



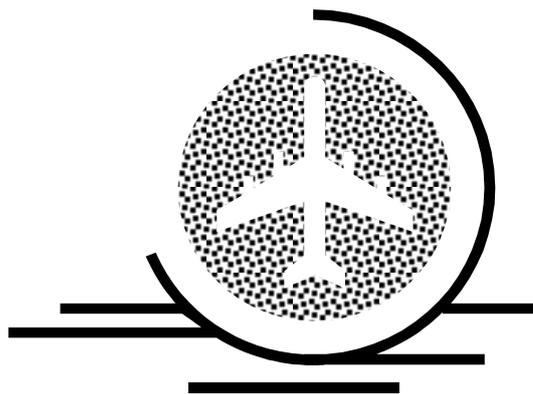
Кафедра конструирования
и производства радиоаппаратуры

А.С. Шостак

ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Учебное методическое пособие по практическим занятиям и
курсовому проектированию для студентов специальности
160905 –

“Техническая эксплуатация транспортного
радиооборудования”



ТОМСК 2012

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

А.С. Шостак

ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Учебное методическое пособие по практическим занятиям и
курсовому проектированию для студентов специальности
160905 –
“Техническая эксплуатация транспортного
радиооборудования”

Рецензент: профессор кафедры КИПР д.т.н. Татаринов В.Н.

Технический редактор: доцент кафедры КИПР ТУСУР,
к.т.н. Озеркин Д.В.

Шостак А.С.

Прием и обработка сигналов. Учебное методическое пособие по практическим занятиям и курсовому проектированию для студентов специальности 160905 – “Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования”

Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012.-76с.

© Шостак А.С., 2012

© Кафедра КИПР Томского
государственного университета систем
управления и радиоэлектроники, 2012

СОДЕРЖАНИЕ

СОДЕРЖАНИЕ	4
1 1 ВВЕДЕНИЕ.....	6
2 ПРОГРАММА ЛЕКЦИОННОГО КУРСА. СОДЕРЖАНИЕ ЛЕКЦИОННЫХ ЗАНЯТИЙ.....	6
3 СПИСОК РЕКОМЕНДОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	8
4 ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ.....	10
4.1 Классификация радиоприемных устройств.....	10
4.2 Расчет полосы пропускания линейного тракта супергетеродинного приемника [1, 2, 3, 6].....	14
4.3 Выбор первых каскадов приемника для обеспечения заданной чувствительности [1, 2, 4, 6].....	16
4.4 Расчет избирательности приемника	21
4.5 Расчет устойчивого усиления линейного тракта	30
5 ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ.....	34
5.1 Классификация и общие характеристики входных цепей	34
5.2 Входные цепи приемников умеренно высоких частот.....	36
5.2.1 Расчет одноконтурной ВЦ диапазонного приемника с индуктивной связью с ненастроенной антенной (рис 5.4) [2]	38
5.3 Входные цепи приемников дециметрового диапазона [1, 2]....	42
5.3.1 Особенности входных цепей дециметрового диапазона	42
5.3.2 Расчет одноконтурной входной цепи дециметрового диапазона.....	44
5.4 Входные цепи приемников сантиметровых и миллиметровых волн	47
6 ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОЧАСТОТЫ.....	49
6.1 Транзисторные усилители радиочастоты [1, 2, 4, 12]	49

6.2	Усилители радиочастоты на интегральных микросхемах [12]	52
6.3	Расчет УРЧ умеренно высоких частот	58
6.3.1	Усилители с одиночными LC – контурами	58
7	РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ	61
7.1	Определение параметров преобразования.....	61
7.2	Выбор схемы и режима преобразователя частоты	63
7.3	Выбор промежуточной частоты	63
7.4	Особенности расчета диодных преобразователей частоты	64
7.5	Методика и примеры расчета.....	65
8	РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ	66
9	РАСЧЕТ ДЕТЕКТОРОВ АМ – СИГНАЛОВ	69
9.1	Амплитудные детекторы	69
9.2	Диодный детектор непрерывных АМ сигналов.....	69
9.3	Транзисторный коллекторный детектор непрерывных АМ сигналов.....	72
9.4	Расчет детектора радиоимпульсов	73
9.5	Расчет пикового детектора.....	75

1 ВВЕДЕНИЕ

Основная цель курсового проектирования - закрепить и расширить знания, полученные студентами при изучении данного курса, научить на практике использовать полученные знания при проектировании современных радиоприемных устройств и его отдельных частей.

Курсовой проект выполняется на основе индивидуального технического задания (ТЗ), задание выдается на 1 неделе 8 семестра; сдача готового проекта на проверку – на 16 неделе. Отчетность в течение семестра – еженедельная.

Оформление проекта должно быть проведено в соответствии с ОС ТУСУР 6.1.

1 ПРОГРАММА ЛЕКЦИОННОГО КУРСА

ШЕСТОЙ СЕМЕСТР (42 часов, самостоятельная работа 9 часов)

Введение - 4 часа.

Предмет и задачи курса. Связь курса с другими дисциплинами учебного плана. Библиографический обзор. Краткий исторический очерк развития техники радиоприема. Принципы функционирования и структурные схемы радиоприемных устройств. Основные каналы приема супергетеродинного приемника. Технические характеристики и параметры радиоприемных устройств (РПУ). Общая оценка качества радиоприема. Шумовые модели компонентов РЭА (тепловые шумы, антенна, шумы усилительных приборов).

Входные цепи (ВЦ) радиоприемников - 4 часа.

Классификация ВЦ и требования к ним. Характеристики приемных антенн. Коэффициент передачи ВЦ. Режимы работы ВЦ (согласования, рассогласования). Одноконтурные ВЦ. Способы перестройки ВЦ в заданном диапазоне частот. Одноконтурные ВЦ с емкостной связью с ненастроенной антенной. Одноконтурные ВЦ с индуктивной связью с ненастроенной антенной. Особенности работы ВЦ с разными типами антенн. Работа ВЦ с магнитной антенной. Особенности ВЦ различных диапазонов волн.

Усилители радиосигналов (УРС) - 4 часа.

Классификация. Основные требования. Методы исследования и обеспечения устойчивости. Самовозбуждение. Полосовые усилители (с одноконтурными контурами, с двухконтурными фильтрами, с фильтрами сосредоточенной селекции - L, C - фильтры, фильтры на основе пьезоэлектриков, электромеханические фильтры, фильтры на поверхностных акустических волнах; активные фильтры). УРС на приборах с «отрицательным» сопротивлением (туннельные диоды). Основные схемы, конструкции, характеристики. Параметрические УРС.

Преобразователи частоты (ПЧ) - 4 часа.

Классификация ПЧ и требования к ним. Общая теория и параметры ПЧ. Требования к гетеродину ПЧ. ПЧ на транзисторах. Диодные ПЧ. Выбор промежуточной частоты в супергетеродинном приемнике.

Детекторы радиосигналов - 6 часов.

Классификация детекторов и требования к ним. Детекторы АМ сигналов. Анализ работы. Основные параметры и характеристики. Влияние уровня входного сигнала на работу амплитудного детектора. Синхронный детектор. Импульсный детектор. Пиковый детектор. Детектор видеоимпульсов. Ограничители амплитуды (транзисторные, диодные). Фазовые детекторы. Частотные детекторы (частотно-амплитудные, частотно-фазовые, частотно-импульсные). Схемотехника детекторов различных типов.

Настройка РПУ - 2 час.

Виды и элементы настройки. Использование элементов с электронным управлением (варикапы). Электронная коммутация (коммутационные и р-і-п диоды, транзисторы). Системы настройки РПУ. Сопряжение настроек.

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) - 4 часа.

Принципы АРУ. Разновидности схем АРУ. Элементы систем АРУ. Работа АРУ в статическом режиме. Динамика систем АРУ. АРУ в импульсных радиосистемах.

Автоматическая подстройка частоты (АПЧ) - 4 часа.

Принципы работы АПЧ. Разновидности систем АПЧ. Элементы систем АПЧ. Переходные процессы в системе АПЧ и стационарный режим. Устойчивость систем АПЧ. Фазовая АПЧ (ФАПЧ). Области применения и принципы работы системы ФАПЧ. Дифференциальное уравнение типовой системы ФАПЧ. Статические характеристики системы ФАПЧ и ее модели. Использование системы ФАПЧ в задачах радиоприема.

Помехи радиоприему и способы борьбы с ними - 2 часа.

Общие сведения. Методы борьбы с помехами радиоприему. Действие сосредоточенных помех на РПУ. Действие флуктуационных помех на РПУ. Действие импульсных помех на РПУ. Особенности борьбы с промышленными помехами.

Теория построения оптимальных и квазиоптимальных устройств - 4 часов.

Радиоприем как статистическая задача. Оптимальный радиоприем в аддитивном гауссовом белом шуме. Оптимальная нелинейная фильтрация сообщений.

РПУ импульсных сигналов - 4 часа.

Структурные схемы радиоприемников импульсных сигналов. Особенности линейного тракта радиоприемника импульсного сигнала. Прохождение импульсного сигнала через линейную часть радиоприемника. Согласованные и квазисогласованные фильтры в радиоприемниках импульсных сигналов.

СЕДЬМОЙ СЕМЕСТР (20 часов)**РПУ непрерывных сигналов - 6 часов.**

Общие сведения о приеме непрерывных сигналов и сообщений. Приемники АМ сигналов. Прохождение АМ сигналов через линейную часть приемника. Приемники ЧМ и ФМ сигналов. Прохождение ЧМ сигнала через линейную часть приемника. Приемники однополосных сигналов.

РПУ дискретных сигналов - 2 часа.

Структурная схема приемника дискретных сигналов. Квазикогерентные демодуляторы двоично-манипулированных сигналов. Некогерентные демодуляторы двоично-манипулированных сигналов.

РПУ импульсно-аналоговых сигналов (ИАС) - 2 часа.

Особенности ИАС. Структурная схема приемника ИАС. Квазикогерентный приемник сигналов с кодовоимпульсной модуляцией.

Приемные устройства оптических сигналов - 2 часа.

Особенности приема сигналов в оптическом диапазоне. Приемные устройства оптических сигналов с временной модуляцией. Приемные устройства оптических сигналов с пространственной модуляцией.

Применение методов цифровой техники в РПУ - 2 часа.

Цифровые фильтры. Цифровые демодуляторы сигналов с амплитудной и угловой модуляцией. Цифровые АРУ. Цифровая ФАПЧ. Цифровой синтез частот в РПУ. Микропроцессорное управление РПУ.

Адаптивные РПУ - 2 часа.

Адаптивные системы, определения и свойства, области применения. Адаптация с обратной связью и без обратной связи. Адаптивные системы управления. Адаптивное подавление помех.

Перспективы и направления развития РПУ – 2 часа.**2 СПИСОК РЕКОМЕНДОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств / М.К. Белкин, В.Т. Белинский, Ю.А. Мазор, Р.М. Терещук. - 2-е изд. - К.: Выща шк. Головное изд-во, 1988. - 472 с.
2. Проектирование радиоприемных устройств: : Учебное пособие для вузов / Под ред. А.Л. Сиверса. - М.: "Советское радио", 1976. – 488 с.
3. Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное методическое пособие. - Томск: ТМЦДО, 2005. – 69 с.
4. Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное методическое пособие. - Томск: ТМЦДО, 2007. – 174 с.
5. Мелихов С.В., Назаренко М.К. Чувствительность радиоприемных устройств: Учебное пособие. - Томск: Томск. гос. акад. систем управления и радиоэлектроники, 1995. – 65 с.

6. Горшелев В.Д. и др. Основы проектирования радиоприемников.-Л.: Энергия , 1977.
7. Бобров Н.В. и др. Расчет радиоприемников. - М.: Воениздат, 1971 -496 с.
8. Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие. - Томск: ТМЦДО, 2005. – 200 с.
9. Румянцев К.Е. Прием и обработка сигналов: Учеб. Пособие для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Издательский центр “Академия”, 2004. – 528 с.
- 10.Богданович Б.М., Окулич Н.И. Радиоприемные устройства. Учеб. пособие. Под общ. ред. Б.М. Богдановича. – Мн.: Выш. шк., 1991. – 428 с.
11. Фрадин С.Л. Основы теории и расчета радиолокационных приемников. Учеб. Пособие для студ. сред. учеб. заведений гражданской авиации. – М.: Машиностроение, 1969. – 199 с.
- 12.Туголуков М.А. Радиостанции низовой КВ связи с ОМ. – М.: Радио и связь, 1978. – 120 с.
- 13.Румянцев К.Е. Прием и обработка сигналов: сборник задач и упражнений / учеб. пособие для вузов / К. Е. Румянцев. – М.: Издательский центр “Академия”, 2006. – 368 с.

3 ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

3.1 Классификация радиоприемных устройств

Радиоприемное устройство состоит из приемной антенны, радиоприемника и оконечного устройства, предназначенного для воспроизведения сигналов. В настоящем пособии рассматривается проектирование радиоприемников, а типы и параметры антенн и оконечных устройств учитываются лишь в той мере, в которой это необходимо для проектирования радиоприемников.

Радиоприемники можно классифицировать по ряду признаков, из которых основными являются: 1) *тип схемы*; 2) *вид принимаемых сигналов*; 3) *назначение приемника*; 4) *диапазон частот*; 5) *вид активных элементов, используемых в приемнике*; 6) *тип конструкции приемника*.

По типу схем различают приемники детекторные, прямого усиления (без регенерации и с регенерацией), сверхрегенеративные и супергетеродинные приемники, обладающие существенными преимуществами перед приемниками других типов и широко применяемые на всех диапазонах частот. Поэтому *настоящее пособие посвящено проектированию супергетеродинных приемников*.

Принимаемые сигналы служат для *передачи сообщений* или *измерения положения и параметров относительного движения объектов*. Пособие посвящено проектированию приемников обоих видов сигналов.

Для передачи сообщений используются сигналы следующих видов:

- 1) непрерывные колебания с изменяемой (модулированной) амплитудой (АМ), частотой (ЧМ) или фазой (ФМ);
- 2) колебания, скачкообразно изменяемые (манипулированные) по амплитуде (АТ), частоте (ЧТ) или фазе (ФТ);
- 3) колебания с изменяемой амплитудой, частотой или фазой, которые обусловлены видеоимпульсами с амплитудной (АИМ), широтной (ШИМ), временной (ВИМ) или дельта - модуляцией (ДМ), а также кодовыми группами видеоимпульсов (КИМ).

Принимаемые сигналы могут передавать сообщения от одного источника или от нескольких.

По назначению различают приемники связные, радиовещательные, телевизионные, радиорелейных и телеметрических линий, радиолокационные, радионавигационные и др.

Связные радиоприемники чаще всего служат для приема одноканальных непрерывных сигналов с АМ (с несущей и боковыми полосами), ОБП (однополосной) и ЧМ или дискретных сигналов с АТ, ЧТ и ФТ.

Радиовещательные приемники (монофонические) принимают одноканальные непрерывные сигналы с АМ на длинных, средних и коротких волнах и с ЧМ на ультракоротких волнах.

Приемники черно-белых телевизионных программ принимают непрерывные сигналы изображений с АМ и частичным подавлением одной боковой полосы частот и звуковые сигналы с ЧМ. Приемники цветных телевизионных программ принимают также сигналы, создающие цветное изображение.

Приемники оконечных станций радиорелейных и телеметрических линий обычно предназначены для приема и разделения каналов многоканальных сигналов с частотным и временным уплотнением.

Приемники промежуточных станций радиорелейных линий (наземных и спутниковых) отличаются от приемников оконечных станций тем, что в них не происходит разделения многоканальных сигналов.

Импульсные радиолокационные приемно-передающие станции обычно излучают зондирующие радиоимпульсы с фиксированными периодом следования, длительностью импульсов, амплитудой и несущей частотой. Приемники таких станций служат для приема части энергии зондирующих сигналов, отраженной от целей. Отраженные сигналы могут быть импульсными или непрерывными, причем информация о целях может содержаться в изменении во времени амплитуды (или отношения амплитуд) и частоты (или спектре) сигналов.

Таблица 4.1

Волны	Название диапазона волн	Частоты
100— 10 км	Мириаметровые (сверхдлинные - СДВ)	3—30 кГц
10—1 км	Километровые (длинные - ДВ)	30—300 кГц
1000— 100 м	Гектометровые (средние - СВ)	300—3000 кГц
100— 10 м	Декаметровые (короткие - КВ)	3—30 МГц
10—1 м	Метровые	30-300 МГц
100— 10 см	Дециметровые	300—3000 МГц
10—1 см	Сантиметровые	3—30 ГГц
10 — 1 мм	Миллиметровые	30—300 ГГц
1—0,1 мм	Децимиллиметровые	300—3000 ГГц

Согласно рекомендации МККР (Международного консультативного комитета по радио) спектр радиочастот делится на диапазоны (табл. 4.1). В настоящем пособии будут рассматриваться вопросы проектирования наиболее широко распространенных приемников, работающих в диапазоне частот 30 кГц—300 ГГц (на волнах от 10 км до 1 мм).

В качестве активных элементов каскадов приемников, работающих на частотах 30 кГц—300 МГц, сейчас можно использовать полупроводниковые приборы (транзисторы и диоды) и электронные лампы со штыревыми выводами. Предпочтение отдается полупроводниковым приборам благодаря их преимуществам (малые габаритные размеры и масса; низкие напряжения и токи питания; большой срок службы и механическая прочность). Состояние

современной транзисторной и радиоприемной техники позволяет успешно преодолеть недостатки транзисторов (большой разброс и зависимости параметров от частоты, режима и температуры; низкие входные и выходные сопротивления; наличие внутренней обратной связи) и использовать их во всех каскадах приемников упомянутого диапазона без ухудшения работы приемников. Лампы применяются лишь в некоторых специальных приемниках и на более высоких частотах.

Проектирование радиоприемников выполняется согласно техническому заданию. В техническом задании указываются; общие требования, требования к электрическим характеристикам (диапазон принимаемых частот, чувствительность, избирательность, качество воспроизведения сигналов, определяемое частотными, нелинейными и фазовыми искажениями, а также искажениями импульсных сигналов; данные входов и выходов приемника; параметры ручных и автоматических регулировок; излучение напряжения гетеродина в антенну, которое характеризует электромагнитную совместимость приемников и т. д.); конструктивные, механические, климатические, технологические, экономические, эксплуатационные требования (надежность).

Технические требования на радиовещательные приемники должны соответствовать ГОСТ 5651 – 89.

Общие требования. В них указываются назначение и место установки приемника, состав комплекта приемного устройства (антенна, приемник, оконечное устройство) и аппаратура, с которой должен работать приемник, но которая не входит в комплект.

Диапазон частот. Приемник может быть предназначен для работы на одной или нескольких фиксированных частотах или в непрерывном (прерывном) диапазоне частот ($f_{0\min} - f_{0\max}$). Для диапазонных приемников определяется число поддиапазонов, коэффициенты перекрытия для них и запасы перекрытия по частоте между поддиапазонами.

Чувствительность. Этот параметр характеризует способность приемника принимать слабые сигналы. Чувствительность приемника с небольшим усилением, на выходе которого шумы практически отсутствуют, определяется $\varepsilon_{АНТ}$ (или номинальной мощностью) сигнала в антенне (или ее эквиваленте), при которой обеспечивается, заданное напряжение (мощность) сигнала на выходе приемника. Если чувствительность ограничивается внутренними шумами приемника, то ее можно оценить реальной или предельной чувствительностью, коэффициентом шума или шумовой температурой.

Реальная чувствительность равна $\varepsilon_{АНТ}$ (или номинальной мощности) сигнала в антенне, при которой напряжение (мощность) сигнала на выходе приемника превышает напряжение (мощность) помех в заданное число раз.

Предельная чувствительность равна $\varepsilon_{АНТ}$ или номинальной мощности $P_{АС}$ сигнала в антенне, при которой на выходе его линейной части (т. е. на входе детектора), мощность сигнала равна мощности внутреннего шума.

Предельную чувствительность можно также характеризовать коэффициентом шума N_0 равным отношению мощности шумов, создаваемых на выходе линейной части приемника эквивалентом антенны (при комнатной температуре $T_0 = 290$ К) и линейной частью приемника, к мощности шумов, создаваемых только эквивалентом антенны:

$$P_A = N_0 k T_0 \Pi_{ш}, \quad (3.1)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град - постоянная Больцмана; $\Pi_{ш}$ - шумовая полоса линейной части приемника, Гц; P_A - мощность сигнала, Вт.

Из (4.1) видно, что мощность сигнала, соответствующую его предельной чувствительности и отнесенную к единице полосы частот, можно выразить в единицах kT_0 :

$$P_A / \Pi_{ш} = N_0 (kT_0). \quad (3.2)$$

Предельную чувствительность можно также характеризовать шумовой температурой приемника $T_{шп}$, на которую надо дополнительно нагреть эквивалент антенны, чтобы на выходе линейной части приемника мощность создаваемых им шумов равнялась мощности шумов линейной части. Очевидно, $k(T_0 + T_{шп})\Pi_{ш} = N_0 k T_0 \Pi_{ш}$, откуда

$$T_{шп} = T_0 (N_0 - 1). \quad (3.3)$$

На реальную антенну воздействуют внешние шумы, номинальная мощность которых $kT_A \Pi_{ш} > kT_0 \Pi_{ш}$, где T_A - шумовая температура антенны. Поэтому на выходе линейной части

$$k \Pi_{ш} (T_A + T_{шп}) = k \Pi_{ш} T_0 (N_0 - 1 + T_A / T_0),$$

и для получения равенства мощностей сигнала и шумов необходима мощность

$$P'_A = k T_0 \Pi_{ш} (N_0 - 1 + T_A / T_0) > P_A. \quad (3.4)$$

Избирательность (селективность). Этот параметр характеризует способность приемника выделять полезный сигнал из помех. В задании оговариваются требования к *линейной (односигнальной) избирательности*: ослабление помех от станций, близких по частоте к принимаемой (“соседних каналов”), зеркальных помех и помех, частота которых близка к промежуточной. Ослабление соседних каналов обуславливается шириной полосы при ослаблении в 10, 100 и 1000 раз или коэффициентами прямоугольности.

“*Нелинейная*” избирательность определяется величиной и числом сигналов, обусловленных взаимодействием мешающих сигналов между собой, с принимаемыми сигналами и с частотой гетеродина или ее гармониками. В результате этих взаимодействий образуются колебания промежуточной частоты.

Качество воспроизведения сигналов. При прохождении сигналов по цепям приемника возникают частотные, нелинейные и фазовые искажения. *Частотные искажения* оцениваются “кривой верности воспроизведения”, т. е. зависимостью коэффициента усиления от частоты модуляции, *нелинейные* -

коэффициентом нелинейных искажений при заданном коэффициенте модуляции, *фазовые* - нелинейностью фазовой характеристики.

Искажения импульсных сигналов оцениваются длительностями фронта и среза τ_ϕ и τ_c , неравномерностью вершины δ_Π , выбросом на вершине b_1 выбросом в паузе b_2 .

Ручные и автоматические регулировки. Требования к ручной регулировке усиления (РРУ) и полосы (РРП) определяются тем, во сколько раз изменяется выходное напряжение (полоса пропускания) приемника при действии РРУ (РРП). Требования к автоматической регулировке усиления (АРУ) характеризуются наибольшим допустимым изменением выходного напряжения приемника при заданном изменении входного напряжения и допустимой постоянной времени АРУ.

Требования к автоматической подстройке гетеродина (АП) определяются: начальной и остаточной расстройками и максимальной скоростью отклонения разностной частоты от промежуточной и минимальным напряжением разностной частоты, нужным для работы АП.

Входная цепь. В требованиях указывается, с какими типами и эквивалентами антенн и в каком режиме должна работать входная цепь.

Выходная цепь. В требованиях к ней указываются типы и сопротивления нагрузки и необходимое напряжение (мощность) сигнала на ней.

3.2 Расчет полосы пропускания линейного тракта супергетеродинного приемника [1, 2, 3, 6]

Все супергетеродинные приемники состоят из следующих частей: линейного тракта, демодулятора (детектора) устройств регулировок и низкочастотного тракта (усилитель низкой частоты, видео усилитель и др.). Линейный тракт одинаков для приемников различных типов. Он состоит из входной цепи (ВЦ), усилителя радиочастоты (УРЧ), смесителя (C_M) и гетеродина (Γ) преобразователя частоты (ПЧ) и усилителя промежуточной частоты (УПЧ).

Если в процессе проектирования выяснится, что требования по избирательности по зеркальному каналу выполняются приемником без УРЧ, то УРЧ можно исключить.

При выборе схемы линейного тракта следует обратить внимание на выбор полосы пропускания линейного тракта.

Ширина полосы пропускания линейного тракта Π складывается из эффективной ширины спектра радиочастот принимаемого сигнала Π_C , доплеровского смещения частоты сигнала Δf_D и запаса полосы, требуемого для учета нестабильности и неточностей настроек приемника $\Pi_{НС}$:

$$\Pi = \Pi_C + 2\Delta f_D + \Pi_{НС}. \quad (3.5)$$

Величина $\Delta f_{3АП}$ определяется по формуле

$$P_{HC} = 2\sqrt{(\delta_C f_C)^2 + (\delta_G f_G)^2 + (\delta_H f_G)^2 + (\delta_{HP} f_{HP})^2}, \quad (3.6)$$

где δ_C и δ_G - нестабильности частот сигнала f_C и гетеродина f_G ; δ_H - носительная погрешность настройки приемника; δ_{HP} - относительная погрешность и нестабильность частоты настройки контуров тракта ПЧ f_{HP} . В [1, 2, 5] приводятся рекомендации по выбору запаса полосы пропускания (4.6). Практически запас полосы пропускания P_{HC} - радиоприемного устройства на этапе проектирования принимается не более $(0,1 \dots 0,2) \cdot P_C$

Доплеровское смещение частоты сигналов, от передатчика, который перемещается относительно приемника с радиальной скоростью v_P , равно

$$\Delta f_D \approx (v_P/c) f_C, \quad (3.7)$$

где $c \approx 3 \cdot 10^5$ км/с - скорость распространения радиоволн в свободном пространстве. Для сигналов, которые ретранслируются объектом, перемещающимся относительно приемопередатчика РЛС,

$$\Delta f_D \approx (2 \cdot v_P/c) f_C. \quad (3.8)$$

Эффективная ширина спектра принимаемого сигнала определяется видом модуляции. Приведем в соответствии с [2, 3] формулы P_C для различных видов модуляции.

Для амплитудно - модулируемого (АМ) сигнала эффективная ширина спектра определяется выражением

$$P_C = 2F_B, \quad (3.9)$$

где F_B - верхняя частота модулирующего сигнала.

Эффективная ширина спектра амплитудно - манипулированного сигнала

$$P_C = 0,8 \cdot n \cdot N [\Gammaц], \quad (3.10)$$

где n - номер верхней реализуемой гармоники (обычно $n = 3$); N - скорость телеграфирования в стандартных пятибуквенных словах в минуту ($N = 250 - 500$ слов/мин).

Эффективная ширина спектра АМ сигнала с одной боковой (АМ - ОБ) и подавленной несущей определяется выражением

$$P_C = F_B - F_H, \quad (3.11)$$

где F_H - нижняя частота модуляции; F_B - верхняя частота модуляции.

Для радиоприемных устройств, предназначенных для приема и обработки сигналов с угловой модуляцией, эффективная ширина спектра определяется выражением [3]

$$P_C \approx 2(F_B + \Delta F_{ДЕВ}), \quad (3.12)$$

где $\Delta F_{ДЕВ}$ - девиация частоты или фазы (для приемников звукового вещания $\Delta F_{ДЕВ} = 50$ кГц, для приемников телевизионного вещания по каналу звука $\Delta F_{ДЕВ} = 75$ кГц).

