

УСТРОЙСТВА ПРИЁМА И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Учебно-методическое пособие

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
«СЕВАСТОПОЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

ИНСТИТУТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
И ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Кафедра «Инновационные телекоммуникационные технологии»

УСТРОЙСТВА ПРИЁМА И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Учебно-методическое пособие
к расчётно-графическому заданию
для студентов очной и заочной форм обучения направлений
11.03.01 «Радиотехника»,
11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»
и специальности
11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы»

Севастополь
СевГУ
2024

УДК 621.396.62(075.8)
ББК 32.849.6я73
У825

Р е ц е н з е н т:

И. В. Сердюк - канд. техн. наук, доцент

Ответственный за выпуск:

А. А. Савочкин - канд. техн. наук, доцент

Составители: С. Р. Зиборов, А. В. Лукьянчиков, П. П. Овчаров

У825 Устройства приёма и преобразования сигналов : учебно-методическое пособие к расчётно-графическому заданию для студентов очной и заочной форм обучения направлений 11.03.01 «Радиотехника», 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы» / Севастопольский государственный университет, Институт радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем, кафедра «Инновационные телекоммуникационные технологии»; сост.: С. Р. Зиборов, А. В. Лукьянчиков, П. П. Овчаров. – Севастополь : СевГУ, 2024. – 82 с. – Текст : электронный.

ISBN 978-5-6051288-8-5

Целью пособия является оказание помощи студентам при выполнении расчётно-графического задания по дисциплине «Устройства приём и преобразования сигналов». Приведён предварительный расчет структурной схемы радиоприёмника и электрический расчет преселектора.

УДК 621.396.62(075.8)
ББК 32.849.6я73

Учебно-методическое пособие утверждено на заседании кафедры «Инновационные телекоммуникационные технологии», протокол № 7 от 24 января 2024 г.

ISBN 978-5-6051288-8-5



© Зиборов С. Р., Овчаров П. П.,
Лукьянчиков А. В., сост., 2024
© ФГАОУ ВО «Севастопольский
государственный университет», 2024

СОДЕРЖАНИЕ

Принятые сокращения	4
1. Цель, задачи и порядок выполнения расчётно-графического задания	5
2. Содержание и правила оформления РГЗ.....	6
3. Предварительный расчёт приёмника	9
3.1. Выбор структурной схемы приемника	9
3.2. Выбор промежуточных частот	14
3.3. Расчет полосы пропускания линейного тракта.....	16
3.4. Выбор преселектора, исходя из допустимого коэффициента шума	17
3.5. Выбор линейного тракта по заданной частотной избирательности.....	22
3.6. Выбор линейного тракта по требованиям к усилению	26
3.6.1. Расчет коэффициента усиления линейного тракта приемника	26
3.6.2. Расчет коэффициента передачи входной цепи	28
3.6.3. Расчет коэффициента усиления и выбор типа транзисторов УРЧ ..	28
3.6.4. Выбор активного прибора смесителя	29
3.6.5. Расчет коэффициента усиления и выбор типа транзисторов УПЧ..	29
3.7. Выбор схемы гетеродина.....	36
3.8. Выбор схемы детектора.....	37
3.9. Выбор ручных регулировок и устройств индикации	38
3.10. Выбор системы автоматической регулировки усиления	40
3.11. Выбор системы автоматической подстройки частоты	41
3.12. Выбор схемы низкочастотного тракта.....	41
3.13. Выбор схемы источника питания.....	41
3.14. Разработка структурной и принципиальной схем приемника	41
4. Расчет входных цепей.....	43
4.1. Общие соображения по выбору входной цепи	43
4.2. Расчет входной цепи с емкостной связью с антенной	45
4.3. Расчет входной цепи с трансформаторной связью с антенной.....	50
4.4. Расчет входной цепи с комбинированной связью с антенной	52
4.5. Расчет двухконтурной входной цепи	54
5. Расчет усилителя радиочастоты	60
5.1. Общие соображения по расчету каскада УРЧ	60
5.2. Расчет одноконтурного каскада усилителя радиочастоты	62
Библиографический список	66
Приложение А. Образец титульного листа	67
Приложение Б. Образец технического задания	68
Приложение В. Классы радиоизлучений.....	69
Приложение Г. Ширины спектра модулированных радиосигналов	71
Приложение Д. Отношения сигнал/помеха на входе приёмника	73
Приложение Е. У-параметры транзисторов.....	75
Приложение Ж. Номинальные значения сопротивлений и емкостей.....	79
Приложение З. Аналоговые перемножители сигналов.....	80
Приложение И. Фильтры сосредоточенной избирательности	82

ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

АД — амплитудный детектор
АМ — амплитудная модуляция
АПЧ — автоматическая подстройка частоты
АРУ — автоматическая регулировка усиления
АЧХ — амплитудно-частотная характеристика
АЦП — аналого-цифровой преобразователь
БУ — блок управления
ВАХ — вольтамперная характеристика
ВЦ — входная цепь
Г — гетеродин
Д — демодулятор
И — индикатор
ИУ — исполнительное устройство
К — колебательный *LC*-контур
КГ — кварцевый генератор
Кл — ключ
КПЕ — конденсатор переменной емкости
КФ — кинематический фильтр
ОА — ограничитель амплитуды
ОБП — одна боковая полоса
ОГ — опорный генератор
ПФ — полосно-пропускающий фильтр
ПЧ — преобразователь частоты
РГЗ — расчётно-графическое задание
СД — синхронный детектор
См — смеситель
СтД — стереодекодер
СЧ — синтезатор частоты
УНЧ — усилитель низкой частоты
УПТ — усилитель постоянного тока
УПЧ — усилитель промежуточной частоты
УРЧ — усилитель радиочастоты
ФМ — фазовая модуляция
ФНЧ — фильтр нижних частот
ФСИ — фильтр сосредоточенной избирательности
ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь
ЦБУ — цифровой блок управления
ЦСП — цифровой сигнальный процессор
ЧМ — частотная модуляция
ЭДС — электродвижущая сила

1. ЦЕЛЬ, ЗАДАЧИ И ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАСЧЁТНО-ГРАФИЧЕСКОГО ЗАДАНИЯ

Расчётно-графическое задание (РГЗ) нацелено на закрепление и углубление знаний по дисциплине и применение этих знаний для решения следующих инженерных задач.

- предварительный расчёт приемника;
- электрический расчет преселектора приемника;
- компьютерное моделирование преселектора приёмника;
- выполнение чертежей структурной схемы приёмника и принципиальной схемы преселектора.

Самостоятельное решение указанных задач позволит студентам развить навыки расчёта радиоэлектронного устройств с учетом технического задания, умение пользоваться специальной литературой и оформлять техническую документацию в соответствии с действующими стандартами.

Студенты выполняют РГЗ по индивидуальному заданию, вариант которого выбирается из таблицы, составленной преподавателем. Номер варианта задания соответствует порядковому номеру фамилии студента в списке группы.

Примерный график выполнения РГЗ приведен в таблице 1.1.

Таблица 1.1 — График выполнения РГЗ

Номер недели	Содержание выполняемой работы
2 — 3	Изучение технического задания и пособия по РГЗ. Поиск и выбор технической литературы.
4 — 5	Предварительный расчет приемника и выбор структурной схемы.
6 — 9	Электрический расчет преселектора.
10 — 11	Оформление пояснительной записки.
12 — 13	Подготовка к защите РГЗ.

На протяжении семестра ведущим преподавателем проводятся консультации с целью разъяснения вопросов, вызвавших затруднения у студентов при изучении дисциплины «Устройства приёма и преобразования сигналов» и выполнении РГЗ.

В ходе защиты РГЗ студент должен в течение (10...15) минут доложить результаты расчёта, а затем ответить на вопросы преподавателя по существу выполненного задания.

2. СОДЕРЖАНИЕ И ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ РГЗ

Пояснительная записка РГЗ должна содержать:

- титульный лист;
- техническое задание;
- содержание;
- введение;
- предварительный расчет приемника;
- электрический расчет преселектора;
- заключение;
- библиографический список;
- приложения.

