3.3, б). При симметричном фидере (рис. 3.3, а) такая связь позволяет сделать вход приемника симметричным, что необходимо для устранения антенного эффекта неэкранированного фидера.

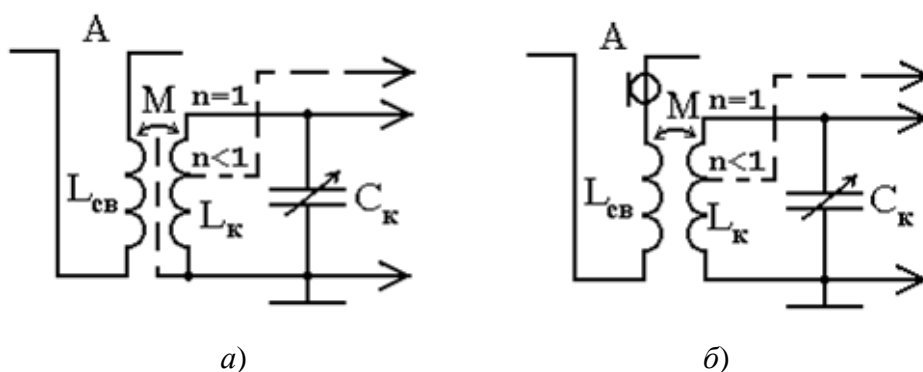


Рис. 3.3. Индуктивная связь

Сущность *антенного эффекта* состоит в следующем. Настроенные антенны обладают острой диаграммой направленности. Если в качестве фидера используется неэкранированная двухпроводная линия, то наряду с приемом сигнала антенной в соответствии с ее диаграммой направленности будет приниматься паразитный сигнал линией как элементом, обладающим всенаправленностью. Причем вследствие эквипотенциальности обоих проводов линии токи, наводимые в проводах паразитным сигналом, не будут создавать падения напряжения на выходах катушки связи, но паразитный сигнал все же попадает в колебательный контур и на вход первого каскада через паразитную емкостную связь между катушками. Тем самым искажается диаграмма направленности антенны. Для устранения этого эффекта применяют электростатический экран в виде изолированных проводников, соединенных одним концом вместе и заземленных. Такой экран практически прозрачен для магнитной связи, но сильно ослабляет паразитную емкостную связь между катушками [8].

Индуктивная автотрансформаторная связь применяется при коаксиальном кабеле (несимметричном фидере) и обеспечивает работу как с несимметричными (рис. 3.2, *з*), так и с симметричными настроенными антеннами. Этот вид связи получил на практике наибольшее распространение.

Комбинированная связь (рис. 3.2, *д*) обеспечивает достаточно эффективную передачу мощности сигнала от антенны и практически постоянные характеристики ВЦ во всем диапазоне рабочих частот. Однако частотная избирательность ВЦ при такой связи хуже, чем у рассмотренных выше.

Неполное подключение входа первого каскада приемника к колебательному контуру ВЦ ослабляет влияние входного сопротивления первого каскада на резонансную систему. Особенно это важно при построении первых каскадов на биполярных транзисторах, так как их малое входное сопротивление заметно шунтирует колебательный контур, уменьшая его добротность и расширяя полосу пропускания. Неполное подключение осуществляется с помощью автотрансформаторной связи (рис. 3.2, *в* и *з*, штриховые линии), с помощью емкостного делителя $C_k - C_{св}$ (рис. 3.2, *г*, штрихпунктирные линии) или трансформаторной связи (рис. 3.2, *б*, штриховые линии). При использовании в первом каскаде электронных ламп или полевых транзисторов обычно применяется полное подключение колебательного контура. Это обусловлено большими входными сопротивлениями таких приборов и, следовательно, пренебрежимо малым их влиянием на характеристики колебательного контура.

Очень часто во ВЦ СГП для подавления помехи прямого прохождения, имеющей частоту, равную промежуточной частоте приемника $f_{\text{пр}}$, используют специальные фильтры, настроенные на $f_{\text{пр}}$. На рисунке 3.4 представлены схемные решения построения фильтра-пробки и режекторного фильтра во входных цепях приемного устройства [7].

На рисунке 3.4, б изображен *фильтр-пробка* (ФП) в виде параллельного колебательного контура и график его полного сопротивления, которое на частоте $f_{\text{пр}}$ достигает максимального значения и становится чисто активным. Тем самым сигналы с частотой, равной $f_{\text{пр}}$, выделяются на ФП и практически не создают падения напряжения на $L_{\text{св}}$.

На рисунке 3.4, в и г изображен *режекторный фильтр* (РФ) в виде последовательного колебательного контура и график его полного сопротивления, которое на частоте $f_{\text{пр}}$ становится минимальным и равным сопротивлению потерь фильтра $R_{\text{ф}}$. Для сигналов с частотой $f_{\text{пр}}$ антенна оказывается закороченной на корпус и на катушке связи также не создается падение напряжения помехи прямого прохождения.

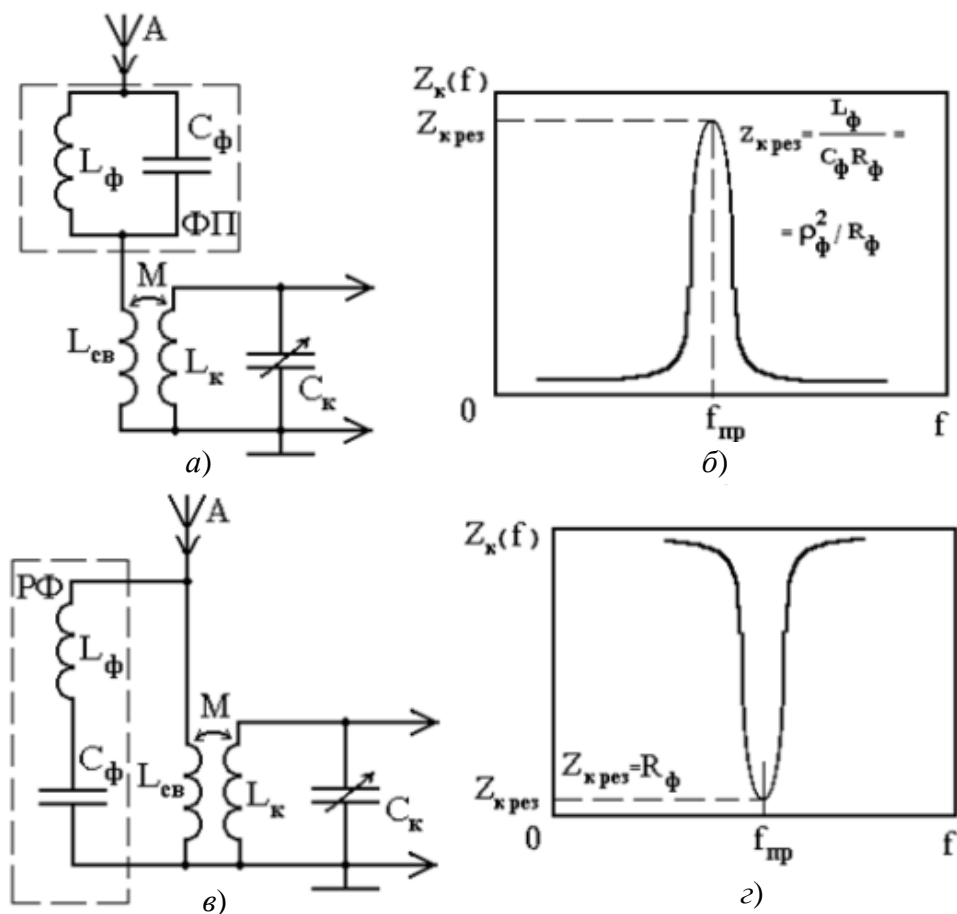


Рис. 3.4. Схемные решения построения фильтра-пробки и режекторного фильтра во входных цепях приемного устройства

Входные цепи характеризуются следующими основными параметрами и характеристиками.

Коэффициент передачи напряжения, который определяется как отношение амплитуды напряжения сигнала на входе УРЧ, смесителя или детектора к э.д.с. сигнала в антенне $K_{\text{вц}} = \dot{U}_{\text{вц}} / \dot{E}_A$. Коэффициент передачи K_0 на частоте настройки f_0 приемника называют резонансным. Пользуются также коэффициентом передачи мощности $K_{\text{Р вц}} = P_{\text{вц}} / P_{\text{афу}}$, где $P_{\text{афу}}$ – мощность на выходе антенно-фидерного устройства [9].

Избирательность входной цепи, которая определяется формой и шириной ее АЧХ.

Диапазон рабочих частот, определяемый частотами перестройки входной цепи, в пределах которой ее показатели не должны заметно изменяться. Коэффициентом перекрытия диапазона называют отношение максимальной частоты настройки к минимальной

$$k_{\text{д}} = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}}.$$

Коэффициент шума входной цепи, который определяется выражением

$$\text{Ш}_{\text{вц}} \cong \frac{1}{K_{\text{Р вц}}}.$$

Постоянство параметров входной цепи при изменении параметров антенны.

Входные цепи классифицируются по различным признакам, среди которых наиболее существенными можно считать:

- вид избирательной цепи: одноконтурные, многоконтурные, со специальными полосовыми фильтрами;
- вид связи избирательной цепи с антенной и входом первого активного прибора: индуктивная, емкостная. Иногда обращается внимание на конструктивное выполнение резонансных элементов избирательной цепи: контуры с сосредоточенными параметрами, резонаторы (коаксиальные, полосковые, объемные) [9].

3.2. АНТЕННА КАК ИСТОЧНИК СИГНАЛА

Выбор параметров и схемы входной цепи определяются преимущественно электрическими характеристиками антенно-фидерного устройства (АФУ) как источника сигнала. АФУ радиоприемника можно представить в виде эквивалентного генератора э.д.с. \dot{E}_A , или тока \dot{I}_A , как показано на рис. 3.5.

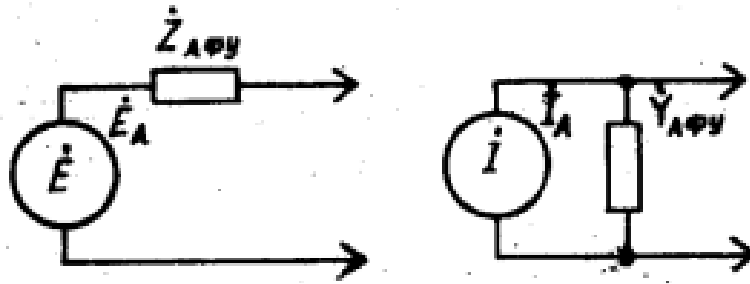


Рис. 3.5. Эквивалентная схема АФУ

Внутреннее сопротивление генератора э.д.с. в общем случае содержит активную и реактивную составляющие $\dot{Z}_{АФУ} = R_{АФУ} + jX_{АФУ}$. Согласно теореме взаимности $R_{АФУ} = R_{\Sigma} + R_{П,АФУ}$, где R_{Σ} и $R_{П,АФУ}$ – сопротивления излучения антенны и потерь в антенно-фидерном устройстве и устройствах связи; $R_{П,АФУ} = R_{П,А} + R_{П,св}$; $X_{АФУ} = X_A + X_{св}$.

Электродвижущая сила антенны $\dot{E}_A = l_d \dot{\epsilon}_A$, где $\dot{\epsilon}_A$ – составляющая вектора электрической напряженности поля радиосигнала, соответствующая ориентации антенны; l_d – действующая длина приемной антенны, равная действующей длине той же антенны в режиме излучения.

Параметры эквивалентного генератора тока определяются выражением $\dot{I}_A = \dot{E}_A \dot{Y}_{АФУ}$, где полная проводимость

$$\dot{Y}_{АФУ} = \dot{Z}_{АФУ}^{-1} = \left(R_{АФУ} / |\dot{Z}_{АФУ}|^2 \right) - j \left(X_{АФУ} / |\dot{Z}_{АФУ}|^2 \right) = G_{АФУ} + jB_{АФУ}.$$

Приемные антенны подразделяют на настроенные и ненастроенные. У настроенных антенн на частоте настройки приемника реактивная составляющая сопротивления равна нулю ($X_A = 0$).

Применение настроенных антенн ограничивается следующими обстоятельствами: во-первых, размерами антенны, которые должны быть соизмеримы с длиной волны, что не всегда удается выполнить для авиационных устройств; во-вторых, требованиями сохранения соотношения $X_A \approx 0$ в пределах рабочего диапазона приемника. Поэтому настроенные антенны в авиационных устройствах применяются только в диапазонах метровых и более коротких волн.

Электрическая цепь антенно-фидерного устройства на частотах, близких к собственной частоте антенны ($f < (1,6...1,8)f_{0A}$), хорошо моделируется последовательным колебательным контуром с сосредоточенными параметрами $R_{АФУ}$, $L_{АФУ}$ и $C_{АФУ}$.

Ненастроенные антенны обычно применяются в авиационных системах, работающих в диапазонах декаметровых и более длинных волн. Значительное отличие параметров антенны в этом диапазоне от резонансных обусловлено

большими значениями коэффициента перекрытия диапазона ($k_d \approx 10$), узкими полосами пропускания антенно-фидерных устройств ($\Pi_{АФУ} = d_{АФУ} f_{АФУ}$) и тем, что размеры бортовых антенн в этом диапазоне оказываются меньше длины волны. Сопротивление антенно-фидерного устройства в области низких частот носит емкостный характер [10].

3.3. АНАЛИЗ ОДНОКОНТУРНОЙ ВХОДНОЙ ЦЕПИ

Общий анализ характеристик входной цепи проведем, рассматривая одноконтурную цепь.