Эффективная ширина спектра радиоприемника радиопульсных сигналов РЛС обнаружения

$$\Delta F_c = 2 \frac{0,5...0,7}{\tau_{II}}, \quad (3.13)$$

где τ_{II} - длительность радиоимпульса.

Эффективная ширина спектра радиоприемника РЛС измерения координат, скорости движения цели

$$\Delta F_c = 2 \frac{0,35...0,7}{t_y},$$

где t_y - время установления радиоимпульса.

Если в приемном устройстве применена автоподстройка частоты гетеродина, то выбор полосы пропускания линейного тракта Π следует производить в соответствии с рекомендациями [1,2].

3.3 Выбор первых каскадов приемника для обеспечения заданной чувствительности [1, 2, 4, 6]

После определения полосы пропускания линейного тракта Π можно перейти к выбору первых каскадов приемника, обеспечивающих требуемую чувствительность. Если реальная чувствительность задана в виде величины $\epsilon_{АНТ}$ сигнала в антенне, при которой отношение эффективных значений напряжений сигнал/помеха на выходе приемника (γ) больше минимально допустимого отношения $\gamma_{ВЫХ}$ или равно ему, то следует вычислить допустимый коэффициент шума N_D из условия

$$N_D \leq \left[\left(E_A^2 / \gamma_{ВХ}^2 \right) - E_{II}^2 h_D^2 \Pi_{Ш} \right] / (4kT_0 \Pi_{Ш} R_A), \quad (3.14)$$

где $\gamma_{ВХ}$ — минимально допустимое отношение эффективных напряжений сигнал/помеха на входе приемника; E_{II} — напряженность поля внешних помех; h_D — действующая высота приемной антенны; $\Pi_{Ш} \approx 1,1 \cdot \Pi$ — шумовая полоса линейного тракта; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана; $T_0 = 290$ К - стандартная температура приемника; R_A - внутреннее сопротивление приемной антенны. Величины $\gamma_{ВХ}$ определяют из приведенных в [1, 2, 4, 6] зависимостей $\gamma_{ВХ} = f(\gamma_{ВЫХ})$, где $\gamma_{ВЫХ}$ - минимально допустимое отношение сигнал/помеха на выходе приемника.

Если реальная чувствительность задана в виде напряженности поля сигнала E возле приемной антенны, при которой отношение сигнал/помеха на выходе приемника больше или равно $\gamma_{ВЫХ}$ то

$$N_D \leq \left[(E^2 / \gamma_{BX}^2) - E_{II}^2 \Pi_{III} \right] h_D^2 / (4kT_0 \Pi_{III} R_A). \quad (3.15)$$

Если E_{II} не задана, то ее можно найти из рис. 4.1. Если одновременно действует несколько источников помех с напряженностями поля E_{II1}, E_{II2}, \dots то

$$E_{II}^2 = E_{II1}^2 + E_{II2}^2 + \dots + E_{II_n}^2. \quad (3.16)$$

Если реальная чувствительность задана в виде номинальной мощности сигнала P_A , отдаваемой антенной согласованному с ней приемнику, при которой отношение сигнал/помеха на выходе приемника больше или равно $\gamma_{ВЫХ}$, то

$$N_D \leq \left(P_A / \gamma_{ВЫХ}^2 kT_0 \Pi_{III} \right) - \left[(T_A / T_0) - 1 \right], \quad (3.17)$$

где T_A - шумовая температура антенны, которая характеризует интенсивность воздействующих на антенну внешних шумов и которую можно найти из рис. 4.2

Так как величины T_A и E_{II} зависят от частоты, то расчеты по формулам (4.14), (4.15) и (4.17) следует вести для крайних точек диапазона.

Шумовая температура приемника T_{II} , которая иногда приводится для оценки чувствительности, связана с коэффициентом шума N соотношением

$$N = 1 + T_{II} / T_0. \quad (3.18)$$

На метровых и более коротких волнах структура внешних помех близка к шумовым; на выходе линейного тракта узкополосных приемников более длинных волн спектры внешних помех и собственных шумов сходны. Поэтому можно допустить квадратурное сложение эффективных значений внешних помех и шумов приемника.

Из (4.15) — (4.18) следует, что для обеспечения заданной чувствительности нужно задать достаточно малый коэффициент шума приемника N_D . Получаемый же коэффициент шума супергетеродинного приемника равен

$$N_0 = \left(N_{ВЦ} + \frac{N_{УРЧ} - 1}{K_{РВЦ}} + \frac{N_{ПЧ} - 1}{K_{РВЦ} K_{РУРЧ}} + \frac{N_{УПЧ} - 1}{K_{РВЦ} K_{РУРЧ} K_{РПЧ}} + \dots \right) / L_\Phi, \quad (3.19)$$

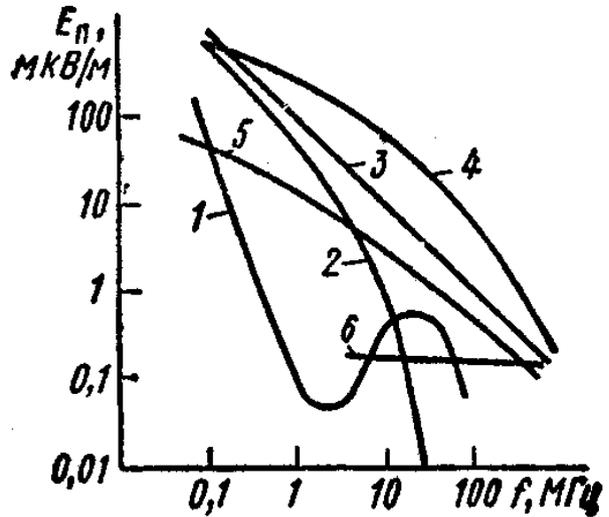


Рисунок 4.1. Зависимость напряженности поля внешних помех от частоты:

1 – средний уровень атмосферных помех днем; **2** – ночью; **3** – при местной грозе; **4** - средний уровень промышленных помех в городах; **5** – в сельской местности; **6** - максимальный уровень космических помех

где $N_{ВЦ}, N_{УРЧ}, N_{ПЧ}, N_{ПЧ}$ — коэффициенты шума входной цепи, УРЧ, преобразователя частоты и УПЧ соответственно; $K_{РВЦ}, K_{РУРЧ}, K_{РПЧ}$ — коэффициенты передачи мощности входной цепи, УРЧ и преобразователя частоты; $L_{\phi} = 10^{-0,1 \cdot \beta_{\phi} l_{\phi}}$ — коэффициент передачи мощности антенного фидера; β_{ϕ} — погонное затухание [1, 2]; l_{ϕ} — длина фидера.

Из (4.19) видно, что для уменьшения коэффициента шума приемника N_0 нужно увеличить коэффициент передачи мощности фидера L_{ϕ} , уменьшив β_{ϕ} и длину фидера l_{ϕ} , а также выбрать первые каскады приемника с малым коэффициентом шума и большим коэффициентом усиления мощности (табл. 4.2).

Максимальным рабочим частотам соответствуют меньшие значения $K_{P_{max}}$ и большие значения N_{min} усилительных и преобразовательных каскадов. Значения t_c и $N_{minT}, Y_{21Э}, Y_{12Э}, Y_{22Э}$ приводятся в [1, 2, 4, 6] и справочниках по транзисторам. Из табл. 4.2 видно, что УРЧ имеют меньшие коэффициенты шума, чем преобразователи частоты. Однако введение и увеличение числа каскадов УРЧ

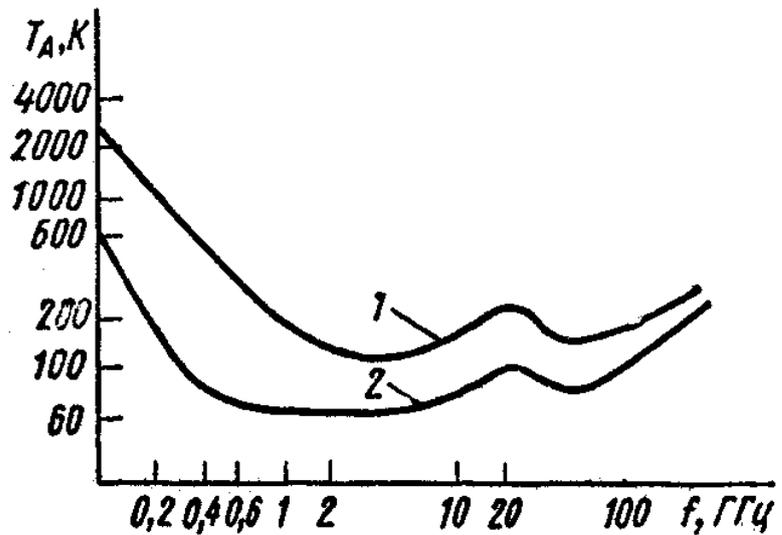


Рисунок 4.2. Зависимость шумовой температуры приемной антенны от частоты:
1 — максимальная; 2 — минимальная

заметно усложняет приемник, особенно на частотах более 0,4 ГГц и при плавной настройке приемника в широком диапазоне частот. Поэтому первые каскады необходимо выбирать из следующих соображений:

1. Если уровень внешних помех в антенне значительно больше приведенного к антенне уровня шумов приемника N_0 , получаемого даже при отсутствии УРЧ, то бесцельно снижать коэффициент шума приемника путем введения УРЧ. Такая ситуация может часто возникнуть при приеме сигналов на частотах ниже 30 МГц. Поэтому, если окажется, что

$$E_{ПД} h_D^2 \square 5 \cdot (4kT_0 N_0 R_A), \quad (3.20)$$

то первым каскадом приемника должен быть преобразователь частоты (ПЧ) со смесителем и гетеродином на транзисторах;

2. Если неравенство (4.20) не выполняется, то надо подсчитать допустимый коэффициент шума N_D согласно (4.14), (4.15) или (4.17).

Если необходимо принимать сигналы на частотах $30 \text{ МГц} \leq f_c \leq 0,4 \text{ ГГц}$, то следует выбрать преобразователь частоты на тран-

зисторе с малым $N_{\min T}$ и найти $N_{ПЧ} = 4 N_{\min T}$ из табл. 4.2. При $N_{ПЧ} \leq N_D$ в качестве первого каскада можно использовать преобразователь частоты. При $N_{ПЧ} > N_D$ необходимо добавить однокаскадный УРЧ на транзисторе с общим эмиттером, обладающем малым $N_{\min T}$, и большим $Y_{21Э}/Y_{12Э}$ определить для него $N_1 = 2 N_{\min T}$ и $K_{P1} = 0,15 \cdot Y_{21Э}/Y_{12Э}$ и подсчитать

$$N_0 \approx N_1 + N_{ПЧ}/K_{P1}. \quad (3.21)$$

Таблица 4.2 [2]

Вид каскада	Частота, ГГц	Минимально достижимый коэффициент шума N_{\min}	Максимально достижимый коэффициент передачи по мощности $K_{P \max}$
Усилительный на транзисторе с общим эмиттером	$\leq 0,4$	$2 N_{\min T}$	$0,15 Y_{21Э}/Y_{12Э}$
Усилительный на транзисторе с общей базой	$\leq 0,4$	$2 N_{\min T}$	$0,25 Y_{21Э}/Y_{22Э}$
Усилительный на транзисторный по каскодной схеме	$\leq 0,4$	$2 N_{\min T}$	$\frac{0,2 Y_{21Э}^1}{Y_{12Э}(Y_{12Э} + Y_{22Э})}$
Усилительный на туннельном диоде регенеративный	0,3—10	4—10	30—100
Усилительный с лампой бегущей волны	1—30	4,5—12	10—100
Усилительный параметрический регенеративный с полупроводниковым диодом без охлаждения	1—30	1,15—1,5	30—300
Усилительный параметрический регенеративный с полупроводниковым диодом, охлаждаемый жидким азотом	1—30	1,08—1,3	30—300
Усилительный парамагнитный, охлаждаемый жидким гелием	1—50	1,02—1,05	50—1000
Преобразовательный на транзисторе с общим эмиттером	$\leq 0,4$	$4 N_{\min T}$	$0,07 Y_{21Э}/Y_{12Э}$
Преобразовательный на транзисторе с общей базой	$\leq 0,4$	$4 N_{\min}$	$0,09 Y_{21Э}/Y_{22Э}$

Преобразовательный на туннельном диоде	0,3-10	5—12	10—30
Преобразовательный на полупроводниковом диоде	1-40	$t_c/K_{P\Pi\check{C}}$	0,1-0,2
Одноконтурная входная цепь	-	$1/K_{P\text{ВЦ}}$	$\frac{1}{(1 + k_{CB}/k_{CB\text{ОПТ}})}$

В таблице 4.2 введены следующие обозначения: t_c — шумовое отношение полупроводникового диодного смесителя; $Y_{21\varepsilon}$, $Y_{12\varepsilon}$, $Y_{22\varepsilon}$ — прямая, обратная и выходная проводимости транзистора (в преобразователях эти параметры берутся для промежуточной частоты); $N_{\min T}$ — минимальный коэффициент шума транзистора; k_{CB} и $k_{CB\text{ОПТ}}$ — выбранное и оптимальное значение коэффициента связи между антенной цепью а входным контуром приемника.

Если опять $N_0 \geq N_d$, то следует использовать двухкаскадный УРЧ на том же транзисторе [2].

3. При приеме сигналов на частотах более 1,0 ГГц внешними помехами обычно можно пренебречь и принять $E_{II} = 0$. В этих случаях в качестве 1-го каскада можно выбрать преобразователь частоты на полупроводниковом смесительном диоде. Надо учесть, что преобразователь частоты со смесительным диодом имеет $K_{P\Pi\check{C}} < 1$ и на коэффициент шума приемника будут заметно влиять шумы УПЧ. Поэтому в 1-м каскаде УПЧ рекомендуется использовать транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, с малым $N_{\min T}$ и большим $Y_{21\varepsilon}/Y_{12\varepsilon}$ [2].

При $N_0 \leq N_d$ в качестве 1-го каскада можно использовать преобразователь частоты с полупроводниковым диодным смесителем.

4. При $N_0 > N_d \geq 5$ в приемнике необходимо иметь УРЧ. В качестве УРЧ можно использовать один каскад на туннельном диоде (ТД) или на лампе бегущей волны (ЛБВ). УРЧ на ЛБВ более устойчив и позволяет усиливать в широком диапазоне частот, но имеет большие габаритные размеры и требует высокого напряжения питания.

При наличии УРЧ можно выбрать преобразователь частоты со смесителем на полупроводниковом диоде, если окажется, что

$$N_0 = N_p + (t_c + N_{УПЧ} - 1)/K_{P\Pi\check{C}}K_{P\Pi\check{C}} \leq N_d. \quad (3.22)$$

В противном случае следует использовать преобразователь частоты на ТД.

В [1, 2] имеются также и другие рекомендации по первым каскадам радиоприемных устройств.

В преобразователях частоты смесители и гетеродины реализуют как на отдельных активных приборах, так и на совмещенных. При малом отношении промежуточной частоты к принимаемой можно использовать преобразователи частоты с двухтактными смесителями, коэффициент шума которых снижается за счет ослабления шумов гетеродина.

3.4 Расчет избирательности приемника

В супергетеродинных приемниках частотная избирательность (селективность) определяется в основном ослаблениями зеркального $\sigma_{ЗК}$ и соседнего (или соседних) $\sigma_{СК}$ каналов. В приемниках с одинарным преобразованием частоты **ослабление зеркального канала обеспечивает преселектор, а ослабление соседнего канала - в основном УПЧ и частично преселектор.** Резонансные характеристики преселектора и УПЧ должны быть такими, чтобы линейный тракт (преселектор и УПЧ с преобразователем частоты) обладал полосой пропускания не меньше заданной P .

Промежуточная частота $f_{П}$ должна лежать вне диапазона принимаемых частот f_C и обеспечивать:

- заданную избирательность (ослабление $\sigma_{ЗК}$) по зеркальному каналу;
- заданную избирательность по соседнему каналу $\sigma_{СК}$; заданную полосу пропускания линейного тракта P ;
- возможность применения контуров с реализуемой добротностью;
- устойчивое детектирование радиоимпульсов и хорошую фильтрацию сигналов промежуточной частоты при детектировании;
- требуемое усиление и устойчивость работы УПЧ;
- малый коэффициент шума $N_{УПЧ}$ в приемниках со смесителем на полупроводниковых диодах и без УРЧ.

Для возможности применения контуров с реализуемой добротностью нужно иметь $f_{П} < 200 P$.

Для устойчивого детектирования радиоимпульсов длительностью τ желательно выбирать $f_{П}$ порядка $(10..20)/\tau$.

Для фильтрации сигналов промежуточной частоты при детектировании АМ сигналов с наибольшей частотой модуляции F_{\max} следует выбирать $f_{П} \geq 2 F_{\max}$.

Для фильтрации сигналов промежуточной частоты при детектировании ЧМ сигналов с индексом модуляции $m_{\text{ч}}$ следует выбирать $f_{П} \geq F_{\max}/(1-m_{\text{ч}})$.

Средства обеспечения избирательности можно выбирать в следующей последовательности. Сначала обосновывают схему число и параметры контуров преселектора, т. е. ВЦ и УРЧ.

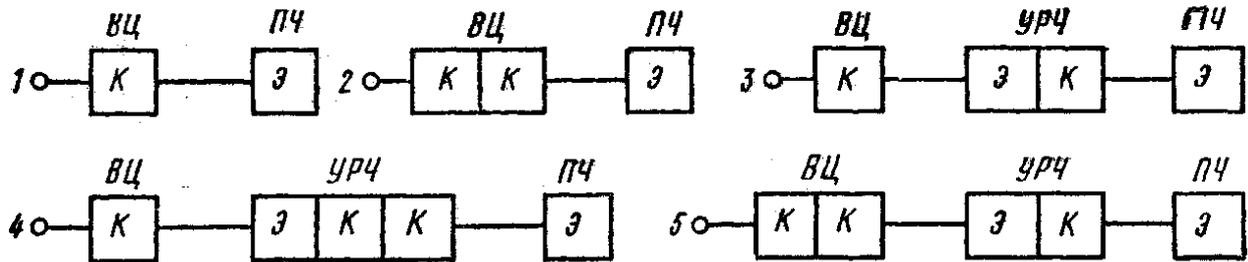


Рисунок 4.3. Типовые структурные схемы преселекторов радиовещательных приемников умеренно высоких частот

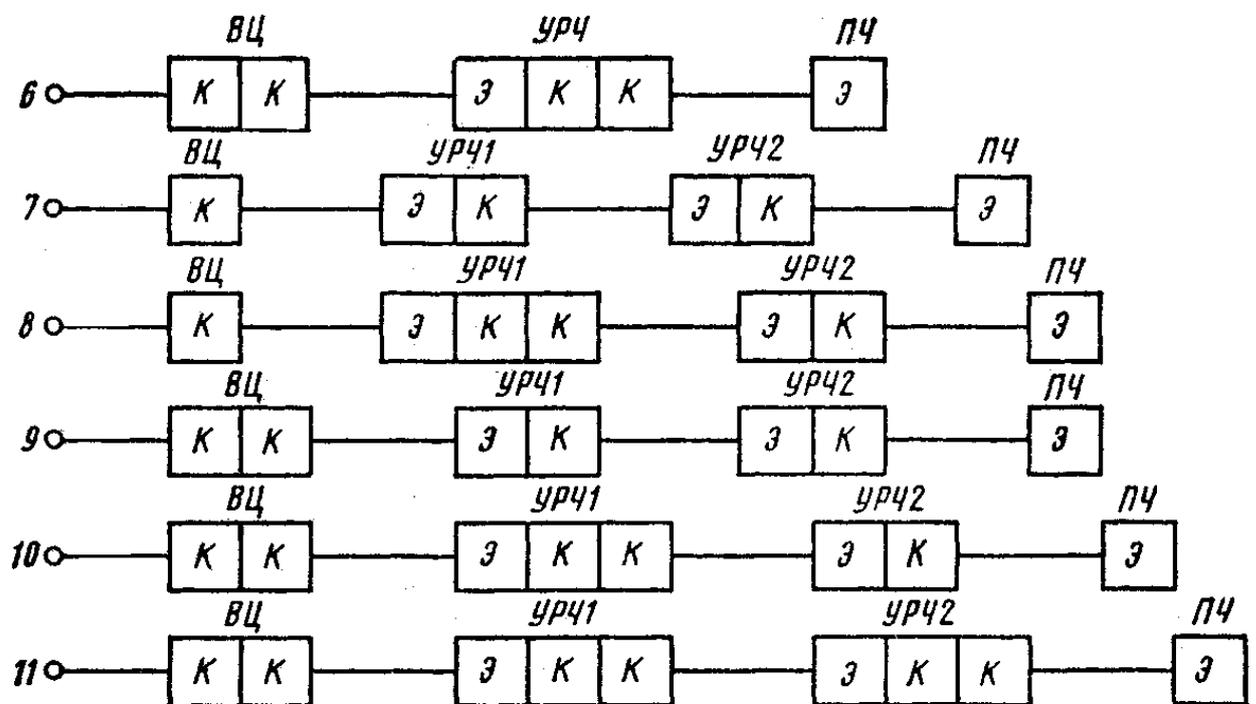


Рисунок 4.4. Типовые структурные схемы профессиональных приемников умеренно высоких частот

Для радиовещательных приемников следует руководствоваться рис. 4.3. Более сложные схемы не используются из конструктивных и экономических соображений, так как перестройка приемника должна осуществляться блоком конденсаторов, имеющим не более четырех секций, включая конденсатор гетеродина в преобразователе частоты (ПЧ). Применение более одного каскада УРЧ обычно не требуется для обеспечения чувствительности приемника.

В профессиональных диапазонных приемниках преселекторы реализуют по более сложным схемам (рис. 4.4).

Однако необходимость их перестройки обуславливает отказ от сложных резонансных систем (фильтров сосредоточенной избирательности) и использование лишь одиночных контуров или пар связанных контуров, перестраиваемых в заданном диапазоне частот блоком конденсаторов переменной емкости. Обычно применяют не более двух каскадов УРЧ, обеспечивающих необходимую чувствительность приемника.

Во всех схемах связь между парами связанных контуров выбирается близкой к критической $\beta \approx \beta_{KP} = 1$. При $\beta = 1$ частотная характеристика имеет наилучшую форму с точки зрения минимальных искажений при максимальных значениях полосы пропускания, избирательности и коэффициента передачи. Для производственной унификации все контуры выполняют с одинаковыми затуханиями. Исключение составляют первые контуры, служащие для согласования антенного фидера со входом приемника. *Затухание этих контуров в два раза больше, чем остальных.* Варианты 1, 3, 4, 7 и 8 (рис. 4.3, 4.4) используют в тех случаях, когда требование высокой чувствительности приемника является наиболее важным, варианты 2, 5, 6, 9, 10 и 11 - тогда, когда доминируют требование высокой избирательности. Приемники с фиксированной настройкой обычно реализуют по аналогичным схемам.

Пользуясь нормированными частотными характеристиками при больших и малых обобщенных расстройках $\xi = [(f/f_c) - (f_c/f)]/d_{\text{ЭР}}$ (рис. 4.5, 4.6), (где $d_{\text{ЭР}}$ - эквивалентные затухания контуров преселектора с учетом потерь, вносимых источником сигналов и нагрузкой), **схему преселектора, затухания его контуров и промежуточную частоту можно выбирать следующим образом:**

1. Если промежуточная частота приемника f_{Π} задана, то следует выбрать эквивалентное затухание из условия $d_{\text{ЭР}} \geq 0,02 \dots 0,01$ и определять обобщенную расстройку зеркального канала

$$\xi_{3K} = 4(f_{\Pi}/f_c) [(f_c + f_{\Pi}) / (f_c + 2f_{\Pi})] / d_{\text{ЭР}} \quad (3.23)$$

при верхней настройке гетеродина и

$$\xi_{3K} = 4(f_{\Pi}/f_c) [(f_c - f_{\Pi}) / (f_c - 2f_{\Pi})] / d_{\text{ЭР}} \quad (3.24)$$

при нижней настройке гетеродина

Затем необходимо восстановить перпендикуляры к оси абсцисс рис. 4.5,*a* или рис. 4.6,*a* в точках с подсчитанными значениями $\xi_{3K} = \xi$. Преселектор можно реализовать по простейшей схеме, если пересечение с ее характеристиками дает ослабление зеркального канала σ_{3K} больше требуемого. В противном случае рекомендуется увеличить число контуров преселектора.

2. Если промежуточная частота f_{Π} не задана, то откладываем по оси ординат рис. 4.5,*a* или рис. 4.6,*a* заданное значение σ_{3K} . Из этой точки проводим горизонтальную линию до пересечения с характеристикой простейшей схемы преселектора. Из точки пересечения опускаем перпендикуляр на ось абсцисс

и находим нужную обобщенную расстройку $\xi_{3K} = \xi$. Затем положив $d_{\text{ЭР}} > 0,02 \dots 0,01$, рассчитываем промежуточную частоту

$$f_{\Pi} \approx 0,25 \xi_{3K} f_C d_{\text{ЭР}} \quad (3.25)$$

при $f_{\Pi} \ll f_C$. Если f_{Π} получалась слишком большой, то рационально увеличить число контуров преселектора.

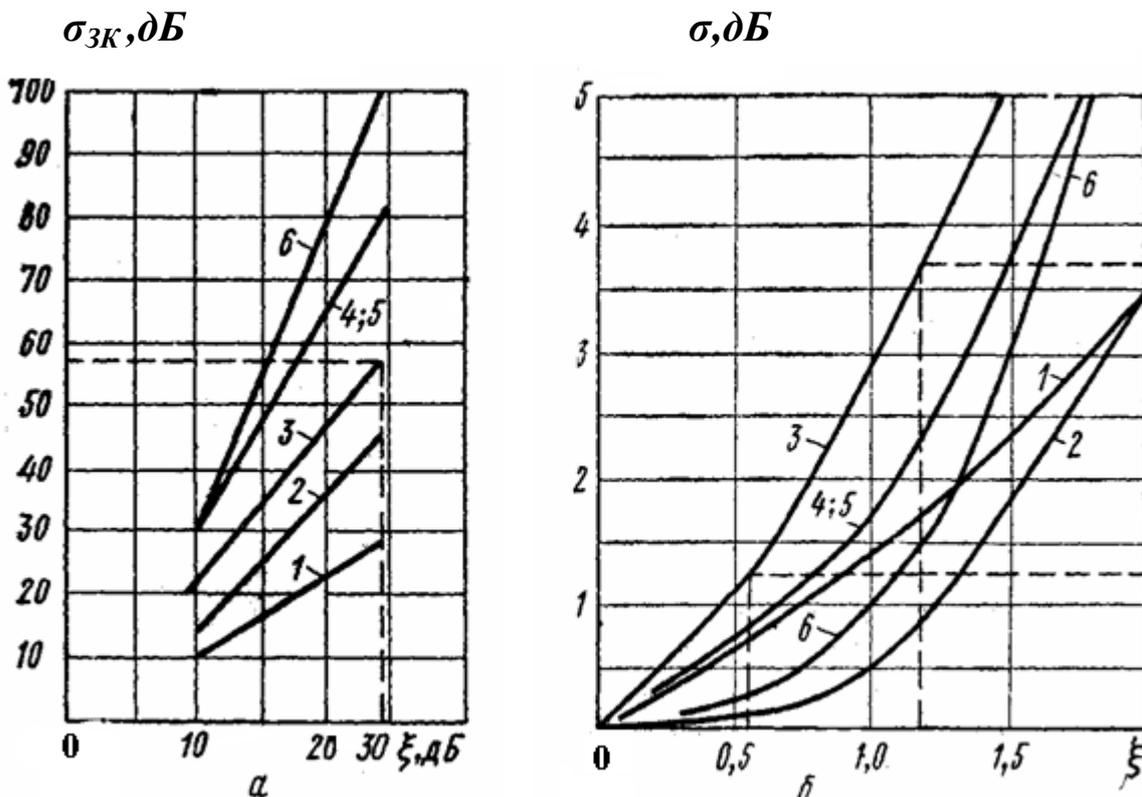


Рисунок. 4.5. Нормированные частотные характеристики преселекторов схем 1 – 6 для больших (а) и малых (б) обобщенных расстроек

В диапазонных приемниках схемы преселектора и частоту f_{Π} следует выбирать для $f_C = f_{C \max}$.