Титульный лист выполняется в соответствии с образцом, приведённым в приложении А.

В **техническом задании** указываются характеристики, которым должен соответствовать приемник (см. приложение Б).

В **содержании** должны быть указаны названия заголовков разделов и подразделов записки, а также номера страниц, на которых расположено их начало.

Во **введении** (объемом не более одной страницы) необходимо указать назначение приемника, цель выполняемого РГЗ и задачи, решаемые для достижения этой цели;

В **предварительном расчете** приемника приводится выбор и обоснование структурной схемы приемника с учётом характеристик, указанных в техническом задании. Выбор дополнительных параметров приёмника, а также компонентов для реализации его электрической схемы должны быть технически грамотно обоснованы. Необходимо определить технических требования, которые предъявляются к узлам приёмника, и могут быть использованы в качестве исходных данных для электрического расчёта этих узлов.

В конце расчёта необходимо привести рисунок выбранной структурной схемы приёмника. При прочих равных условиях следует отдавать предпочтение более простым структурным и схемотехническим решениям, поскольку использование более сложных решений не только увеличивает стоимость, но и понижает надежность приемника.

Если на стадии предварительного расчёта было принято решение, ошибочность которого выявляется в процессе последующих электрических расчетов, то необходимо повторно выполнить предварительный расчет. Однако в пояснительной записке следует привести только окончательный вариант предварительного расчета.

В **электрическом расчете** приводится расчёт параметров элементов электрической схемы преселектора и выбор компонентов для их реализации. В начале расчёта необходимо привести исходные данные, полученные при предварительном расчёте приёмника, а также рисунок электрической схемы преселек-

тора. С целью проверки правильности расчёта необходимо выполнить компьютерное моделирование преселектора с помощью одной из программ (*MicroCap*, *Multisim* и т. п.).

В **заклучении** (объем не более одной страницы) необходимо перечислить задачи, решённые при выполнении РГЗ, указать достоинства спроектированного приёмника, а также рекомендации по возможным областям его применению. Предложения заключения формулируют в завершённом виде (“Выполнен расчёт...”, “Выбрана элементная база...”, “Предложена схема...”, “Установлено, что...” и т. п.).

Примечание. К написанию введения и заключения следует приступить в на завершающем этапе выполнения РГЗ.

В **библиографический список** включают только литературу, на которую сделаны ссылки в пояснительной записке. В списке литература располагается в порядке, в котором расположены ссылки на неё в пояснительной записке.

В **приложения** выносятся следующие материалы:

- чертёж структурной схемы приёмника;
- чертёж принципиальной электрической схемы преселектора;
- перечень элементов принципиальной схемы преселектора, содержащий только элементы, для которых в электрическом расчёте были выбраны реализующие их компоненты.

Примечание. На принципиальной электрической схеме необходимо указывать все входы и выходы, органы управления и регулировки, экраны катушек индуктивности, подстроечные конденсаторы, потенциометры и пр.

Пояснительная записка печатается (или пишется) на одной стороне листов писчей бумаги стандартного формата А4 (210х297 мм), а чертежи структурной и принципиальной схем на листах формата А3 (297 х420 мм).

В целом пояснительная записка оформляется в соответствии с методическими указаниями к оформлению текстовых работ [1]. Текстовая и графическая документация должна выполняться с соблюдением правил ЕСКД. Общие требования к текстовым документам указаны в ГОСТ 2.105-79.

При компьютерном наборе текста записки используются шрифт размером 12 или 14 пикселей и полуторный междустрочный интервал. Каждый абзац текста начинается с красной строки, имеющей отступ не менее 10 мм.

Нумерация страниц пояснительной записки выполняется сквозная, начиная с титульного листа без пропусков и литерных добавлений. Первой страницей считается титульный лист, на котором цифра «1» не ставится. На следующей странице в верхнем колонтитуле по центру проставляется цифра «2» и т. д. Введение и заключение не нумеруются. Остальные разделы пояснительной записки нумеруются арабскими цифрами. Приложения нумеруются прописными буквами русского алфавита А, Б, В и т. д.

Ссылка в тексте записки на источник, из которого заимствованы какие-либо сведения, указывается в квадратных скобках в виде номера, под которым этот источник указан в библиографическом списке записки.

Рисунки и чертежи набираются на компьютере с использованием программ *Word*, *Visio*, *Paint* и т. п., либо выполняются простым карандашом или чёрной пастой. Каждый рисунок должен сопровождаться подрисуночной подписью. Рисунок и подрисуночная подпись выравниваются по центру строки.

Расчёт излагается в виде предложений, содержащих словесное описание выполняемого действия и расчётных формул. Формулы вписываются в текст с выравниванием по центру строки без абзацного отступа. При компьютерном наборе формул следует пользоваться редактором формул (*Equation* или *MathType*). Не допускается вставлять в текст расчётные формулы, скопированные из программ типа *Mathcad*, *Matlab* и пр., поскольку в них могут содержаться символы, недопустимые для текстовых документов.

В обозначениях рассчитываемых параметров элементов электрической схемы следует указывать цифровые или буквенные индексы, позволяющие определить место включения элемента в схеме.

Расчётная формула записывается вначале в общем виде, затем, после знака равенства, с подставленными численными значениями в системе СИ, и далее, после знака равенства записывается результат, который следует округлить до третьей значащей цифры. Номер формулы записывается арабскими цифрами в круглых скобках справа от формулы с выравниванием последней скобки по правой кромке текста, как это выполнено в ниже приведенном примере.

Пример. Определим сопротивление катушки связи на средней частоте $f_{\text{ср}}$ рабочего диапазона приёмника

$$R_{\text{св}} = \frac{2\pi f_{\text{ср}} L_{\text{св}}}{0,9 Q_{\text{св}}} = \frac{2\pi \cdot 73 \cdot 10^6 \cdot 1,1 \cdot 10^{-6}}{0,9 \cdot 100} \approx 5,61 \text{ Ом}, \quad (2.14)$$

где $L_{\text{св}}$ и $Q_{\text{св}}$ — индуктивность и добротность катушки связи соответственно.

Нумеровать необходимо только формулы, на которые сделаны ссылки в тексте записки, приведённом после предложения, содержащего формулу. Формулы, на которые нет ссылки в тексте, не нумеруются.

3. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЁТ ПРИЁМНИКА

3.1. Выбор структурной схемы приемника

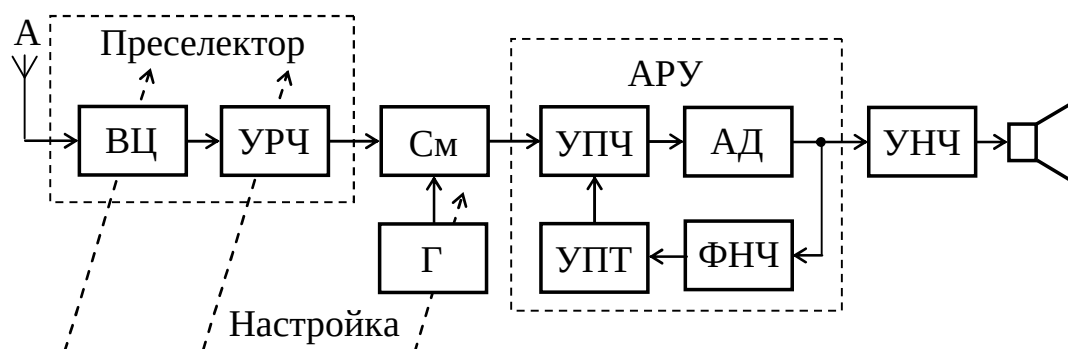
По виду обработки принимаемого сигнала различают аналоговые и цифровые радиоприёмники.

В аналоговых радиоприёмниках операции по обработке принимаемого сигнала (частотная избирательность, преобразование частоты, усиление, детектирование и др.) осуществляются с помощью аналоговых устройств.