Для различных одноконтурных входных цепей характерно то, что входная цепь и антенна образуют систему двух связанных контуров, которые отличаются только способами связи. Индуктивная связь может быть трансформаторной, как показано на рис. 3.6, а, и автотрансформаторной, как на рис. 3.6, б. Емкостная связь может быть внешней (рис. 3.7, а) и внутренней (рис. 3.7, б).

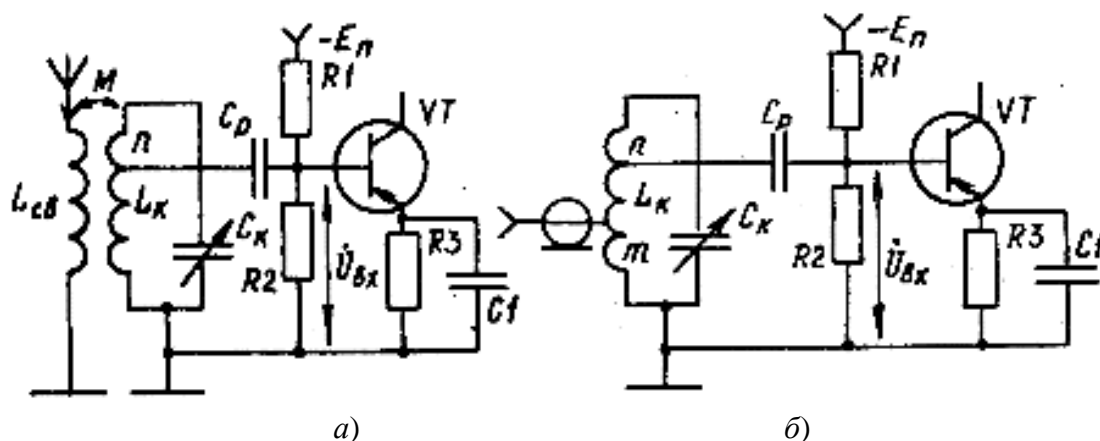


Рис. 3.6. Индуктивная связь антенны и ВЦ

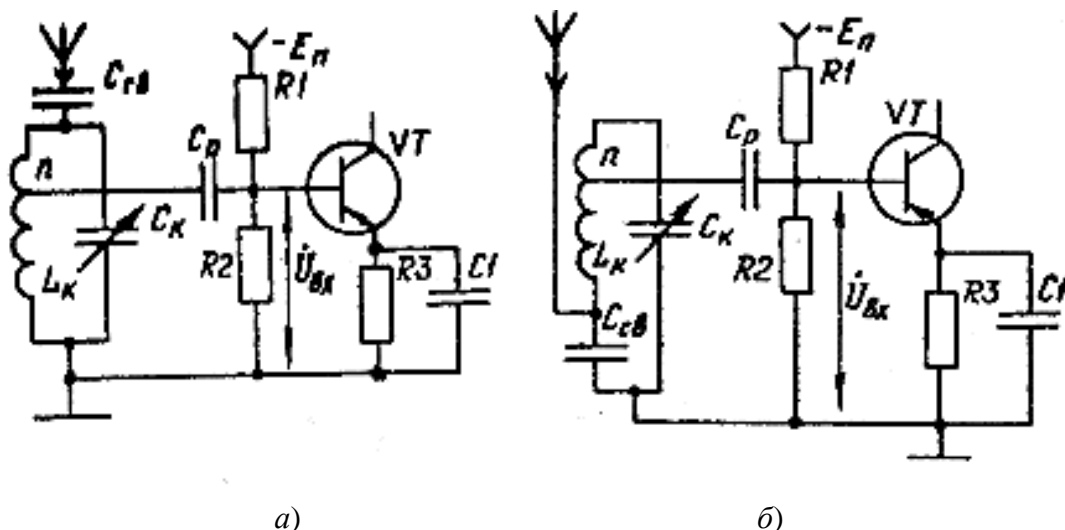


Рис. 3.7. Емкостная связь антенны и ВЦ

Эквивалентная схема одноконтурной ВЦ

Вид связи контура ВЦ с антенной и со входом первого активного прибора приемника не влияет на общие соотношения, характеризующие ее работу, поэтому для вывода таких соотношений можно рассмотреть эквивалентную схему, представленную на рис. 3.8, соответствующую двойному автотрансформаторному включению контура.

На рисунке представлены: эквивалентный генератор тока $\dot{I}_A = \dot{E}_A / \dot{Z}_{АФУ}$ с комплексной внутренней проводимостью $\dot{Y}_{АФУ} = G_{АФУ} + jB_{АФУ}$, а также проводимость входа АП $\dot{Y}_{ВХ} = G_{ВХ} + jB_{ВХ}$. Связь между АФУ, контуром и входом АП характеризуется коэффициентами трансформации $m = \dot{U}_1 / \dot{U}_K$ и $n = \dot{U}_{ВХ} / \dot{U}_K$, где \dot{U}_1 – напряжение на выходе АФУ; $\dot{U}_{ВХ}$ – напряжение на входе АП; \dot{U}_K – напряжение на резонансном контуре; L_K и C_K – индуктивность и емкость контура; $G_{OK} = d_K / \rho_K$ – активная проводимость контура, причем d_K – затухание и $\rho_K = \sqrt{L_K / C_K}$ – волновое сопротивление контура. Известно, что $G_{OK} = 1 / R_{OK} = r_{\Pi} / \rho_R^2$, где r_{Π} – активное сопротивление потерь, обусловленное преимущественно потерями в индуктивности.

Для анализа характеристик ВЦ удобно, пользуясь коэффициентами трансформации, пересчитать все элементы схемы (рис. 3.8) к резонансному контуру, как показано на рис. 3.9. Если потерями при трансформации можно пренебречь, то

$$\dot{I}'_A = m \dot{I}_A; \quad \dot{G}'_{АФУ} = m^2 \dot{G}_{АФУ}; \quad \dot{B}'_{АФУ} = m^2 \dot{B}_{АФУ}; \quad \dot{G}'_{ВХ} = n^2 \dot{G}_{ВХ}; \quad \dot{B}'_{ВХ} = n^2 \dot{B}_{ВХ}.$$

Объединим все проводимости в эквивалентные $G_{OЭ} = G_{OK} + \dot{G}'_{АФУ} + \dot{G}'_{ВХ}$ и $B_{Э} = \omega C_K - 1 / \omega L_K + \dot{B}'_{АФУ} + \dot{B}'_{ВХ} = \omega C_{Э} - 1 / \omega L_{Э}$, где $C_{Э}$ и $L_{Э}$ – эквивалентные емкость и индуктивность цепи, показанные на рис. 3.10.

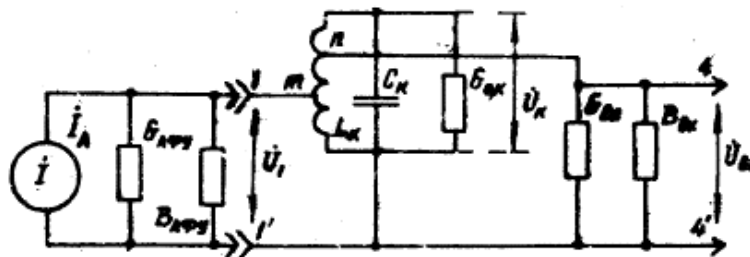


Рис. 3.8. Эквивалентная схема одноконтурной ВЦ

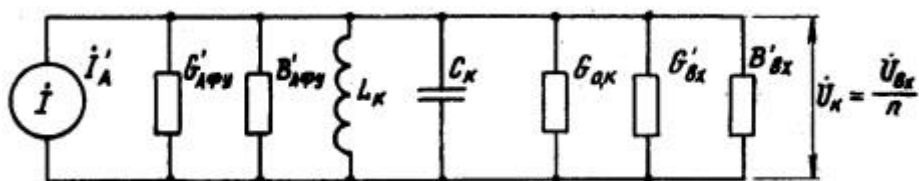


Рис. 3.9. Представление ВЦ в виде резонансного контура

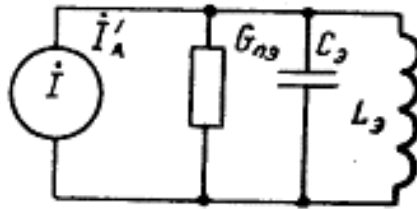


Рис. 3.10

Полная эквивалентная проводимость цепи будет $\dot{Y}_Э = G_{0Э} + jB_Э$. Можно преобразовать:

$$B_Э = \sqrt{\frac{C_Э}{L_Э}} \left(\omega \sqrt{L_Э C_Э} - \frac{1}{\omega \sqrt{L_Э C_Э}} \right) = \frac{1}{\rho_Э} \left(\frac{\omega}{\omega_{0Э}} - \frac{\omega_{0Э}}{\omega} \right) = G_{0Э} \xi, \quad (3.1)$$

где $\xi = Q_Э \left(\frac{\omega}{\omega_{0Э}} - \frac{\omega_{0Э}}{\omega} \right)$ – обобщенная расстройка эквивалентного контура; $Q_Э = 1/d_Э$ – добротность эквивалентного контура; $\omega_{0Э} = 1/\sqrt{L_Э C_Э}$ – собственная частота эквивалентного контура.

Откуда

$$\dot{Y}_Э = G_{0Э}(1 + j\xi) = \frac{1 + j\xi}{R_{0Э}}. \quad (3.2)$$

Характеристики одноконтурной входной цепи

Коэффициент передачи напряжения (частотная характеристика) входной цепи определяется выражением $\dot{K}_{вц} = \dot{U}_{вх} / \dot{E}_A$. В соответствии со схемой на рис. 3.9

$$\dot{U}_{вх} = n\dot{U}_K = \frac{i'_A}{\dot{Y}_Э} = \frac{nm i'_A}{\dot{Y}_Э} = \frac{nm \dot{E}_A}{\dot{Z}_{АФУ} \dot{Y}_Э}.$$

Учитывая выражение (3.2), получим

$$\dot{K}_{вц} = \frac{nm}{\dot{Z}_{АФУ} G_{0Э} (1 + j\xi)}. \quad (3.3)$$

Модуль коэффициента передачи (АЧХ)

$$|\dot{K}_{вц}| = \frac{nm}{|\dot{Z}_{АФУ}| G_{0Э} \sqrt{1 + \xi^2}}. \quad (3.4)$$

Резонансный коэффициент передачи

$$K_{0,вц} = \frac{nm}{|\dot{Z}_{0,АФУ}| G_{0Э}} = \frac{nm}{|\dot{Z}_{0,АФУ}| (m^2 G_{АФУ} + G_{0К} + n^2 G_{вх})}, \quad (3.5)$$

где $|\dot{Z}_{0,АФУ}|$ – модуль полного сопротивления АФУ на частоте резонанса ВЦ.

При малых расстройках, когда $|\dot{Z}_{АФУ}| \approx |\dot{Z}_{0,АФУ}|$, нормированная АЧХ входной цепи имеет форму резонансной кривой одиночного контура:

$$y_{\text{вц}} = \frac{|\dot{K}_{\text{вц}}|}{K_{0,\text{вц}}} = \frac{1}{\sqrt{1+\xi^2}}. \quad (3.6)$$

Если при заданном коэффициенте частотных искажений $a_{\text{вц}} = \sqrt{y_{\text{вц}}^{-2} - 1}$ расстройка невелика, то полоса пропускания входной цепи определяется выражением

$$\Pi_{\text{вц}} = f_0 d_{\Sigma} a_{\text{вц}}. \quad \text{При } a_{\text{вц}} = 1/\sqrt{2} \quad \Pi_{\text{вц}} = f_0 d_{\Sigma}.$$

Фазовая характеристика входной цепи

$$\varphi_{\text{вц}}(\omega) = \text{arctg}\xi - \text{arctg}(X_{\text{АФУ}}/\dot{Z}_{\text{АФУ}}).$$

Коэффициент передачи мощности

$$K_{P,\text{вц}} = \frac{n^2 \dot{G}_{\text{вх}}}{(G_{0\text{К}} + n^2 G_{\text{вх}})}.$$

Выбор коэффициентов включения входной цепи

Выбор коэффициентов включения входной цепи m и n определяется основным требованием, которому должна удовлетворять входная цепь. Таким требованием может быть *максимальный резонансный коэффициент передачи входной цепи* при согласовании ее с антенно-фидерным устройством. В этом случае от АФУ во входную цепь поступает максимальная мощность сигнала. Условием согласования входной цепи при настройке в резонанс является равенство активной проводимости, вносимой антенной в контур, активной проводимости контура, шунтированного входом приемника [10]:

$$m_{\text{согл}}^2 \dot{G}_{\text{АФУ}} = G_{0\text{К}} + n^2 G_{\text{вх}}, \quad (3.7)$$

откуда

$$K_{0,\text{вц},\text{согл}} = \frac{1}{2|\dot{Z}_{0,\text{АФУ}}| \sqrt{G_{\text{АФУ}}(G_{0\text{К}} + G_{\text{вх}}/n_{\text{согл}}^2)}} = \frac{1}{2|\dot{Z}_{0,\text{АФУ}}| \sqrt{\frac{1-G_{0\text{К}}/G_{\text{АФУ}}m_{\text{согл}}^2}{G_{\text{АФУ}}G_{\text{вх}}}}}. \quad (3.8)$$

Коэффициент передачи возрастает с увеличением коэффициентов включения. В автотрансформаторной схеме коэффициенты включения не могут превышать единицу, поэтому при $G_{\text{АФУ}} > G_{0\text{К}} + G_{\text{вх}}$ выбирают $n_{\text{согл}} = 1$ и, пользуясь выражением (3.7), находят $m_{\text{согл}}$. При $G_{\text{АФУ}} < G_{0\text{К}} + G_{\text{вх}}$ выбирают $m_{\text{согл}} = 1$ и находят $n_{\text{согл}}$. По формуле (10.8), учитывая, что $G_{\text{АФУ}}|\dot{Z}_{0,\text{АФУ}}|^2 = R_{\text{АФУ}}$, находят

$$K_{0,\text{вц},\text{max}} = \frac{1}{2\sqrt{R_{\text{АФУ}}(G_{0\text{К}} + G_{\text{вх}})}} \quad \text{или} \quad K_{0,\text{вц},\text{max}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1-G_{0\text{К}}/G_{\text{АФУ}}}{R_{\text{АФУ}}G_{\text{вх}}}}.$$

В другом случае основным требованием является *сохранение заданной полосы пропускания входной цепи* $\Pi_{\text{вц}} = \text{const}$. Если известно затухание контура

d_K , то заданным оказывается отношение $\Pi_{\text{вц}}/\Pi_K = d_{\text{э}}/d_K = D_K = \text{const}$, связывающее коэффициенты включения:

$$D_K = \frac{G_{0\text{э}}}{G_{0K}} = \frac{G_{0K} + m^2 G_{\text{АФУ}} + n^2 G_{\text{вх}}}{G_{0K}}. \quad (3.9)$$

Выражение (3.5) можно представить в виде

$$K_{0,\text{вц}} = \frac{nm}{|\dot{Z}_{0,\text{АФУ}}| D_K G_{0K}} = \frac{n}{|\dot{Z}_{0,\text{АФУ}}| D_K G_{0K}} \sqrt{\frac{(D_K-1)G_{0K} - n^2 G_{\text{вх}}}{G_{\text{АФУ}}}}. \quad (3.10)$$

Эта зависимость имеет экстремальное значение при $n_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{(D_K-1) G_{0K}}{2 G_{\text{вх}}}}$,

которому соответствует $m_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{(D_K-1) G_{0K}}{2 G_{\text{АФУ}}}}$.