Теперь переходим к выбору средств обеспечения избирательности по соседнему каналу. При $\Pi/f_{\Pi} \geq 2,82$ $d_{\text{Э}} = 0,014$ (если положить $d_{\text{Э}} \geq 0,005$) и высоких требованиях к избирательности по соседнему каналу рационально применить фильтр сосредоточенной избирательности (ФСИ) на промежуточной частоте, так как в этих условия ФСИ может дать лучшую избирательность, чем УПЧ с распределенной избирательностью (УПЧ-Р). Дополнительным преимуществом ФСИ является сосредоточение средств избирательности перед усилителем, что уменьшает опасность дискретных помех. Наконец, частотная характеристика ФСИ меньше зависит от изменения параметров транзисторов, чем характеристика УПЧ-Р.

При использовании ФСИ необходимое усиление сигналов промежуточной частоте обеспечивают резистивные или одноконтурные настроенные каскады, полоса которых в 3 - 5 раз шире полосы ФСИ.

Для выбранного преселектора вычисляем обобщенную расстройку для краев полосы пропускания приемника Π из выражения

$$\xi_{\text{ПР}} \approx \Pi / f_C d_{\text{ЭР}}. \quad (3.26)$$

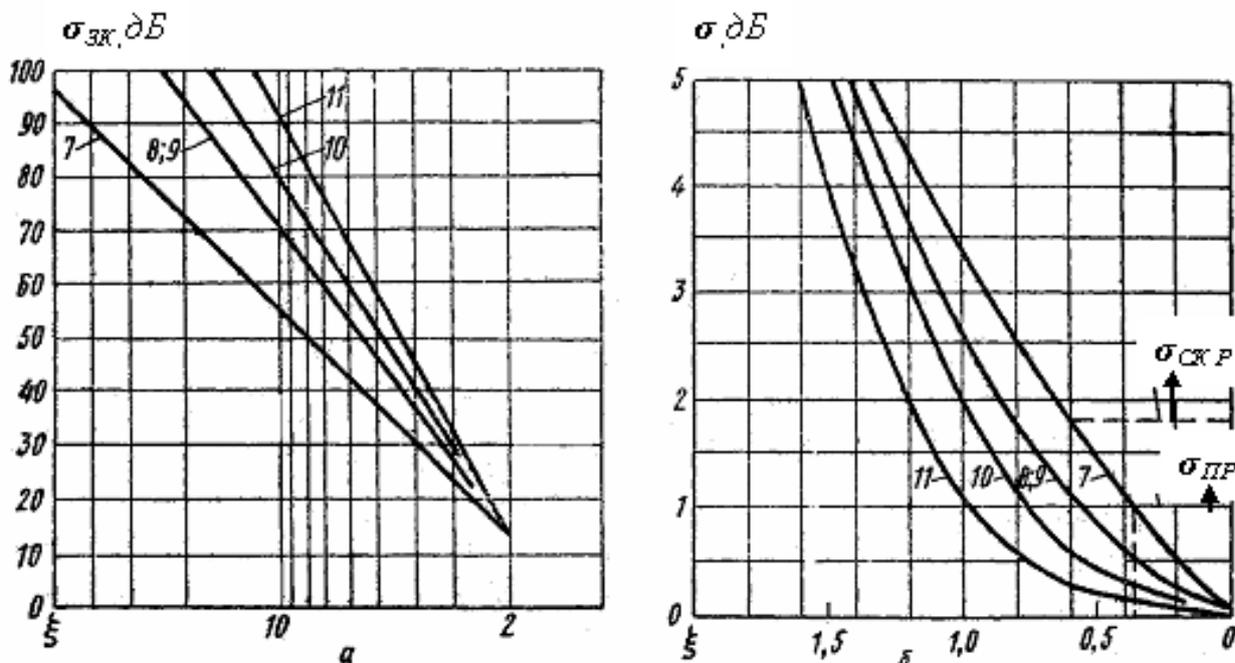


Рисунок 4.6. Нормированные частотные характеристики преселекторов схем 7 - 1 для больших (а) и малых обобщенных расстроек (б)

Для полученной $\xi_{\text{ПР}}$ находим из рис. 4.5, б или 4.6, б ослабление $\sigma_{\text{ПР}}$, создаваемое преселектором. Рассчитаем ослабление $\sigma_{\text{ПШ}}$, которое можно допустить в ФСИ, из выражения

$$\sigma_{\text{ПШ}} = (3 - \sigma_{\text{ПР}}) \quad [\text{дБ}]. \quad (3.27)$$

Для выбранного преселектора определяем обобщенные расстройки для соседнего канала из выражения

$$\xi_{\text{СКР}} = \xi_{\text{ПР}} \cdot 2\Delta f_{\text{СК}} / \Pi, \quad (3.28)$$

где $\Delta f_{\text{СК}}$ - расстройка для соседнего канала.

Для вычисленных значений $\xi_{\text{СКР}} = \xi$ по кривым рис. 4.5, б или 4.6, б находим ослабление $\sigma = \sigma_{\text{СКР}}$ соседнего канала, создаваемое преселектором.

Определяем ослабление соседнего канала $\sigma_{\text{СКП}}$, требуемое от ФСИ,

$$\sigma_{\text{СКП}} = \sigma_{\text{СК}} - \sigma_{\text{СКР}}, \quad (3.29)$$

где $\sigma_{\text{СК}}$ - полное ослабление соседнего канала, требуемое в приемнике.

Методика детального расчета ФСИ по заданным величинам $\sigma_{\text{ПШ}}$ и $\sigma_{\text{СКП}}$ излагается в [1, 2, 6].

Пример 4.1. Требуется выбрать средства обеспечения избирательности супергетеродинного приемника по зеркальному и соседнему каналам.

Исходные данные: $f_0 = 4000$ кГц; $\Pi = 40$ кГц; $2\Delta f = 80$ кГц; $\sigma_{3К} = 100$ дБ; $\sigma_{СК} = 25$ дБ,

Расчет.

Выбираем схему 6 (рис. 1.6) преселектора и $\xi_{3К} = 30$ дБ из рис. 4.4, а. Принимаем $d_{ЭР} = 0,016$ и вычисляем $f_{\Pi} = 0,25 \cdot 30 \cdot 4000 \cdot 0,016 \approx 500$ кГц (4.25). Подсчитываем $\Pi/f_{\Pi} = 0,08$ и выбираем УПЧ с ФСИ. Определяем по (4.26) $\xi_{ПР} = 40/4000 \cdot 0,016 \approx 0,6$ и из рис. 4.5,б $\sigma_{ПР} = 1,2$ дБ. Находим по (4.27) $\sigma_{ПП} = 3 - 1,2 = 1,8$ дБ. Затем рассчитываем из (4.28) $\xi_{СКР} = 3,75$ дБ и из рис. 4.5,б определяем $\sigma_{СКР} = 3,75$ дБ. Наконец, получаем из (4.29) $\sigma_{СК\Pi} = 25 - 3,75 = 21,25$ дБ.

При $\Pi/f_C \leq 0,014$ для обеспечения избирательности по соседнему каналу рационально использовать УПЧ-Р. Если Π/f_C настолько мало, что УРЧ дает $\sigma_{ПР} \leq 0,2$ дБ, то можно полагать, что $\sigma_{ПП} \approx 3$ дБ и использовать для выбора схем, числа контуров и их затуханий методику, изложенную в [1, 2].

Пример 4.2. Требуется выбрать средства обеспечения избирательности супергетеродинного приемника по зеркальному и соседнему каналам.

Исходные данные: $f_0 = 1000$ кГц; $\Pi = 1$ кГц; $f_{\Pi} = 150$ кГц; $2\Delta f_{СК} = 3,5$ кГц; $\sigma_{3К} = 90$ дБ; $\sigma_{СК} = 20$ дБ,

Расчет. Принимаем $d_{ЭР} = 0,0125$ и вычисляем по (4.23)

$$\xi_{3К} = \left[(1300/1000) - (1000/1300) \right] / 0,0125 = 40.$$

Находим, что преселектор следует реализовать по схеме 7 на рис. 4.4. Подсчитываем $\Pi/f_{\Pi} = 1/150 = 0,006$ и выбираем УПЧ-Р с одноконтурными каскадами.

Определяем по (4.26) $\xi_{ПР} = 1/1000 \cdot 0,0125 = 0,08$ и из рис. 4.6,б $\sigma_{ПР} \approx 0$ дБ. Тогда из (4.27) получаем $\sigma_{ПП} = 3$ дБ. Из табл. 6.1 [2] выбираем УПЧ с $n = 4$, который имеет $K_{\Pi 0,1} < \Delta f_{СК} / \Pi = 3,5$ и $d_{ЭКВ} = 2,3 \cdot \Pi / f_{\Pi} = 0,015 > 0,01$.

Если при $\Pi/f_C \leq 0,014$ УРЧ в полосе Π дает ослабление $\sigma > 0,2$ дБ, то можно рекомендовать более точный метод выбора схем, числа контуров и их затуханий. В этом случае на основании (4.26) находим $\xi_{ПР}$, а из рис. 4.5, б или рис. 4.6, б – значение $\sigma_{ПР}$. Затем с помощью (4.27) рассчитываем $\sigma_{ПП}$ и задаемся рядом чисел каскадов УПЧ-Р. Подсчитав для каждого числа каскадов n

$$\sigma_{\Pi 1} = \sigma_{ПП} / n \text{ [дБ]}, \quad (3.30)$$

находим из кривых рис. 4.7 относительные расстройки $\xi_{П\Pi}$, а из рис. 4.4.8 ослабление соседнего канала на каскад $\sigma_{СК1}$ при относительных расстройках

$$\xi_{СК\Pi} = \xi_{П\Pi} \cdot 2 \Delta f_{СК} / \Pi. \quad (3.31)$$

Затем определив $\xi_{СКР}$ из (4.28), находим по кривым рис. 4.5.б или рис. 4.5.б величину $\sigma_{СКР}$ и для нее

$$\sigma_{СК} = n \cdot \sigma_{СК1} = \sigma_{СКР}. \quad (3.32)$$

Далее рассчитываем затухание контуров

$$d_{\text{э}} = \Pi / f_{\Pi} \xi_{\Pi V} \quad (3.33)$$

для одноконтурных настроенных каскадов или

$$d_{\text{э}} = \Pi / 2 f_{\Pi} \xi_{\Pi V} \quad (3.34)$$

для двухконтурных каскадов с параметром связи $\beta = \beta_{\text{КР}}$.

Схему и число каскадов УПЧ надо выбрать так, чтобы ослабление соседнего канала было больше требуемого, а затухание контуров $d_{\text{э}} \geq 0,01$. Если это не удастся, следует перейти к схеме супергетеродина с двойным преобразованием частоты.

Пример 4.3. Требуется выбрать средства обеспечения избирательности супергетеродинного приемника по зеркальному и соседнему каналам.

Исходные данные: $f_{\text{С}} = 2000$ кГц; $\Pi = 7,5$ кГц; $\Delta f_{\text{СК}} = 7,5$ кГц; $f_{\Pi} = 300$ кГц; $\sigma_{\text{ЗК}} = 90$ дБ; $\sigma_{\text{СК}} = 20$ дБ.

Расчет. Принимаем $d_{\text{ЭР}} = 0,0125$ и вычисляем по (4.23)

$\xi_{\text{ЗК}} = [(2600/2000) - (2000/2600)] / 0,0125 = 40$. Находим из рис. 4.6,б, что преселектор следует реализовать по схеме 7 рис. 4.4. Подсчитываем $\Pi/f_{\Pi} = 7,5/300 = 0,025$ и выбираем УПЧ-Р с двухконтурными каскадами.

Определяем из (4.26) $\xi_{\text{ПР}} = 7,5/2000 \cdot 0,0125 = 0,3$ и из рис. 4.6 $\sigma_{\text{ПР}} = 1,2$ дБ. Из (4.27) получаем $\sigma_{\text{ПН}} = 3 - 1,2 = 1,8$ дБ.

Затем берем различное число n каскадов УПЧ-Р и для них рассчитываем ослабление. $\sigma_{\text{П1}}$ из (4.30); из рис. 4.7 $\xi_{\text{ПВ}}$; из (4.31) $\xi_{\text{СК ПВ}}$; из рис. 4.8 $\sigma_{\text{СК1}}$; из (4.28) $\xi_{\text{СК Р}}$; из рис. 4.7 $\sigma_{\text{СК Р}}$; из (4.32) $\sigma_{\text{СК}}$; из (4.34) $d_{\text{ЭР}}$.

По результатам расчетов составляем табл. 4.3

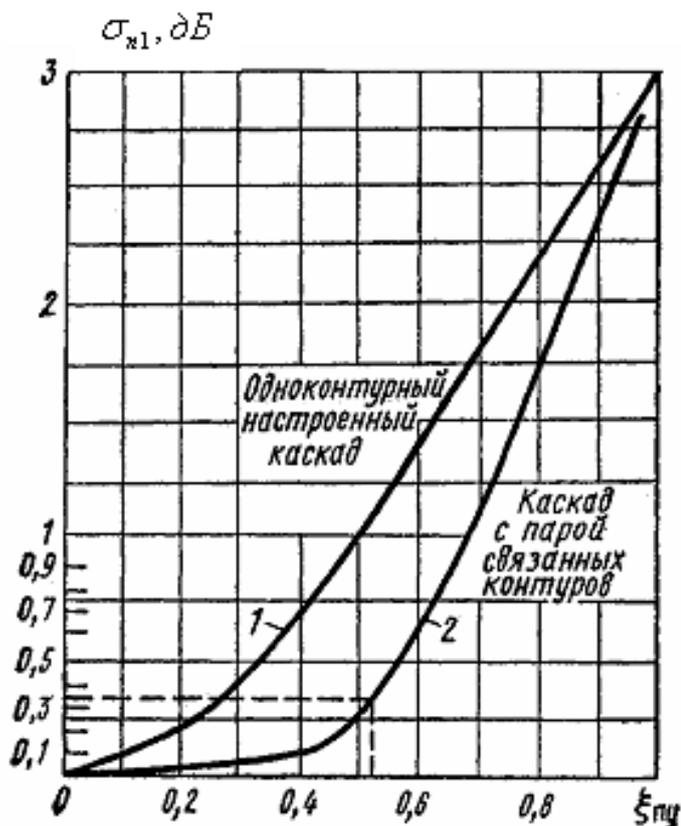


Рисунок 4. 7. Нормированные частотные характеристики одноконтурного и двухконтурного каскада УПЧ для малых обобщенных расстроек

Таблица 4.3

n	$\sigma_{\text{П1}}, \text{дБ}$	$\xi_{\text{ПВ}}$	$\xi_{\text{СК ПВ}}$	$\sigma_{\text{СК1}}, \text{дБ}$	$\sigma_{\text{СК}}, \text{дБ}$	$0,5 d_{\text{э}}$
1	1,8	0,82	1,64	11,7	13,45	0,008

2	0,9	0,67	1,34	6,2	14,15	0,009
3	0,6	0,6	1,2	5	16,75	0,01
4	0,45	0,57	1,14	4,3	18,95	0,011
5	0,36	0,55	1,1	3,8	20,75	0,012

Примечание. Для любого числа каскадов $\xi_{СКР} = 0,6$ и $\sigma_{СКР} = 1,75$ дБ.

Выбираем УПЧ-Р с пятью каскадами и $d_{\mathcal{O}} = 0,024$.

В диапазонных приемниках величину $\xi_{ПР}$ определяем при $f_c = f_{c \min}$. При этом нужно учесть, что затухание $d_{\mathcal{O}P \min}$ на $f_{c \min}$ может отличаться от $d_{\mathcal{O}P}$. Для первоначальных расчетов можно принять $d_{\mathcal{O}P \min} = d_{\mathcal{O}P} / k_{ПД}$. Определив входную цепь и УРЧ, следует найти $d_{\mathcal{O}P \min}$ для всех контуров преселектора и затем пересчитать $\sigma_{ПР}$ и $\sigma_{ПД}$ УПЧ.

Если необходимо большое $\sigma_{ЗК}$ и широкая полоса преселектора (например, в приемниках длинных волн), то линейный тракт можно реализовать по смешанной схеме, используя одноконтурные каскады УРЧ с большим ослаблением на границах полосы П и двухконтурные каскады УПЧ с большим провалом в середине частотной характеристики. Параметры такого линейного тракта можно определить из таблицы 6.1 [2].

Следует помнить, что частотная характеристика линейного тракта может заметно меняться при изменении параметров транзисторов УПЧ и при перестройке УРЧ.

При выборе средств обеспечения избирательности приемников сантиметровых волн следует руководствоваться изложенной методикой, используя кривые рис. 4.9 вместо кривых рис. 4.5, а и 4.6, а. Определяя из рис. 4.9 $\sigma_{ЗК}$ и ξ , надо полагать, что:

1) при одноконтурной входной цепи, состоящей из резонансного разрядника защиты приемника радиолокационной приемопередающей станции, $n = 1$ и $d_{\mathcal{O}P} = 0,01 \dots 0,005$; (3.35 а)

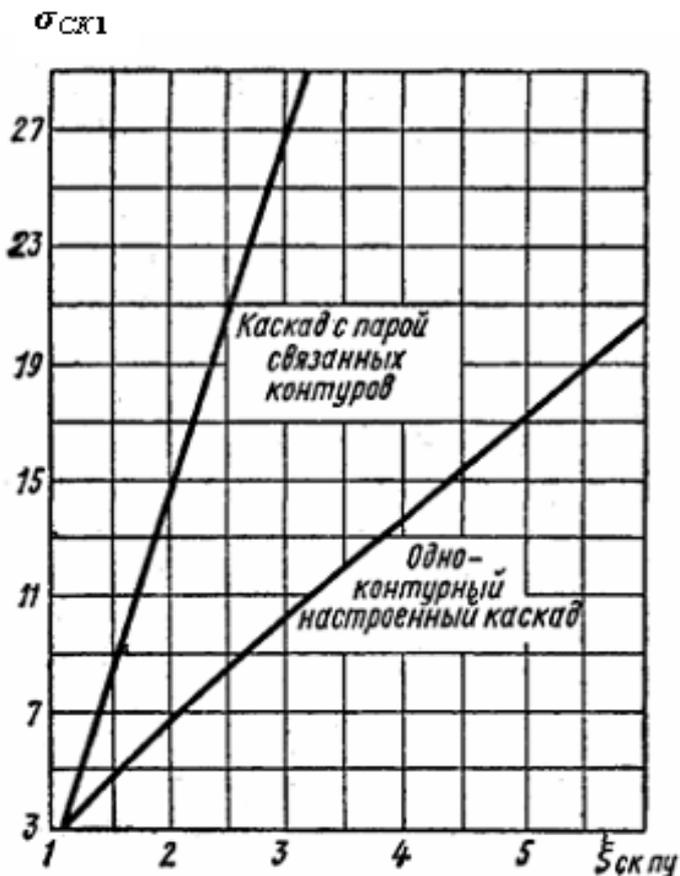


Рисунок 4.8. Нормированные частотные характеристики одноконтурного и двухконтурного каскада УПЧ для больших обобщенных расстроек

2) при апериодической входной цепи и однокаскадном УРЧ на ТД с одним контуром

$$n = 1 \text{ и } d_{\text{ЭР}} = d \cdot (1 - k_{\text{РЕГ}}); \quad (4.35 \text{ б})$$

3) при апериодической входной цепи и однокаскадном параметрическом УРЧ

$$n = 1 \text{ и } d_{\text{ЭР}} = 0,5 \cdot (1 - k_{\text{РЕГ}}); \quad (4.35 \text{ в})$$

4) при апериодической входной цепи и однокаскадном двухконтурном параметрическом УРЧ

$$n = 1 \text{ и } d_{\text{ЭР}} = d \cdot (1 - k_{\text{РЕГ}}) / (1 + d_{\text{С}} / d_{\text{Х}}); \quad (4.35 \text{ г})$$

5) при входной цепи с полосовым фильтром из n связанных резонаторов без УРЧ или при апериодической входной цепи и УРЧ с полосовым фильтром из n связанных резонаторов n равно числу резонаторов в фильтре и $d_{\text{ЭР}} = 0,003$.

В формулах (4.35) d - собственное затухание резонатора преселектора, $d_{\text{С}}$ и $d_{\text{Х}}$ - затухания «сигнального» и «холостого» контуров параметрического двухконтурного УРЧ; $k_{\text{РЕГ}} = 0,8 \dots 0,9$ — коэффициент регенерации УРЧ.

При выборе средств обеспечения избирательности приемника сантиметровых волн с однокаскадным УРЧ на ТД или однокаскадным параметрическим УРЧ с полосовым фильтром из n резонаторов, включенным после УРЧ, надо пользоваться также кривыми рис. 4.9. Ослабление зеркального канала $\sigma_{\text{ЗК}}$ преселектором будет равно σ_m УРЧ (определенному по рис. 4.9), умноженному на $\sigma_{\text{ЗК}}$ фильтром (определенному также по рис. 4.9 для n резонаторов фильтра).

В [1, 2, 6] приведены рекомендации по расчету структурной схемы супергетеродина с двойным преобразованием частоты.

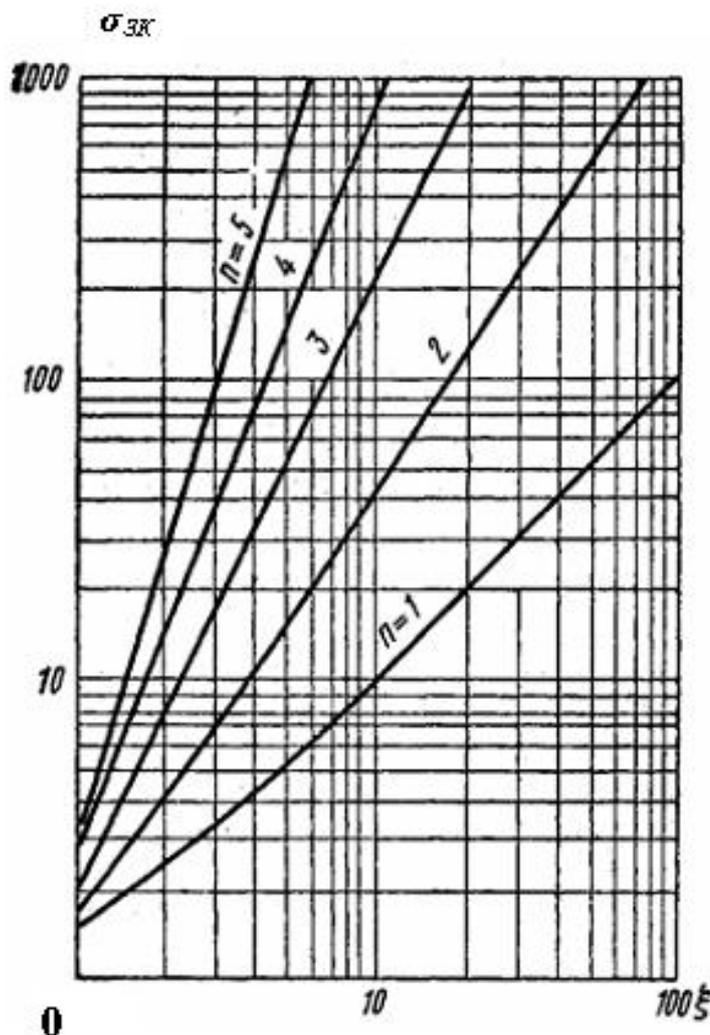


Рисунок 4.9. Нормированные частотные характеристики преселектора приемника сантиметровых волн в виде полосового фильтра из n связанных контуров

В результате предварительных расчетов (подразделы 4.2 – 4.4) оказываются выясненными:

- 1) схема, число и затухания контуров преселектора, т. е. входной цепи и УРЧ;
- 2) тип средств избирательности по промежуточной частоте (УПЧ-Р или ФСИ);
- 3) схема, число каскадов и затухания контуров УПЧ-Р;
- 4) необходимость применять двойное преобразование частоты и упомянутые параметры УРЧ, УПЧ-1 и УПЧ-2.

В приемниках с несколькими поддиапазонами преселектор с выбранным числом контуров и минимальными затуханиями должен дать требуемое $\sigma_{ЗК}$ и допустимое $\sigma_{ПР}$ на краях полосы приемника Π , на поддиапазоне, ограниченном максимальной частотой настройки приемника.

На остальных поддиапазонах можно увеличить затухание контуров преселектора или уменьшить их число, чтобы сохранить допустимое $\sigma_{ПР}$. При коэффициентах поддиапазона $k_{ПД} \leq 3$ затухание контуров преселектора d можно считать постоянным в пределах каждого поддиапазона.

3.5 Расчет устойчивого усиления линейного тракта

Необходимое усиление сигналов в линейном тракте следует обеспечить при достаточной устойчивости каскадов (возможно меньшем их числе), используя экономичные электронные приборы. Если чувствительность приемника задана в виде $\varepsilon_{АНТ}$ сигнала в антенне или напряженности поля сигнала E у приемной антенны с действующей высотой h_D , то коэффициент усиления линейного тракта $K_{0Л}$ должен быть равен

$$K_{0Л} = U_{\Pi} / \varepsilon_{АНТ} \sqrt{2} = U_{\Pi} / E h_D \sqrt{2}, \quad (3.36)$$

где U_{Π} - амплитуда сигнала на выходе УПЧ приемника. Требуемые величины U_{Π} для различных типов приемников приведены в [1, 2]. Если чувствительность приемника задана в виде мощности сигналов в антенне P_A , то коэффициент усиления линейного тракта $K_{0Л}$ должен быть равен

$$K_{0Л} = U_{\Pi} / \sqrt{2P_A R_A}, \quad (3.37)$$

где R_A - активное сопротивление антенны.

При выборе средств обеспечения чувствительности и избирательности приемника были определены: схема входной цепи; число каскадов и схема УРЧ; тип преобразователя частоты; схема и число каскадов УПЧ, необходимых для обеспечения избирательности.

Выбор средств обеспечения усиления линейного тракта можно начать с определения коэффициента усиления преселектора (ВЦ и УРЧ).

Примечание. В транзисторных приемниках длинных, средних, коротких, метровых и дециметровых волн каскады преселектора характеризуются

коэффициентами усиления по напряжению K_0 , тогда как в приемниках сантиметровых и миллиметровых волн каскады преселектора характеризуются коэффициентами усиления по мощности K_P .

В транзисторных приемниках коэффициент усиления преселектора $K_{0\text{ ПС}}$ можно найти из выражения

$$K_{0\text{ ПС}} = K_{0\text{ ВЦ}} K_0^n, \quad (3.38)$$

где $K_{0\text{ ВЦ}}$ - коэффициент передачи входной цепи; K_0 - коэффициент усиления одного каскада УРЧ и n - число каскадов УРЧ.