В цифровых радиоприёмниках принимаемый сигнал преобразуется в цифровой сигнал, который затем обрабатывается цифровым процессором с использованием специальных программ, обеспечивающих выполнение указанных выше операций обработки.

Среди аналоговых радиоприёмников наибольшее распространение получили супергетеродинные приёмники, которые отличаются высокой чувствительностью и частотной избирательностью [2, 4, 5].

Структурная схема аналогового вещательного супергетеродинного приёмника амплитудно-модулированных (АМ) сигналов (излучение АЗЕ) изображена на рис. 3.1.



А — антенная; ВЦ — входная цепь; УРЧ — усилитель радиочастоты; См — смеситель;

УПЧ — усилитель промежуточной частоты; АД — амплитудный детектор;

Г — гетеродин; УНЧ — усилитель низкой частоты; ФНЧ — фильтр нижних частот;

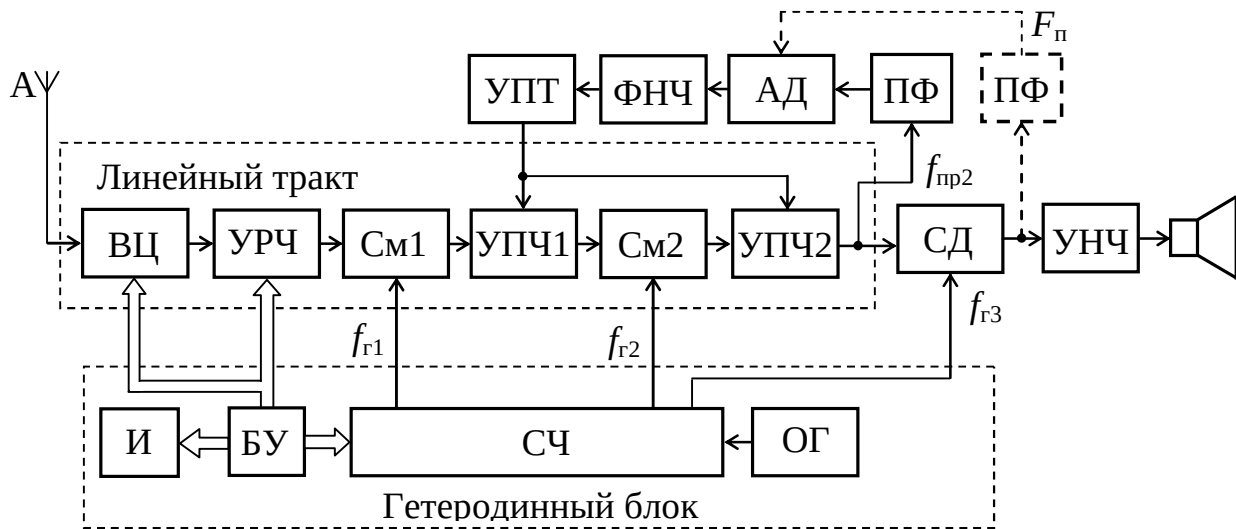
УПТ — усилитель постоянного тока; АРУ — автоматическая регулировка усиления

Рис. 3.1 — Структурная схема аналогового вещательного приёмника

Преселектор обеспечивает усиление принимаемого радиосигнала до уровня, достаточного для нормальной работы смесителя, а также требуемое подавление зеркального и комбинационных каналов приёма. Для этого преселектор должен обладать малыми собственными шумами и сравнительно небольшими коэффициентом усиления от 10 до 50 и частотной избирательностью. Основное усиление принимаемого сигнала от 10^3 до 10^4 и подавление соседних каналов приёма, которые наиболее близки по частоте к принимаемому сигналу, обеспечивает УПЧ.

На рис. 3.2 изображена структурная схема связного приёмника однополосных АМ сигналов (излучение RЗЕ, JЗЕ) с двойным преобразованием частоты.

ты. Синтезатор частоты СЧ вырабатывает гетеродинные сигналы с частотами $f_{г1}$ и $f_{г2}$, местную несущую с частотой $f_{г3} = f_{пр2} \pm \Delta f$, где $f_{пр2}$ — вторая промежуточная частота, а Δf — отклонение частоты $\Delta f \leq 50...100$ Гц, которое при телефонных разговорах не нарушает разборчивость речи. Узкополосный фильтр ФП, настроенный на частоту $f_{пр2}$, выделяет остаток несущей из выходного сигнала УПЧ2. Затем сигнал несущей преобразуется амплитудным детектором АД, фильтром ФНЧ и усилителем УПТ в управляющее напряжение АРУ, которое подается в каскады одного или обоих УПЧ.



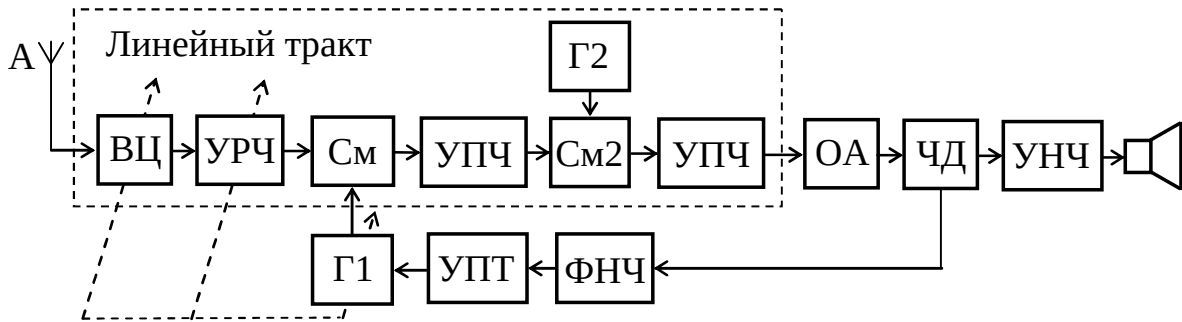
СД — синхронный детектор; ПФ — полоснопропускающий фильтр;
И — индикатор; БУ — блок управления СЧ — синтезатор частоты;
ОГ — опорный генератор; ГБ — гетеродинный блок

Рис. 3.2 — Структурная схема связного приёмника однополосных АМ сигналов

Примечание. На рис. 3.2, 3.3, 3.4, 3.5 показаны блоки, сокращённые обозначения которых аналогичных рис. 3.1, поэтому в подрисуночных подписях этих рисунков назначение таких блоков не указаны.

При приеме сигнала с подавленной несущей (излучение $J3E$) для обеспечения работы АРУ в передатчике к модулирующему сигналу добавляют гармонический пилот-сигнал с частотой $F_{п} \approx 4$ кГц, превышающей максимальную звуковую частоту передаваемого сообщения $F_{п} > F_{max} = 3300$ Гц. В приёмнике пилот сигнал выделяется из выходного сигнала синхронного детектора СД с помощью полосно пропускающего фильтра ПФ, который настроен на частоту пилот-сигнала $F_{п}$, и подается на вход амплитудного детектора АД системы АРУ (показано на рис. 3.2 пунктирными линиями).

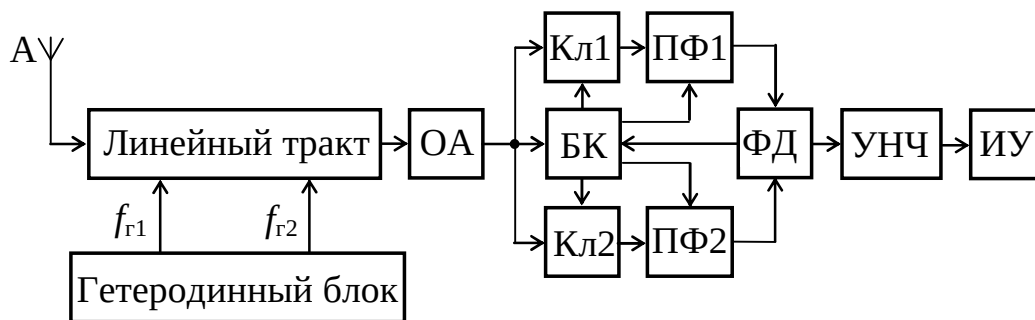
На рис. 3.3 показана структурная схема связного приемника ЧМ сигналов (излучение $F3E$).