Максимальный (оптимальный) коэффициент передачи при заданной полосе пропускания определяется по формуле

$$K_{0,\text{вц,opt}} = \frac{n_{\text{opt}} m_{\text{opt}}}{|\dot{Z}_{0,\text{АФУ}}| D_K G_{0K}} = \frac{1}{2} \frac{D_K-1}{D_K \sqrt{R_{\text{А}} G_{\text{вх}}}}.$$

Следует заметить, что при таком выборе коэффициентов включения режим работы входной цепи будет отличаться от согласованного.

Если необходимо при сохранении заданной полосы пропускания обеспечить согласование ВЦ с АФУ, то m и n следует определять из условия $D_K G_{0K} = G_{0\text{э}} = 2(G_{0K} + n^2 G_{\text{вх}}) = 2m^2 G_{\text{АФУ}}$, откуда

$$n_{D,\text{согл}} = \sqrt{\frac{(D_K-2) G_{0K}}{2 G_{\text{вх}}}} \quad \text{и} \quad m_{D,\text{согл}} = \sqrt{\frac{D_K G_{0K}}{2 G_{\text{АФУ}}}}.$$

В соответствии с формулой (3.9) коэффициент передачи входной цепи в режиме согласования при заданной полосе пропускания будет определяться выражением

$$K_{0,\text{вц},D,\text{согл}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{D_K-2}{D_K R_{\text{А}} G_{\text{вх}}}}.$$

Очевидно, что $K_{0,\text{вц,opt}} > K_{0,\text{вц},D,\text{согл}}$. Из выражений (3.5), (3.7) и (3.8) получим

$$K_{0,\text{вц}} = K_{0,\text{вц},\text{согл}} \frac{2a}{1+a^2}, \quad (3.11)$$

где $a = m/m_{\text{согл}}$ – коэффициент рассогласования.

Ход этой зависимости при различных n качественно показан на рис. 3.11.

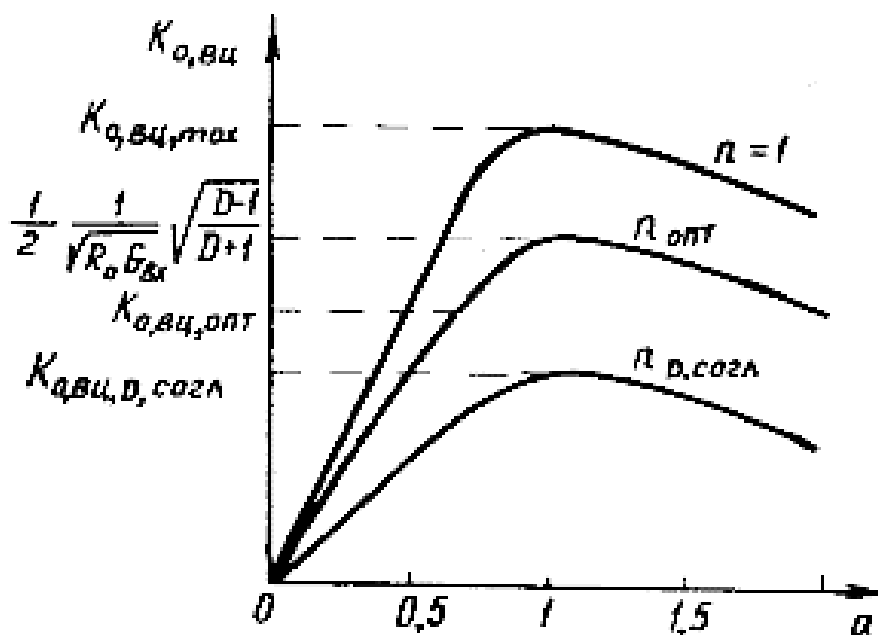


Рис. 3.11. Коэффициент передачи ВЦ в режиме согласования

Рассматривая представленные зависимости, можно заметить, что при высокой добротности контура, когда $D_K \gg 1$, значения коэффициентов передачи, выбранных исходя из различных требований, сближаются:

$$K_{0,вц,D,согл} \leq K_{0,вц,opt} \leq K_{0,вц,мах} \leq K_{0,вц,пред} = \frac{1}{2\sqrt{R_{АФУ}G_{ВХ}}}$$

3.4. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ПРИ РАБОТЕ С НЕНАСТРОЕННЫМИ АНТЕННАМИ

Как уже отмечалось, ненастроенные антенны применяются в основном в диапазонах декаметровых и более длинных волн. В этих диапазонах при достаточно эффективных антеннах основными являются внешние помехи, поступающие в приемник вместе с полезным сигналом из антенны. Значение коэффициента передачи входной цепи не влияет на отношение сигнала к помехе. Поэтому нет необходимости добиваться максимального коэффициента передачи. Вместе с тем необходимо обеспечить достаточную избирательность ВЦ и стабильность ее параметров при изменении частоты настройки приемника. Поэтому связь между антенной и контуром обычно выбирают слабой по сравнению с требуемой для согласования.

Рассмотрим некоторые наиболее распространенные схемы входных цепей.

Входная цепь с трансформаторной связью

Принципиальная схема такой входной цепи показана на рис. 3.12, где M – взаимная индуктивность, $L_{СВ}$ – индуктивность катушки связи.

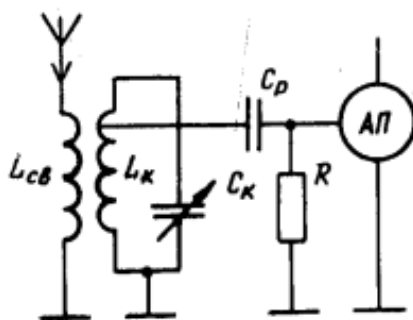


Рис. 3.12. Принципиальная схема ВЦ с трансформаторной связью

В соответствии с рис. 3.5 антенно-фидерное устройство (АФУ) как источник сигнала может быть, представлено последовательным соединением генератора э.д.с. \dot{E}_A и комплексного сопротивления, образованного цепями антенны, фидерной линии и устройств связи.

Так как обычно диапазон принимаемых частот лежит в той области, где эквивалентом антенны служит последовательное соединение элементов C_A , L_A и $R_A = R_{П,А} + R_{\Sigma}$, то эквивалентная схема цепи может быть представлена, как показано на рис. 3.13.

На этом рисунке $R_{св}$ – сопротивление потерь катушки связи; $C \approx C_K + n^2 C_{вх} + C_M$, где C_M – распределенная емкость катушки и монтажа; $G_{0Э} \approx G_{0К} + n^2 G_{вх}$. Левый контур, эквивалентный антенно-фидерному устройству с катушкой связи, имеет собственную частоту

$$\omega_{0,АФУ} = \frac{1}{\sqrt{L_{АФУ}C_{АФУ}}}$$

где $C_{АФУ}$ – общая емкость антенной цепи; $L_{АФУ} = L_A + L_{св}$ – общая индуктивность антенной цепи.

Эквивалентное затухание входной цепи определяется выражением $d_{\Sigma} = d_K + \rho_K n^2 G_{вх}$. Коэффициент трансформации со стороны антенны определяется выражением $m = M/L_K$. Резонансный коэффициент передачи входной цепи можно найти, пользуясь формулой (3.5):

$$K_{0,ВЦ} = \frac{nMR_{0Э}}{|\dot{Z}_{0,АФУ}|L_K}$$

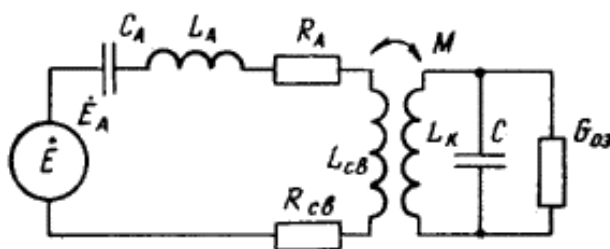


Рис. 3.13. Эквивалентная схема ВЦ

Воспользовавшись соотношением $R_{0Э} = \omega L_K Q_Э$, запишем

$$K_{0,вц} = nQ_Э \omega_0 M |\dot{Z}_{0,АФУ}|^{-1}.$$

Учитывая, что $M = k_{св} \sqrt{L_{св} L_K} \approx k_{св} \sqrt{L_{АФУ} L_K}$, где $k_{св}$ – коэффициент связи, получим $K_{0,вц} = k_{св} nQ_Э \omega_0 \sqrt{L_{АФУ} L_K} |\dot{Z}_{0,АФУ}|^{-1}$. Активное сопротивление ненастроенной антенны существенно меньше реактивного, поэтому

$$|\dot{Z}_{0,АФУ}| \approx X_{0,АФУ} = |\omega_0 L_{АФУ} - 1/\omega_0 C_{АФУ}| = \omega_0 L_{АФУ} |1 - \omega_{0,АФУ}^2/\omega_0^2|.$$

Таким образом, зависимость резонансного коэффициента передачи входной цепи от частоты настройки ω_0 может быть представлена выражением

$$K_{0,вц} = \frac{\sqrt{L_K/L_{АФУ}}}{|1 - \omega_{0,АФУ}^2/\omega_0^2|} k_{св} nQ_Э. \quad (3.12)$$

Следовательно, характер изменения резонансного коэффициента передачи входной цепи при перестройке будет зависеть от отношения $\omega_{0,АФУ}/\omega_0$. При $\omega_{0,АФУ} \gg \omega_{0,max}$ («укороченная» антенна)

$$K_{0,вц} = k_{св} nQ_Э \omega_0^2 \sqrt{L_K/L_{АФУ}}/\omega_{0,АФУ}^2 = \omega_0^2 A,$$

где $A = \text{const}$.

График зависимости $K_{0,вц}(\omega_0)$ представлен на рис. 3.14.

Очевидно, коэффициент передачи входной цепи сильно изменяется при перестройке приемника, величина этого изменения равна квадрату коэффициента перекрытия диапазона

$$\frac{K_{0,вц,max}}{K_{0,вц,min}} = \frac{\omega_{0,max}^2}{\omega_{0,min}^2} = k_{д}^2.$$

Изменение коэффициента передачи можно уменьшить, применяя внутреннюю емкостную связь контура со входом АП (рис. 3.15).

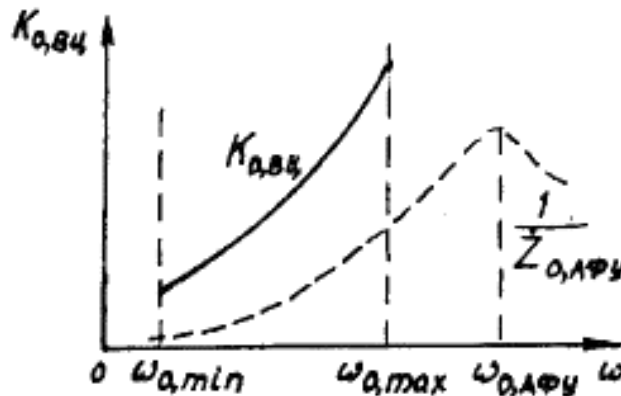


Рис. 3.14. Резонансный коэффициент передачи ВЦ

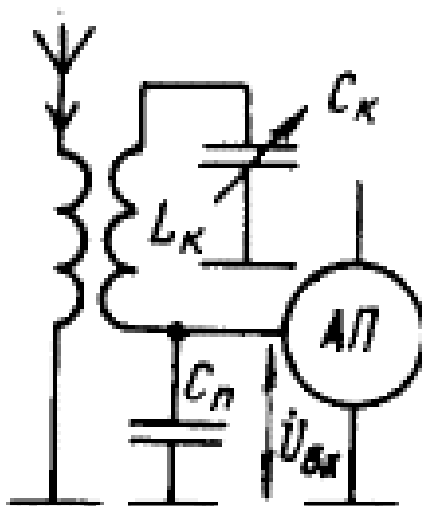


Рис. 3.15. ВЦ с внутриемкостной связью антенны с АП

В такой схеме $n = \frac{C_K}{C_{\Pi}} = \frac{1}{\omega_0^2 L_K C_{\Pi}} = \frac{B}{\omega_0^2}$, где $B = \text{const}$ и, следовательно, при $\omega_{0, \text{АФУ}} \gg \omega_{0, \text{max}}$ $K_{0, \text{вц}} = Q_{\text{Э}} \text{const}$. Однако некоторое изменение коэффициента передачи будет наблюдаться как следствие изменения эквивалентной добротности контура, которую можно найти, пользуясь выражением

$$\frac{1}{Q_{\text{Э}}} = d_K + \rho_K n^2 G_{\text{вх}} = d_K + \frac{G_{\text{вх}}}{\omega_0^3 L_K C_{\Pi}^2}.$$

При $\omega_{0, \text{АФУ}} \ll \omega_{0, \text{min}}$ («удлиненная» антенна)

$$K_{0, \text{вц}} = k_{\text{св}} n Q_{\text{Э}} \sqrt{L_K / L_{\text{АФУ}}} = \text{const}.$$

Очевидно, коэффициент передачи входной цепи не изменяется при перестройке приемника, однако это справедливо только в том случае, когда в качестве АП применяется лампа или полевой транзистор. Зависимость $G_{\text{вх}}$ биполярных транзисторов от частоты приводит к тому, что $Q_{\text{Э}}$ также зависит от частоты, а это обстоятельство влияет на изменение коэффициента передачи.