В приемниках с фиксированной настройкой коэффициент передачи входной цепи $K_{0\text{ ВЦ}}$ можно рассчитать по формуле

$$K_{0\text{ ВЦ}} = B/d_{\text{ЭР}},$$

где $d_{\text{ЭР}}$ - затухание контуров входной цепи; $B = 0,01$ для одноконтурной цепи и $B = 0,01 \cdot \beta / (1 + \beta^2)$ для входной цепи с парой связанных контуров с одинаковых контуров и параметром связи β .

Коэффициент усиления каскада УРЧ в приемнике с фиксированной

Таблица 4.4

Схема		Рабочая частота поддиапазона		
		начало $f_{C\text{ max}}$	середина	конец $f_{C\text{ min}}$
Одноконтурная входная цепь в транзисторном приемнике с настройкой емкостью	с индуктивной связью при $f_A < f_{C\text{ min}}$	$\frac{1}{77 \cdot d_{\text{ЭР}}}$	$\frac{1}{87 \cdot d_{\text{ЭР}}}$	$\frac{1}{100 \cdot d_{\text{ЭР}}}$
	с внешней емкостной связью	$\frac{1}{100 \cdot k_{\text{ПД}}^2 \cdot d_{\text{ЭР}}}$	$\frac{1 + k_{\text{ПД}}^2}{200 \cdot k_{\text{ПД}}^2 \cdot d_{\text{ЭР}}}$	$\frac{1}{100 \cdot d_{\text{ЭР}}}$
С коаксиальной линией или объемным резонатором		$\frac{1}{100 \cdot d_{\text{ЭР}}}$		

настройкой может достигать величины коэффициента устойчивого усиления $K_{\text{УСТ}}$

$$K_0 \leq K_{\text{УСТ}}. \quad (3.39)$$

Для каскадов с общим эмиттером или общим истоком

$$K_{\text{УСТ}} \approx 0,45 \cdot (|Y_{21\text{Э}}| / |Y_{12\text{Э}}|). \quad (3.40)$$

Для каскадов с общей базой или общим затвором

$$K_{\text{УСТ}} \approx 0,4 \cdot g_{12\text{Э}} / b_{22\text{Э}}. \quad (3.41)$$

Для каскодной схемы типа ОЭ - ОБ или ОИ - ОЗ

$$K_{\text{УСТ}} \approx 0,45 \cdot |Y_{21\text{Э}}| / \sqrt{|Y_{12\text{Э}}| \cdot (|Y_{12\text{Э}}| + Y_{22\text{Э}}|)} \quad (3.42)$$

и для схем ОЭ - ОЭ и ОИ - ОИ

$$K_{уст} \approx 0,45 \cdot |Y_{21Э}| / |Y_{12Э}|. \quad (3.43)$$

В приемниках с переменной настройкой нужно предварительно разбить диапазон приемника на поддиапазоны и выбрать способ настройки. После этого надо подсчитать для трех точек поддиапазона, ограниченного максимальной частотой настройки приемника, коэффициент передачи входной цепи $K_{0\text{ ВЦ}}$ по формулам табл. 4.4 и коэффициент усиления каскада K_0 УРЧ по формулам табл. 4.5.

Далее следует найти коэффициент усиления преселектора $K_{0\text{ ПС}}$ по формуле (4.38), взяв при этом минимальные значения $K_{0\text{ ВЦ}}$ и K_0 . Требуемый коэффициент усиления по напряжению УПЧ и преобразователя частоты с транзисторным смесителем равен

$$K_{0\text{ ПЧ}} = K_{0\text{ Л}} \cdot k_3 / K_{0\text{ ВЦ}} K_0^n, \quad (3.44)$$

где $k_3 = 2 \dots 3$ - коэффициент запаса усиления, учитывающий старение электронных приборов, расстройку контуров и уменьшение напряжений питания в процессе эксплуатации.

Таблица 4.5

Схема	Рабочая частота поддиапазона		
	начало $f_{C\text{ max}}$	середина	конец $f_{C\text{ min}}$
С общим эмиттером (исток)	$\frac{1,2 \cdot K_{уст}}{k_{ПД}}$	$0,5 \cdot K_{уст} \left(1 + \frac{1,2}{k_{ПД}} \right)$	$K_{уст}$
С общей базой (затвор)	$\frac{1,2 \cdot K_{уст}}{k_{ПД}}$	$0,5 \cdot K_{уст} \left(1 + \frac{1,2}{k_{ПД}} \right)$	$K_{уст}$
С туннельным диодом	-	8 - 10	-
Параметрический	-	8 - 10	-
Каскодная схема	-	$K_{уст}$	-

В приемниках сантиметровых и миллиметровых волн с УРЧ на ЛБВ, УТД и ПУ и преобразователями частоты на полупроводниковых диодных смесителях каскады преселектора характеризуются коэффициентом передачи (усиления) по мощности

$$K_{РС} = K_{Р\text{ ВЦ}} K_{Р}^n K_{Р\text{ ПЧ}} / L_{\Phi}, \quad (3.45)$$

где L_{Φ} - коэффициент передачи мощности антенно - фидерной линии; $K_{Р\text{ ВЦ}}$ - коэффициент передачи мощности входной цепи; $K_{Р}$ - коэффициент усиления мощности одного каскада УРЧ; n - число каскадов УРЧ; $K_{Р\text{ ПЧ}}$ - коэффициент передачи мощности преобразователя частоты.

Величины $K_{p_{\max}}$ указаны в таблице 4.2 [2]. Амплитуда напряжения промежуточной частоты на выходе диодного полупроводникового смесителя (на входе УПЧ) при согласовании

$$U_{\Pi BX} = \sqrt{2 \cdot P_A K_{P_{ВЦ}} K_P^n K_{P_{ПЧ}} / L_\phi g_{BX}}, \quad (3.46)$$

где g_{BX} - активная входная проводимость 1-го каскада УПЧ. Требуемый коэффициент усиления УПЧ по напряжению

$$K_{OPT} = U_{\Pi} k_3 / U_{\Pi BX}. \quad (3.47)$$

Порядок выбора числа каскадов, обеспечивающих необходимое усиление и устойчивость УПЧ, подробно излагается в [1, 2, 6]. Там же даются рекомендации по выбору активных элементов резонаторных систем радиоприемных устройств.

Приемники служат для приема сигналов на одной или нескольких фиксированных частотах либо на любой частоте в пределах заданного диапазона или заданных диапазонов частот. Соответственно различают приемники на фиксированную частоту (фиксированные частоты) и диапазонные приемники. При настройке изменяются резонансные частоты контуров входной цепи, каскадов УРЧ и гетеродина преобразователя частоты.

На частотах менее 300 МГц используют резонансные контуры с сосредоточенными постоянными. В диапазоне 300—3000 МГц применяют гибридные контуры, полосковые и коаксиальные резонансные линии, а на частотах более 3000 МГц - объемные резонаторы и полосковые резонансные линии.

В таблице 4.6 [2] показаны способы настройки резонаторов различных типов.

Таблица 4.6

Тип резонаторов	Способ настройки	$k_{ПД \max}$
Резонансный контур с сосредоточенными постоянными	Конденсатором переменной емкости	2,5-3
	Катушкой переменной индуктивности	1,4-1,5
	Варикапом	1,3-1,6
	Реактивным транзистором	1,1-1,15
Контур гибридный	-	1,3-5
Коаксиальная резонансная линия, четвертьволновая	Закорачивающим поршнем	1,4—2 1,
	Подстроечным конденсатором	1,08-1,1
Объемный резонатор	Введением настроечных дисков и штырей	1,05—2
	Перемещением стенок-поршней	1,1-1,8
	Деформацией стенок	1,03-1,05

В таблице приведены также максимально достижимые величины коэффициентов поддиапазона (коэффициенты перекрытия поддиапазонов) $k_{\text{ПД max}} = f_{0 \text{ max}} / f_{0 \text{ min}}$, где $f_{0 \text{ max}}$ и $f_{0 \text{ min}}$ максимальные и минимальные резонансные частоты контуров различных типов.

Управление настройкой может вестись механическими (электро-механическими) приводами или изменением напряжений на элементах настройки. При механических приводах применяется плавная перестройка верньерами. С приводами связаны шкалы с указателями частоты, на которую настроен приемник. Фиксированные частоты настройки меняются кнопочными или поворачивающимися переключателями.

Рекомендации по выбору способов управления настройкой приемников приведены в [1, 2, 6].

4 ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

4.1 Классификация и общие характеристики входных цепей

Входная цепь соединяет антенну или антенно-фидерную систему с 1-м каскадом приемника (усилителем радиочастоты или преобразователем частоты). Входные цепи можно классифицировать по ряду признаков.

По частотным диапазонам различают входные цепи приемников умеренно высоких частот (длинных, средних, коротких и метровых волн), в которых используются контуры с сосредоточенными постоянными, и приемников сверхвысоких частот (дециметровых, сантиметровых, миллиметровых волн), в которых применяются коаксиальные полосковые, микрополосковые и полые резонаторы.

По характеру используемой антенны различают входные цепи, работающие с настроенной и ненастроенной антенной. По способу настройки контуров различают входные цепи с настройкой на фиксированные частоты и диапазонные входные цепи, считая, что настройка производится изменением емкости контуров.

По виду связи с антенной различают входные цепи с индуктивной, емкостной, непосредственной и комбинированной связью.

По числу контуров различают в основном одноконтурные и двухконтурные входные цепи; апериодические и многоконтурные входные цепи применяются сравнительно редко.

Исходными данными для проектирования и расчета входных цепей являются:

— активные и реактивные проводимости $1/R_A$ и $1/X_A$ антенно-фидерной цепи и их разброс;

- входные параметры 1-го каскада приемника R_{BX} и C_{BX} и их разброс;
- способ настройки контуров и граничные частоты диапазона или поддиапазонов (в многодиапазонных приемниках) или фиксированные частоты (при отсутствии плавной настройки);
- промежуточная частота приемника;
- число контуров входной цепи и их эквивалентные затухания;
- степень связи между контурами двухконтурной входной цепи;
- минимальный коэффициент шума 1-го каскада приемника;
- допустимые изменения характеристик входной цепи при перестройке по диапазону частот и изменении параметров антенны.

Приемную антенну можно представить генератором Э. Д. С. - E_A , включенным последовательно с комплексным внутренним сопротивлением Z_A (рис. 4.1). Э. Д. С. равна

$$E_A = h_D E, \quad (4.1)$$

где h_D — действующая высота антенны, м; E — напряженность электрической составляющей поля сигнала в точке приема, мкВ/м. Размеры настроенной антенны выбирают так, чтобы ее резонансная частота f_{0A} равнялась частоте принимаемого сигнала или средней частоте диапазона принимаемых частот. Внутреннее сопротивление настроенной на f_{0A} антенны (например, полуволнового вибратора или антенны профессионального приемника СВЧ) является чисто активным ($Z_A = R_A$). Если такая антенна соединена с приемником фидерной линией с волновым сопротивлением $W_\phi = R_A$ или сопротивление фидера согласовано с антенной трансформатором, то также $Z_A = R_A$. На частотах отличных от f_{0A} согласование антенны с фидером нарушается и мощность, отдаваемая приемнику, падает. Поэтому настроенную антенну можно использовать для приема на фиксированной частоте или в узком диапазоне частот.

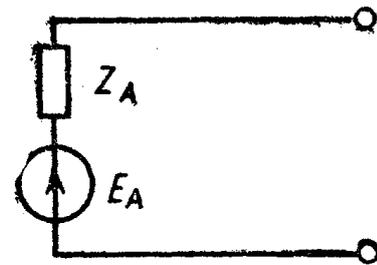


Рисунок 5.1 Эквивалентная схема антенны

При выборе размеров ненастроенной антенны таким образом, чтобы $f_{0\max} \leq 1,7 f_{0A}$, эквивалент антенны приобретает вид, показанный рис. 5.2, а. При длине антенны $l_A \ll \lambda_{\min}$ или $f_{0\max} \ll f_{0A}$ (например, при штыревых антеннах подвижных раций) мы получаем $Z_A = R_A + 1/j\omega C_A$ (рис. 5.2, б) и при $R_A \ll 1/\omega C_A$

получаем $Z = 1/j\omega C$ (рис. 5.2, в). При рамочных магнитных антеннах $Z_A = R_A + j\omega L_A$.

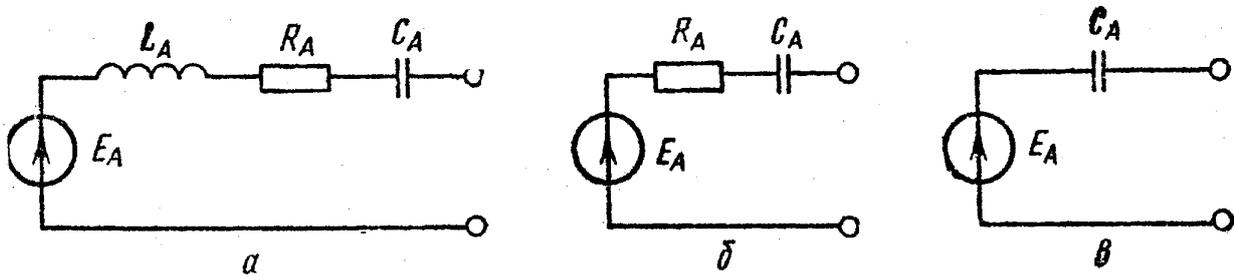


Рисунок 5.2. Эквивалентные схемы ненастроенных антенн

При проектировании входной цепи следует выбрать способ связи входного контура с антенной; рассчитать элементы принципиальной схемы входной цепи и определить параметры входной цепи: коэффициент передачи напряжения (мощности); полосу пропускания; ослабление зеркального канала и помехи на промежуточной частоте; коэффициент шума.

4.2 Входные цепи приемников умеренно высоких частот

В [1, 2, 3, 6] приведены схемы и краткие характеристики *одноконтурных входных цепей диапазонных приемников с ненастроенной антенной*.

Непосредственная связь контура с антенной наиболее проста, но для нее характерно наибольшее влияние параметров антенны на входную цепь и значительное изменение показателей входной цепи (коэффициента передачи, полосы и избирательности) по диапазону. Поэтому такая входная цепь используется в простейших дешевых переносных приемниках.

Непосредственная связь с магнитной антенной широко используется в переносных приемниках. Магнитная антенна имеет малые размеры. Что удобно с конструктивной точки зрения. Кроме того, эта антенна обладает направленными свойствами. Это позволяет улучшить помехозащищенность приемника.

Внешнеемкостная связь с антенной проста, может обеспечить достаточно большой коэффициент передачи по напряжению и высокую избирательность, но приводит к большой неравномерности параметров входной цепи по диапазону. Например, в такой цепи при $f_{0\max} < f_{0A}$ коэффициент пере-

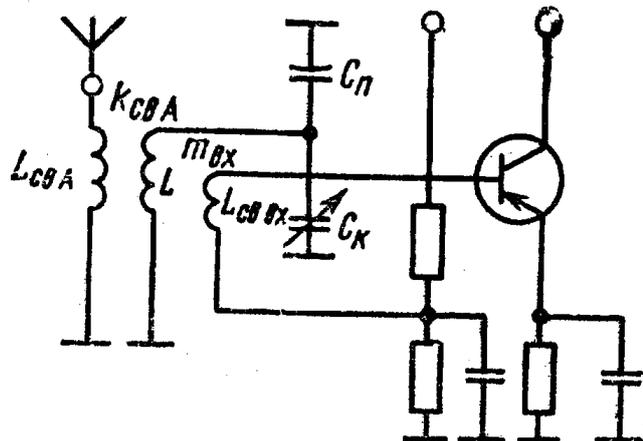


Рисунок 5.3. Схема входной цепи с индуктивной связью с антенной и транзистором

дачи изменяется пропорционально квадрату частоты. Поэтому эта связь используется, либо в низкокачественных приемниках, либо в приемниках с малыми коэффициентами перекрытия поддиапазонов.

Внутриемкостная связь с антенной при $f_{0A} > f_{0\max}$ обеспечивает примерно постоянный коэффициент передачи по диапазону. Основным недостатком этой связи заключается в том, что ее коэффициент передачи зависит от емкости антенны. Поэтому внутриемкостная связь с антенной используется редко.

Улучшенными по сравнению с выше перечисленными обладают индуктивная (рис 5.3) и комбинированная связь с антенной (рис 5.4).

Индуктивная связь с антенной (рис. 5.3) может использоваться в режиме удлинения, когда $f_{0A} < f_{0\min}$, где f_{0A} - резонансная частота цепи, состоящей из антенны и катушки связи $L_{свА}$.

Работа в режиме совпадения, когда $f_{0\max} > f_{0A} > f_{0\min}$ недопустима из-за большой неравномерности параметров входной цепи по диапазону.

Работа в режиме укорочения, когда $f_{0A} > f_{0\max}$ возможна, но при этом коэффициент передачи изменяется пропорционально квадрату или даже кубу частоты. Поэтому режим укорочения используется редко, лишь при малом коэффициенте перекрытия диапазона или в сочетании с внутриемкостной связью контура входной цепи с транзистором, коэффициент передачи которой обратно пропорционален частоте.

Наибольшее распространение получил режим удлинения, при котором коэффициент передачи падает с частотой. Так как коэффициент усиления УРЧ растет с частотой, то в режиме удлинения входной цепи коэффициент усиления преселектора по диапазону изменяется незначительно. Недостаток индуктивной связи - пониженная избирательность на частотах, близких к резонансной частоте антенной цепи.

Комбинированная связь с антенной (рис. 5.4) сложнее рассмотренных, но обеспечивает малую неравномерность коэффициента передачи при высоких величинах коэффициента передачи и избирательности. Однако для этой связи также характерна пониженная избирательность для частот, близких к резонансной частоте антенны. **Комбинированная связь с антенной применяется в высококачественных радиовещательных и связ-**

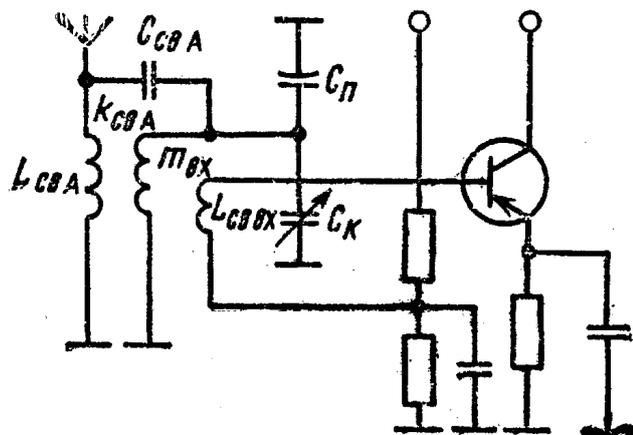


Рисунок 5.4. Схема входной цепи с комбинированной связью с антенной и индуктивной связью транзистором

ных приемниках.

При индуктивной связи контура с антенной в режиме удлинения или при комбинированной связи с антенной выгоднее использовать индуктивную (трансформаторную или автотрансформаторную) связь входной цепи с активным элементом, так как коэффициент передачи индуктивной связи не зависит от частоты.

Трансформаторная и автотрансформаторная связи контура со входом активного элемента используются также при работе входной цепи с настроенной антенной.

Недостатком трансформаторной связи является появление паразитного канала приема, частота которого совпадает с частотой настройки паразитного контура, образованного индуктивностью связи и входной емкостью активного элемента.

Связь контура входной цепи с антенной и входом 1-го активного элемента приемника выбирают на основании высказанных соображений. После выбора этих связей можно рассчитать входную цепь. Расчеты входных цепей многодиапазонных приемников ведутся для каждого поддиапазона.

4.2.1 Расчет одноконтурной ВЦ диапазонного приемника с индуктивной связью с ненастроенной антенной (рис 5.4) [2]

Общие рекомендации по расчету резонансных цепей

Контуров диапазонного приемника обычно настраивают, изменяя емкость. В этом случае после разбивки диапазона на поддиапазоны можно вычислить максимальную емкость переменного конденсатора настройки контура из выражения

$$C_{K \max} = k_{ПД}^2 C_{K \min} + C_0 (k_{ПД}^2 - 1), \quad (4.2)$$

где $C_{K \max}$ и $C_{K \min}$ - максимальная и минимальная емкости конденсаторов настройки; C_0 - начальная емкость контура и $k_{ПД} = f_{0 \max} / f_{0 \min}$ - коэффициент поддиапазона

При известных C_0 и $k_{ПД}$ выражение (5.2) позволяет выбрать $C_{K \max}$ и $C_{K \min}$ нужного переменного конденсатора. Все контуры преселектора и гетеродина перестраиваются общим блоком переменных конденсаторов, состоящим из одинаковых секций. Входная цепь имеет меньшую C_0 , чем каскад УРЧ, так как к контуру входной цепи подключен лишь один транзистор.

Контур гетеродина при верхней настройке требует меньшего коэффициента поддиапазона. Поэтому блок переменных конденсаторов следует выбирать так, чтобы обеспечить необходимый коэффициент поддиапазона каскадов УРЧ, для которых

$$C_0 = C_L + C_M + C_{П} + m_1^2 C_{ВЫХ} + m_2^2 C_{ВХ}, \quad (4.3)$$

где $C_L = 3...5$, пФ - собственная емкость катушки контура; $C_M = 5,..10$ пФ - емкость монтажа; $C_{\Pi} = 2...20$ пФ - емкость подстроечного конденсатора; $C_{ВХ}$ - входная емкость транзистора следующего каскада; $C_{ВЫХ}$ - выходная емкость транзистора каскада; $m_1 \approx 1$ и $m_2 = 0,3...0,5$ - коэффициенты подключения транзисторов к контуру.

Зная C_0 , можно вычислить индуктивность контура

$$L_K [\text{мкГ}] = 2,53 \cdot 10^{10} / f_{0\text{max}}^2 [\text{кГц}] \cdot C_0 [\text{пФ}], \quad (4.4)$$

где $C_0 = 10...20$ пФ на длинных и средних волнах и $5...10$ пФ на коротких и метровых волнах.

Конденсаторный блок надо выбрать так, чтобы выполнить соотношение (5.2) и из (5.4) получить $L \geq 5...10$ мкГ на длинных волнах, $3...5$ мкГ на средних волнах, $0,2...0,3$ мкГ на коротких волнах и $0,05...0,2$ мкГ на метровых волнах.

В радиовещательных приемниках широко применяют конденсаторы с логарифмической характеристикой регулирования (так называемые логарифмические, относительно компактные и удобные для сопряжения), а в профессиональных приемниках конденсаторы, обеспечивающие постоянную плотность настройки по поддиапазону. Вопросы сопряжения настроек контуров преселектора подробно освещены в литературе [1, 2, 6],

Порядок расчета одноконтурной ВЦ диапазонного приемника с индуктивной связью с ненастроенной антенной

Выбираем блок конденсаторов согласно рекомендациям, изложенным в [1, 2], по (5.2 и 5.3).

Вычисляем максимально допустимую емкость входной цепи -

$$C_{C X} = (C_{K \text{max}} - k_{\Pi D}^2 C_{K \text{min}}) / (k_{\Pi D}^2 - 1), \quad (4.5)$$

где $k_{\Pi D}$ - коэффициент перекрытия поддиапазона; $C_{K \text{max}}$ и $C_{K \text{min}}$ - **максимальная и минимальные емкости выбранного блока конденсаторов.**

Рассчитываем индуктивность контура по формуле

$$L = 2,53 \cdot 10^4 \cdot (k_{\Pi D}^2 - 1) / f_{0\text{max}}^2 \cdot (C_{K \text{max}} - C_{K \text{min}}), \quad (4.6)$$

где L - в микрогенри; f - в мегагерцах и C - в пикофарадах.

Находим индуктивность катушки связи с антенной

$$L_{CBA} = 2,53 \cdot 10^4 k_{VD}^2 / (C_{A \text{min}} f_{0 \text{min}}^2), \quad (4.7)$$

где $C_{A \text{min}}$ - минимальная емкость антенны; $k_{VD} = 1,2...3$ - коэффициент удлинения антенны, с ростом которого падает коэффициент передачи входной цепи, но растет его равномерность по диапазону; L измерено в микрогенри, f - в мегагерцах, C - в пикофарадах.

Определяем коэффициент связи с антенной и коэффициент включения входной цепи к входу УРЧ для получения требуемой $Se_{ЗК} (d_{ЭР})$ так, чтобы

на $f_{0 \min}$ и $f_{0 \max}$ были равны суммы затуханий, вносимых антенной и входом УРЧ:

$$k_{CB A 3K} = m_{BX 3K} = \sqrt{A}, \quad (4.8)$$

где

$$m_{BX 3K} = \left(1 - \frac{1}{k_{yD}^2}\right) \sqrt{\frac{(d_{\text{ЭП}} - d) \omega_{0 \min} R_{BX} L_{CB A}}{A \cdot R_A R_{BX} + \omega_{0 \min}^2 L L_{CB A} (1 - 1/k_{yD}^2)^2}}, \quad (4.9)$$

$$A = \frac{L \cdot L_{CB A}}{R_{BX} R_A} \cdot \frac{\omega_{0 \min}^2}{(1 - 1/k_{yD}^2)^{-2} - k_{\Pi D}^{-1} (1 - 1/k_{yD}^2 k_{\Pi D}^2)^{-2}}. \quad (4.10)$$

Вычисляем коэффициент связи с антенной, обеспечивающий допустимую расстройку контура входной цепи. При этом полагаем, что антенна и входная емкость УРЧ вносят одинаковую расстройку, причем суммарная расстройка не превышает $0,5\Pi$. Полагаем также, что при регулировке мы компенсируем среднее изменение L по диапазону. Тогда некомпенсированным остается лишь влияние случайных отклонений C_A при эксплуатации. Для этого берем

$$k_{CB A \Delta f} \leq \sqrt{\frac{(X_{A \min}^2 - 1)(X_{A \max}^2 - 1)d_{\text{ЭП}}}{(X_{A \max}^2 - X_{A \min}^2)}}, \quad (4.11)$$

где $X_{A \min} = f_{0 \min} / f_{A \max}$; $X_{A \max} = f_{0 \max} / f_{0 \min}$.

Выбираем $k_{CB A}$ из условий

$$k_{CB A} \leq k_K; \quad k_{CB A} \leq k_{CB A 3K}; \quad k_{CB A} \leq k_{CB A \Delta f}, \quad (4.12)$$

где k_K - конструктивно выполнимый коэффициент связи, равный $0,5 - 0,6$ для катушек с универсальной намоткой и $0,4 - 0,5$ для катушек с однослойной намоткой.

Выбираем индуктивность связи так, чтобы она совместно с емкостью C_{BX} образовывала контур, настроенный на частоту выше $f_{0 \max} + 2f_{\Pi}$ при верхней настройке гетеродина:

$$L_{CB BX} \leq \frac{1}{4\pi^2} (f_{0 \max} + 2f_{\Pi})^2 C_{BX}. \quad (4.13)$$

Вычисляем коэффициент связи между катушками L и $L_{CB BX}$, необходимый для получения m_{BX} , определенного по формуле (5.8):

$$k_{CB BX} = m_{BX} \sqrt{L / L_{CB BX}}. \quad (4.14)$$

Находим емкость подстроечного конденсатора

$$C_{\Pi} = C_{CX} - C_M - m_{BX}^2 C_{BX}. \quad (4.15)$$

Определяем коэффициент передачи входной цепи для $f_{0 \min}$ и $f_{0 \max}$ каждого поддиапазона

$$K_{0ВЦ} = k_{СВ А} m_{ВХ} \sqrt{L} / d_{Э П} \sqrt{L_{СВ А}} (1 - f_{0 \min}^2 / k_{ВД}^2 f_0^2), \quad (4.16)$$

где f_0 — частота настройки входной цепи.