ОА — ограничитель амплитуды; ЧД — частотный детектор
Рис. 3.3 — Структурная схема связного приёмника ЧМ сигналов

В качестве элементов управления частотой перестраиваемого гетеродина Г1 обычно используют варикапы. Для уменьшения влияния нестабильности частоты перестраиваемого гетеродина в приемник введена система частотной автоматической подстройки частоты ЧАПЧ.

На рис. 3.4 изображена структурная схема приёмника сигналов с относительной фазовой манипуляцией (излучения $G1B$, $G1D$).



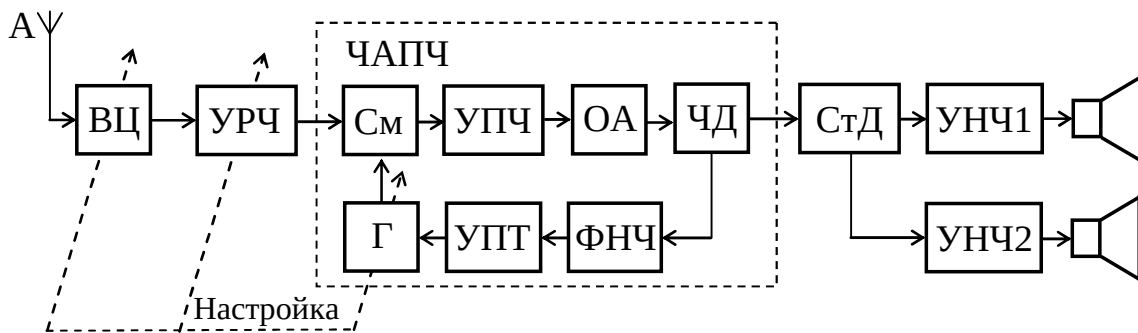
Кл1, Кл2 — ключи; ПФ1, ПФ2 — кинематические фильтры; БК — блок коммутации; ФД — фазовый детектор; ИУ — исполнительное устройство
Рис. 3.4 — Структурная схема связного приёмника сигналов с относительной фазовой манипуляцией

Линейный тракт приемника построен аналогично приемнику, структурная схема которого изображена на рис. 3.1.

Усиленный и ограниченный по амплитуде сигнал промежуточной частоты подается на управляемые ключи Кл1, Кл2. Блок коммутации БК поочередно замыкает ключи Кл1, Кл2 на время, равное длительности посылки T_n , в результате чего очередная посылка подается на узкополосный фильтр ПФ1, а

следующая за ней посылка — на узкополосный фильтр ПФ2. Каждый из фильтров представляет собой параллельный колебательный LC -контур, в котором возбуждаются колебания на время посылки, а при окончании посылки колебания срываються. Фильтры используются как линии задержки на время, равное длительности посылки. Сигналы управления ключами Кл1, Кл2 и фильтрами ПФ1, ПФ2, которые вырабатывает блок коммутации БК, синхронизируются тактовой частотой принимаемых посылок.

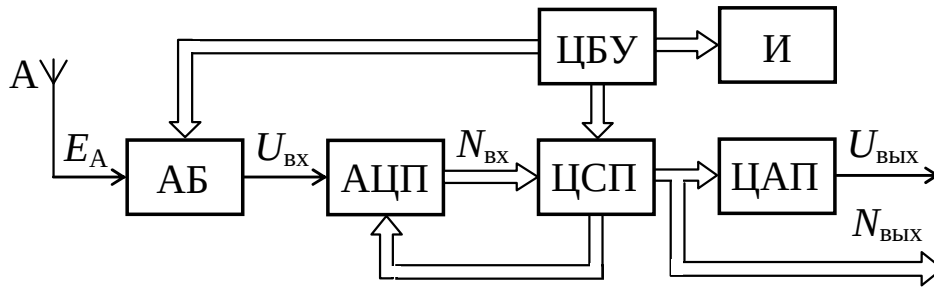
На рис. 3.5 изображена структурная схема стереовещательного приёмника (излучение $F3E$). В таком приемнике обычно используется микросхема, содержащая стереодекодер, которая преобразует выходной сигнал частотного детектора ЧД с полярной модуляцией в звуковые сигналы левого и правого каналов. Далее эти сигналы усиливаются усилителями УНЧ1 и УНЧ2 и подаются на динамические головки. При выборе микросхемы стереодекодера обратить внимание на соответствие техническому заданию декодируемого им стереосигнала (стереосигнал с полярной модуляцией или с пилот-тоном).



СтД — стереодекодер; ОА — ограничитель амплитуды;
ЧД — частотный детектор; УНЧ1, УНЧ2 — усилители низкой частоты
Рис. 3.5 — Структурная схема стереовещательного приёмника

Большинство характеристик аналоговых приемников определяются линейным трактом, который в приёмниках АМ сигналов состоит из каскадов, включенных последовательно между антенно-фидерным трактом и детектором. В приемниках ЧМ ФМ сигналов, содержащих ограничитель амплитуды, линейный тракт заканчивается на входе ограничителя (см. рис. 3.3 — 3.4). Поэтому проектирование приемника обычно начинают с выбора и обоснования структурной схемы линейного тракта.

На рис. 3.6 показана структурная схема цифрового радиоприемника [3].



АБ — аналоговый блок; АЦП — аналого-цифровой преобразователь; ЦСП — цифровой сигнальный процессор; ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь; СЧ — синтезатор частоты; ЦБУ — цифровой блок управления; И — индикатор

Рис. 3.6 — Структурная схема цифрового радиоприёмника

Приёмник, построенный по такому принципу, часто называют SDR-Radio (англ. *Software Defined Radio* — радио, определяемое программой).

Наиболее простой реализацией аналогового блока АБ является фидер для подключения антенны. Однако при недостаточной разрешающей способности АЦП аналоговый блок может быть дополнен преселектором, а при необходимости преобразователем частоты и усилителем промежуточной частоты. В результате все или большая часть операций по обработки принимаемого сигнала, выполняются в цифровом виде.

С выхода аналогового блока сигнал $U_{ВХ}$ подается на АЦП, который преобразует его в цифровой сигнал $N_{ВХ}$ путём взятия выборок (отсчётов) и преобразования каждой из них в цифровой двоичный код.

Обработка цифрового сигнала $N_{ВХ}$ (подавление соседнего и побочного каналов приёма, демодуляция и пр.) осуществляется с помощью цифрового сигнального процессора ЦСП с использованием специальной программы.

В качестве ЦСП обычно используется быстродействующая программируемая логическая интегральная схема, которая устанавливается непосредственно на печатной плате приёмника. При необходимости цифровой приёмник может быть подключен к компьютеру, который обеспечивает выполнение более сложных операций обработки сигнала.

Выходной цифровой сигнал ЦСП $N_{ВЫХ}$ преобразуется с помощью ЦАП в выходной аналоговый сигнал $U_{ВЫХ}$, который подается на исполнительное аналоговое устройство (динамическую головку, телефоны и пр.). При необходимости цифровой сигнал $N_{ВЫХ}$ подается на внешнее устройство (компьютер, сеть связи и пр.) для дальнейшей обработки.

Управление работой приемника (частотная настройка, регулировка усиления аналоговой части, вид цифровой фильтрации и демодуляции и пр.) реализуется цифровым блоком управления ЦБУ. Индикатор И обеспечивает отображение на экране дисплея частоты настройки приемника, вида принимаемого излучения и т. п.

Наличие процессора в приемнике даёт дополнительные преимущества:

- автоматический поиск сигналов;
- отображение на дисплее принятой текстовой информации;
- работа с внешними USB носителями (флеш память, SD-карта и др.);
- высокая точность и стабильность частоты настройки;
- наличие часов и таймера позволяет отслеживать время, а также включать и выключать приёмник в необходимые моменты времени.