В том случае, когда собственная частота антенной цепи попадает в пределы рабочего диапазона частот приемника ($\omega_{0, \text{min}} < \omega_{0, \text{АФУ}} < \omega_{0, \text{max}}$), полное сопротивление антенной цепи имеет резко выраженный минимум на частоте $\omega_0 = \omega_{0, \text{АФУ}}$. При этом зависимость коэффициента передачи от частоты становится более заметной и немонотонной. Поэтому такую настройку антенны можно применять только тогда, когда полоса пропускания антенной цепи $\Pi_{\text{А}} = f_{0\text{А}} d_{\text{А}}$ значительно шире диапазона перестройки приемника.

Входная цепь с емкостной связью

Принципиальная и эквивалентная схемы ВЦ при таком включении показаны на рис. 3.16.

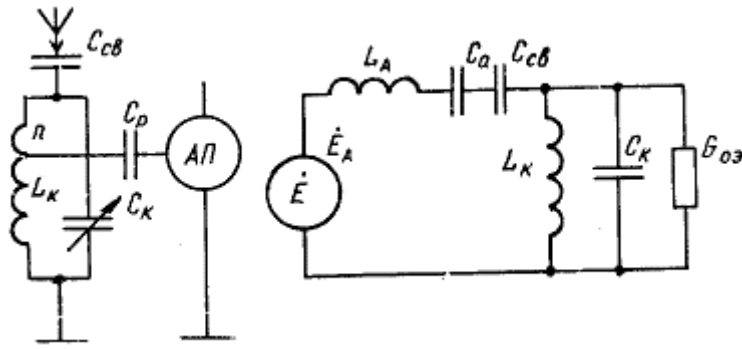


Рис. 3.16. Принципиальная и эквивалентная схемы ВЦ с емкостной связью

Для ослабления затухания, вносимого в контур, и для уменьшения сдвига резонансной частоты емкость связи между антенной и контуром $C_{св}$ выбирают малой, порядка нескольких пикофарад. В результате выполняются соотношения:

$$1/\omega C_{АФУ} \gg \omega L_{АФУ} \text{ и } 1/\omega C_{АФУ} \gg R_{АФУ}, \text{ где } C_{АФУ} = C_A C_{св} (C_A + C_{св})^{-1}.$$

Тогда можно записать

$$|\dot{Z}_{0,АФУ}| = 1/\omega_0 C_{АФУ}.$$

Так как $m = 1$ и $R_{0Э} = 1/G_{0Э} = \omega_0 L_K Q_Э$, то в соответствии с формулой (3.5) получаем выражение

$$K_{0,ВЦ} = \frac{nmR_{0Э}}{|\dot{Z}_{0,АФУ}|} = n\omega_0^2 L_K C_{АФУ} Q_Э = \omega_0^2 A, \text{ где } A = \text{const},$$

показывающее, что коэффициент передачи ВЦ с емкостной связью пропорционален квадрату частоты настройки и сильно изменяется при перестройке приемника.

В рассматриваемой схеме использована внешняя емкостная связь с антенной. Иногда применяется внутренняя емкостная связь. Принципиальная схема ВЦ при использовании такой связи показана на рис. 3.17.

Такую ВЦ называют схемой с последовательной индуктивностью. Общая емкость контура в приведенной схеме $C = C' C_{св} (C' + C_{св})^{-1}$, где $C' = C_K + C_{вх}$.

Выбирают $C_{св} \gg C'$. Антенна подключена к ВЦ через делитель C и $C_{св}$, а вход АП подключен к ВЦ через делитель C и C' , т.е. $m = \frac{C}{C_{св}}$ и $n = \frac{C}{C'} = \frac{1}{\omega_0^2 L_K C'}$, (так как $\omega_0 C = 1/\omega_0 L_K$). В рассматриваемой схеме, так же как и в случае с индуктивной связью, можно пренебречь активным сопротивлением антенного контура

$$|\dot{Z}_{0,АФУ}| = \frac{1}{\omega_0 C_{АФУ}} \left| 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_{0,АФУ}^2} \right|.$$

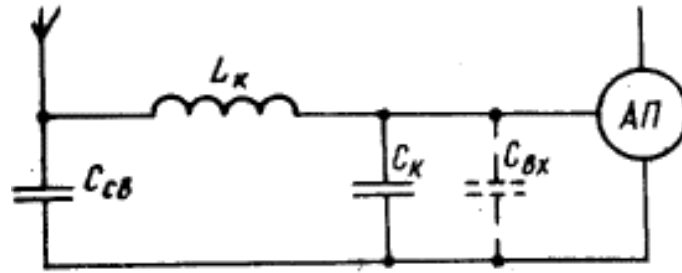


Рис. 3.17. Схема ВЦ с последовательной индуктивностью

Следовательно,

$$K_{0,ВЦ} = \frac{C_{АФУ}Q_{Э}}{C_{СВ}(1 - \omega_0^2/\omega_{0,АФУ}^2)}.$$

В случае, когда $\omega_{0,АФУ} \gg \omega_0$,

$$K_{0,ВЦ} = \frac{C_{АФУ}Q_{Э}}{C_{СВ}} = \text{const.}$$

Таким образом, включение ВЦ с последовательной индуктивностью целесообразно применять, когда геометрические размеры антенны малы по сравнению с длиной волны, на которую настроен приемник. Оценивая постоянство коэффициента передачи, не следует забывать о сделанном ранее замечании по поводу влияния частотной зависимости проводимости входа АП на эквивалентную добротность контура ВЦ [9, 10].

3.5. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ДЛЯ РАМОЧНОЙ ИЛИ ФЕРРИТОВОЙ АНТЕНН

Рамочные и ферритовые антенны обладают малой действующей длиной, поэтому э.д.с. сигнала в цепи антенны \dot{E}_A получается небольшой, и собственные шумы первого электронного прибора оказываются соизмеримыми с полезным сигналом.

Для улучшения реальной чувствительности требуется получение максимального коэффициента передачи входной цепи, т.е. согласование антенны со входом электронного прибора. На рисунке 3.18 изображены принципиальная и эквивалентные схемы автотрансформаторной ВЦ; здесь $L_A = L$ – индуктивность антенны, которая одновременно является индуктивностью контура, $R_A = R_{П,А} + R_{\Sigma}$ – ее сопротивление потерь.

Очевидно, в рассматриваемом случае $\dot{Z}_{0,АФУ} = R_A + 1/j\omega_0 C_K$. Антенный контур практически настраивается в резонанс $\omega_{0,АФУ} = \omega_0$. Затухание антенного контура невелико ($d_A \ll 1$), поэтому выполняется соотношение $R_A \omega_0 C_K \ll 1$.

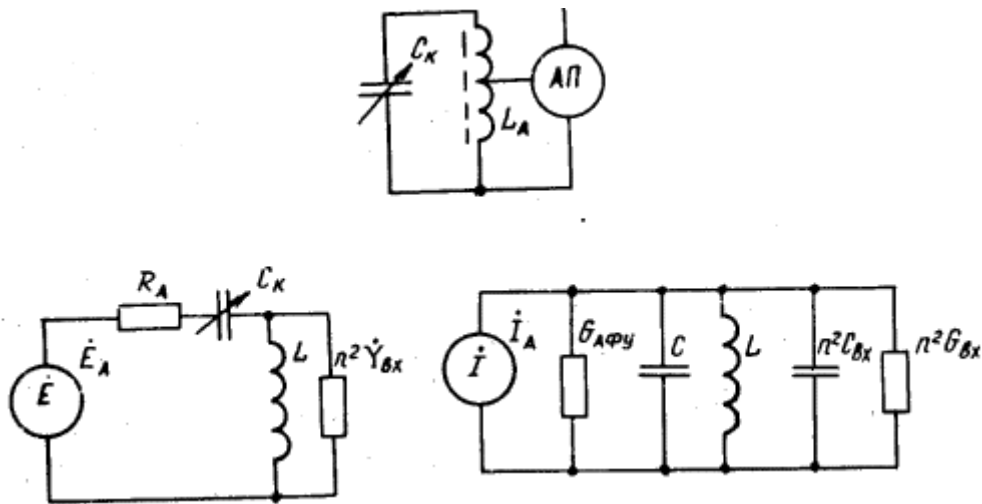


Рис. 3.18. Принципиальная и эквивалентные схемы автотрансформаторной ВЦ

Следовательно, можно записать $|\dot{Z}_{0,АФУ}| = 1/\omega_0 C_K$, откуда

$$G_{0АФУ} = R_A / |\dot{Z}_{0,АФУ}|^2 = (\omega_0 C_K)^2 R_A$$

и

$$G_{0Э} = G_{0АФУ} + n^2 G_{ВХ} = (\omega_0 C_K)^2 R_A + n^2 G_{ВХ}.$$

Для согласования необходимо выполнить условие $(\omega_0 C_K)^2 R_A = n^2 G_{ВХ}$, откуда $n_{согл} = \omega_0 C_K \sqrt{R_A / G_{ВХ}}$. Воспользовавшись формулой (10.5), с учетом того, что $m = 1$, получим выражение, определяющее резонансный коэффициент передачи ВЦ с рамочной или ферритовой антенной:

$$K_{0,ВЦ,РА} = 1/2\sqrt{R_A G_{ВХ}}.$$

В приемниках с рамочными антеннами чувствительность обычно выражают в единицах напряженности поля сигнала \dot{E}_A (мкВ/м). При этом $\dot{E}_A = l_D \cdot \dot{E}_A$, где l_D – действующая длина антенны [10].

3.6. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ПРИ РАБОТЕ С НАСТРОЕННЫМИ АНТЕННАМИ

В диапазонах метровых и более коротких волн размеры бортовых антенн становятся соизмеримыми с длиной волны или превышают ее. Такие антенны настраиваются в резонанс с частотой радиосигнала. Полоса пропускания антенны в этих диапазонах обычно значительно шире диапазона рабочих частот приемника, поэтому можно не учитывать изменение сопротивления антенны при перестройках и считать антенну настроенной на всех частотах диапазона.

Наиболее важным требованием к входной цепи становится обеспечение режима согласования с антенно-фидерным устройством. Необходимость согла-

сования обусловлена рядом обстоятельств, среди которых наиболее существенные заключаются в следующем:

- внешний шум в диапазоне метровых и более коротких волн мал; следовательно, можно реализовать потенциальную чувствительность приемника, для улучшения которой надо увеличивать коэффициент передачи мощности входной цепи;
- ввиду того, что в бортовых устройствах метровых и более коротких волн применяются фидеры, длина которых значительно превышает длину волн, необходимо обеспечить в фидере установление режима бегущей волны.

Автотрансформаторное согласование

Автотрансформаторное включение используется при несимметричном фидере, например, в том случае, когда в качестве фидера, применяется коаксиальный кабель. Благодаря отводу контурная катушка действует как автотрансформатор. Если предположить, что нагрузка автотрансформатора достаточно мала, т.е. его режим близок к холостому ходу, то коэффициент трансформации не зависит от частоты и определяется только положением отвода на катушке. Например, $m = (L_1 + M)/L_K$, где L_1 – индуктивность части контурной катушки между точками подключения фидера, M – взаимная индуктивность верхней и нижней частей катушки. При достаточно большом числе витков в катушке $m = W_1/W_K$, где W_1 – число витков подключенной к фидеру катушки, W_K – полное число витков контурной катушки.

Все характеристики схемы определяются выражениями (3.3) – (3.5). При этом без учета потерь в фидере выполняются соотношения $X_A = 0$ и $R_A = 1/G_A = Z_{0,A} = \rho_\Phi$, где ρ_Φ – волновое сопротивление фидера.

Согласование с емкостным делителем.

При несимметричном типе фидера используется также схема с емкостным делителем напряжения, представленная на рис. 3.19 (схема с последовательной индуктивностью).