Пример расчета ВЦ радиовещательного приемника II класса (коротковолнового поддиапазона).

Исходные данные: диапазон принимаемых частот $f_{0 \min} = 3,95$ МГц, $f_{0 \max} = 7,4$ МГц; промежуточная частота $f_{II} = 465$ кГц; параметры 1-го активного элемента приемника $R_{ВХ} = 200$ Ом, $C_{ВХ} = 150$ пФ; эквивалентное затухание контура входной цепи $d_{Э П} = 0,02$; собственное затухание контура $d = 0,011$; параметры антенны $C_{А \min} = 50$ пФ; $C_{А \max} = 150$ пФ; $R_A = 405$ Ом.

Расчет.

В соответствии с результатами гл. 4 **выбираем индуктивную связь входного контура с антенной и входом УРЧ** (рис. 5.3).

1. Выбираем двухсекционный блок конденсаторов КПЕ-3 с параметрами $C_{К \min} = 7$ пФ, $C_{К \max} = 210$ пФ.

2. Вычисляем (5.5)

$$C_{С Х} = (210 - 1,87^2 \cdot 7) / (1,87^2 - 1) = 74 \text{ пФ.}$$

3. Находим (5.6)

$$L = 2,53 \cdot 10^4 \cdot (1,87^2 - 1) / (210 - 7) \cdot 7,4^2 = 5,7 \text{ мкГ.}$$

4. Выбираем $k_{ВД} = 1,5$ и определяем по (5.6)

$$L_{СВ А} = 2,53 \cdot 10^4 \cdot 1,5^2 / 50 \cdot 3,95^2 = 73 \text{ мкГ.}$$

5. Находим коэффициенты A (5.9), $m_{ВХ ЗК}$ (5.8) и $k_{СВ А ЗК}$ (5.7):

$$A = \frac{5,7 \cdot 10^{-6} \cdot 73 \cdot 10^{-6}}{200 \cdot 405} \left[\frac{4\pi^2 \cdot 3,95^2 \cdot 10^{12} \cdot (1,87 - 1)}{1} - \frac{1}{1,87(1 - 1/1,5^2 \cdot 1,87^2)^2} \right] = 1,08 ,$$

$$m_{ВХ ЗК} = \left(1 - \frac{1}{1,5^2} \right) \times \sqrt{\frac{(0,02 - 0,011) 2\pi \cdot 3,95 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 73 \cdot 10^{-6}}{\left(1,08 \cdot 405 \cdot 200 + 4\pi^2 \cdot 3,95 \cdot 10^{12} \cdot 5,7 \cdot 10^{-6} \left(1 - \frac{1}{1,5^2} \right) \right)^2}} = 0,0775 ,$$

$$k_{СВ А ЗК} = 0,0775 \sqrt{1,08} = 0,0805.$$

6. Вычисляем (5.10)

$$f_{A \max} = 1/2\pi\sqrt{73 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-12}} = 2,63 \text{ МГц};$$

$$X_{A \min} = 3,95/2,63 = 1,5;$$

$$f_{A \min} = 1/2\pi\sqrt{73 \cdot 10^{-6} \cdot 150 \cdot 10^{-12}} = 1,52 \text{ МГц};$$

$$X_{A \max} = 7,4/1,52 = 4,87;$$

$$k_{CB A \Delta f} \leq \sqrt{\frac{(1,5^2 - 1)(4,87^2 - 1)0,02}{(4,87^2 - 1,5^2)}} = 0,162.$$

7. Сравниваем (5.11) $k_{CB A} \leq 0,4$, $k_{CB A} \leq 0,085$, $k_{CB A} \leq 0,162$.

Выбираем $k_{CB A} = 0,0805$.

8. Выбираем (5.12)

$$L_{CB BX} \leq 1/4\pi^2 \cdot (7,4 + 0,93) \cdot 10^{12} \cdot 115 \cdot 10^{-12} = 3,1 \text{ мкГ}$$

9. Находим (5.13)

$$k_{CB BX} = 0,0775\sqrt{5,7/3,1} = 0,106, \text{ что вполне возможно.}$$

10. Определяем (5.14)

$$C_{II} = 74 - 5 - 0,775^2 \cdot 115 = 68 \text{ пФ.}$$

11. Рассчитываем (5.15):

для $f_{0 \min} = 3,95 \text{ МГц}$

$$K_{0 ВЦ} = 0,08 \cdot 0,0775 \cdot \sqrt{5,7}/0,02 \cdot \sqrt{73} \cdot (1 - 3,95^2/(1,5^2 \cdot 3,95^2)) = 0,159;$$

Для $f_{0 \max} = 7,4 \text{ МГц.}$

$$K_{0 ВЦ} = 0,08 \cdot 0,0775 \cdot \sqrt{5,7}/0,02 \cdot \sqrt{73} \cdot (1 - 3,95^2/(1,5^2 \cdot 7,4^2)) = 0,101;.$$

Как видно, выбор $k_{yц} = 1,5$ дал достаточно хорошую равномерность $K_{0 ВЦ}$ по диапазону.

В [2] приведена методика расчета одноконтурной ВЦ диапазонного приемника с комбинированной связью с ненастроенной антенной (рис. 5.4), там же дается пример расчета входной цепи радиовещательного приемника I класса.

4.3 Входные цепи приемников дециметрового диапазона [1, 2]

4.3.1 Особенности входных цепей дециметрового диапазона

В дециметровом диапазоне волн применяются коаксиальные и полосковые резонансные линии. В большинстве схем входных цепей приемников

встречаются параллельные резонансные контуры. Поэтому основными типами контуров являются *четвертьволновый отрезок замкнутой* или *полуволновый отрезок разомкнутой линии*. Входное сопротивление таких линий при настройке в резонанс имеет большую величину и является чисто активным. При расстройке в ту или другую сторону от резонанса входное сопротивление уменьшается и приобретает емкостной или индуктивный характер. Как известно, именно так изменяется вблизи резонансной частоты полное сопротивление параллельного колебательного контура.

Резонансные линии, работающие в качестве колебательного контура, обладают высокой добротностью, величина которой может достигать до нескольких тысяч, причем с повышением частоты добротность увеличивается.

Контур с перестройкой конденсатором в конце полуволновой линии обладает некоторыми преимуществами перед контуром с перестройкой конденсатором в начале четвертьволновой линии. Во-первых, при разных требованиях к коэффициенту перекрытия по диапазону $k_{пд} = f_{0\max} / f_{0\min}$ в схеме рис. 5.5,в требуется конденсатор с меньшей максимальной емкостью, а следовательно, и меньшими габаритами, чем в схеме рис. 5.5,а. Во-вторых, в этой схеме конденсатор можно конструктивно расположить вдали от усилительного прибора, что существенно облегчает компоновку входной цепи. В верхней части диапазона коэффициент передачи по напряжению и емкости конденсаторов настройки для линий обоих типов примерно одинаковы, но в нижней части диапазона полуволновая линия имеет более высокий коэффициент передачи. Итак, полуволновые линии позволяют получить более качественные характеристики блока СВЧ в целом, однако иногда предпочтительнее применить четвертьволновые линии, так как это позволяет уменьшить габаритные размеры блока.

Функцию конденсатора переменной емкости может выполнять полупроводниковый прибор (например, варикап), емкость $p-n$ - перехода которого изменяется в зависимости от приложенного напряжения.

Связь контура входной цепи с антенной и с входом 1-го каскада приемника может осуществляться по трансформаторной, емкостной или автотранс-

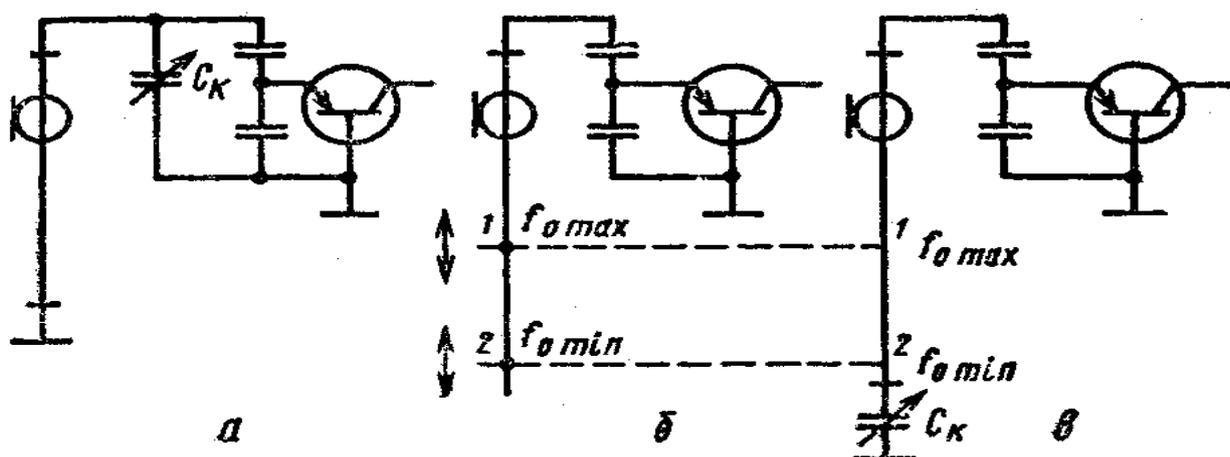


Рисунок 5.5. Схема входной цепи с перестройкой конденсатором переменной емкости (а), индуктивностью (б) и электрическим плунжером, образованным переменным конденсатором на конце полуволновой линии (в)

форматорной схемам. При использовании системы из двух связанных контуров для связи между ними используют отверстия связи в экранирующей перегородке, которые в зависимости от их расположения могут быть эквивалентны либо индуктивной, либо емкостной связи.

На рис. 5.6 схема входной цепи представляет собой полосовой фильтр, состоящий из двух контуров $L_1 C_{П1} C_{К□}$ и $L_2 C_{П2} C_{К□}$, в которых L_1 и L_2 выполнены в виде четвертьволновых отрезков l_1 и l_2 несимметричных полосковых линий. Контур размещены в экранированных камерах. Связь 1-го контура со 2-м осуществляется через щель в перегородке между камерами. Принимаемый сигнал через антенную петлю связи $L_{СВ А}$ поступает в 1-й контур. 2-й контур включен в эмиттерную цепь усилителя радиочастоты через петлю связи $L_{СВ ВХ}$. Настройка входной цепи на частоту сигнала осуществляется конденсаторами переменной емкости $C_{К□}$.

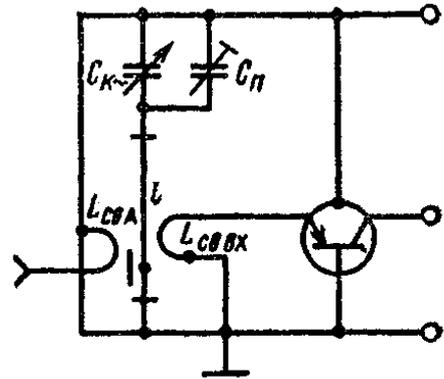
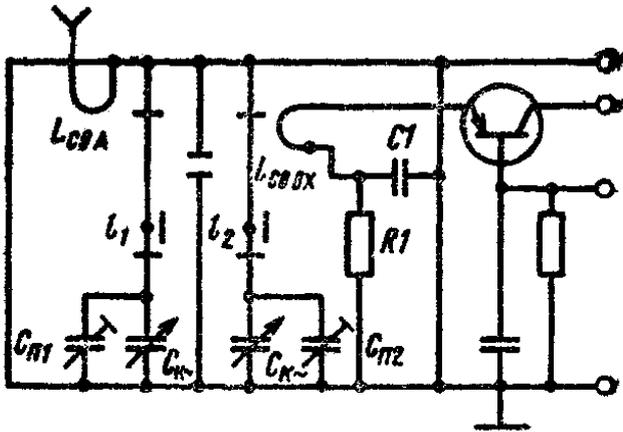


Рисунок 5.6. Схема двухконтурной ВЦ. Рисунок 5.7. Схема ВЦ на короткозамкнутом четвертьволновом отрезке линии

Во входной цепи, в которой колебательный контур образован короткозамкнутым четвертьволновым отрезком линии l и конденсаторами $C_{К□}$ и $C_{П}$ (рис. 5.7), антенный ввод подключается к контуру с помощью петли связи $L_{СВ А}$. Эмиттерная цепь транзистора связана с входным контуром петлей связи $L_{СВ ВХ}$. Входная цепь перестраивается в заданном диапазоне частот конденсатором $C_{К□}$.

4.3.2 Расчет одноконтурной входной цепи дециметрового диапазона

Методика расчета одноконтурной цепи [2]

Исходными данными для расчета одноконтурной схемы являются: диапазон принимаемых частот $f_{\min} - f_{\max}$ сопротивление антенно-фидерной системы $R_A = 1/g_A$, входные параметры 1-го каскада приемника g_{BX} , C_{BX} и эквивалентная добротность контура. Обычно ставится задача согласования сопротивления источника и нагрузки.

Расчет схемы следует вести для средней резонансной частоты диапазона.

$$f_{0CP} = (f_{0\max} - f_{0\min})/2, \quad (4.17)$$

а затем проверить основные показатели на крайних частотах.

Вначале выбирают тип линии (коаксиальная или полосковая). Затем из конструктивных соображений выбирают размеры линии, материал подложки и по соответствующим формулам рассчитывают волновое сопротивление линии W . Обычно волновое сопротивление принимают равным 50—100 Ом. Электрическую длину линии $k_0 l$ для средней частоты диапазона рассчитывают из условия $k_0 l = 2\pi\sqrt{\varepsilon} l/\lambda_0 = 40...60^\circ$.

Из условия настройки входной цепи в резонанс с частотой f_0 рассчитывают емкость C_0

$$C_0 = 1/2\pi f_0 W \operatorname{tg}(k_0 l). \quad (4.18)$$

При этом

$$C_0 = C_{K\Box} + C_{II} + C'_{BX}, \quad (4.19)$$

где $C'_{BX} = m_{BX}^2 C_{BX}$ - входная емкость 1-го каскада приемника, пересчитанная к входным зажимам линии ($m_{BX} = U_{BX}/U$ - коэффициент трансформации).

Эквивалентная проводимость контура входной цепи на резонансной частоте равна

$$G_{\mathcal{E}} = G_0 + m_A^2 g_A + m_{BX}^2 g_{BX}, \quad (4.20)$$

где G_0 - резонансная проводимость ненагруженного контура, рассчитывается в зависимости от типа выбранного резонатора по соответствующим формулам; $m_A = U_1/U$; $g_A = 1/R_A$.

Эквивалентное затухание контура определяется собственным затуханием контура и затуханиями, вносимыми в контур из антенной цепи со стороны 1-го каскада приемника:

$$d_{\mathcal{E}} = d + d_A + d_{BX} = G_{\mathcal{E}} \rho, \quad (4.21)$$

где $d_A = m_A^2 g_A \rho$; $d_{BX} = m_{BX}^2 g_{BX} \rho$; $\rho = 1/\omega_0 C_0$. Коэффициент передачи входной цепи по напряжению на резонансной частоте равен

$$K_{0ВЦ} = \frac{m_A m_{BX} g_A}{m_A^2 + G_0 + m_{BX}^2 g_{BX}}. \quad (4.22)$$

Коэффициент трансформации, необходимый для согласования с источником сигнала (антенной), определяем по формуле

$$m_{AC} = \sqrt{(G_0 + m_{BX}^2) / g_A}. \quad (4.23)$$

Резонансный коэффициент передачи при согласовании

$$K_{0BLC} = m_{BX} / 2m_{AC}. \quad (4.24)$$

Эквивалентное затухание контура при согласовании

$$d_{\text{э}C} = 2\rho(G_0 + m_{BX}^2 g_{BX}). \quad (4.25)$$

Полоса пропускания одноконтурной входной цепи

$$P = d_{\text{э}} f_0 \quad (4.26)$$

Избирательность по зеркальному каналу равна

$$Se_{3K} \approx \frac{1}{d_{\text{э}}} \left(\frac{f_{3K}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{3K}} \right). \quad (4.27)$$

Пример расчета одноконтурной входной цепи приемника дециметрового диапазона (рис. 4.7)

Требуется рассчитать одноконтурную входную цепь (рис. 4.20), настроенную на частоту

Исходные данные: $f_0 = 400$ МГц. Полоса пропускания контура $P = 20$ МГц на уровне 3 дБ. Проводимость фидера $g_A = 13,3 \cdot 10^{-3}$ См. Входные параметры УРЧ $g_{BX} = 5,56 \cdot 10^{-3}$ См, $C_{BX} = 7$ пФ. Входная цепь должна обеспечить режим согласования фидера с нагрузкой. Частота настройки УПЧ $f_{ПЧ} = 25$ МГц.

Расчет

Контур входной цепи выполнен на короткозамкнутом отрезке несимметричной полосковой линии. Волновое сопротивление линии $W = 100$ Ом; собственное затухание $d = 0,0017$; резонансная проводимость ненагруженного контура $G_0 = 25 \cdot 10^{-6}$ См.

Условие настройки в резонанс с частотой f_0 рассчитано при емкости $C_0 =$ пФ. Поскольку контур входной цепи настраивается на фиксированную частоту, то в схему достаточно ввести лишь подстроечный конденсатор $C_{П}$.

1. Характеристическое сопротивление контура (5.21)

$$\rho = \frac{1}{6,28 \cdot 400 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12}} = 80 \text{ Ом.}$$

2. Эквивалентное затухание контура (5.26)

$$d_{\text{э}} = 20/400 = 0,05.$$

3. Эквивалентная проводимость контура входной цепи (5.21)

$$G_3 = 0,05/80 = 0,625 \cdot 10^{-3} \text{ См.}$$

4. Заданная полоса пропускания в режиме согласования достигается при коэффициенте трансформации (5.25)

$$m_{BX} = \sqrt{[(1,05/2 \cdot 80) - 25 \cdot 10^{-6}] / (5,65 \cdot 10^{-3})} = 0,228.$$

5. Для согласования нагрузки с антенной необходимо (5.23)

$$m_{AC} = \sqrt{0,625 \cdot 10^{-3} / (2 \cdot 13,3 \cdot 10^{-3})} = 0,154.$$

6. Коэффициент передачи входной цепи при согласовании (5.24)

$$K_{0ВЦС} = 0,228 / (2 \cdot 0,154) = 0,75.$$

7. Емкость подстроечного конденсатора (5.19)

$$C_{II} = 5 - 0,228^2 \cdot 7 = 4,62 \text{ пФ.}$$

Выбираем $C_{II} = 4 - 7$ пФ,

8. Избирательность по зеркальному каналу (5.27) - $f_{3K} = f_0 + 2f_{II}$.

$$f_{3K} = 400 + 2 \cdot 25 = 450 \text{ МГц.}$$

$$Se_{3K} = \frac{1}{0,05} \left(\frac{450}{400} - \frac{400}{450} \right) = 4,7 \text{ (13,4 дБ).}$$

9. Конструктивная реализация коэффициентов связи m_{AC} и m_{BX} осуществляется подбором размеров петель связи $L_{CB A}$ и $L_{CB BX}$ и их расположением в экранированной камере контура входной цепи.

В [2] даны рекомендации по расчету широкополосных входных цепей дециметрового диапазона.

4.4 Входные цепи приемников сантиметровых и миллиметровых волн

Входная цепь приемника сантиметровых и миллиметровых волн связывает выход антенно-фидерного устройства со входом 1-го каскада приемника: маломощным усилителем или смесителем СВЧ. При этом вход и выход входной цепи должны быть согласованы с волновыми сопротивлениями присоединяемых к ним линий передач, чтобы в местах соединения не возникало отражений СВЧ энергии. В зависимости от назначения приемника, его структурной схемы и условий применения входная цепь выполняет следующие функции:

- частотная селекция принимаемых сигналов для уменьшения сигналов помех на нерабочих частотах;

- защита 1-го каскада от перегрузки и повреждения СВЧ мощностью сигналов, поступающих в приемник на рабочих частотах;

- уменьшение влияния изменения выходного импеданса антенно-фидерного устройства на стабильность характеристик 1-го каскада.

Частотную селекцию сигналов во входной цепи осуществляют с помощью СВЧ фильтра того или иного вида, который в этом случае называют преселектором.

Задачей преселектора является пропускание с малым затуханием сигналов, поступающих на вход приемника на частотах, лежащих в заданной полосе его рабочих частот, и запираение входа приемника (внесение большого затухания) для сигналов, поступающих на частотах, лежащих за пределами рабочей полосы частот.

Защита 1-го каскада от перегрузки СВЧ мощностью на рабочей частоте обычно необходима только в радиолокационных приемниках, на вход которых всегда просачивается часть мощности импульсного передатчика РЛС. Эта мощность во многих случаях лежит в пределах от сотен ватт до единиц киловатт в импульсе и более, что неизмеримо превосходит уровни мощности, допустимые для нормальной работы полупроводниковых диодов, обычно используемых в 1-м каскаде большинства приемников СВЧ.

Для защиты диодов от повреждения просачивающейся мощностью передатчика применяют специальные устройства, в качестве которых чаще всего используют разрядники защиты приемника и полупроводниковые ограничители СВЧ мощности.

При использовании в 1-м каскаде приемника регенеративного малошумящего усилителя СВЧ (например, параметрического) нестабильность его характеристик определяется наряду с другими факторами изменением импеданса источника сигнала (антенно-фидерного устройства), подключенного ко входу усилителя.

В значительной степени стабилизировать этот импеданс удается с помощью невзаимных ферритовых устройств: циркуляторов и вентилях, которые, будучи включенными между источником сигнала и усилителем, развязывают их между собой.

Все элементы входной цепи приемника должны вносить как можно меньшие потери (для обеспечения низкого коэффициента шума) и обладать достаточно широкой полосой пропускания.

Рекомендации по расчету элементов входных цепей СВЧ приемников (радиолокационных) изложены в [1, 2, 10].

5 ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОЧАСТОТЫ

5.1 Транзисторные усилители радиочастоты [1, 2, 4, 12]

В усилителях радио частоты (УРЧ) в области умеренно высоких частот среди схем с одним АЭ наибольшее распространение получили схемы с общим эмиттером Э (на биполярных транзисторах), общим истоком ОИ (на полевых транзисторах) с автотрансформаторным включением контура в цепь АЭ.

Схема с ОЭ (рис. 6.1,а) с двойной автотрансформаторной связью позволяет получить наибольшее усиление мощности вследствие относительно

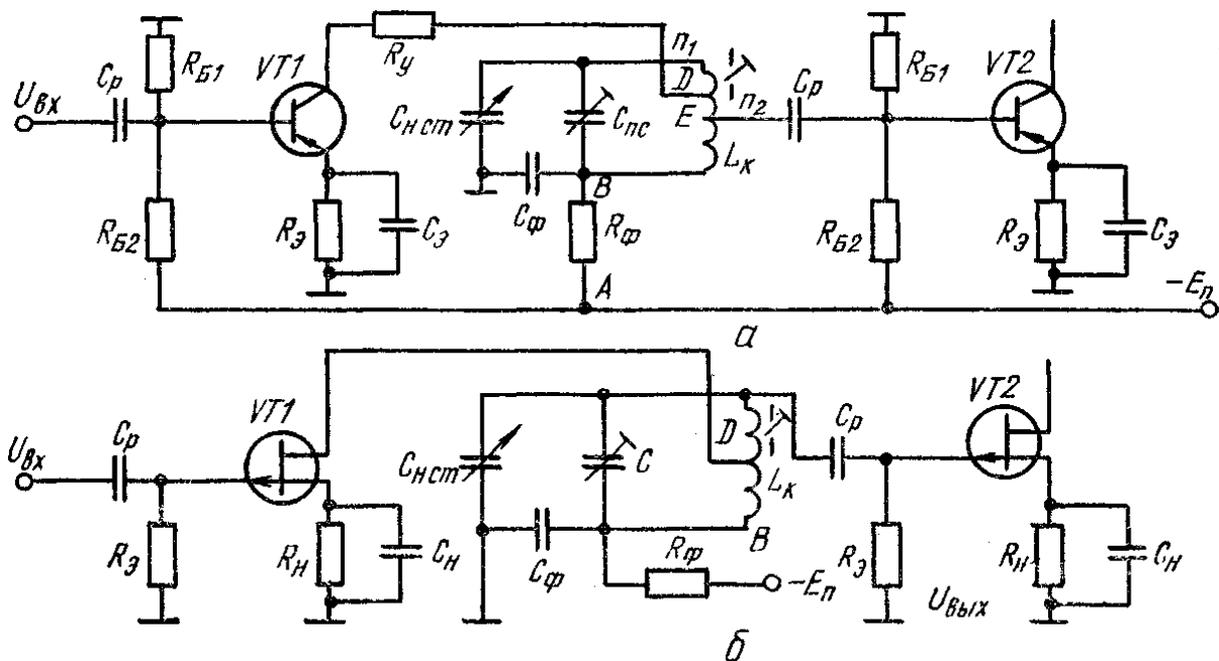


Рисунок 6.1. Схемы УРЧ с общим эмиттером (истоком)

большого входного сопротивления. В качестве АЭ используют высокочастотные германиевые или кремниевые транзисторы, последние более экономичны и стабильны при повышенных рабочих температурах. Напряжения на электродах транзистора определяются сопротивлениями резисторов базового делителя $R_{Б1}$, $R_{Б2}$ эмиттерной цепочки $R_Э$, фильтра питания R_ϕ . Конденсатор $C_Э$ является блокировочным, C_ϕ - фильтровым, C_p - разделительным. В схеме использована температурная стабилизация за счет отрицательной обратной связи по постоянному току в цепи эмиттера. При переносе базового делителя $R_{Б1}$, $R_{Б2}$ из точки A в точку B вводится обратная связь по напряжению, эффективная при больших значениях R_ϕ , что приводит к существенной потере мощности и необходимости в источнике питания повышенного напряжения. Разновидность схемы без резистора $R_{Б2}$ иногда используют в простых приемниках. В схеме применен вариант параллельного питания входной цепи тран-

зистора, при котором постоянная составляющая базового тока не протекает через контур, что повышает надежность работы усилителя.

При использовании полевых транзисторов наибольшее распространение получила схема с общим истоком (рис. 6.1,б). Полевые транзисторы по сравнению с биполярными позволяют получить большее усиление напряжения и мощности, обладают более высоким входным и выходным сопротивлением, малой проходной емкостью (обеспечивают устойчивую работу даже на СВЧ), меньшим уровнем собственных шумов, обеспечивают малый уровень нелинейных и перекрестных искажений, более высокими быстродействием и термостабильностью. Назначение схемных элементов аналогично рассмотренному в предыдущей схеме. Резистор R_{II} служит для создания напряжения смещения на затворе и для термостабилизации тока стока; резистор R_3 - для подачи напряжения смещения затвора (сопротивления порядка МОм.). Поскольку полевые транзисторы обладают высоким входным сопротивлением, применяют полное включение контура в цепь затвора: полного включения в цепь стока обычно не используют по соображениям устойчивости.