Цифровая обработка сигнала имеет следующие преимущества перед аналоговой обработкой: высокая точность воспроизведения сигналов, возможность перестройки алгоритмов обработки сигнал; высокая технологичность и повторяемость технических параметров; использование диагностических операций по выявлению неисправностей; стабильность характеристики.

В настоящее время цифровая обработка сигналов является ключевой в развитии адаптивного радио (англ. *Adaptive Radio* — AR), когнитивного радио (англ. *Cognitive Radio* — CR) и интеллектуального радио (англ. *Intelligent Radio* — IR).

3.2. Выбор промежуточных частот

В простых вещательных приемниках обычно используют одно преобразование частоты с верхней настройкой гетеродина и стандартные значения промежуточных частот [2, 4, 5]:

- $f_{\text{пр}} = 465 \text{ кГц}$ при приеме амплитудно-модулированных (АМ) сигналов в диапазоне частот от 0,1 до 30 МГц;
- $f_{\text{пр}} = 10,7 \text{ МГц}$ при приеме частотно-модулированных (ЧМ) сигналов в диапазоне частот от 64 до 108 МГц.

В вещательных приемниках первого и высшего классов может использоваться двойное преобразование частоты с промежуточными частотами $f_{\text{пр}1} = 1,84 \text{ МГц}$, $f_{\text{пр}2} = 465 \text{ кГц}$ при приеме АМ сигналов в диапазоне частот от 3 до 30 МГц.

Поскольку к профессиональным приемникам (связным, телеграфным, телеметрическим и т. п.) предъявляют высокие требования по частотной избирательности, то в них применяют, как правило, двойное преобразование частоты. Если однократное преобразование частоты позволяет удовлетворить требованиям технического задания проекта, то такое решение также возможно.

При выборе промежуточных частот профессиональных приемников необходимо, чтобы эти частоты удовлетворяли следующим условиям:

- были вне диапазона рабочих частот приемника;
- позволяли обеспечить заданную избирательность и полосу пропускания приемника;
- обеспечивали нормальную работу детектора.

Следует иметь в виду, что при выборе более низкой промежуточной частоты можно получить более высокое устойчивое усиление каскадов УПЧ и за счет этого уменьшить их число. Одновременно с этим повышается частотная избирательность УПЧ по соседнему каналу, но уменьшается избирательность преселектора по зеркальному каналу. При выборе более высокой промежуточной частоты увеличивается избирательность преселектора по зеркальному каналу приема и улучшается фильтрация напряжения промежуточной частоты на выходе детектора. Однако в этом случае ухудшается избирательность по соседнему каналу и уменьшается коэффициент устойчивого усиления каскадов УПЧ, что приводит к увеличению их числа.

В трактах УПЧ современных приемников широкое применение находят фильтры сосредоточенной избирательности (ФСИ), синонимом которого в технической литературе является фильтр сосредоточенной селекции (ФСС). Поэтому, после предварительного выбора значений промежуточных частот, необходимо проанализировать характеристики серийно выпускаемых ФСИ (см. Приложение И). После выбора ФСИ следует принять значения промежуточных частот равными частотам настройки ФСИ.

Профессиональные приемники с двойным преобразованием частоты часто строят по принципу инфрадина, в соответствии с которым первую промежуточную частоту $f_{\text{пр1}}$ выбирают из условия $f_{\text{пр1}} > f_{\text{с max}}$, где $f_{\text{с max}}$ — максимальная частота принимаемого сигнала. Это позволяет увеличить частоту первого зеркального канала $f_{\text{зк1}} = f_{\text{с max}} + 2f_{\text{пр1}}$ и за счет этого обеспечить заданное подавление этого канала с помощью достаточно простого преселектора. Если частотный диапазон принимаемых сигналов не превышает $(0,2...0,3)f_{\text{с max}}$, то входная цепь инфрадина может быть реализована в виде неперестраиваемого фильтра, с полосой пропускания равной частотному диапазону приема. В случае более широкого частотного диапазона приема входную цепь реализуют либо в виде набора неперестраиваемых полосно-пропускающих фильтров с перекрывающимися полосами пропускания либо в виде набора перестраиваемых фильтров.

Следует иметь в виду, что при двойном преобразовании частоты образуется второй зеркальный канал на частоте $f_{\text{зк2}} = f_{\text{с}} \pm 2f_{\text{пр2}}$, где $f_{\text{пр2}}$ — вторая промежуточная частота. Основное подавление второго зеркального канала реализуется в тракте первой промежуточной частоты $f_{\text{пр1}}$ с помощью ФСИ, настроенного на частоту $f_{\text{пр1}}$.

Вторую промежуточную частоту инфрадина выбирают в диапазоне частот от 100 до 500 кГц, что позволяет применить в тракте второй промежуточной частоты узкополосный ФСИ, который обеспечивает требуемые полосу пропускания и частотную избирательность по соседнему каналу.

Недостающие данные для проектирования приемника могут быть взяты из технической литературы. Основные электрические параметры связных прием-

ников АМ-сигналов определяются стандартом ГОСТ 22579-86, а приёмников ЧМ- и ФМ-сигналов — стандартами ГОСТ 12252-86 и ГОСТ 22580-84.

3.3. Расчет полосы пропускания линейного тракта

Основные сведения о расчете полосы пропускания линейного тракта приемника приведены в работах [2, 4, 5].

Расчет выполняют в следующей последовательности.

Определяют доплеровское смещение частоты принимаемого сигнала

$$\Delta f_d = f_{с max} \frac{V_r}{c}, \quad (3.1)$$

где V_r — радиальная скорость сближения или удаления передатчика и приемника; $c \approx 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость распространения электромагнитного поля в свободном пространстве.

Обычно доплеровское смещение частоты учитывают при радиальной скорости сближения или удаления передатчика и приемника $V_r > 1000$ км/час.

Определяют запасной интервал Π_3 полосы пропускания приемника:

— в случае приемника с одним преобразованием частоты

$$\Pi_3 = 2\sqrt{\Delta f_c^2 + \Delta f_r^2 + \Delta f_n^2 + \Delta f_{УПЧ}^2}, \quad (3.2)$$

где Δf_c , Δf_r — абсолютные нестабильности частоты принимаемого сигнала и сигнала гетеродина соответственно; Δf_n — абсолютная погрешность настройки гетеродина; $\Delta f_{УПЧ}$ — абсолютная погрешность настройки УПЧ;

— в случае приемника с двойным преобразованием частоты

$$\Pi_3 = 2\sqrt{\Delta f_c^2 + \Delta f_{r1}^2 + \Delta f_{r2}^2 + \Delta f_n^2}, \quad (3.3)$$

где Δf_{r1} , Δf_{r2} — абсолютные нестабильности частот первого и второго гетеродинов приемника.

Абсолютная погрешность настройки гетеродинов определяется по формуле

$$\Delta f_n = \delta_n f_{Г max}, \quad (3.4)$$

где $\delta_n = 0,003...0,01$ — относительная погрешность настройки гетеродина (при ручной настройке приемника полагают $\delta_n = 0$).

Аналогичным образом определяют абсолютную погрешность настройки УПЧ

$$\Delta f_{УПЧ} = \delta_{УПЧ} f_{пр}, \quad (3.5)$$

где $\delta_{\text{УПЧ}} = 0,0003 \dots 0,003$ — относительная погрешность настройки УПЧ.

Для повышения стабильности частоты резонансных цепей приемника принимают следующие меры:

- температурная стабилизация LC -контуров путем выбора контурных конденсаторов и катушек индуктивности с противоположными по знаку температурными коэффициентами;
- термостатирование каскадов и блоков приемника;
- применение высокочастотных резонаторов и фильтров (пьезоэлектрических, электромеханических и т. п.);
- стабилизация напряжений питания каскадов приемника.