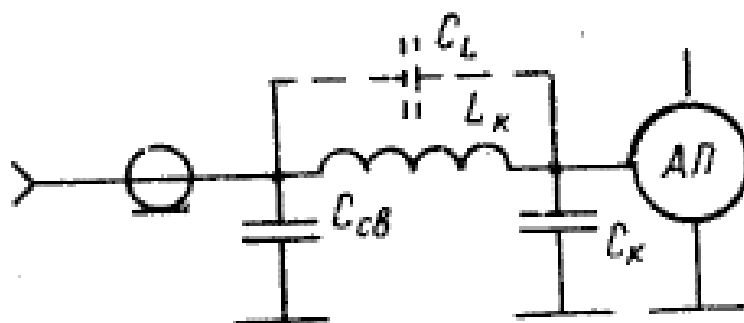


Рис. 3.19. Схема ВЦ с емкостным делителем напряжения

Контур образован индуктивностью L_K и емкостью

$$C = \frac{C_{св}C_0}{(C_{св}+C_0)} + C_L \approx \frac{C_{св}C_0}{(C_{св}+C_0)},$$

где $C_0 = C_K + C_{вк}$ и C_L – межвитковая емкость катушки L_K . Коэффициенты трансформации $m = C/C_{св} < 1$ и $n = C/C_0$. Нетрудно получить $m + n \approx 1$. Достоинство схемы в уменьшении общей емкости контура. Благодаря этому при практически реализуемых катушках схема может быть настроена на более высокие частоты и находит широкое применение на СВЧ.

Трансформаторное согласование

Такое согласование особенно удобно при симметричном фидере. Для устранения антенного эффекта неэкранированного фидера применяется электростатический экран между катушкой связи и контурной катушкой, как показано на рис. 3.20.

Эквивалентная схема соответствует схеме на рис. 3.13, однако в этом случае резонансная частота антенны совпадает с частотой принимаемого сигнала $\omega_{0,A} = \omega_0 L_A = 1/\omega_0 C_A$.

Задача заключается в определении коэффициента связи между катушками трансформатора при согласовании.

Коэффициент связи, как известно, определяется по формуле

$$k_{св} = M/\sqrt{L_{св}L_K},$$

где $M = mL_K$ – взаимная индуктивность.

При согласовании выполняется соотношение

$$m_{согл}^2 \dot{G}_{АФУ} = 0,5 G_{0Э} = d_Э/2\rho_K = d_Э/2\omega_0 L_K,$$

где $G_{АФУ} = R_{АФУ}/|\dot{Z}_{АФУ}|^2$ – активная составляющая проводимости АФУ;

$|\dot{Z}_{0,АФУ}| = \sqrt{R_{АФУ}^2 + (\omega_0 L_{св})^2}$ – модуль комплексного сопротивления АФУ;

$R_{АФУ} = R_A + R_{св}$ – сопротивление АФУ, обусловленное потерями в антенне и катушке связи.

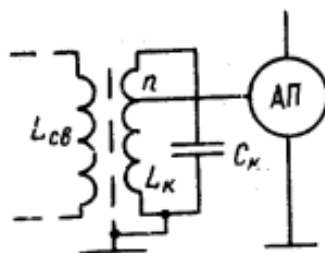


Рис. 3.20. Схема ВЦ с электростатическим экраном

Следовательно, коэффициент связи при согласовании

$$k_{\text{св,согл}} = m_{\text{согл}} \sqrt{\frac{L_{\text{К}}}{L_{\text{св}}}} = \sqrt{\frac{d_{\text{Э}}}{2} \left(\frac{R_{\text{АФУ}}}{\omega_0 L_{\text{св}}} + \frac{\omega_0 L_{\text{св}}}{R_{\text{АФУ}}} \right)}.$$

Коэффициент связи принципиально не может быть больше единицы. В практических конструкциях на высоких частотах не удается реализовать $k_{\text{св}}$ больше 0,6...0,7. Поэтому $L_{\text{св}}$ выбирают так, чтобы нужный для согласования коэффициент связи получился минимальным. Решая уравнение $dR_{\text{св,согл}}/dL_{\text{св}} = 0$, находят $k_{\text{св,согл,min}} = \sqrt{d_{\text{Э}}}$, при этом $R_{\text{АФУ}} = \omega_0 L_{\text{св}}$. Если антенна соединена с контуром с помощью фидера, который обычно согласуется с антенной, то $R_{\text{А}} \leq \rho_{\text{Ф}}$.

Для расчета характеристик схемы применяются выражения (3.3) – (3.5).

3.7. СПОСОБЫ ПЕРЕСТРОЙКИ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

Настройку ВЦ на частоту принимаемого сигнала можно осуществить изменением величины индуктивности катушки $L_{\text{К}}$; величины емкости конденсатора $C_{\text{К}}$ либо одновременным изменением того и другого.

При настройке *с помощью индуктивности* емкость контура остается постоянной. Поэтому выразим через емкость основные параметры колебательного контура: $\rho_{\text{К}} = 1/(\omega_0 C_{\text{К}})$ – характеристическое сопротивление; $d_{\text{К}} = 1/Q_{\text{К}} = R_{\text{П}}/\rho_{\text{К}} = R_{\text{П}}\omega_0 C_{\text{К}}$ – затухание; $\Pi_{\text{К}} = f_0 d_{\text{К}} = 2\pi R_{\text{П}} C_{\text{К}} f^2_0$ – полоса пропускания; $R_{\text{К}} = \rho_{\text{К}} Q_{\text{К}} = \rho_{\text{К}}/d_{\text{К}} = 1/(R_{\text{П}} \omega_0^2 C_{\text{К}}^2)$ – резонансное сопротивление.

Здесь $Q_{\text{К}}$ – добротность контура; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – резонансная частота; $R_{\text{П}}$ – сопротивление потерь контура.

Из-за поверхностного эффекта в проводе катушки и диэлектрических потерь сопротивление потерь $R_{\text{П}}$ изменяется приблизительно пропорционально изменению частоты. Следовательно, затухание пропорционально квадрату частоты, а полоса пропускания и резонансное сопротивление изменяются пропорционально третьей степени частоты настройки. Таким образом, при настройке на частоту сигнала с помощью переменной индуктивности параметры контура в рабочем диапазоне частот резко изменяются. В результате изменяются все параметры приемника. В силу этой причины, а также из-за более сложной конструкции контура, настройка с помощью переменной индуктивности применяется сравнительно редко лишь там, где повышенная вибрация затрудняет применение переменных конденсаторов, например в бортовых авиационных и в автомобильных радиоприемниках.

При настройке контура *с помощью переменной емкости* индуктивность будет постоянной. Параметры контура (в этом случае) выразим через индуктивность: $\rho_k = \omega_0 L_k$; $d_k = R_{\Pi} / (\omega_0 L_k)$; $\Pi_k = f_0 d_k = R_{\Pi} / (2\pi L_k)$, $R_k = (\omega_0^2 L_k^2) / R_{\Pi}$. Считая по-прежнему R_{Π} пропорциональным частоте, отметим, что затухание d_k , а следовательно, и добротность Q_k не зависят от частоты, т.е. не изменяются при настройке на любой сигнал в рабочем диапазоне частот, а полюса пропускания Π_k и резонансное сопротивление R_k изменяются пропорционально первой степени частоты настройки. Следовательно, настройка с помощью переменной емкости сопровождается менее резкими изменениями параметров контура и она предпочтительней.

Перестраивать радиоприемник с приема сигналов одной станции на прием другой можно следующим образом:

- плавно – путем плавного изменения емкостей или индуктивностей колебательных контуров;
- дискретно – путем скачкообразного переключения элементов колебательных контуров или плавного изменения элементов контуров тракта радиочастоты и использования сетки дискретных частот в гетеродине, вследствие чего обеспечивается прием сигналов на дискретных фиксированных частотах;
- комбинированным способом – скачками при переходе от одного участка диапазона рабочих частот к другому и плавно в пределах каждого участка.

Длительное время основным средством *плавной перестройки* резонансных систем являлся *конденсатор переменной емкости* (КПЕ) с механическим перемещением подвижных пластин (ротора) относительно неподвижных (статора). Такая настройка называется *механической*.



Рис. 3.21. Применение конденсаторов переменной емкости для плавной перестройки

Конденсаторы переменной емкости широко используются до настоящего времени, однако в современных радиоприемниках вытесняются варикапами (варакторами) – полупроводниковыми диодами, барьерная емкость которых регулируется изменением приложенного постоянного напряжения, смещающего диод в обратном направлении. Такая настройка называется *электронной*. Основное достоинство варикапа – простота автоматического и дистанционного управления настройкой, высокая скорость настройки, малые размеры, высокая механическая прочность и надежность. Существенным недостатком электронной настройки является зависимость частоты настройки от амплитуды входного сигнала и помехи. Так как вольт-фарадная характеристика варикапа нелинейна, то в контуре возможна не только расстройка, но и появление различных нелинейных эффектов, вызванных сильным сигналом и помехой, вплоть до самовозбуждения. Особенно высока опасность самовозбуждения при большой амплитуде сигнала, а также при действии помехи с частотой в 2 раза выше частоты сигнала.

Плавная перестройка избирательных систем всего радиоприемника производится согласованно, для чего они определенным образом сопрягаются между собой. Эта перестройка осуществляется одной ручкой, перемещающей роторы соответствующих КПЕ при механической перестройке или изменяющей управляющее напряжение при электронной перестройке.

Дискретная перестройка приемника с одной фиксированной частоты на другую может осуществляться следующими двумя способами:

- 1) скачкообразным изменением настройки всех перестраиваемых избирательных систем одновременно;
- 2) плавным изменением настройки контуров ВЦ и УРЧ и скачкообразным изменением частоты гетеродина.

Первым способом перестраиваются как приемники прямого усиления, так и супергетеродины. При этом скачками во всех перестраиваемых контурах переключаются емкости, индуктивности или одновременно емкости и индуктивности. В приемниках прямого усиления скачками изменяется частота настройки f_0 контуров ВЦ и УРЧ, причем дискретные значения настройки должны соответствовать фиксированным значениям частоты f_c принимаемого сигнала. В супергетеродинах скачками изменяется частота настройки как контуров ВЦ и УРЧ (при этом $f_0 = f_c$), так и контура гетеродина, чтобы $f_c - f_{\Gamma} = f_{\text{пр. ном}}$, т.е. чтобы промежуточная частота соответствовала номинальному значению.

Вторым способом перестраиваются супергетеродинные приемники. В этом случае контуры ВЦ и УРЧ перестраиваются плавно, а частота гетеродина дискретна. Дискретные частоты формируются в специальном блоке опорных частот. Прием сигналов возможен, если $2f_c - f_{г2} = f_{пр}$, т.е. только в том случае, если частота гетеродина примет вполне определенное дискретное значение. Дискретность приема сигналов определяется дискретностью сетки опорных частот. В профессиональных приемниках дискретные значения выбираются кратными 1000, 100 и даже 10 Гц. Данный способ перестройки обычно используется в приемниках с большим числом фиксированных частот в рабочем диапазоне. Точность и стабильность настройки приемника на заданную частоту сигнала определяются в основном точностью и стабильностью частот дискретной сетки. Так как точность фиксированных значений рабочих частот и стабильность частот дискретной сетки могут быть сделаны достаточно высокими, то высокими могут быть точность установки и стабильность настройки приемника на заданную фиксированную частоту. Установка частоты настройки на фиксированную частоту сигнала производится в рассматриваемом случае не по частоте настройки плавно перестраиваемых контуров преселектора, а путем индикации частоты гетеродина.

Современные радиоприемники работают в очень широком диапазоне частот, ширина которого определяется крайними частотами $f_{0\min}$ и $f_{0\max}$ и оценивается коэффициентом перекрытия диапазона $K_d = f_{0\max}/f_{0\min}$. При настройке приемника на частоту принимаемого сигнала резонансными контурами перекрытие диапазона частот зависит от диапазона изменения их емкостей C_{\max} и C_{\min} . Обычно $C_{\max} \approx (25...50)C_{\min}$ и коэффициент перекрытия диапазона емкостью $K_{дс} = 5...7$. С учетом влияния паразитных емкостей колебательного контура $K_{дс}$ еще меньше ($K_{дс} \ll 2...3$), что значительно меньше коэффициента перекрытия диапазона ($K_{дс} < K_d$). Поэтому диапазон разбивают на *поддиапазоны*. Но кроме ограничений коэффициента перекрытия диапазона емкостью $K_{дс}$ причинами разбивки диапазона на поддиапазоны являются:

- 1) непостоянство параметров ВЦ при перестройке контура;
- 2) сближение частотных составляющих сигнала в более высокочастотных диапазонах при одинаковой длине шкалы для всех диапазонов [1].

4. УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ

4.1. НАЗНАЧЕНИЕ, КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОЧАСТОТЫ

Усилителями радиочастоты (УРЧ) в радиоприемниках называются каскады, осуществляющие усиление сигналов на их частоте и совместно с ВЦ обеспечивающие предварительную частотную избирательность в СГП и основную избирательность в приемнике прямого усиления (ППУ). Для выполнения указанных функций УРЧ имеет в своем составе усилительный электронный прибор (ЭП), а в качестве его нагрузки – избирательную систему. Связь избирательной системы с электронным прибором и входом следующего каскада осуществляется с помощью элементов связи. Каждый следующий каскад служит нагрузкой для данного каскада. В соответствии с этим структурная схема УРЧ имеет вид, изображенный на рис. 4.1.

В качестве ЭП наиболее часто используются транзисторы (биполярные и полевые) и усилительные электронные лампы (триоды, тетроды, пентоды). За счет энергии источника питания (ИП) ЭП усиливают радиосигналы. Колебательный контур (КК) в качестве нагрузки ЭП при настройке в резонанс на частоте сигнала обеспечивает частотную избирательность и повышает коэффициент усиления по сравнению с усилением при нерезонансной нагрузке.

Выходное сопротивление ЭП и входное сопротивление следующего каскада шунтируют контур, а это увеличивает его затухание, расширяет полосу пропускания и уменьшает резонансное сопротивление, что снижает коэффициент усиления каскада. Поэтому элементы связи контура с ЭП (ЭС1 с коэффициентом связи m) и со входом следующего каскада (ЭС2 с коэффициентом связи n) выбирают из условия допустимого увеличения его затухания.