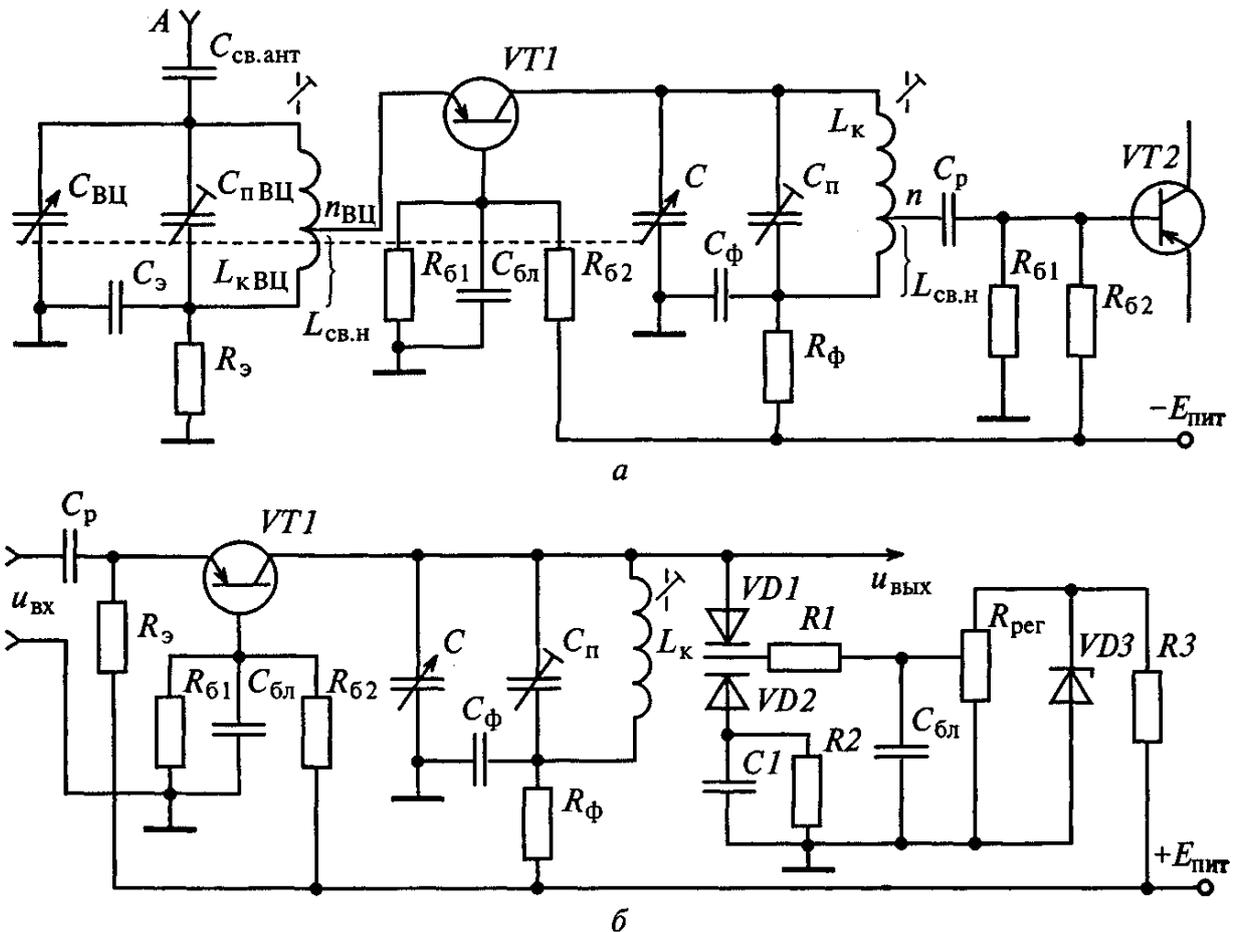


Рисунок 6.2. Схемы УРЧ на БТ с общей базой с двойной автотрансформаторной связью [12]

На частотах 30...40 МГц и выше в УРЧ на БТ применяются схемы включения БТ с общей базой (ОБ), ОЗ (полевые транзисторы). Одна из таких схем с ОБ с двойной автотрансформаторной связью приведена на (рис. 6.2).

Контур усилителя полностью включают в выходную цепь транзистора (см. рис. 6.2, а). Основная особенность усилителя состоит в том, что вся переменная составляющая коллекторного тока протекает по цепи предыдущего каскада через контур $L_{КВЦ} C_{ВЦ} C_{ПВЦ}$, вследствие чего образуется очевидная отрицательная обратная связь. Это существенно увеличивает входную проводимость схемы $\dot{Y}_{ВХ} = S$ и вызывает шунтирование контура ВЦ, приводя к значительному повышению устойчивости и снижению коэффициента шума.

На рис. 6.2, б показан УРЧ с электронной настройкой с помощью варикапов $VD1$ и $VD2$, емкость которых определяется управляющим напряжением смещения. Варикапы включены встречно-последовательно для уменьшения нелинейности их характеристик и предотвращения паразитной модуляции.

В транзисторных приемниках широко используется УРЧ с трансформаторным включением контура в коллекторную цепь транзистора. Принципиальная схема УРЧ с трансформаторной связью контура с активным элементом показаны на рис. 6.3.

Резонансная круговая частота коллекторного контура связи

$$\omega_{СВ} = 2\pi f_{СВ} = \frac{1}{\sqrt{L_{СВ АЭ} (C_{22} + C_{СХ})}}, \quad (5.1)$$

где емкость схемы $C_{СХ}$ включает в себя емкость монтажа C_M , собственную

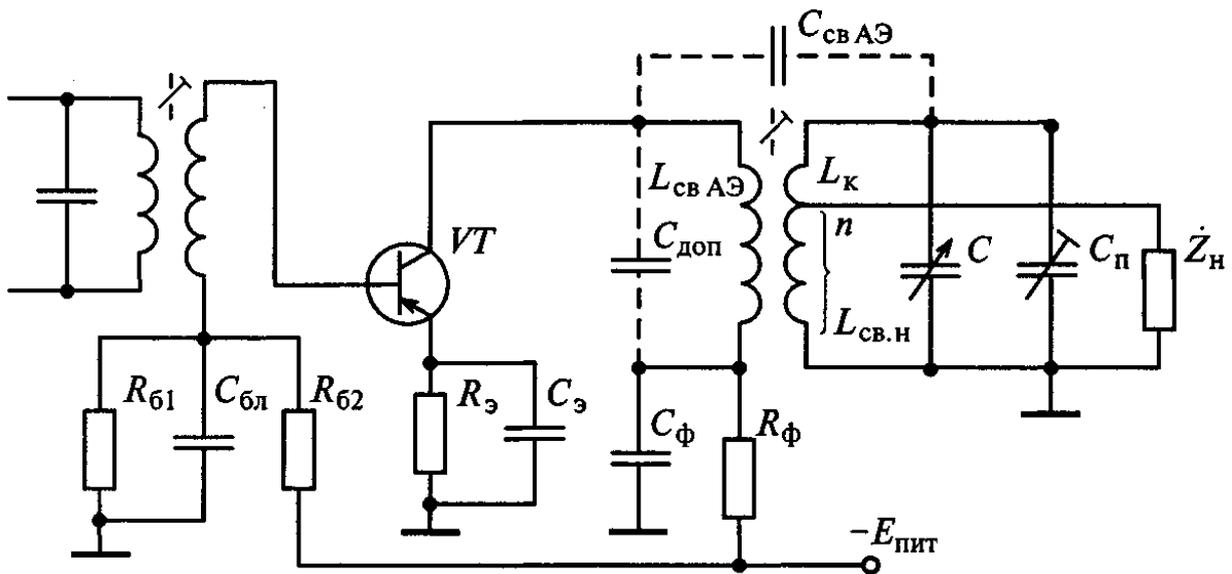


Рисунок 6.3. Принципиальная схема УРЧ с трансформаторной связью контура с активным элементом [12]

емкость $C_{L_{CB}}$ катушки связи $L_{CB AЭ}$ при необходимости емкости подстроечного конденсатора $C_{ДОП}$. В зависимости от соотношения $\omega_0/\omega_{СВ}$ возможны различные режимы работы усилителя.

При $\omega_{CB}^2 \gg \omega_{0\max}^2$ зависимость резонансного коэффициента усиления от частоты настройки такая же, как при двойном автотрансформаторном включении, т. е. линейно возрастает с увеличением частоты.

При $\omega_{CB}^2 \ll \omega_{0\min}^2$ резонансный коэффициент усиления

$$K_0 = nM |\dot{Y}_{210}| Q_{ЭКВ} \omega_{CB}^2 / \omega_0 \quad (5.2)$$

уменьшается с ростом частоты настройки. Повысить равномерность усиления в поддиапазоне можно, применяя трансформаторно-емкостную связь контура с выходом активного элемента (конденсатор $C_{CB\text{АЭ}}$ на рис 6.3).

В схемах УРЧ на БТ представляет интерес емкостная связь контура с входом следующего каскада, аналогичная используемой в ВЦ. Ее достоинством является сохранение высокой избирательности вверху диапазона благодаря уменьшению величины коэффициента включения индуктивности n , а следовательно, и ослаблению шунтирующего влияния входной проводимости активного элемента следующего каскада с увеличением частоты.

На рис. 6.4 приведена одна из схем УРЧ с комбинированной связью

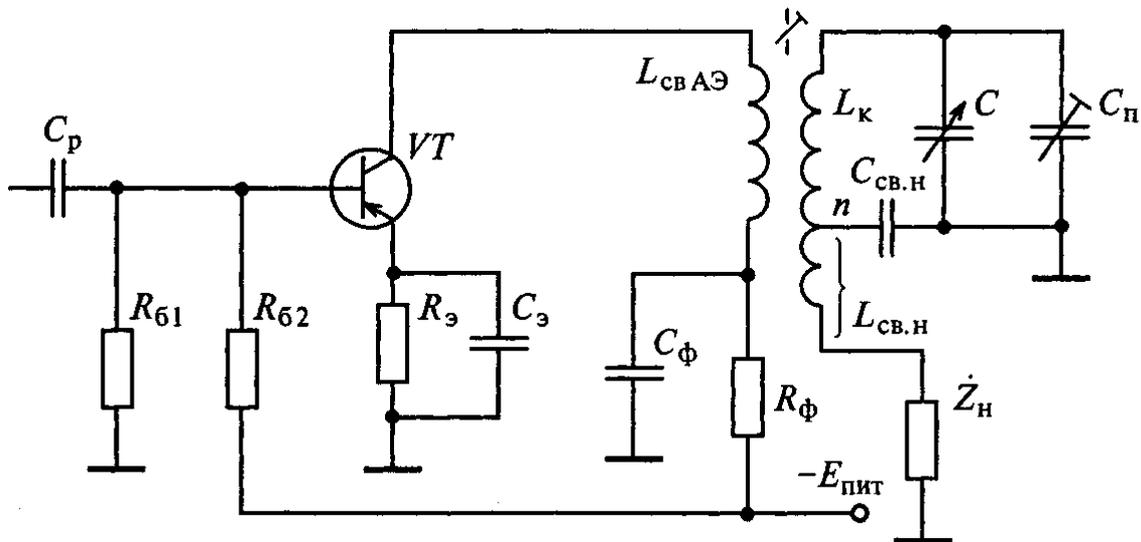


Рисунок 6.4. Схема УРЧ с комбинированной связью контура и нагрузки

контура и нагрузки. В этой схеме реализуется связь с нагрузкой через конденсатор $C_{CB\text{Н}}$ и через часть катушки $L_{CB\text{Н}}$. Такая комбинированная связь контура с нагрузкой обеспечивает постоянство или даже некоторое увеличение добротности с ростом частоты. При $f_{CB}^2 \gg f_{0\max}^2$ резонансный коэффициент усиления K_0 в диапазоне изменяется незначительно.

5.2 Усилители радиочастоты на интегральных микросхемах [12]

Интегральные микросхемы (ИМС), которые могут использоваться в каскадах УРЧ, разделяются на полупроводниковые (серии 118, 174, 175) и гибридные (серии 224, 228, 435). В полупроводниковых ИМС все элементы и

межэлементные соединения выполняются в объеме и на поверхности полупроводника. Гибридные ИМС включают в себя помимо полупроводниковых элементов различные дискретные компоненты - конденсаторы, резисторы и т. д.

Верхний предел полупроводниковых ИМС по частоте часто не превышает 200 МГц. Кроме того, они уступают по шумовым свойствам гибридным ИМС и специальным малошумящим транзисторам. По этим причинам УРЧ и другие малошумящие усилители строят на гибридных ИМС и на микросборках, используя бескорпусные транзисторы и транзисторные сборки.

Усилители радиочастоты на гибридных интегральных микросхемах.

Значительная часть микросхем для УРЧ изготавливается по гибридной технологии. На рис. 6.5 показана схема каскада УРЧ на ИМС типа 228УВ3 – каскадное (каскадное) включение двух транзисторов по схеме ОЭ - ОБ.

Каскадной схемой (КС) называют схему, содержащую два каскада с непосредственным (цепочечным) первым на вход второго без элементов связи. Лучшим по своим показателям является сочетание: ОЭ – ОБ (ОИ – ОЗ). КС находят широкое применение как УРЧ метрового диапазона в телевизионных, радиолокационных и других специальных приемниках.

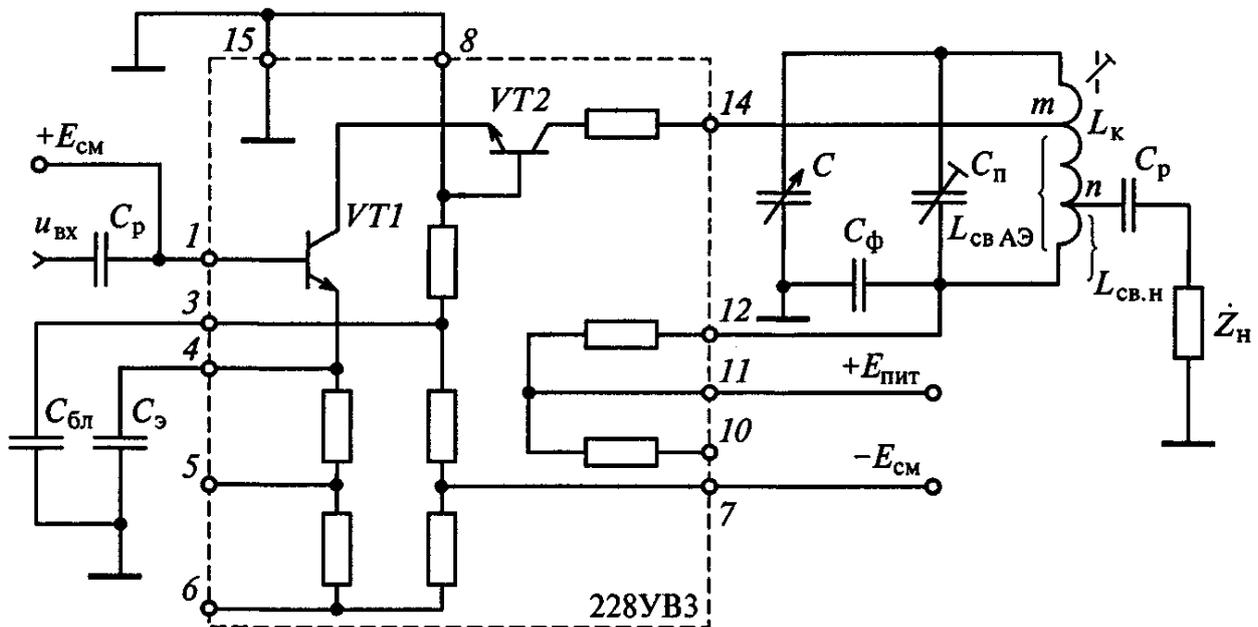


Рисунок 6.5. Схема каскада на ИМС типа 228УВ3

Питание транзисторов $VT1$ и $VT2$ осуществляется последовательно по постоянному току. При этом требуется источник питания с напряжением, вдвое большим, чем для усилительного каскада на одном транзисторе. Схема содержит кроме транзисторов несколько элементов, предназначенных для установки режима по постоянному току либо для развязки между каскадами. Транзисторы $VT1$ и $VT2$ можно рассматривать как единый активный элемент, который обладает следующими свойствами:

малая внутренняя обратная связь примерно на два порядка ниже, чем в УРЧ на биполярном транзисторе с ОЭ, что позволяет получить более высокий коэффициент устойчивого усиления;

коэффициент усиления напряжения равен коэффициенту усиления напряжения второго каскада;

коэффициент усиления мощности равен коэффициенту усиления мощности первого каскада;

коэффициент шума равен коэффициенту шума первого каскада;

выходная проводимость каскадной схемы меньше выходной проводимости УРЧ на биполярном транзисторе с ОЭ, что позволяет применять полное включение контура в цепь коллектора транзистора $VT2$ и обеспечивать высокую избирательность каскада;

входная проводимость каскадного усилителя соответствует входной проводимости схемы каскада на одном транзисторе с ОЭ.

Таким образом, каскадная схема включения транзисторов позволяет сохранить преимущества схемы каскада с ОБ, исключив ее недостатки.

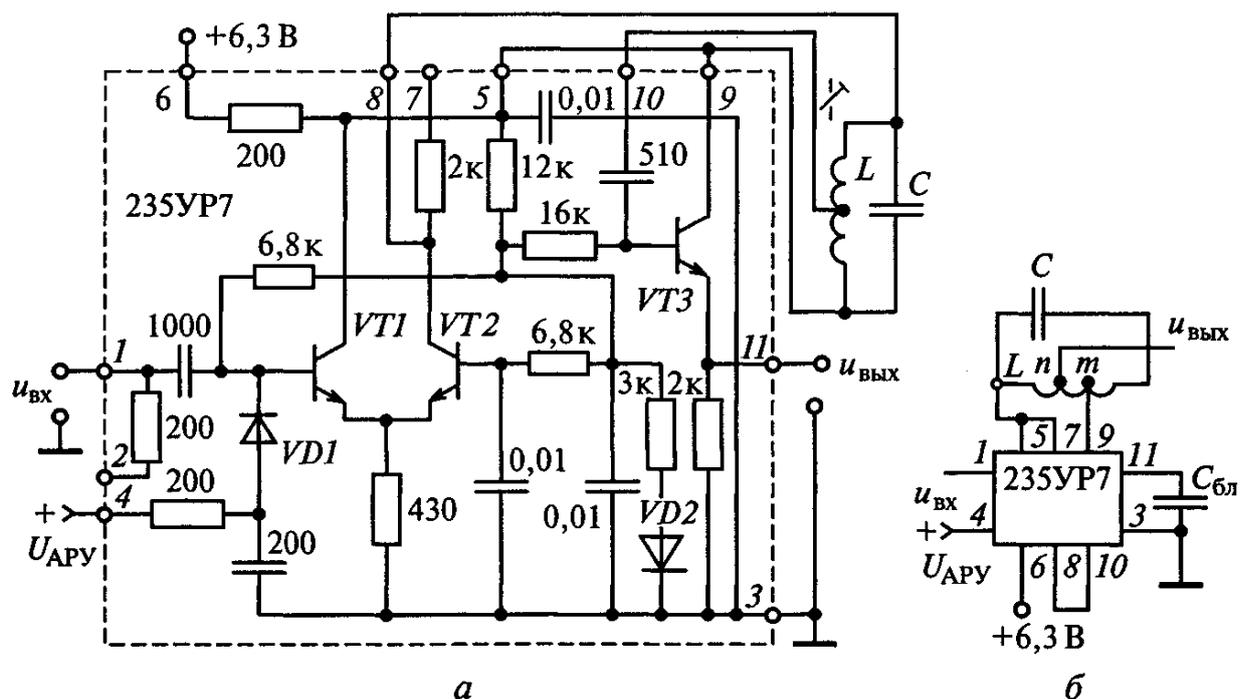


Рисунок 6.5. Схема резонансного каскада усиления на ИМС типа 235УР7

Более поздние варианты ИМС, чем ИМС типа 228УВЗ, схемотехнически совершеннее. Предпочтение отдается схемам, содержащим 2...4 транзистора, предназначенных для усиления сигнала. Между транзисторами не ставятся согласующих звеньев и избирательных цепей. Такие схемотехнические решения позволяют существенно повысить эффективность использования одной микросхемы и тем самым уменьшить габариты приемника, повысить показатели экономичности и надежности. Помимо усилительных элементов в

микросхемах часто применяются вспомогательные транзисторы для регулировки усиления и стабилизации режима.

В схеме резонансного каскада усиления на ИМС типа 235УР7 (рис. 6.6) используется три биполярных транзистора. Контур может быть включен после первых двух транзисторов $VT1$ и $VT2$ (см. рис. 6.6,а).

Транзистор $VT3$ в этом случае можно использовать для построения эмиттерного повторителя для согласования каскадов. Транзисторы $VT1$ и $VT2$ образуют дифференциальный каскад, представляющий собой для усиливаемого сигнала схему ОК - ОБ. В усилителе предусмотрена возможность режимной регулировки усиления до 46 дБ, а также ограничение амплитуды выходного сигнала за счет свойств дифференциального усилителя.

В другом варианте построения УРЧ на микросхеме типа 235УР7 (см. рис. 6.6,б) контур подключается к выходу транзистора $VT3$, включенного по схеме с ОЭ. Транзистор $VT2$ в этом случае нагружен на резистор.

Усилители радиочастоты на полупроводниковых микросхемах.

Схемотехника полупроводниковых микросхем определяется прежде всего технологическими возможностями изготовления схемы в объеме одного кристалла. Например, в качестве конденсаторов в ИМС используются емкости $p-n$ -переходов, из-за чего обеспечить большие номиналы емкостей методами полупроводниковой технологии сложно. Поэтому широкое распространение получило гальваническое соединение каскадов. Существенное влияние на работу полупроводниковых ИМС оказывают как пассивные, так и активные паразитные элементы.

Во многих полупроводниковых ИМС как элемент схемы широко используется дифференциальный каскад (рис. 6.6), главным достоинством которого является технологичность при изготовлении ИМС.

Дифференциальный каскад состоит из двух симметричных частей, каждая из которых включает в себя транзистор и коллекторный резистор. Элементы $VT1$, $VT2$, R_{K1} и R_{K2} образуют мостовую схему. При работе от дифференциального входа на транзисторы $VT1$ и $VT2$ подаются равные по амплитуде и противоположные по фазе сигналы. При этом направления токов и коллекторных напряжений обоих транзисторов противоположны, в результате чего на выходе дифференциального каскада возникает разностное напряжение $u_{ВЫХ}$. При синфазной подаче напряжения $u_{ВХ.СИН}$ токи транзисторов и потен-

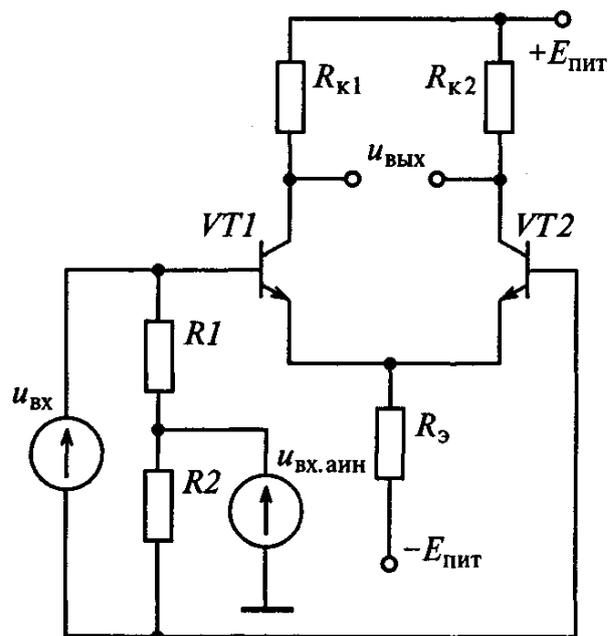


Рисунок 6.6. дифференциальный каскад на ИМС

циалы коллекторов изменяются одинаково. При условии идеальной симметрии плеч каскада выходное напряжение будет равно нулю. Синфазный сигнал может быть вызван наводками, нестабильностью питающих напряжений, изменением температуры среды и т.д. Это свойство позволяет обеспечить высокую помехоустойчивость, температурную стабильность, устойчивость к изменению питающих напряжений. Малая паразитная обратная связь между выходом и входом позволяет использовать дифференциальный каскад на частотах до 300 МГц без нейтрализации внутренней обратной связи. Дифференциальный каскад не требует блокировочных конденсаторов большой емкости и не усложняет технологию изготовления полупроводниковых ИМС.

Примерами применения дифференциального каскада могут служить полупроводниковые микросхемы типов 175УВ2 и 175УВ5.

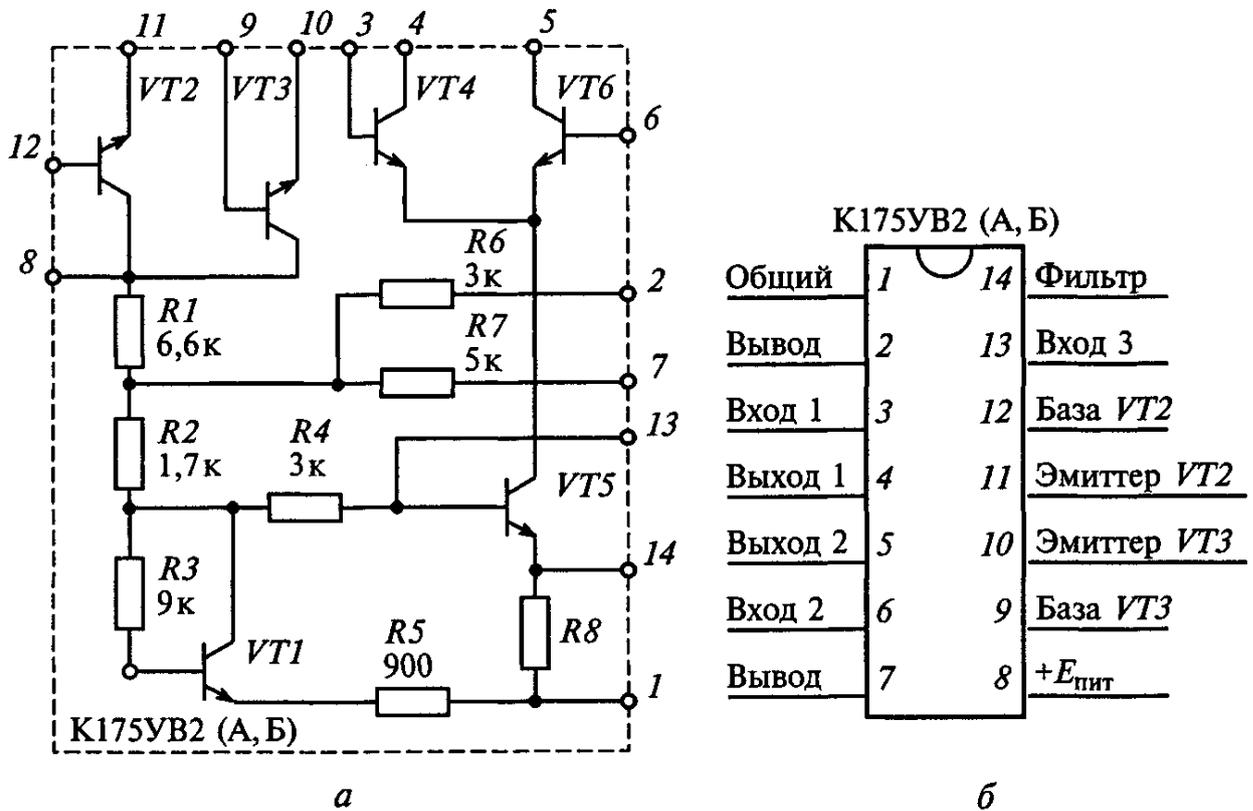


Рисунок 6.7. Принципиальная схема (а) и назначение выводов (б) ИМС типа 175В2

Принципиальная схема и назначение выводов ИМС типа 175УВ2 приведены на рис. 6.7. Для усиления сигналов радиочастоты используется дифференциальный каскад, состоящий из двух симметричных плеч. Отсутствие внутренних коллекторных нагрузок позволяет подключать к ИМС различные избирательные цепи. Режим работы усилителя по постоянному току задается цепями смещения на транзисторе VT1 и резисторах R1 и R2. Резисторы R6 и R7 служат для подачи напряжения смещения в цепи баз дифференциальной пары транзисторов VT4 и VT6.