С учетом (3.1)...(3.5) находят требуемую полосу пропускания линейного тракта приемника

$$\Pi = \Pi_c + 2\Delta f_d + \Pi_z, \quad (3.6)$$

где Π_c — ширина спектра принимаемого сигнала, которая рассчитывается с учетом заданного вида принимаемого излучения (см. Приложения Г).

Если найденное значение полосы пропускания Π существенно превышает ширину спектра сигнала $\Pi \geq 1,5\Pi_c$, то для уменьшения этого значения следует использовать в приемнике автоматическую подстройку частоты (АПЧ) гетеродина. В этом случае полосу пропускания приемника определяют по формуле

$$\Pi \approx \Pi_c + \frac{2\Delta f_d + \Pi_z}{K_{\text{АПЧ}}}, \quad (3.7)$$

где $K_{\text{АПЧ}} = 15 \dots 25$ — коэффициент подстройки частоты системы АПЧ.

При использовании фазовой АПЧ полоса пропускания линейного тракта приемника будет практически равна ширине спектра принимаемого сигнала

$$\Pi \approx \Pi_c. \quad (3.8)$$

Следует иметь в виду, что полоса пропускания линейного тракта супергетеродинного приемника определяется, как правило, полосой пропускания УПЧ, настроенного на самую низкую промежуточную частоту.

3.4. Выбор преселектора, исходя из допустимого коэффициента шума

Коэффициентом шума приёмника определяется как отношение полной мощности шума на выходе приёмника, обусловленной как внешними источниками шума, так собственными шумами приёмника, к той ее части, которая обусловлена внешними источниками шума.

Отсюда следует, что допустимый коэффициент шума приёмника существенно зависит от уровня внешних шумов, который оценивается либо удельной напряженностью поля внешней помехи E_n , либо шумовой температуры антенны

T_A . На рис. 3.6 изображены частотные зависимости параметров E_{Π} и T_A внешней помехи от частоты.

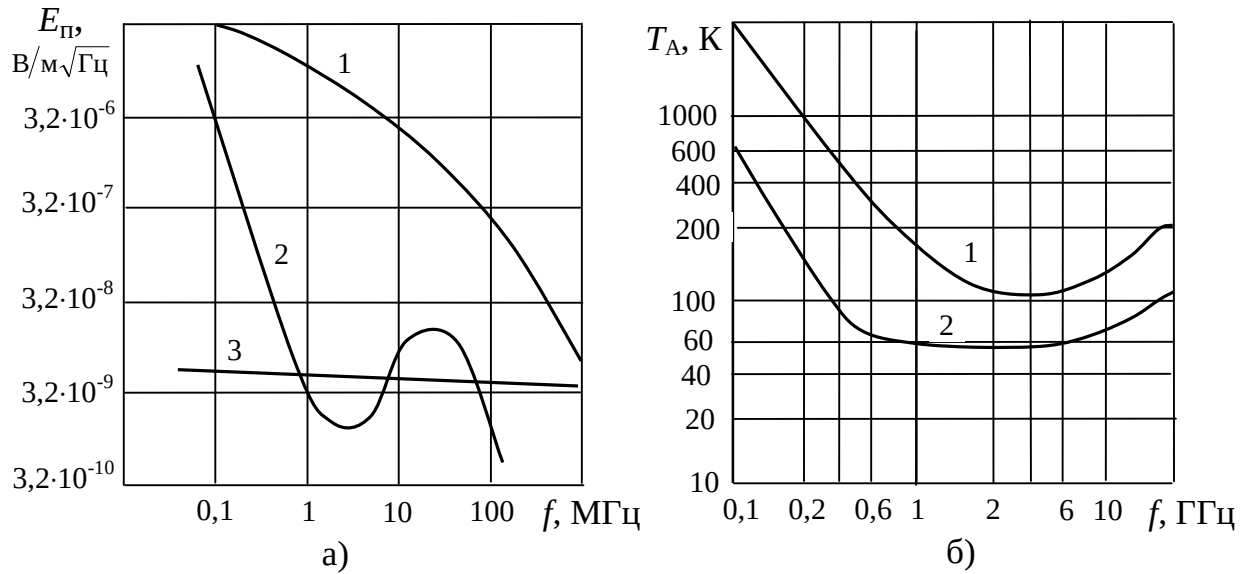


Рис. 3.6 — Частотные зависимости: (а) — удельной напряженности поля внешней помехи E_{Π} (1 — промышленной, 2 — атмосферной, 3 — космической) и (б) — шумовой температуры антенны T_A (1 — максимальной, 2 — минимальной)

При проектировании приёмников чувствительность приемника задается либо в виде электродвижущей силы (ЭДС) E_A , наводимой в антенне, либо в виде номинальной мощности P_A , отдаваемой антенной фидеру или непосредственно преселектору в режиме согласования, при которых обеспечивается заданное отношение сигнал-помеха на выходе приемника $\gamma_{\text{вых}}$.

Если реальная чувствительность приемника задана в виде ЭДС E_A , то допустимый коэффициент шума приемника рассчитывают по формуле [4, с. 13], [5, с. 24]

$$N_{\text{д}} = \frac{\frac{E_A^2}{2} - E_{\Pi}^2 h_{\text{д}}^2 \Pi_{\text{ш}}}{4kT_0 \Pi_{\text{ш}} R_A}, \quad (3.9)$$

где E_{Π} — удельная напряженность поля внешней помехи; $\gamma_{\text{вых}}$ — отношение сигнал-помеха на входе приемника, которое рассчитывается с учетом класса излучения принимаемого сигнала (см. Приложения Д); $h_{\text{д}}$ — действующая высота антенны; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; $T_0 = 290$ К — стандартная температура приемника; $\Pi_{\text{ш}} \approx 1,1$ П — эквивалентная шумовая полоса пропускания приемника; R_A — активное внутреннее сопротивление антенны.

Удельная напряженность поля внешней помехи E_{Π} определяется по графикам (рис. 3.6, а), с учетом заданного частотного диапазона работы приёмника и выбранного вида помех.

В приемниках, работающих в диапазоне частот от 0,1 до 200 МГц, широкое применение находит штыревая антенна, действующую высоту h_d которой выбирают от 1 до 5 м в зависимости от назначения и места установки приемника. Меньшие размеры антенны относятся к радиовещательным приемникам, а большие — к стационарным профессиональным приемникам.

Сопротивление антенны в предварительных расчётах обычно принимают равным $R_A = 75 — 300$ Ом.

При использовании магнитной антенны в виде ферритового стержня, на котором размещают каркас с намотанной на нем катушкой индуктивности, действующая высота антенны зависит от параметров катушки и сердечника [3, с. 167...171]. Высота антенны h_d , выбранная при предварительном расчёте, является исходной для расчета параметров магнитной антенны.

Если реальная чувствительность приемника задана в виде мощности P_A , то допустимый коэффициент шума определяют по формуле [3, с. 14], [4, с. 24],

$$N_d = K_{p\phi} \left(1 + \frac{P_A}{\gamma_{\text{вх}}^2 k T_0 \Pi_{\text{ш}}} - \frac{T_A}{T_0} \right), \quad (3.10)$$

где $K_{p\phi}$ — коэффициент передачи мощности фидерной линии, соединяющей приемную антенну с входом приемника; T_A — шумовая температура антенны, которая характеризует интенсивность внешних помех, воздействующих на приемную антенну; $T_0 = 290$ К — стандартная температура приемника.

Значение T_A выбирают по графикам (см. рис. 3.3, б) в соответствии с частотным диапазоном приемника.

При проектировании приемников радиосигналов с амплитудной, частотной или фазовой манипуляцией (телеграфных сигналы, цифровые и пр.) обычно задается допустимая вероятность ошибки воспроизведения символов (кодовых комбинаций) $p_{\text{ош}}$ при наличии помех. В этом случае допустимое отношение сигнал-помеха $\gamma_{\text{вых}}$ на выходе линейного тракта приемника находят по известным зависимостям $p_{\text{ош}} = \Psi(\gamma_{\text{вых}} p)$, которые изображены на рис. 3.7 [4, с. 66] для случаев приема сигналов с амплитудной (А), частотной (Ч) и фазовой (Ф) манипуляцией.