Все ЭП имеют внутреннюю обратную связь, которая может вызвать самовозбуждение каскада при сильной связи ЭП с КК. Поэтому связь ЭП с КК (m) выбирают из двух условий: получения допустимого увеличения затухания контура и обеспечения устойчивой работы каскада [4].

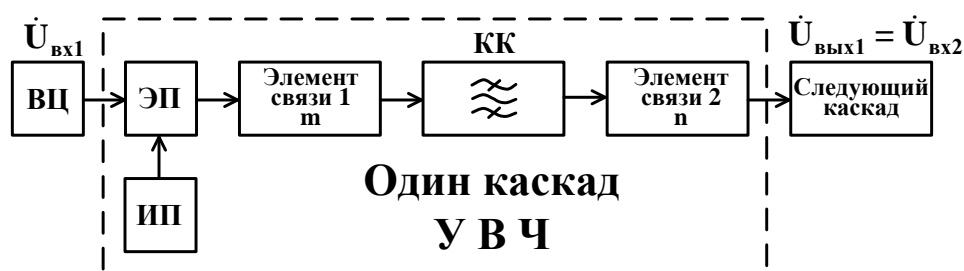


Рис. 4.1. Структурная схема УРЧ

Требования к УРЧ:

1. Усиливать полезный сигнал до уровня обеспечивающего нормальную работу демодулятора в ППУ или смесителя в СГП.
2. Так как УРЧ являются первыми усилительными каскадами приемника, их собственные шумы ограничивают его чувствительность. Для повышения чувствительности УРЧ должны обладать малыми собственными шумами.
3. Совместно с ВЦ должен обеспечивать избирательность СГП по зеркальному каналу, каналу промежуточной частоты, а также по отношению к сильным помехам, вызывающим нелинейные эффекты.
4. Обеспечивать защиту антенны от проникновения в нее колебаний гетеродина, которые могут создавать помехи соседним радиоприемным устройствам.

Классификация УРЧ проводится по следующим основным признакам:

- по типу ЭП – транзисторные, ламповые, параметрические, на интегральных микросхемах и др.;
- по способу включения ЭП – с общим эмитирующим электродом (эмиттером, истоком, катодом), с общим управляющим электродом (базой, затвором, сеткой), с общим собирающим электродом (коллектором, стоком, анодом);
- по виду связи избирательной системы с ЭП и с входом следующего каскада – с непосредственной связью, с трансформаторной, автотрансформаторной, емкостной;
- по числу каскадов – однокаскадные и многокаскадные;
- по виду нагрузки ЭП – резонансные и апериодические.

Основными характеристиками и параметрами УРЧ являются:

1. **Комплексный коэффициент усиления** каскада

$$K = K(j\omega) = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}},$$

где $U_{\text{ВЫХ}}$, $U_{\text{ВХ}}$ – комплексные напряжения на выходе и входе усилительного каскада.

2. **АЧХ** каскада, $K(\omega) = |K(j\omega)|$.
3. **ФЧХ** каскада, $\varphi(\omega) = \arg \{K(j\omega)\}$.
4. **Резонансный коэффициент усиления** каскада

$$K_0 = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}},$$

где $U_{\text{ВЫХ}}$, $U_{\text{ВХ}}$ – напряжения на выходе и входе каскада при резонансе, $\omega = \omega_0$.

5. **Нормированная АЧХ** каскада $y(\omega) = K(\omega)/K_0$.
6. **Характеристика избирательности** каскада, $\sigma(\omega) = 1/y(\omega) = K_0/K(\omega)$.
7. **Полоса пропускания** каскада $\Pi_{\text{кас}}$.

8. Коэффициент избирательности (избирательность) по зеркальному каналу

$$\sigma_{зк} = K_0 / K_{\omega_{зк}}, \quad \sigma_{пр} = K_0 / K_{\omega_{пр}},$$

где $K_{\omega_{зк}}$ – коэффициент усиления на частоте зеркального канала; $K_{\omega_{пр}}$ – коэффициент усиления на промежуточной частоте.

9. Коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_p = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}},$$

где $P_{\text{вх}}$ – мощность, выделяемая на входе данного каскада; $P_{\text{вых}}$ – мощность, выделяемая на выходе на нагрузке данного каскада, т.е. на входе следующего каскада.

Между K_0 и K_p существует связь:

$$K_p = K_0^2 R_{\text{вх}} / R_{\text{н}},$$

где $R_{\text{вх}}$ – входное сопротивление каскада; $R_{\text{н}} = R_{\text{вх. сл}}$ сопротивление нагрузки, равное входному сопротивлению следующего каскада.

10. Диапазон рабочих частот.

11. Коэффициент шума Ш.

12. Линейные и нелинейные искажения.

13. Динамический диапазон.

14. Устойчивость характеризуется отсутствием самовозбуждения и оценивается коэффициентом устойчивости $k_{\text{уст}}$ и коэффициентом устойчивого усиления $K_{0\text{уст}}$ (определения этих параметров будут даны ниже).

4.2. СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ КАСКАДОВ УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОЧАСТОТЫ

В настоящее время в радиоприемниках используются в основном полупроводниковые приборы – биполярные и полевые транзисторы, диоды, интегральные микросхемы и реже – электронные усилительные лампы.

УВЧ работают в режиме усиления малых сигналов. Поэтому можно считать, что работа ЭП происходит в пределах линейных участков их вольт-амперных характеристик (ВАХ). Исходя из этого, ЭП представляют в виде линейного четырехполюсника с двумя входными и двумя выходными выводами, который можно характеризовать линейными параметрами. При анализе и расчете усилителей для радиоприемников чаще всего используются Y -параметры ЭП, которые являются комплексными проводимостями в системе уравнений

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

В данной системе Y -параметры позволяют выразить входной I_1 и выходной I_2 токи четырехполюсника через входное U_1 и выходное U_2 напряжения. Графическая интерпретация уравнений (4.1) представляет собой эквивалентную схему ЭП в системе Y -параметров, которые имеют следующий смысл: Y_{11} – входная проводимость ЭП; Y_{12} – обратная проходная проводимость, характеризующая внутреннюю обратную связь в ЭП; Y_{21} – прямая проходная проводимость (крутизна ВАХ) ЭП, часто обозначаемая также S ; Y_{22} – выходная проводимость ЭП. Все эти параметры – комплексные и зависят от частоты.

Система Y -параметров и соответствующая ей эквивалентная схема не всегда отражают реальные физические свойства ЭП. Гораздо более физическими являются моделирующие эквивалентные схемы ЭП, которые составляют из внутренних параметров ЭП, таких как внутриприборные сопротивления или проводимости, междуэлектродные емкости, индуктивности выводов, эквивалентные источники и др. Эти схемы различны для разных ЭП и условий их применения, т.е. отличаются большим многообразием. Наиболее известны: схема биполярного транзистора по постоянному току, высокочастотная эквивалентная схема триода, высокочастотная схема Джиаколетто для биполярного транзистора и др. При этом существуют следующие взаимосвязи Y -параметров с внутренними параметрами схемы:

– для биполярных транзисторов (БТ)

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{11} &= (gr_{11} + j\omega\tau) / [r_{11}(1 + j\omega\tau)]; & \dot{Y}_{12} &\approx (g_{12} + j\omega C_{12}) / (1 + j\omega\tau); \\ \dot{Y}_{21} &= \dot{S} = S_0 / (1 + j\omega\tau); & \dot{Y}_{22} &= g_{22} + j\omega C_{12} [1 + S_0 r_{11} / (1 + j\omega\tau)], \end{aligned}$$

где r_{11} – распределенное сопротивление базы БТ; C_{12} – проходная междуэлектродная емкость БТ; g_{12} – активная составляющая обратной проходной проводимости БТ; S_0 – крутизна БТ при низкой частоте сигнала ($\omega \rightarrow 0$); g_{22} – активная составляющая выходной проводимости БТ, а низкочастотная входная проводимость транзистора g и постоянная времени транзистора τ определяются соотношениями:

$$g = (g_{11} + g_{21}) / [1 + (g_{11} + g_{21})r_{11}]; \quad \tau = (C_{11} + C_{12})r_{11} / [1 + (g_{11} + g_{21})r_{11}],$$

где g_{11} и C_{11} – активная проводимость и емкость эмиттерного перехода; g_{21} – активная составляющая прямой проходной проводимости;

– для электронных ламп и полевых транзисторов

$$Y_{11} \approx j\omega C_{11}; \quad Y_{12} \approx j\omega C_{12}; \quad Y_{21} \approx S; \quad Y_{22} \approx g_{22} + j\omega C_{22},$$

где C_{11} – входная междуэлектродная емкость ЭП; C_{12} – проходная междуэлектродная емкость; g_{22} – активная составляющая выходной проводимости; C_{22} – выходная междуэлектродная емкость.

Усилительный прибор, чаще всего, имеет три вывода, которыми он подсоединяется к остальным элементам усилителя, поэтому он включается так, что один из его выводов является общим для входной и выходной цепей. В зависимости от того, какой из выводов электродов ЭП является общим, различают три схемы включения ЭП: с общим эмитирующим электродом – эмиттером, истоком, катодом; с общим управляющим электродом – базой, затвором, сеткой; с общим собирающим электродом – коллектором, стоком, анодом.

Схемы с общим эмитирующим электродом в радиоприемных устройствах применяются наиболее часто. Усилительные каскады, собранные по этим схемам, обеспечивают наибольшее усиление мощности и имеют сравнительно большое входное и выходное сопротивление по переменному току за исключением схемы с общим эмиттером, входное сопротивление которой невелико. Напряжение на выходе каскада сдвинуто по отношению к входному на 180° , т.е. усилитель инвертирует фазу сигнала. Недостатком схем с общим эмитирующим электродом является сравнительная низкочастотность (малое быстродействие), а также низкая устойчивость к внешним воздействиям (особенно температурным для схемы с общим эмиттером).

Схемы с общим управляющим электродом в радиоприемных устройствах применяются реже, в основном в каскадах УРЧ. Это обусловлено их повышенным быстродействием по сравнению с предыдущими схемами, но меньшим усилением мощности, так как эти схемы не усиливают по току, а лишь по напряжению. Кроме того, эти схемы характеризуются повышенной устойчивостью к внешним воздействиям. Выходное сопротивление схемы с общей базой еще меньше, чем у схемы с общим эмиттером (единицы... десятки Ом), что вызывает большие потери мощности источника сигнала из-за его шунтирования. Усилители, собранные по этим схемам, не сдвигают фазу выходного сигнала по сравнению с входным.

Схемы с общим собирающим электродом в УРЧ применяются редко. По переменному току усилитель, выполненный по этой схеме, обладает большим входным и малым выходным сопротивлением, поэтому единственная область его применения – согласование каскадов с высоким выходным и низким входным сопротивлениями. Выходное напряжение такого каскада совпадает по фазе с входным и почти равно ему по амплитуде. Поэтому в соответствии с типом ЭП такой каскад называют **эмиттерным, истоковым** или **катодным повторителем**.

В УРЧ часто применяют непосредственное соединение двух или более одиночных ЭП, чаще одного типа. При этом наибольшее распространение получили *каскадные схемы*.

Поскольку наиболее часто встречаются транзисторные УРЧ на биполярных транзисторах, то рассмотрим подробнее один каскад УВЧ, собранный по схеме с общим эмиттером.

Принципиальная схема каскада УРЧ с общим эмиттером приведена на рис. 4.2.

В качестве ЭП в этой схеме применен биполярный транзистор VT с проводимостью типа *p-n-p*. Нагрузкой транзистора является колебательный контур $C_k L_k$, который используется как избирательная система. Так как контур одиночный, то УРЧ относится к одноконтурным. Связь контура с ЭП и с входом следующего каскада – индуктивная автотрансформаторная и трансформаторная соответственно. На частоту сигнала колебательный контур настраивается конденсатором переменной емкости C_k .

Назначение элементов схемы. Питание коллекторной цепи осуществляется от источника питания E_k по последовательной схеме питания. Фильтр $R_\phi C_\phi$ является фильтром развязки, обеспечивающим ослабление связи между каскадами приемника через общие цепи питания. Кроме того, этот фильтр не пропускает в источник питания токи высокой частоты и сглаживает пульсации питающего напряжения.

Резисторы R1 и R2 образуют делитель для получения фиксированного напряжения смещения на базу транзистора. Постоянный ток от источника E_k протекает по цепи: $+E_k$, резисторы R1, R2, $-E_k$. На резисторе R2 создается падение напряжения, которое является частью напряжения смещения. Плюс его подается на базу, а минус – на корпус.

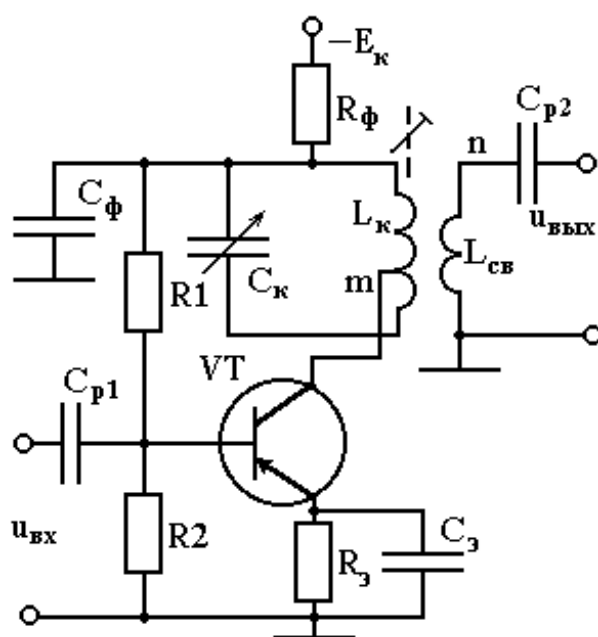


Рис. 4.2. Принципиальная схема каскада УРЧ

Резистор R_3 и конденсатор C_3 образуют цепь, создающую отрицательную обратную связь по постоянному току, обеспечивающую термостабилизацию схемы. Конденсатор C_3 имеет большую емкость и по току высокой частоты полностью шунтирует R_3 . Поэтому на резисторе R_3 создается падение напряжения от протекания постоянной составляющей выходного тока (коллектора) по цепи: $+E_k, R_\phi$, контур $L_k C_k$, участок коллектор–эмиттер транзистора, $R_3, -E_k$. Это постоянное напряжение также является частью напряжения смещения и включено в цепь база–эмиттер последовательно с напряжением смещения, снимаемым с резистора R_2 . Результирующее напряжение смещения равно разности этих двух напряжений: $E_{см} = U_{об} = U_{R2} - U_{R3}$.