В зависимости от полосы пропускания микросхемы типа К175УВ2 подразделяются на группы А и Б. Микросхемы типа К175УВ2А имеют верхнюю

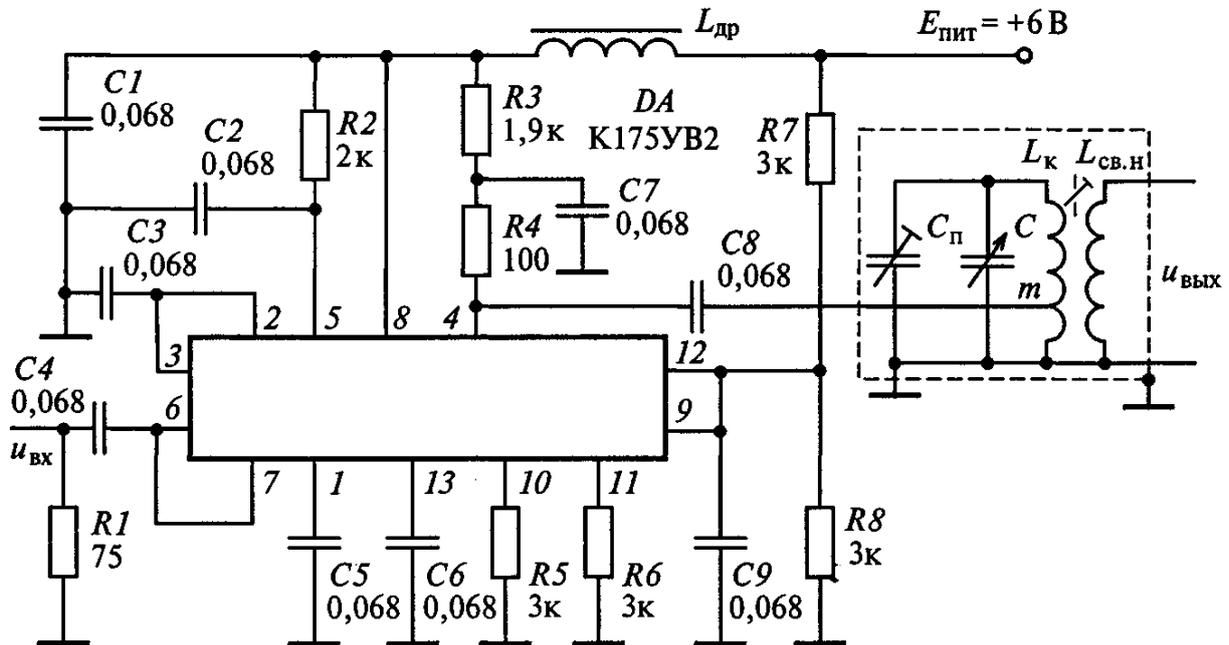


Рисунок 6.7 Типовая схема включения ИМС типа 175В2

граничную частоту порядка 40 МГц, а типа К175УВ2Б - 55 МГц.

На рис. 6.7 изображена типовая схема включения ИМС типа К175УВ2, в которой перестройка диапазонов производится конденсатором C . Коэффициент включения m контура к выходу микросхемы обычно равен $0,2 \dots 1$. Индуктивность дросселя $L_{др}$ составляет 225 мкГн. Применение ИМС типа 175В2 позволяет вводить регулировку усиления, для чего управляющее напряжение подается на вход 13, изменяя ток транзисторов.

Совместимые с микросхемами частотно-избирательные цепи.

Избирательность по зеркальному и дополнительным каналам приема при однократном преобразовании частоты обеспечивается преселектором. В диапазоне умеренно высоких частот в качестве ЧИС в преселекторах используют главным образом LC -фильтры на элементах с сосредоточенными параметрами. Это обусловлено малыми потерями в таких фильтрах, достаточно высокими показателями избирательности и простотой перестройки. LC -фильтры для приемников на ИМС должны быть технологически или конструктивно совместимы с микросхемами. Конструктивная совместимость обеспечивается оформлением LC -фильтров в виде законченных узлов, сопрягаемых по размерам со стандартными корпусами ИМС. Поэтому для катушек индуктивности следует применять броневые или чашечные сердечники минимальных размеров, например типов НСБ6, НСБ9, НСЧ6, а также тороидальные сердечники типоразмеров К3 и К5, позволяющие получить в диапазоне частот $1 \dots 100$ МГц индуктивность до 400 мкГн с добротностью $60 \dots 120$. С гибридными ИМС технологически совместимы тонкопленочные катушки

индуктивности, выполненные в виде плоских спиральных катушек круглой или квадратной формы

Тонкопленочные спиральные катушки обычно используются в диапазоне частот от десятков мегагерц и более, так как значительно возрастают габариты катушек при индуктивности свыше 1 мкГн. Добротности тонкопленочных катушек обычно находятся в пределах 30...60.

В качестве конденсаторов для *LC*-фильтров рекомендуют применять многослойные керамические конденсаторы, например типов К10-9, К10-17, К10-42. Для плавной подстройки преселектора удобны миниатюрные подстроечные конденсаторы, например типов КТ4-25 или КТ4-27, а для дискретной подстройки - матричные тонкопленочные конденсаторы, выполняемые на отдельной подложке в виде многосекционной структуры с отводами.

Наряду с использованием в преселекторах *LC*-фильтров определенных успехов достигла техника создания перестраиваемых активных *RC*-фильтров, пригодных для применения в диапазонах радиочастот вплоть до КВ. Предельная рабочая частота таких фильтров составляет около 30 МГц. Избирательность по зеркальному каналу на частотах порядка единиц мегагерц достигает 34 дБ при коэффициенте усиления $K_0 = 4... 10$. При перестройке этих фильтров с помощью варикапов может быть получен коэффициент перекрытия диапазона 2,1. Для электрической перестройки применяют варикапы типов 2В102, 2В104, КВ109А, Б, а также варикапные матрицы типа КВС111.

Разработка активных *RC*-фильтров для более высокочастотных диапазонов сдерживается инерционными свойствами транзисторов. При построении полосовых *RC*-фильтров требуется обеспечить пренебрежимо малый фазовый сдвиг в активных элементах. Для этого на частотах в единицы мегагерц приходится использовать транзисторы с граничными частотами в сотни мегагерц. Эта причина пока затрудняет использование ИМС в подобных фильтрах.

В диапазоне ДМВ применяют фильтры СВЧ на микрополосковых резонаторах, так как технология их изготовления хорошо согласуется с технологией изготовления микросхем. Когда добротность микрополосковых резонаторов недостаточна, приходится возвращаться к резонаторам на отрезках коаксиальных линий (например, спиральные резонаторы) и объемным резонаторам. В фильтрах диапазона СВЧ используются диэлектрические резонаторы на железиттриевом гранате (ЖИГ - резонаторы).

5.3 Расчет УРЧ умеренно высоких частот

5.3.1 Усилители с одиночными *LC* – контурами

В УРЧ приемников умеренно высоких частот чаще всего используют одноконтурные каскады. Основное отличие различных схем УРЧ состоит в способе связи контура с активным элементом и с нагрузкой. Этот способ связи определяет название усилительной схемы. Количественно величина связи задается коэффициентами включения активного элемента и нагрузки в контур - соответственно m_1 и m_2 [2] (n_1 и n_2 [1, 4]; m и n [12]). Все рассмотренные схемы с ОЭ (рис. 6.1,а); ОИ (рис. 6.1,б); ОБ (рис. 6.2); ОЗ; ОЭ -ОБ (рис. 6.5); и усилители с дифференциальным каскадом ДУ (рис. 6.6) - могут быть представлены в виде обобщенной схемы с двойным автотрансформаторным включением резонансной нагрузки к выходу усилительного прибора (АЭ) и ко входу следующего каскада (рис. 6.7) [1, 2, 3, 6, 12]. Анализ обобщенной эквивалентной схемы (рис 6.7,а) в системе Y - параметров дает возможность получить основные расчетные соотношения [1, 3]:

Y_{21} - проводимость прямого действия;
 $Y_{22} = 1/R_{22} + j\omega C_{22}$; $Y_{11} = 1/R_{11} + j\omega C_{11}$; $Y_H = 1/R_H + j\omega C_H$;
 r_K , L_K , C_K , $Q = \omega_0 L_K / r_K$, $R_0 = Q\omega_0 L_K$ - собственные параметры не-нагруженного контура.

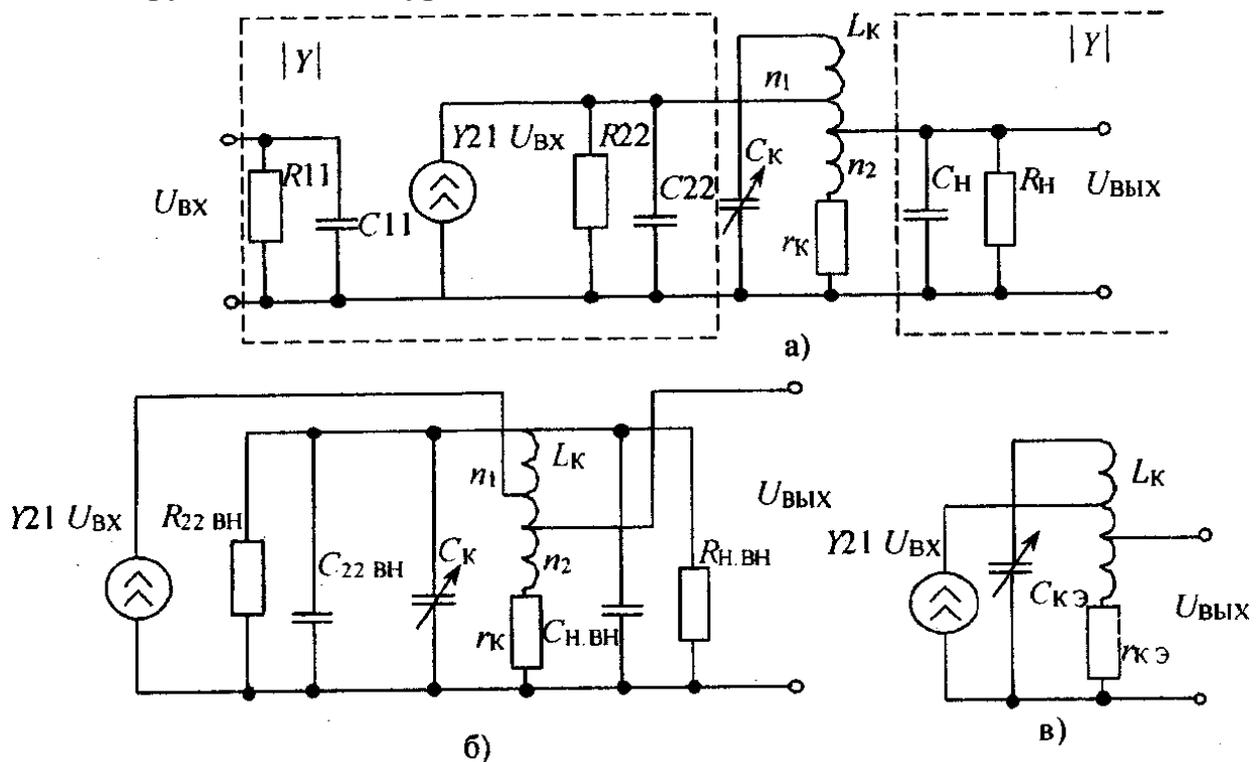


Рисунок 6.7. Эквивалентные схемы УЗЧ с одиночным LC - контуром

При использовании одностипных усилительных элементов (АЭ1 и АЭ2) $Y_H = Y_{11}$. Осуществив пересчет параметров АЭ1 и АЭ2 для полного их включения в контур, получим эквивалентную схему (рис. 6.7, б)

$$0 \leq \Gamma \leq 1 \quad (4.89)$$

$$2 \leq \frac{1}{\Gamma} < \infty$$

Анализ передаточных свойств УРЧ связывается с величиной индуктивности катушки. Поэтому ее величину выбирают таким образом, чтобы вносимая в контур емкость не превышала допустимой величины эквивалентной емкости контура в целом [1].

Выбор структуры тракта усилителя радиочастоты производится из условия, что избирательная система должна удовлетворять требованиям многосигнальной селективности по побочным каналам приема. При расчете структурной схемы УРЧ принимают такую структуру, при которой обеспечивается заданная чувствительность. В качестве избирательных элементов используется одиночный колебательный контур. Расчет структурной схемы УРЧ может быть проведен исходя из заданной промежуточной частоты или исходя из принципа физической реализуемости (промежуточная частота не задана).

6 РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

6.1 Определение параметров преобразования

Параметры преобразования можно определить несколькими способами: аналитическим, графоаналитическим, экспериментальным и на основании опытных усредненных данных.

Для определения параметров преобразования аналитическим способом необходимо знать зависимости токов смесителя от напряжения на его электродах. Однако этот способ громоздкий и его использование затрудняется вследствие сложности аналитических зависимостей для токов транзисторов и других нелинейных элементов. Поэтому обычно применяют графоаналитический способ, при котором используются усредненные характеристики нелинейных элементов. Основой метода является графическое разложение периодических функций на гармонические составляющие. В частности, если известна зависимость крутизны характеристики нелинейного элемента от приложенного напряжения гетеродина, можно определить

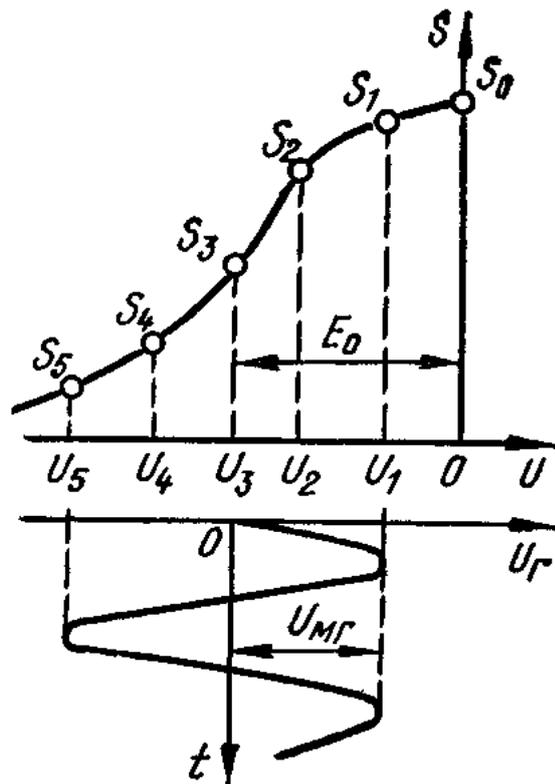


Рисунок 6.1. К определению крутизны преобразования

амплитуду первой гармоники крутизны S_{m1} , а затем и крутизну по $S_{ПП} = \frac{\dot{I}_{ПП}}{\dot{U}_C}$ при закороченном выходе - $U_{ПП} = 0$.

Первую гармонику можно определить методами трех или пяти ординат. Для этого нужно на графике S_U (рис. 3.1) выбрать начальное напряжение E_0 , амплитуду напряжения гетеродина $U_{m\Gamma}$ и, определив контрольные точки $S_1 \dots S_5$ рассчитать крутизну $S_{ПП} = [(S_1 - S_5) + (S_2 - S_4)]/6$. Значение S_1 находится при напряжении $U_1 = E_0 - U_{m\Gamma}$; S_2 - при напряжении $U_2 = E_0 - 0,5U_{m\Gamma}$; S_3 - при напряжении $U_3 = E_0$; S_4 - при напряжении $U_4 = E_0 + 0,5U_{m\Gamma}$; S_5 - при $U_5 = E_0 + U_{m\Gamma}$. Зависимости $S = Y_{21}$ от напряжения $U_{БЭ}$ или от напряжения гетеродина при подаче его в цепь базы определяются по сквозным характеристикам $I_K = \psi(U_{БЭ})$.

Аналитический и графоаналитический способы дают результаты с точностью до 10...20 %. Если нужно получить большую точность, следует применить метод измерения Y -параметров. Во многих случаях на практике можно удовлетвориться меньшей точностью, и тогда применяют усредненные опытные данные. По этой методике параметры преобразования определяют в зависимости от параметров при усилении по приближенным формулам.

Для биполярных транзисторов:

$$\begin{aligned} S_{ПП} &= |Y_{21_{ПП}}| = (0,4 \dots 0,8) |Y_{21}|; \\ G_{i_{ПП}} = G_{22_{ПП}} &= (0,5 \dots 0,8) |Y_{22}|; \\ G_{вх_{ПП}} = G_{11_{ПП}} &= (0,5 \dots 0,8) |Y_{11}|; \\ S_{ОБР} &= |Y_{12_{ПП}}| = (0,2 \dots 0,8) |Y_{12}|, \end{aligned} \quad (6.1)$$

где Y_{11}, Y_{21} - параметры транзисторов в режиме усиления на частоте сигнала f_c , Y_{22} и Y_{12} - параметры транзистора в режиме усиления на промежуточной частоте.

Входные и выходные емкости транзистора в преобразовательном режиме почти не изменяются по сравнению с их значениями в усилительном режиме. Подставляя значения параметров преобразования, например, из (3.1) в (7.5) ... (7.7), можно рассчитать значения коэффициента преобразования, входной и выходной проводимости.

Для полевых транзисторов при оптимальном угле отсечки 90° , обеспечивающем минимальный коэффициент шума, крутизну преобразования вычисляют по формуле

$$S_{ПП} \approx 0,25 S_{\max}, \quad (6.2)$$

где S_{\max} - максимальное значение крутизны. Напряжение гетеродина выбирают в соответствии с принятым углом отсечки.

6.2 Выбор схемы и режима преобразователя частоты

В диапазонах умеренно высоких частот используют преобразователи на транзисторах. Предпочтительнее схемы с отдельными гетеродинами, поскольку в них можно обеспечить оптимальный режим для транзисторов гетеродина и преобразователя.

Напряжение гетеродина чаще всего выбирают в пределах 70... 150 мВ. Напряжение меньше 50 мВ можно подавать только в схеме с отдельным гетеродином при необходимости получения очень низких уровней нелинейных искажений и интерференционных свистов. В схемах с совмещенным гетеродином при низких уровнях гетеродинного напряжения генерация получается неустойчивой. В большинстве случаев оптимальными значениями являются амплитуда напряжения гетеродина $U_{mГ} = 100$ мВ и ток в рабочей точке $I_K = 0,5$ мА, при которых обеспечивается минимальный коэффициент шума, удовлетворительное усиление и приемлемый уровень нелинейных искажений. Если перед преобразователем включен УРЧ, уровень шумов определяется в основном каскадом УРЧ, и напряжение гетеродина можно увеличить для повышения усиления до 150 ... 200 мВ.

6.3 Выбор промежуточной частоты

В вещательных приемниках $f_{ПР}$ выбирается равной 465 кГц между диапазонами длинных и средних волн. Высокую избирательность по соседнему и зеркальному каналам можно получить только при двойном преобразовании частоты. При этом первая промежуточная частота выбирается высокой, что обеспечивает хорошую избирательность по зеркальному каналу, а вторую промежуточную - низкой, что обеспечивает хорошую избирательность по соседнему каналу.

При двойном преобразовании частоты величины промежуточных частот и частоты гетеродинов выбираются исходя из следующих соображений.

Для предотвращения влияния комбинационных частот, первая промежуточная частота должна быть $f_{ПР1} > 3f_C$.

В некоторых случаях можно понизить $f_{ПР1}$, но не менее чем до $2f_{C\min}$.

Чтобы избавиться от влияния комбинаций частоту второго гетеродина следует выбирать из условия $f_{Г2} = f_{ПР1} + f_C$.

Для подавления зеркальной помехи вторую промежуточную частоту целесообразно выбирать согласно условию $f_{ПР2} > (f_{C\max} - f_{C\min})/2$.

Эти условия особенно важно выполнить при проектировании гетеродинных преобразователей спектра, так как их несоблюдение может привести

к появлению на выходе ложных частот, которые не содержатся во входном сигнале.

6.4 Особенности расчета диодных преобразователей частоты

В простых диодных преобразователях все три источника напряжения u_c , u_r и u_{np} включены последовательно с диодом, поэтому схема симметрична для входного и выходного напряжений, а параметры прямого и обратного преобразования равны между собой: $S_{np} = S_{обр}$; $G_{i np} = G_{i обр}$.

Вольтамперная характеристика диода в начальном рабочем участке хорошо аппроксимируется экспоненциальной функцией

$$i = i_s (\exp aU - 1),$$

где i_s и a - постоянные, определяемые экспериментально по характеристикам.

Для кремниевых диодов амплитуда напряжения гетеродина должна быть около 0,6 В, для германиевых - 2 ... 3 В, для диодов из арсенида галлия - 0,8 В при больших значениях возрастает обратный ток. При таких напряжениях гетеродина параметры преобразования могут быть определены по следующим формулам:

$$\begin{aligned} S_{np} &= i_s a J_1(aU_r); \\ G_{i np} &= i_s a J_0(aU_r); \\ \mu_{np} &= J_1(aU_r) / J_0(aU_r), \end{aligned} \quad (6.3)$$

где U_r - амплитуда напряжения гетеродина; $J_1(aU_r)$; $J_0(aU_r)$ - функции Бесселя первого и нулевого порядка от аргумента aU_r .

Коэффициент передачи номинальной мощности при согласовании на входе и выходе преобразователя

$$K_{p ном} = \mu_{np}^2 / \left(1 + \sqrt{1 - \mu_{np}^2}\right)^2 \quad (6.4)$$

Значения μ_{np} и для разных значений aU_r приведены на рис. 3.2. Коэффициент передачи $K_{p ном}$ характеризует потери энергии на преобразование частоты в смесителе $L_{см}$

$$L_{см} = 1 / K_{p ном} = P_{вх ном} / P_{np}$$

Потери преобразования ($10 \lg L_{см}$) обычно составляют 3...7 дБ в сантиметровом диапазоне и 5...10 дБ в миллиметровом диапазоне.

Общие потери преобразования сигнала в преобразователе L_{np} определяются

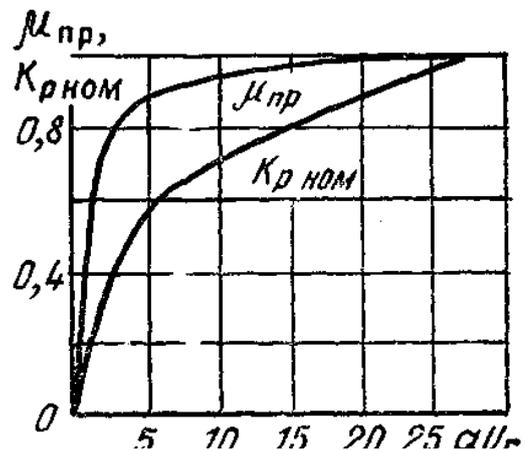


Рисунок 3.2. Зависимость μ_{np} и $K_{p ном}$ от параметра aU_r

не только потерями на преобразование в смесителе L_{CM} , но и потерями, обусловленными отражениями L_{OTP} , ответвлением мощности канал гетеродина L_{Γ} и потерями в конструкции кристаллодержателя L_{KP} :

$$L_{\Gamma p} = L_{CM} + L_{OTP} + L_{\Gamma} + L_{KP}. \quad (6.5)$$

В качестве смесительных диодов применяют обычно точечноконтактные диоды (ТКД), обращенные диоды (ОД), являющиеся разновидностями туннельных диодов, и диоды с барьером Шотки (ДБШ).

В настоящее время ТКД практически вытеснены более совершенными ДБШ.

В настоящее время применяются смесители СВЧ на одном диоде, транзисторные, балансные, двойные балансные и смесители с подавлением зеркального канала. В среднем коэффициенты шума у смесителей составляют 5...6 дБ, а подавление зеркального канала - 20 дБ. Наиболее полно задача подавления комбинационных частот и минимизации коэффициента шума решается в двойном балансном смесителе с подавлением зеркального канала.

6.5 Методика и примеры расчета

Преобразователь частоты на транзисторе с ФСС

Исходные данные: $f_{\Gamma p} = 465$ кГц, $\Pi = 10$ кГц, $m_K = 0,7$, $m_B = 0,15$. Параметры транзистора; $g_{22} = 0,085$ мСм; $C_{22} = 15$ пФ; $|Y_{22}| = 84$ мСм; $g_{11} = 1,4$ мСм; $C_{11} = 116$ пФ. Параметры ФСС; $K_{\phi} = 0,46$, $\rho = 20$ кОм.

Порядок расчета:

1. Определяем крутизну преобразователя по формуле (3.11)

$$S_{\Gamma p} = (0,4 \dots 0,8) |Y_{22}| \approx 50 \text{ мСм.}$$

2. Коэффициент усиления каскада по формуле (7.7):

$$K_0 = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 0,7 \cdot 0,15 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,46 = 48.$$

3. Входная и выходная проводимости преобразователя по формуле (7.7)

$$G_{BX \Gamma p} = G_{11 \Gamma p} \approx 0,7 \cdot 1,4 \approx 1 \text{ мСм}$$

$$G_{ВЫХ \Gamma p} = G_{i \Gamma p} \approx 0,7 \cdot 0,085 \approx 0,06 \text{ мСм.}$$

Диодный преобразователь частоты в трехсантиметровом диапазоне

Исходные данные: $f = 10$ ГГц, диод типа ДБШ АА111Б, амплитуда гетеродина 0,8 В, параметр $a = 35 \text{ В}^{-1}$, $Ш_{УПЧ} = 1,8$.

Порядок расчета:

1. Определяем параметр $aU_{\Gamma} = 35 \cdot 0,8 = 28$.

2. По графику (рис. 3.2) или по формуле (3.3) находим $\mu_{\Gamma p} = 35$ и $K_{НОМ} = 0,36$.

3. Вычисляем общие потери в преобразователе:

потери в смесителе $L_{CM} = 10 \lg K_{\Gamma p}^{-1} = 4,8$ дБ; потери на отражение $L_{OTP} = 0,5$ дБ (при КСВН - 2); потери на ответвление мощности в канал гетеродина

$L_{\Gamma} = 0,3$ дБ; потери в конструкции кристаллодержателя $L_{KP} = 0,3$ дБ. Общие потери в преобразователе:

$$L_{\text{ПР}} = L_{\text{СМ}} + L_{\text{ОТР}} + L_{\Gamma} + L_{\text{КР}} = 6 \text{ дБ.}$$

4. Определяем шумовые свойства преобразователя. Относительная шумовая температура смесителя $T_{\text{Ш}} = 2$.

Коэффициент шума преобразователя с УПЧ

$$\text{Ш} = L_{\text{ПР}}(T_{\text{СМ}} + \text{Ш}_{\text{УПЧ}} - 1) = 4 \cdot (2 + 1,8 - 1) = 5,6 (7,5) = 5,6 (7,5) \text{ дБ.}$$

7 РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

4,2.3 Усилители промежуточной частоты устройств приема и обработки сигналов

Усилители промежуточной частоты отличаются от усилителей радиочастоты наличием более сложных избирательных систем, обеспечивающих основную избирательность по соседнему каналу, и большим числом усилительных каскадов, обеспечивающих основное усиление сигнала. Структурные схемы усилителей промежуточной частоты строятся по принципу распределенной или сосредоточенной избирательности. При *распределенной* реализации в тракте УПЧ избирательность и усиление осуществляются с помощью поочередного каскадирования избирательных и усилительных звеньев, а при *сосредоточенной* - функция избирательности и усиления обеспечивается отдельными функциональными узлами - фильтром сосредоточенной селекции (ФСС) и многокаскадным апериодическим усилителем.