Из рис. 3.7 видно, что сигнала с фазовой манипуляцией являются наиболее помехоустойчивыми, а сигнала с амплитудой манипуляцией — наименее.

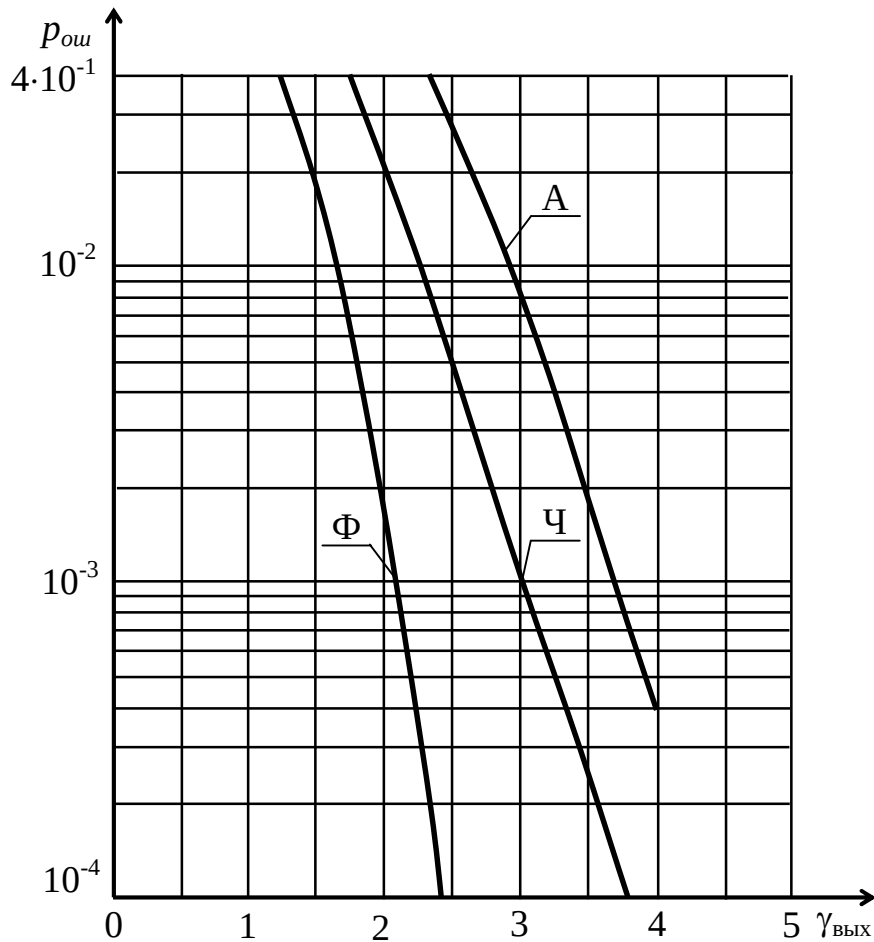


Рис. 3.7 — Зависимость вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ от отношения сигнал-помеха $\gamma_{\text{вых}} p$ на выходе линейного тракта приемника сигналов с различными видами манипуляции

Если в результате расчета по формулам (3.9), (3.10) найдено, что $N_d \leq 1$, то приемник не реализуем. Для увеличения допустимого коэффициента шума следует либо уменьшить полосу пропускания Π приемника, вводя в структуру приемника АПЧ (см. п. 3.3), либо увеличивая коэффициент подстройки частоты, если АПЧ уже используется, либо задать меньшее значение E_{Π} . В предельном случае можно положить $E_{\Pi} = 0$, а затем рассчитать коэффициент шума.

Коэффициент передачи по мощности фидерной линии рассчитывают по формуле

$$K_{p\phi} = 10^{-0,1L_{\phi}d_{\phi}}, \quad (3.11)$$

где L_{ϕ} — длина фидерной линии; d_{ϕ} — погонное затухание в фидерной линии, значения которого для различных коаксиальных кабелей приведены в таблице 3.1 [5, с. 24].

При работе кабеля на частоте ниже той, которая указана в таблице 3.1, погонное затухание уменьшается в первом приближении пропорционально частоте

те. Если антенна подключена непосредственно к входной цепи, то в формуле (3.10) можно положить $K_{pф} = 1$.

Таблица 3.1 — Погонное затухание коаксиальных кабелей

Тип коаксиального кабеля	Частота, МГц	Погонное затухание, дБ/м
РК-75-4-15	100	0,1
	1000	0,5
РК-50-4-11	100	0,1
	1000	0,5

Коэффициент шума линейного тракта супергетеродинного приемника определяют по формуле [4, с. 14], [5, с. 14]

$$N \approx \frac{1}{K_{pф}} \left(N_{вц} + \frac{N_{урч} - 1}{K_{pвц}} + \frac{N_{см} - 1}{K_{pвц} K_{pурч}} + \frac{N_{упч} - 1}{K_{pвц} K_{pурч} K_{pсм}} \right), \quad (3.12)$$

где $K_{pф}, K_{вц}, K_{pурч}, K_{pсм}$ — коэффициенты передачи по мощности фидера, входной цепи, УРЧ и смесителя соответственно; $N_{вц}, N_{урч}, N_{см}, N_{упч}$ — коэффициенты шума входной цепи, УРЧ, смесителя и УПЧ соответственно.

В таблице 3.2 приведены формулы для расчета минимально достижимого коэффициента шума $N_{кмин}$ различных транзисторных каскадов [3, с. 16], который выражен через коэффициент шума N_T транзистора, используемого в УРЧ или смесителе.

Из таблицы 3.2 видно, что наибольший коэффициент шума имеют транзисторные смесители, которые применяют при работе в частотном диапазоне от 10 кГц до 500 МГц. На более высоких частотах используют диодные смесители. Минимальный коэффициент шума транзисторных смесителей составляет $N_{см} \approx 8...10$, а диодных — $N_{см} \approx 3...5$.

Из (3.12) следует, что наибольший вклад в коэффициент шума линейного тракта приемника вносят фидер, входная цепь, усилитель радиочастоты и смеситель первого преобразователя частоты.

Для уменьшения шумов фидера необходимо увеличивать его коэффициент передачи $K_{pф}$ (3.11), либо располагая приемную антенну как можно ближе к приемнику и уменьшая длину фидера, либо выбирая фидер с меньшим затуханием, что ведет к удорожанию фидера.

При выборе входной цепи следует отдавать предпочтение цепи с большим коэффициентом передачи мощности $K_{pвц}$.

Таблица 3.2 — Формулы для расчета минимально достижимого коэффициента шума $N_{к\ мин}$ транзисторных каскадов

Вид каскада	Расчетная формула
Усилитель на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером или с общей базой	$2N_T$
Усилитель на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком или с общим затвором	$2N_T$
Каскодный усилитель на биполярных или полевых транзисторах (общий эмиттер — общая база или общий исток — общий затвор)	$2N_T$
Смеситель на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером или с общей базой	$4N_T$
Смеситель на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком или с общим затвором	$4N_T$

Если допустимый коэффициент шума (3.9) удовлетворяет условию $1 < N_d \leq N_{см}$, то в преселектор приемника необходимо ввести мал шумящий УРЧ с коэффициентом шума $N_{урч} < N_d$, что существенно ослабляет влияние шумов смесителя. При этом резонансный коэффициент усиления УРЧ выбирают так, чтобы мощность выходного сигнала УРЧ превышала мощность шума, приведенную к входу смесителя, в число раз не менее заданного значения $\gamma_{вых\ p}$.

Если $N_d \geq (2...3)N_{см}$, то преселектор может быть реализован в виде только входной цепи без УРЧ.