Термостабилизация коллекторного тока осуществляется следующим образом. Если, например, в результате повышения температуры окружающей среды ток коллектора возрастает, то падение напряжения на резисторе R_3 увеличивается, а результирующее напряжение $E_{см}$ уменьшается, что вызывает уменьшение тока коллектора.

Работа схемы. Исходное состояние (состояние покоя в отсутствие входного сигнала) характеризуется тем, что после включения напряжения питания E_k в цепях усилителя протекают постоянные токи: ток делителя R_1, R_2 и постоянная составляющая тока коллектора. Сопротивления резисторов R_1, R_2, R_3 выбираются так, чтобы в исходном состоянии рабочая точка находилась на середине прямолинейного участка проходной характеристики транзистора. Постоянная составляющая коллекторного тока $I_{ок}$ в этом случае может быть определена графически.

При подаче на вход усилителя напряжения сигнала $u_{вх} = U_{вх} \sin \omega_c t$ результирующее напряжение на участке база–эмиттер транзистора будет равно сумме напряжения смещения $E_{см} = U_{об}$ и напряжения сигнала $u_{вх}$: $u_{бэ} = U_{об} + U_{вх} \sin \omega_c t$. Изменение напряжения между базой и эмиттером вызывает соответствующее изменение токов базы, эмиттера и коллектора. Переменная составляющая тока коллектора протекает по цепи: коллектор транзистора, колебательный контур $L_k C_k$, конденсатор C_3 , эмиттер транзистора, т.е. источником этого тока является сам транзистор. Настроенный в резонанс с частотой сигнала колебательный контур $\omega_0 = \omega_c$ имеет по переменному току большое активное сопротивление R_k и является нагрузкой транзистора, где образуется большое падение напряжения. Форма выходного напряжения повторяет форму входного сигнала, а его уровень во много раз больше входного. Для всех других частот сопротивление контура меньше резонансного и падения напряжения за счет входных сигналов с другими частотами незначительны [5].

4.3. АНАЛИЗ КАСКАДА УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОЧАСТОТЫ

Для определения коэффициента усиления и других характеристик и параметров усилителя необходимо составить его эквивалентную схему. Воспользуемся наиболее простым методом, при котором эквивалентная схема ЭП представляется лишь выходной цепью: участком коллектор–эмиттер транзистора, где действует комплексный источник тока коллектора $\dot{I}_k = Y_{21}U_{вх} = S_T U_{вх}$, и комплексной выходной проводимостью транзистора Y_{22} . Эквивалентная схема транзистора представлена на рис. 4.3 [6].

Проводимость $Y_{21} = \dot{S}$ комплексная крутизна транзистора, которая может быть представлена в виде $\dot{S} = S e^{j\varphi_s}$, где S – модуль комплексной крутизны, показывающий зависимость крутизны от частоты сигнала

$$S = |\dot{S}| = S_0 / \sqrt{1 + (\omega/\omega_s)^2}, \quad (4.2)$$

где ω_s – предельная частота крутизны, на которой модуль крутизны уменьшается в $\sqrt{2}$ раз; S_0 – крутизна при $\omega = 0$.

Выходную проводимость транзистора в упрощенном виде представим как $Y_{22} = G_{22} + j\omega C_{22} = G_i + j\omega C_{кэ}$, где $G_i = R_i^{-1}$ – дифференциальная выходная проводимость транзистора, а $C_{кэ}$ – междуэлектродная коллектор–эмиттер выходная емкость.

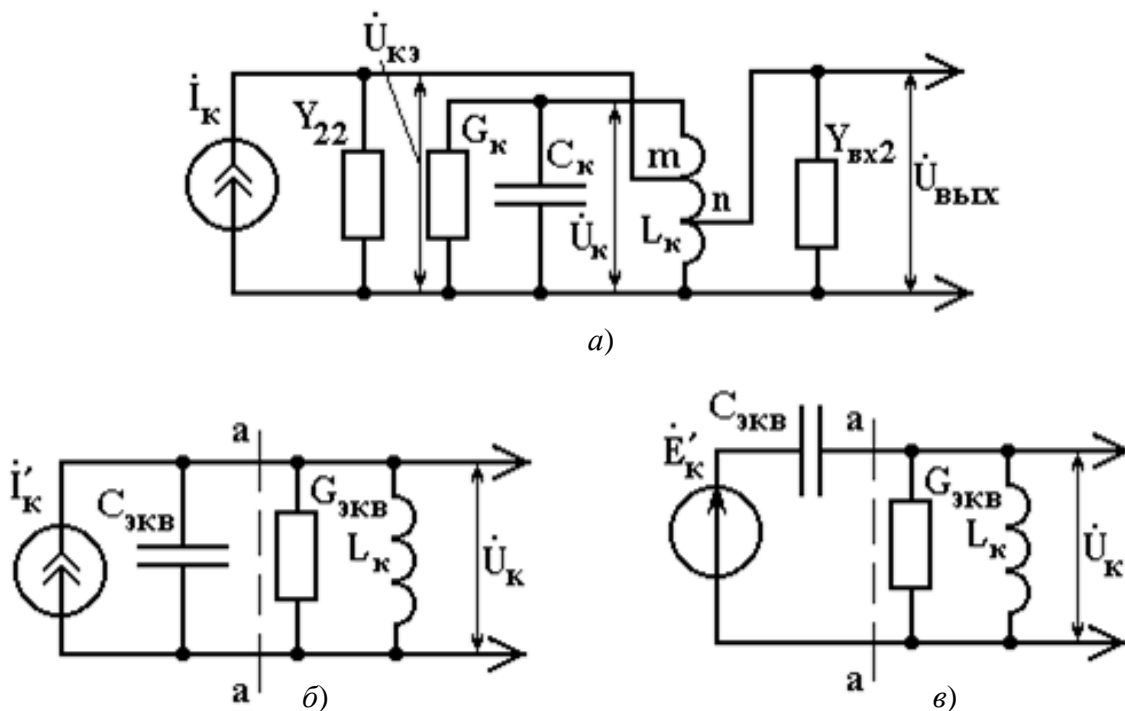


Рис. 4.3. Эквивалентная схема транзистора

К выводам коллектора и эмиттера транзистора, где действует напряжение $U_{кэ}$, подключены внешние по отношению к транзистору элементы выходной цепи усилителя. Это элементы колебательного контура $L_кC_к$ и его резонансная проводимость $G_к = R_к^{-1}$, а также элементы комплексной входной проводимости следующего каскада $Y_{вх2} = G_{вх2} + j\omega C_{вх2}$, где $G_{вх2}$ – активная составляющая проводимости; $C_{вх2}$ – общая паразитная емкость входной цепи следующего каскада [6].

Связь колебательного контура с ЭП и с входом следующего каскада характеризуется коэффициентами трансформации: по входу $m = U_{кэ}/U_к$ и по выходу $n = U_{вх2}/U_к$.

Для дальнейшего анализа и упрощения эквивалентной схемы пересчитаем все элементы полной эквивалентной схемы (рис. 4.3, а) внутрь колебательного контура, используя коэффициенты трансформации: $I'_к = I_кm$; $G'_i = G_im^2$; $C'_{кэ} = C_{кэ}m^2$; $G'_{вх2} = G_{вх2}n^2$; $C'_{вх2} = C_{вх2}n^2$. Из полученных элементов составим приведенную эквивалентную схему (рис. 4.3, б). Объединим все проводимости этой схемы по их типу и получим элементы объединенной эквивалентной схемы (рис. 4.3, в):

$$G_{\text{ЭКВ}} = G'_i + G_к + G'_{\text{вх2}} = m^2G_i + G_к + n^2G_{\text{вх2}}; \quad (4.3)$$

$$C_{\text{ЭКВ}} = C'_{\text{кэ}} + C_к + C'_{\text{вх2}} = m^2C'_{\text{кэ}} + C_к + n^2C_{\text{вх2}}, \quad (4.4)$$

где $G_{\text{ЭКВ}}$ – резонансная проводимость эквивалентного контура, а $C_{\text{ЭКВ}}$ – его емкость.

Используя объединенную эквивалентную схему, определим проводимость эквивалентного контура:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{\text{ЭКВ}} &= G_{\text{ЭКВ}} + j(\omega C_{\text{ЭКВ}} - 1/(\omega L_к)) = \\ &= G_{\text{ЭКВ}}(1 + j\omega_0 C_{\text{ЭКВ}}(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)G_{\text{ЭКВ}}) = G_{\text{ЭКВ}}(1 + j\xi). \end{aligned} \quad (4.5)$$

Здесь $\xi = Q_{\text{ЭКВ}}(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)$ – обобщенная расстройка; $Q_{\text{ЭКВ}} = 1/d_{\text{ЭКВ}} = (G_{\text{ЭКВ}}\rho_{\text{ЭКВ}})^{-1}$, $\rho_{\text{ЭКВ}} = (\omega_0 C_{\text{ЭКВ}})^{-1}$, $\omega_0 = 1/\sqrt{L_к C_{\text{ЭКВ}}}$ – добротность эквивалентного контура, его характеристическое (волновое) сопротивление и резонансная частота.

С учетом выражения (4.5) получим выражение для напряжения на входе следующего каскада:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = n\dot{U}_к = nI'_к / \dot{Y}_{\text{ЭКВ}} = mn\dot{I}_к / \dot{Y}_{\text{ЭКВ}} = mn\dot{U}_{\text{ВХ}} \dot{S} / G_{\text{ЭКВ}}(1 + j\xi). \quad (4.6)$$

Разделив левую и правую части выражения (4.6) на $U_{\text{вх}}$, получим выражение для комплексного коэффициента усиления каскада:

$$\dot{K} = \dot{U}_{\text{ввых}} / \dot{U}_{\text{вх}} = mn\dot{S} / (G_{\text{эКВ}} (1 + j\xi)). \quad (4.7)$$

Из выражения (4.7) найдем АЧХ каскада:

$$K = |\dot{K}| = mnS / (G_{\text{эКВ}} \sqrt{1 + \xi^2}) = K_{\text{к max}} S / \sqrt{1 + \xi^2} = K_{\text{к}} S, \quad (4.8)$$

где $K_{\text{к}} = K_{\text{к max}} / \sqrt{1 + \xi^2}$ – резонансная характеристика (КПН) контура; $K_{\text{к max}}$ – максимальное значение КПН контура при резонансе, $\xi = 0$.

Так как S согласно выражению (4.2) является функцией частоты, то АЧХ усилительного каскада (4.8) представляет собой произведение АЧХ колебательного контура

$$K_{\text{к}} = mn / (G_{\text{эКВ}} \sqrt{1 + \xi^2}) = K_{\text{к max}} / \sqrt{1 + \xi^2} \quad (4.9)$$

и АЧХ биполярного транзистора (4.2) $K = K_{\text{к}} S$.

В связи с этим возможны два характерных случая, имеющих место на практике при правильном и неправильном выборе транзистора для УРЧ.

На рисунке 4.4 изображены нормированная резонансная характеристика колебательного контура

$$y_{\text{к}}(\omega) = K_{\text{к}} / K_{\text{к max}} = 1 / \sqrt{1 + \xi^2} \quad (4.10)$$

и нормированная крутизна транзистора

$$y_{\text{VT}}(\omega) = S / S_0 = 1 / \sqrt{1 + (\omega / \omega_s)^2}. \quad (4.11)$$

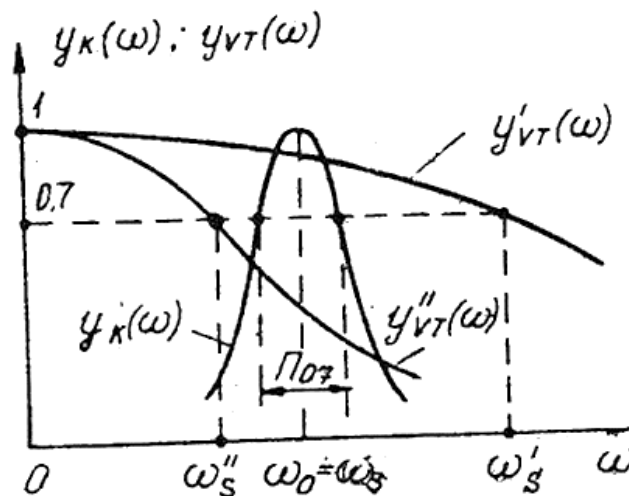


Рис. 4.4. Нормированные резонансные характеристики колебательного контура

При правильном выборе транзистора $\omega_s = \omega'_s \gg \omega_0$ крутизна мало изменится в полосе пропускания колебательного контура, поэтому можно принять $S \approx S_0 = \text{const}$. С учетом этого выражение для АЧХ каскада (4.8) примет вид

$$K = mnS_0 / (G_{\text{ЭКВ}} \sqrt{1 + \xi^2}), \quad (4.12)$$

а резонансный коэффициент усиления каскада K_0 при $\xi = 0$:

$$K_0 = mnS_0 / G_{\text{ЭКВ}} = mnS_0 R_{\text{ЭКВ}}, \quad (4.13)$$

где $R_{\text{ЭКВ}}$ – резонансное сопротивление эквивалентного контура.