При построении УПЧ по схеме *распределенной избирательности* показатели и характеристики многокаскадных резонансных усилителей зависят от числа каскадов и типа избирательных систем.

Полоса пропускания одного каскада УПЧ, построенного из идентичных каскадов, связана с полосой пропускания всего тракта соотношением

$$P_1 = P \cdot \Psi(n), \quad (7.1)$$

где $\Psi(n)$ - функция расширения полосы пропускания; P_1, P - полоса пропускания одного каскада и всего усилителя соответственно.

Эквивалентное затухание одного контура определяется.

$$d_{\text{Э}} = \frac{P_1}{f_0} = d_1 \cdot \psi(n), \text{ где } d_1 = \frac{P}{f_0} - \text{единичное затухание; } f_0 - \text{резонансная частота.}$$

та.

Резонансный коэффициент усиления усилителя:

$$K_0 = \frac{K_1''}{\Phi(n)}, \quad (7.2)$$

где $K_1 = \frac{m_1 m_2 |Y_{21}|}{2\pi C_3 \Pi}$ - коэффициент одного каскада; m_1 и m_2 - коэффициенты включения в контур усилительного прибора и входа следующего каскада; $|Y_{21}|$ - модуль крутизны усилительного прибора; C_3 - полная эквивалентная емкость контура; $\Phi(n) = [c\Psi(n)]^n$, где c - коэффициент, зависящий от типа избирательных систем.

Коэффициент прямоугольности селективного усилителя зависит от уровня отсчета:

$$K_{\Pi \text{отс}}(n) = \frac{2 \cdot \Delta f_{\text{отс}}}{\Pi_{\text{пр}}} \quad (7.3)$$

В зависимости от типа резонансных систем в нагрузке усилительных каскадов нормированные АЧХ $y(f)$, ФЧХ $\varphi(f)$ а также $\psi(n)$, $\Phi(n)$, $K_{\Pi \text{отс}}(n)$ усилительного тракта определяются выражениями:
для одиночных настроенных контуров

$$y(f) = \frac{1}{\sqrt{(1 + \xi^2)^n}}; \quad \varphi(f) = -n \cdot \arctg \xi;$$

$$\Psi(n) = \sqrt{\frac{1}{(\sqrt[n]{2} - 1)}}; \quad \Phi(n) = [\Psi(n)]^n;$$

$$K_{\Pi \text{отс}}(n) = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt[n]{y^2}} - 1 \right) \cdot \frac{1}{\sqrt[n]{2} - 1}},$$

$$\text{где } \xi = Q_3 \cdot x = Q_3 \left(\frac{f_c}{f_0} - \frac{f_0}{f_c} \right);$$

ξ - обобщенная расстройка;

x - относительная расстройка;

f - текущая частота;

f_0 - резонансная частота;

n - число избирательных систем;

для пары расстроенных контуров при критической расстройке

$$y(f) = \frac{\sqrt{2^n}}{\left[\sqrt[n]{(4 + \xi^4)^n} \right]}; \quad \varphi(f) = -\frac{n}{2} \cdot \operatorname{arctg} \frac{2\xi}{2 - \xi^2};$$

$$\psi(n) = \frac{1}{\sqrt[4]{4(\sqrt[n]{4} - 1)}}; \quad \Phi(n) = \left[\sqrt{2} \cdot \Phi(n) \right]^n;$$

$$K_{\text{П О Т С}}(n) = \sqrt[4]{\frac{\frac{1}{\sqrt[n]{y^4}} - 1}{\sqrt[n]{4} - 1}};$$

для двух связанных контуров при критической связи

$$y(f) = \frac{2^n}{\left[\sqrt{(4 + \xi^2)^n} \right]}; \quad \varphi(f) = -n \cdot \operatorname{arctg} \frac{2\xi}{2 - \xi^2};$$

$$\Psi(n) = \frac{1}{\sqrt[4]{4(\sqrt[2]{2} - 1)}}; \quad \Phi(n) = \left[2\Phi(n) \right]^n;$$

$$K_{\text{П О Т С}}(n) = \sqrt[4]{\frac{\frac{1}{\sqrt[n]{y^4}} - 1}{\sqrt[n]{4} - 1}}.$$

Усилители с фиксированной настройкой частоты с *сосредоточенной избирательностью* строятся на основе сосредоточенных элементов или на ультразвуковых фильтрах. Построение усилителей на сосредоточенных элементах выполняется с использованием катушек индуктивности и конденсаторов, а на ультразвуковых - на электромеханических или пьезокерамических фильтрах. Принцип работы таких фильтров заключается в преобразовании электрических колебаний в механические и обратно. Такой способ фильтрации позволяет уменьшить конструктивные размеры за счет уменьшения длины волны в твердых средах, так как скорость распространения волны в керамике составляет сотни метров в секунду, а не $3 \cdot 10^8$ м/сек. Эквивалентная схема такого фильтра имеет тот же вид, что и на сосредоточенных элементах. Если нагруженная добротность колебательного контура на сосредоточенных элементах составляет 60 - 80, то в ультразвуковых составляет 400 - 600. Принцип проектирования справедлив так же, как и для усилителей с *распределенной избирательностью*.

Усилители с фиксированной настройкой частоты, предназначенные для обработки импульсных радиосигналов имеют свои особенности работы. В таких усилителях наиболее сильно проявляются нестационарные процессы, обусловленные переходными процессами. В таких усилителях искажаются как форма усиливаемых высокочастотных колебаний, так и форма огибающей сигнала. Искажения возникают только в сложных избирательных систе-

мах вследствие биений между вынужденными и собственными колебаниями. Величина искажений формы огибающей характеризуется величиной выброса, измеряемой в процентах [1,2].

Данные о характеристиках пьезоэлектрических фильтрах приводятся в литературе [1, 2, 12]. В методическом кабинете по курсовому проектированию ТУСУРа есть паспортные данные указанных устройств.

8 РАСЧЕТ ДЕТЕКТОРОВ АМ – СИГНАЛОВ

8.1 Амплитудные детекторы

В транзисторных приемниках для детектирования непрерывных амплитудно модулированных (АМ) сигналов используют диодные и транзисторные детекторы. Диодные полупроводниковые детекторы

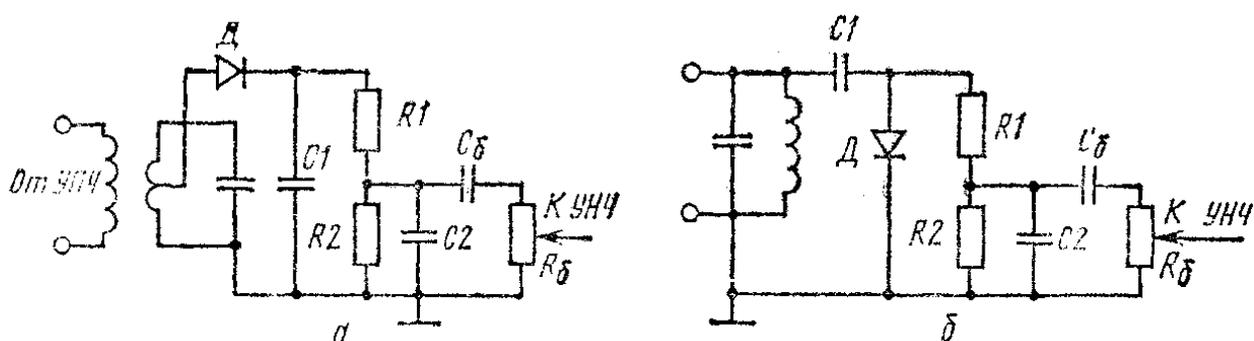


Рис. 9.1. Последовательная (а) и параллельная (б) схемы амплитудного диодного детектора.

могут иметь как последовательные (рис. 9.1, а), так и параллельные схемы включения (рис. 9.1, б). Предпочтительны последовательные детекторы, имеющие относительно большое входное сопротивление.

Параллельные детекторы применяют лишь тогда, когда контур последнего каскада УПЧ находится под напряжением питания и сигнал на детектор передается через разделительный конденсатор.

Обычно диодные полупроводниковые детекторы работают в режиме линейного детектирования при входном напряжении сигналов $U_{ДВХ} = 0,5...1 В$.

8.2 Диодный детектор непрерывных АМ сигналов

При расчете детектора исходными являются:

-промежуточная частота $f_{ПЧ}$;

-напряжение несущей частоты на входе детектора $U_{ДВХ}$;

эквивалентная проводимость контуров последнего каскада УПЧ $G_{ПЧ}$;

-максимальный коэффициент модуляции m_{\max} (обычно полагают $m_{\max} \approx 0,8$);

-диапазон модулирующих частот от F_{\min} до F_{\max} и коэффициенты M_H и M_B частотных искажений на этих частотах (обычно 1,05...1,2);

-допустимое эквивалентное затухание $d_{\text{э}}$ последнего контура;

-коэффициент фильтрации $k_{\phi} = 0,01...0,02$.

Приведем последовательность расчета.

Выбирают германиевые или кремниевые диоды с малым внутренним сопротивлением R_i малой емкостью C_D и большим обратным сопротивлением $R_{\text{ОБР}}$.

Определяют R_i и $R_{\text{ОБР}}$ выбранного диода по данным приложения 1.

Определяют требуемое входное сопротивление детектора

$$R_{\text{ВХ Д}} \geq 1/[(d_{\text{э}}/d) - 1] \cdot G_{\Pi}, \quad (8.1)$$

где $d_{\text{э}}$ — затухание последнего контура УПЧ с учетом $R_{\text{ВХ Д}}$; d — затухание того же контура без учета действия детектора. В узкополосных УПЧ надо брать $d_{\text{э}}/d \leq 1, 2$; в широкополосных УПЧ $d_{\text{э}}$ должно удовлетворять требования обеспечения полосы пропускания последнего каскада УПЧ.

Подсчитывают сопротивление нагрузки:

$$R_H \approx 3R_{\text{ВХ Д}} \quad (8.2)$$

параллельного детектора и

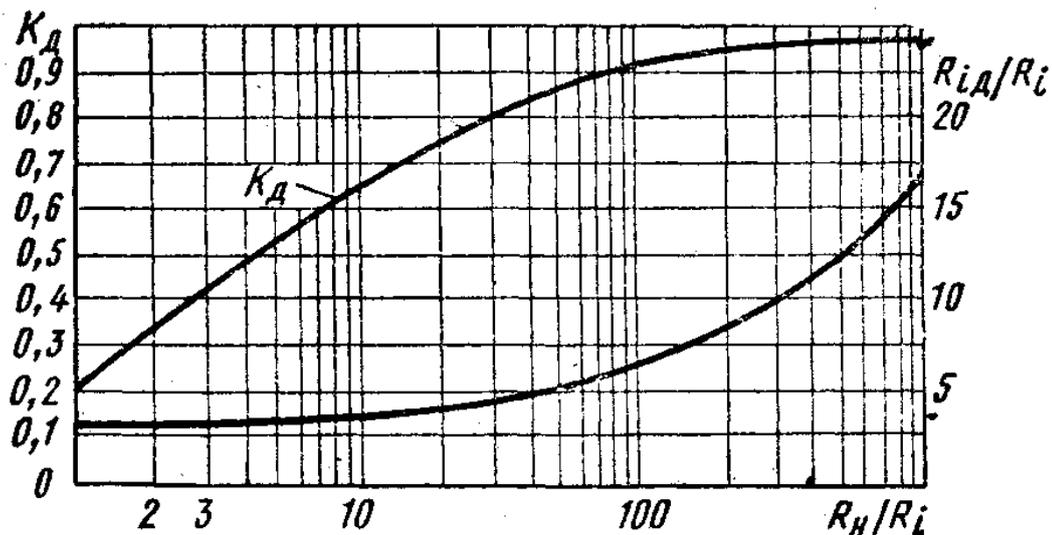


Рис. 9.2. Зависимость коэффициента передачи и динамического внутреннего сопротивления $R_{iД}$ диодного детектора от отношения R_H/R_i .

$$R_H = 2R_{BX Д} \quad (8.3)$$

последовательного детектора или

$$R_H = 2R_{BX Д} / (1 - 3R_{BX Д} / R_{OБP}) \quad (8.4)$$

с учетом обратного сопротивления диода. Заметим, что формулы (4.2) — (4.4) справедливы при $R_H > R_i$. Если согласно (4.4) получают $R_H < 200$ кОм, то надо взять $R_H = 200$ кОм и выбрать автотрансформаторное подключение детектора к контуру с коэффициентом включения

$$m_D = \sqrt{0,2G_{II}R_{BX Д}} \quad (8.5)$$

Рассчитывают эквивалентную емкость нагрузки детектора из условий отсутствия нелинейных искажений

$$C_H \leq \sqrt{1 - m_{\max}^2} / (2\pi F_{\max} R_H m_{\max}) \quad (8.6)$$

и допустимых частотных искажений

$$C_H \leq (R_H + R_{i Д}) \sqrt{M_B^2 - 1} / (2\pi F_{\max} R_H R_{i Д}) \quad (8.7)$$

где $R_{i Д}$ — динамическое внутреннее сопротивление детектора, определяемое из рис. 9.2. Из значений C_H , полученных по формулам (4.6) и (4.7), выбирают меньшую величину.

Находят коэффициент передачи детектора C_H по графику рис. 9.2.

Рассчитывают сопротивления:

$$R_2 = 0,5(1 - m_{\max})R_H + \sqrt{0,25(1 - m_{\max})^2 R_H^2 + (1 - m_{\max})R_H R_{B \max}}, \quad (8.8)$$

где $R_{B \max}$ — максимально допустимое сопротивление в цепи базы следующего транзистора, и

$$R_1 = R_H - R_2. \quad (8.9)$$

Определяют емкости конденсаторов:

$$C_2 = [(3...5) / (2\pi f_{ПЧ} R_1)] - C_{M2}, \quad (8.10)$$

где $C_{M2} = 15...20$ пФ — емкость монтажа входной цепи УНЧ,

$$C_1 = C_H - (3...5) / 2\pi f_{ПЧ} R_1, \quad (8.11)$$

$$C_B \geq 1 / 2\pi F_{\min} R_B \sqrt{M_H^2 - 1}. \quad (8.12)$$

Находят коэффициент фильтрации напряжения промежуточной частоты для последовательного детектора:

$$k_{\phi} \approx (C_D + C_{M1}) / (C_1 + C_D + C_{M1}) \cdot [1 + 2\pi f_{\Pi} (C_1 + C_{M2}) R_1] \quad (8.13)$$

и для параллельного детектора:

$$k_{\phi} \approx C_1 / (C_1 + C_D + C_{M1}) \cdot [1 + 2\pi f_{\Pi} (C_1 + C_{M2}) R_1] \quad (8.14)$$

где $C_{M1} = 2...5$ пФ — емкость монтажа; C_D — емкость диода.

В переносных и карманных радиовещательных приемниках возможно применение квадратичного детектирования с $U_{ВХД} \geq (60...80)$ мВ, при которых нелинейные искажения не превышают допустимых величин. При квадратичном детектировании

$$K_D = aU_{ВХД}^2 \quad (8.15)$$

и при $U_{ВХД} = 60...80$ мВ обычно $K_D \approx 0,15$.

8.3 Транзисторный коллекторный детектор непрерывных АМ сигналов

Транзисторные коллекторные детекторы непрерывных АМ сигналов,

подобные изображенному на рис. 9.3, применяют в переносных и карманных радиовещательных приемниках. Их основное достоинство — возможность получения $K > 1$; недостаток — большой уровень нелинейных искажений. При расчете детектора исходные данные и требования такие же, как для диодных детекторов АМ сигналов.

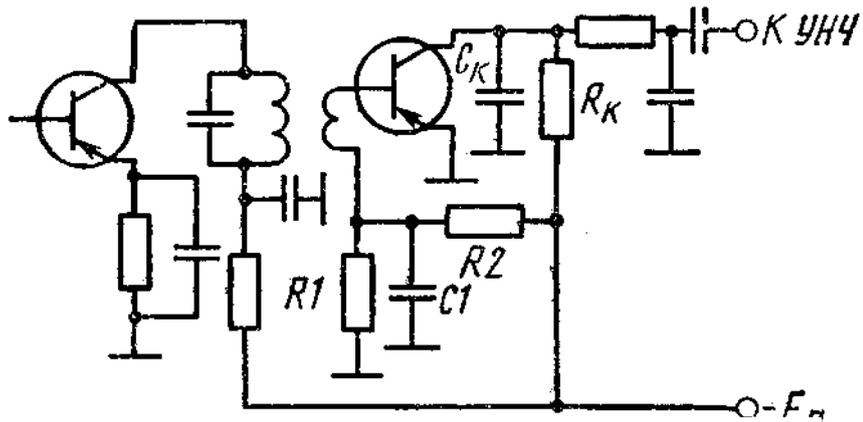


Рисунок 9.4

При расчете детектора исходные данные и требования такие же, как для диодных детекторов АМ сигналов.

Приведем последовательность расчета.

Выбирают транзистор того же тип что и для каскадов УПЧ.

Принимают сопротивление нагрузки в коллекторной цепи детектора

$$R_K \geq (5...10) R_{ВХН}, \quad (8.16)$$

где $R_{ВХН}$ - входное сопротивление 1-го каскада УНЧ. Определяют коэффициент передачи детектора

$$\begin{aligned} K_D &= |Y_{21\ominus}| R_K R_{ВХН} / (2,3...3,3) \cdot (R_K + R_{ВХН}) = \\ &= |Y_{21\ominus}| R_3 / (2,5...3,3). \end{aligned} \quad (8.17)$$

Подсчитывают емкость в цепи коллектора C_K из условий допустимых частотных искажений на верхних частотах модуляции:

$$C_K \leq 159 \sqrt{M^2 - 1} / (F_{\max} R_{\mathcal{E}}), \quad (8.18)$$

где F_{\max} и $R_{\mathcal{E}}$ выражены в килогерцах и килоомах соответственно.

Находят входные сопротивление [кОм] и емкость [пФ] детектора

$$R_{BХ Д} = a \cdot R_{BХ Д} / \left[1 + (f_{ПЧ} \cdot b \cdot C_{BХ Д} / 159)^2 \cdot a \cdot R_{BХ Д} r_B \right], \quad (8.19)$$

$$C_{BХ Д} = b \cdot C_{BХ Д} / \left[1 + (f_{ПЧ} \cdot b \cdot C_{BХ Д} / 159)^2 \right], \quad (8.20)$$

где $f_{ПЧ}$ в мегагерцах; $R_{BХ}$ и R_B , в килоомах; $C_{BХ}$, в пикофарадах; коэффициенты $a = 3 \dots 4$, $b = 0,25 \dots 0,33$ при $U_{Д BХ} = 0,1 \dots 0,15$ В, причем с уменьшением $U_{Д BХ}$ — a увеличивается, b — уменьшается.

Выбирают сопротивление $R_1 = 0,5 \dots 1$ кОм.

Рассчитывают сопротивление

$$R_2 = R_1 \left[(10 \dots 20) E_{П} - 1 \right], \quad (8.21)$$

где $E_{П}$ — напряжение питания, В.

Находят значение емкости, шунтирующей R_1 :

$$C_1 \geq 800 / F_{\min} \cdot R_1, \quad (8.22)$$

где F_{\min} в герцах; R в килоомах.

8.4 Расчет детектора радиоимпульсов

Для детектирования радиоимпульсов, т. е. для преобразования их в ви-

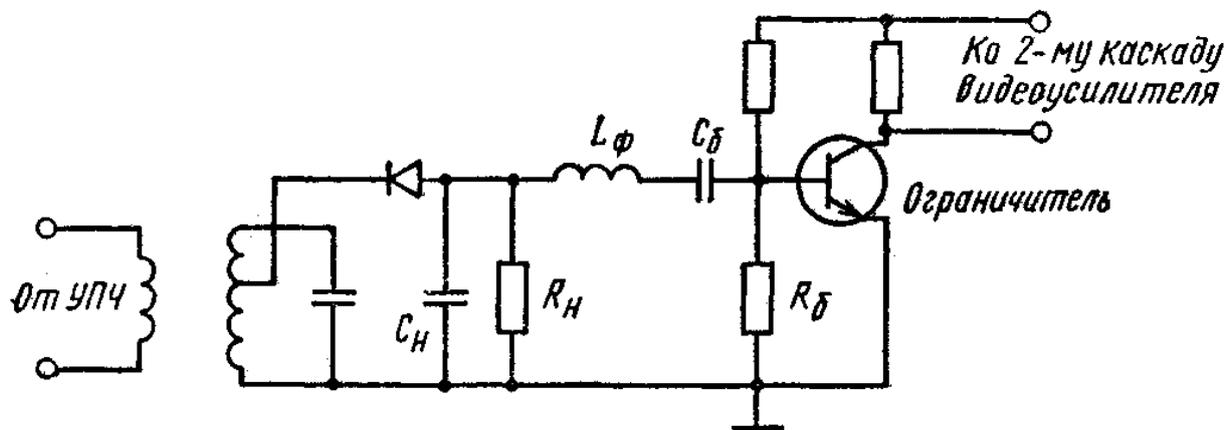


Рисунок 9.5. Схема последовательного диодного детектора радиоимпульсов.

деоимпульсы, используют последовательные диодные детекторы, выполнен-

ные по схеме, приведенной на рис. 4.4. Отрицательное напряжение видеоимпульсов с выхода детектора поступает на ограничитель, в качестве которого служит 1-й каскад видеоусилителя с ОЭ, В этом каскаде сигналы ограничиваются за счет отсечки коллекторного тока.

Емкость конденсатора нагрузки берут равной

$$C_H = 10 \cdot C_D - C_M = C'_H - C_M, \quad (8.23)$$

где $C_M = 3 \dots 5$ пФ - емкость монтажа. Сопротивление нагрузки берут равным

$$R_H \approx \tau_c / 2,3 \cdot C'_H, \quad (8.24)$$

где τ_c - длительность среза видеоимпульсов.

После этого проверяют соотношение

$$R_H C_H \gg (1 \dots 2) / f_{\Pi}, \quad (8.25)$$

при невыполнении которого заметно падает K_D . После этого определяют ко-

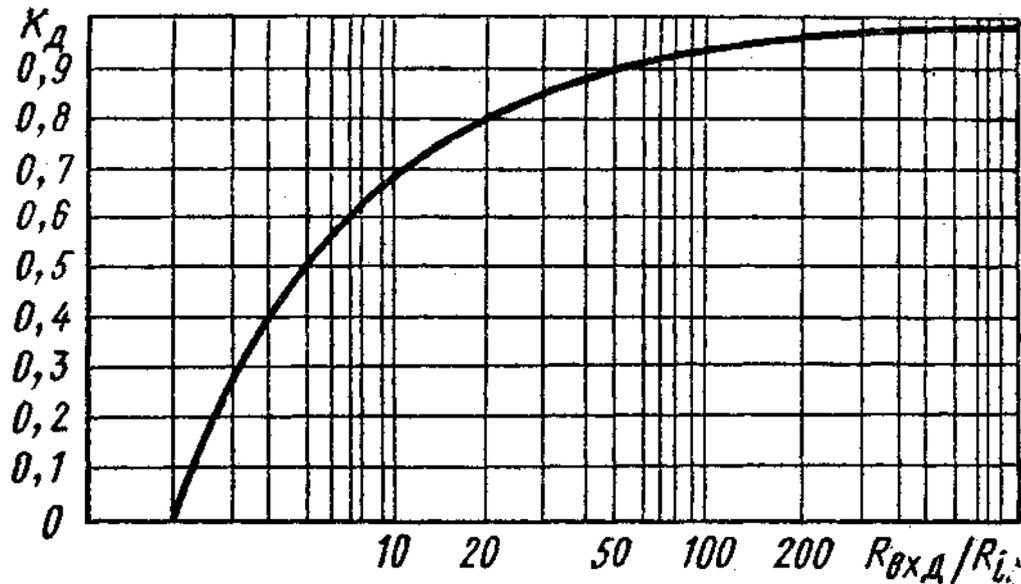


Рисунок 9.5. Кривые для определения входного сопротивления диодного детектора радиоимпульсов

эффицент передачи K_D и входное сопротивление $R_{вхД}$

по кривым, приведенным на рис. 4.2 и 4.5. Вычисляют длительность фронта видеоимпульсов

$$\tau_\phi = 4,4 C_\mathcal{E} R_{вхД} R_\mathcal{E} / (R_{вхД} + R_\mathcal{E}), \quad (8.26)$$

где $R_\mathcal{E}$ и $C_\mathcal{E}$ - резонансное сопротивление и емкость последнего контура УПЧ с учетом $U_{вхД}$ в установившемся режиме. Коэффициент передачи детектора можно повысить, увеличив сопротивление нагрузки и включив для сохранения формы импульсов схемы коррекции, ускоряющие нарастание напряжения

8.5 Расчет пикового детектора

Для преобразования напряжения видеоимпульсов в напряжение постоянного тока служат пиковые детекторы, обычно параллельные (рис. 4.6). Исходными при их расчете являются:

- длительность входных видеоимпульсов τ и период их следования T_{II} ;
- тип транзистора предшествующего каскада и сопротивление его нагрузки R_K или выходное сопротивление каскада $R_{ВЫХ \text{ ЭП}}$ если детектор подключен к выходу эмиттерного повторителя;
- постоянные времени заряда τ_3 и разряда τ_p конденсатора нагрузки детектора.

Порядок расчета следующий.

Выбирают диод с большим обратным сопротивлением.

Определяют емкость нагрузки детектора

$$C_H \approx \tau_3 / (R_i + R_H), \quad (8.27)$$

где R_i - внутреннее сопротивление диода.

Рассчитывают сопротивление нагрузки

$$R_H = \tau_p / C_H. \quad (8.28)$$

Если по (4/28) получают R_H , сравнимое с сопротивлением утечки схемы, то на входе пикового детектора включают эмиттерный повторитель и определяют емкость нагрузки детектора

$$C'_H \approx \tau_3 / (R_i + R_{ВЫХ \text{ ЭП}}) \quad (8.29)$$

и сопротивление нагрузки

$$R'_H \approx \tau_p / C'_H. \quad (8.30)$$

Определяют коэффициент передачи детектора

$$K_D = \tau_p [1 - \exp(-\tau/\tau_3)] [1 - \exp(-\tau/\tau_p)] / T_{II} \cdot \left[1 - \exp\left(\frac{\tau}{\tau_3} - \frac{\tau}{\tau_p}\right) \right]. \quad (8.31)$$

Анализ (4.31) показывает, что с ростом τ_p растет K_D .

Расчеты детекторов других видов непрерывных сигналов подробно изложены в литературе [1, 2, 5 - 7, 12].

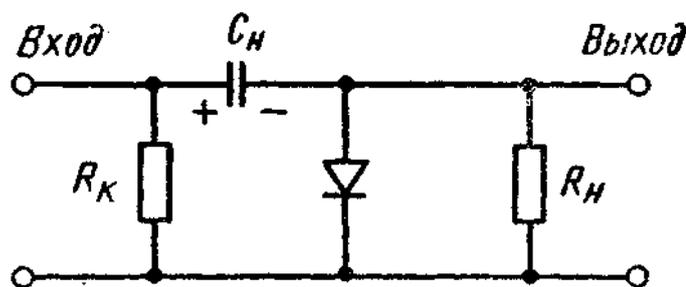


Рисунок 9.6. Схема пикового детектора

Расчеты каскадов усиления после детектора (усилителей низкой частоты, видеоусилителей и др.) подробно изложены в литературе [1,2, 5 - 7].