Нормированная АЧХ каскада в этом случае будет совпадать с нормированной АЧХ контура (4.13):

$$y(\omega) = K/K_0 = 1/\sqrt{1 + \xi^2}. \quad (4.14)$$

ФЧХ для данного случая определяется выражением $\varphi(\omega) = -\text{arctg}\xi$ и не зависит от параметров ЭП.

При неправильном выборе или отсутствии необходимого высокочастотного транзистора, когда $\omega_s = \omega''_s \leq \omega_0$, пренебрегать частотной зависимостью крутизны нельзя, так как в полосе пропускания контура она изменяется очень сильно, рис. 4.4. В этом случае АЧХ усилительного каскада с учетом выражений (4.2), (4.8), (4.13) примет вид

$$K = \frac{mnS_0 R_{\text{ЭКВ}}}{\sqrt{(1 + \xi)^2 (1 + (\omega/\omega_s)^2)}} = \frac{K_0}{\sqrt{(1 + \xi)^2 (1 + (\omega/\omega_s)^2)}}, \quad (4.15)$$

а нормированная АЧХ каскада

$$y(\omega) = K/K_0 = y_{\text{к}}(\omega) y_{\text{вт}}(\omega) = 1/\sqrt{(1 + \xi)^2 (1 + (\omega/\omega_s)^2)}. \quad (4.16)$$

Для данного случая ФЧХ определяется как $\varphi(\omega) = -(\text{arctg}\xi - \text{arctg}(\omega/\omega_s))$.

Вывод: неправильный выбор транзистора по частотным свойствам может привести к существенному ухудшению усиления каскада и увеличению искажений [8].

Представим выражение (4.13) в развернутом виде с учетом (4.3):

$$K_0 = mnS_0 / (m^2 G_i + G_{\text{к}} + n^2 G_{\text{вх2}}). \quad (4.17)$$

Из этого выражения следует, что m и n влияют на резонансный коэффициент усиления (КУ) каскада по-разному, и, следовательно, существуют их оптимальные значения, обеспечивающие $\text{max } K_0$.

Усиление и избирательность многокаскадных УРЧ

Для обеспечения требуемого коэффициента усиления иногда приходится использовать несколько каскадов УРЧ. Если каскады все одинаковы, а их число равно N , то параметры всего *многокаскадного УРЧ* можно выразить через параметры одного каскада:

а) коэффициент усиления УРЧ: $K_{\text{УРЧ}} = K_0^N$;

б) избирательность УРЧ по зеркальному каналу и каналу промежуточной частоты: $\sigma_{\text{УРЧ зк}} = \sigma_{\text{зк}}^N$; $\sigma_{\text{УРЧ пр}} = \sigma_{\text{пр}}^N$;

в) полоса пропускания УРЧ: $\Pi_{\text{УРЧ}} = \Pi_1 \sqrt{\sqrt[N]{2} - 1}$;

г) коэффициент шума УРЧ: $\text{Ш}_{\text{УРЧ}} = \text{Ш} + (\text{Ш} - 1) \left(\frac{1}{K_p} + \frac{1}{K_p^2} + \dots + \frac{1}{K_p^{N-1}} \right)$

4.4. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЯХ РАДИОЧАСТОТЫ И БОРЬБА С НИМИ

Анализ основных характеристик УРЧ проводился в предположении о его линейности. Однако реальные каскады нелинейны и их параметры зависят как от режима их работы, так и от уровня сигнала и помех, действующих на их входе. К числу нелинейных элементов в УРЧ следует относить электронные приборы и ряд реактивных элементов (варикапы, катушки индуктивности с ферритовыми сердечниками и др.) [2].

Нелинейность характеристик УРЧ приводит к возникновению нелинейных явлений, наиболее вредными из которых являются *нелинейные искажения* полезного сигнала (как несущего колебания, так и закона модуляции) и *нелинейные эффекты* при появлении мощных внеполосных помех:

- изменение коэффициента передачи УРЧ (блокирование или забитие сигнала);
- перенос АМ-модуляции помехи на полезный сигнал (перекрестная модуляция);
- взаимная модуляция (интермодуляция) внеполосных помех, приводящая к появлению колебаний, попадающих в полосу пропускания ВЧТ даже при отсутствии сигнала.

Для анализа нелинейных явлений полезного сигнала в нелинейной электрической цепи необходимо знание ее проходной вольт-амперной характеристики (ВАХ) $i_{\text{ВЫХ}}(t) = f(u_{\text{ВХ}})$, где $i_{\text{ВЫХ}}$ и $u_{\text{ВХ}}$ – мгновенные значения тока на выходе и напряжения на входе цепи соответственно.

Основные выводы анализа применительно к УРЧ заключаются в следующем:

1. Уровень нелинейных явлений в УРЧ зависит от степени нелинейности его амплитудной характеристики (АХ) и оцениваемой *коэффициентом нелинейности АХ* $k_H = \Delta S / S$, где ΔS – изменение крутизны ВАХ относительно ее значения для линейного участка ВАХ. При отсутствии помех нелинейность ВАХ вызывает *нелинейные искажения* полезного сигнала (как несущего колебания, так и закона модуляции).

Для оценки уровня нелинейных искажений используется *коэффициент гармоник* k_H . Коэффициент второй гармоники равен

$$k_{Г2} \approx \frac{3}{16} \frac{S''}{S} m U_{ВХ}^2. \quad (4.18)$$

Следовательно, нелинейные искажения модуляции определяются величиной S'' и амплитудой несущей частоты $U_{ВХ}$. Так, *коэффициент нелинейных искажений по третьей гармонике* будет равен $k_{Г3} \approx k_{Г2} m / 6$ и позволяет сделать вывод о том, что искажения по второй гармонике являются преобладающими.

Для снижения нелинейных искажений модуляции необходимо выбирать такой режим работы электронных приборов, при котором отношение S/S'' минимально. Так, полевые транзисторы с МОП-структурой имеют проходную характеристику, близкую к квадратичной, которая может быть представлена полиномом второй степени $i_{ВЫХ} = a_0 + a_1 u_{ВХ} + a_2 u_{ВХ}^2$. Следовательно, для них $S'' \rightarrow 0$. Поэтому каскады ВЧТ на полевых МОП-транзисторах подвергают полезный сигнал незначительным искажениям.

Для УРЧ задают предельный (допустимый) коэффициент гармоник $k_{Г,доп} = 7...10\%$, на основании которого определяется допустимая амплитуда сигнала на входе УРЧ $U_{ВХ} \leq 2,3 \sqrt{k_{Г,доп} S / (S'' m)}$.

2. Уровень нелинейных эффектов в УРЧ оценивается величиной соответствующего коэффициента:

коэффициента блокирования

$$k_{б} = \Delta S / S \approx 0,25 S'' U_{П}^2 / S; \quad (4.19)$$

коэффициента перекрестной модуляции

$$k_{пер} = 0,5 S'' m_{П} U_{П}^2 / (S m_{П}); \quad (4.20)$$

коэффициента интермодуляции

$$k_{\text{и}} = S'' U_{\text{п1}}^2 U_{\text{п2}} / 8S U_{\text{с}}, \quad (4.21)$$

где $U_{\text{п1}}$, $U_{\text{п2}}$ – амплитуды мешающих сигналов, частоты которых асимметрично расположены относительно несущей частоты полезного сигнала.

Для уменьшения искажений модуляции принимаемого сигнала внеполосными помехами следует выбирать режим работы электронных приборов таким образом, чтобы отношение S''/S было наименьшим, и снижать амплитуды мешающих сигналов путем улучшения избирательности каскадов, предшествующих цепям с нелинейной характеристикой.

Изменение коэффициента усиления (увеличение при $S'' > 0$ или уменьшение при $S'' < 0$) наблюдается в первых усилительных каскадах РПУ, избирательность которых сравнительно невысока, и действие помехи оказывается достаточно сильным. Это приводит к перераспределению усиления в ВЧТ, вследствие чего ухудшается чувствительность приемника. Допустимыми считаются коэффициенты (4.19) – (4.21), не превышающие 0,2...0,3 [2].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данном учебном пособии рассмотрены физические процессы, происходящие в радиоприемных устройствах, проведен их анализ, описаны схемы отдельных функциональных групп и устройств, приведены сведения о расчетах, испытаниях и эксплуатации радиоприемников.

Пособие рекомендуется применять в качестве дополнительного материала к лекционным курсам «Приемопередающие устройства», «Теория электрической связи», «Радиосвязь», «Телекоммуникационные и инфокоммуникационные системы» и др.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Новожилов, О. П. Схемотехника радиоприемных устройств : учебник для среднего профессионального образования / О. П. Новожилов. – 2-е изд., испр. и доп. – М. : Юрайт, 2025. – 256 с. – URL : <https://urait.ru/bcode/564239>
2. Макаренко, А. А. Устройства приема и преобразования сигналов : учебное пособие / А. А. Макаренко, М. Ю. Плотников. – Университет ИТМО, 2019. – 112 с. – URL : <https://books.ifmo.ru/file/pdf/2507.pdf>
3. Пушкарев, В. П. Радиоприемные устройства: учебник [Электронный ресурс] / В. П. Пушкарев. – Томск : ТУСУР, 2019. – 226 с. – URL : <https://edu.tusur.ru/publications/9325>
4. Биккенин, Р. Р. Теория электрической связи : учебное пособие для студ. высших учебных заведений / Р. Р. Биккенин, М. Н. Чесноков. – М. : Издательский центр «Академия», 2010. – 336 с. – URL : [https://publ.lib.ru/ARCHIVES/V/"Vysshee_professional'noe_obrazovanie".pdf](https://publ.lib.ru/ARCHIVES/V/)
5. Теория электрической связи : учебник / К. К. Васильев, В. А. Глушков, А. В. Дормидонтов, А. Г. Нестеренко. – Ульяновск : УлГТУ, 2008. – 452 с. – URL : <https://lib.ulstu.ru/venec/disk/2012/Vasiljev1.pdf>
6. Акулиничев, Ю. П. Теория электрической связи : учебное пособие / Ю. П. Акулиничев. – СПб. : Лань, 2010. – 232 с. – URL : <http://uslan.library.spbstu.ru/pwb/?cq=bib.name%3D»Акулиничев%2С Ю. П.»>
7. Радиоприемные устройства : учебник для вузов / под ред. Н. Н. Фомина. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 520 с. – URL : <https://k.twirpx.link/file/1091852/>
8. Садомовский, А. С. Приемо-передающие радиоустройства и системы связи : учебное пособие / А. С. Садомовский. – Ульяновск : УлГТУ, 2007. – 244 с. – URL : <https://studfile.net/preview/6325645/>
9. Делик, В. М. Радиоприемные устройства аэродромных РЭС : учебное пособие / В. М. Делик, В. Л. Удовикин, О. О. Бабанин. – Тамбов : ТВАИИ, 2003. – 476 с.
10. Бебинг, Э. В., Авиационные радиоприемные устройства : учебник / Э. В. Бебинг, В. В. Левончук, В. В. Чернышов. – Рига : РВВАИУ, 1984. – 532 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ	6
1.1. Основные типы радиоприемников, их назначение и классификация	6
1.2. Обобщенная структурная схема радиоприемного устройства	7
1.3. Назначение и классификация радиоприемных устройств	9
1.4. Важнейшие характеристики, количественные и качественные показатели радиоприемников	11
2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ РАДИОТРАКТА ПРИЕМНИКА	21
2.1. Приемник прямого усиления	22
2.2. Супергетеродинный приемник	25
2.3. Способы обеспечения избирательности и усиления сигналов, эффективная избирательность	30
2.4. Каналы приема сигналов и помех, частотный план радиоприемника	32
2.5. Оптимальные методы выделения полезного сигнала из помех	35
2.6. Выбор полосы пропускания и промежуточных частот в супергетеродинном приемнике	44
3. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА	46
3.1. Назначение входных цепей и их основные характеристики	46
3.2. Антенна как источник сигнала	51
3.3. Анализ одноконтурной входной цепи	53
3.4. Входные цепи при работе с ненастроенными антеннами	58
3.5. Входные цепи для рамочной или ферритовой антенны	63
3.6. Входные цепи при работе с настроенными антеннами	64
3.7. Способы перестройки входных цепей	67
4. УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ	71
4.1. Назначение, классификация и основные характеристики усилителей радиочастоты	71
4.2. Схемы построения каскадов усилителей радиочастоты	73
4.3. Анализ каскада усилителей радиочастоты	78
4.4. Нелинейные явления в усилителях радиочастоты и борьба с ними	82
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	85
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	86

Учебное электронное издание

ИВАНКОВ Александр Александрович
МОСКВИТИН Сергей Петрович
ЧИСТИЛИН Денис Анатольевич

ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В ТРЕХ ЧАСТЯХ

ЧАСТЬ 2

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ, УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ

Учебное пособие

Редактор Л. В. Комбарова
Графический и мультимедийный дизайнер Т. Ю. Зотова
Обложка, упаковка, тиражирование Л. В. Комбаровой

ISBN 978-5-8265-3020-7



Подписано к использованию 27.04.2026.
Тираж 50 шт. Заказ № 62

Издательский центр ФГБОУ ВО «ТГТУ»
392000, г. Тамбов, ул. Советская, д. 106/5,
помещение 2, к. 14
Телефон 8(4752) 63-81-08
E-mail: izdatelstvo@tstu.ru