3.5. Выбор линейного тракта по заданной частотной избирательности

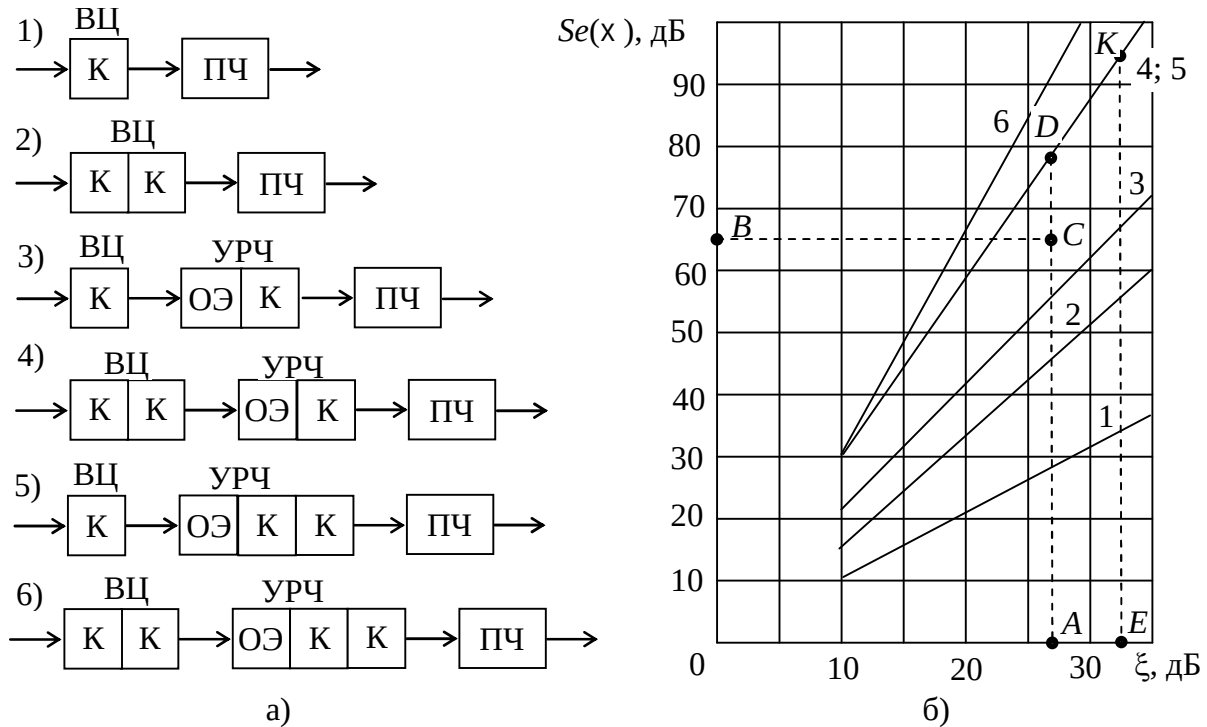
В большинстве современных приемников используют однокаскадные УРЧ. Однако при высоких требованиях к частотной избирательности и коэффициенту шума приёмника число каскадов может быть увеличено до трёх.

Входная цепь и УРЧ обеспечивают частотную избирательность приёмника по внеполосным каналам приёма, а также защиту приёмной антенны от проникновения в неё сигнала гетеродина через смеситель, который подключается в выходу УРЧ. Такое проникновение может вызвать излучение антенной приёмника сигнала с частотой гетеродина в виде помехи другим приёмникам.

В качестве усилительных элементов в УРЧ обычно используют: транзисторы, обладающих входным и выходным сопротивлениями, которые при подключение транзистора к частотно избирательной цепи (например, LC-контур) вызывает увеличение потерь цепи и, как следствие, к ухудшению её частотной избирательности. Для ослабления указанного эффекта используют неполное подключение транзистора к цепи, например, подключение к части индуктивности или ёмкости LC-контура. Такое подключение называется частичным.

Выбор структурной схемы линейного тракта по требованиям к частотной избирательности заключается в определении типов частотно-избирательных цепей преселектора и тракта промежуточной частоты [4, 5].

Селективную систему преселектора выбирают, исходя из заданной частотной избирательности по прямому и зеркальному каналам, используя нормированные частотные характеристики избирательности $Se(\xi)$ (рис. 3.9).



К — колебательный LC-контур; ПЧ — преобразователь частоты;

ОЭ — усилительный каскад с общим эмиттером

Рис. 3.9 — Типовые структурные схема преселекторов (а) и их нормированные частотные характеристики избирательности (б)

В приемнике с однократным преобразованием частоты наименьшая избирательность по зеркальному каналу имеет место при настройке приемника на максимальную частоту $f_{c \max}$, а по прямому каналу — при настройке приемника на минимальную частоту $f_{c \min}$ принимаемого сигнала.

Задавая приближенное значение эквивалентного затухания контуров $d_э = 0,01...0,02$, определяют обобщенную расстройку преселектора для зеркального канала

$$\xi_{зк} = \frac{1}{d_э} \left| \frac{f_{зк \max}}{f_{c \max}} - \frac{f_{c \max}}{f_{зк \max}} \right|, \quad (3.13)$$

где $f_{зк \max} = f_{c \max} \pm 2 f_{пр}$ — максимальная частота зеркального канала, где знак плюс соответствует верхней, а знак минус — нижней настройки гетеродина.

Рассчитывают обобщенную расстройку преселектора для прямого канала

$$\xi_{\text{пк}} = \frac{1}{d_{\text{э}}} \left| \frac{f_{\text{пр}}}{f_{\text{с min}}} - \frac{f_{\text{с min}}}{f_{\text{пр}}} \right|. \quad (3.14)$$

При использовании нормированных частотных характеристик избирательности (см. рис. 3.9, б) необходимо значения расстройки (3.13), (3.14), рассчитанные в разгах, пересчитать в децибелы по формуле $\xi_{\text{дБ}} = 20 \lg \xi$.

При выборе преселектора следует отдавать предпочтение более простой схеме, поскольку она имеет меньший коэффициент шума. Чтобы не усложнять цепи настройки и конструкцию приёмника в преселекторе нежелательно использовать больше трех перестраиваемых контуров.

Более полный набор характеристик избирательности приведен в работах [4, 5].

Пример 3.1.

Требуется выбрать структурную схему преселектора, обеспечивающего частотную избирательность по зеркальному каналу 65 дБ и по прямому каналу 70 дБ, если обобщенная расстройка преселектора по этим каналам составляет $\xi_{\text{зк}} = 22$ и $\xi_{\text{пр}} = 32$ соответственно.

Решение.

Определяем значения расстройки преселектора по зеркальному и прямому каналам в децибелах $\xi_{\text{зк, дБ}} = 20 \lg \xi_{\text{зк}} \approx 27$ дБ; $\xi_{\text{пр, дБ}} = 20 \lg \xi_{\text{пр}} \approx 30$ дБ. Поскольку зеркальный канал имеет меньшую расстройку, то структурную схему преселектора выбираем, исходя из значения этой расстройки.

Откладываем по оси ординат требуемое значение частотной избирательности 65 дБ по зеркальному каналу (точка В), а по оси абсцисс (см. рис. 3.7) соответствующее значение расстройки $\xi_{\text{зк, дБ}} = 27$ дБ (точка А). Из полученных точек восстанавливаем перпендикуляры к осям координат, и находим их точку пересечения (точка С). Выбираем преселектор, частотная характеристика которого расположена выше точки С. Например, выбираем преселектор с номером 4, обеспечивающий избирательность по зеркальному каналу 78 дБ (точка D), превышающую заданное значение 65 дБ

Проверяем, какую избирательность обеспечивает выбранная схема преселектора по прямому каналу, для чего откладываем по оси абсцисс значение расстройки по прямому каналу $\xi_{\text{пр, дБ}} = 30$ дБ (точка E). Восстанавливая из полученной точки перпендикуляр к оси абсцисс до пересечения с выбранной частотной характеристикой 4, находим, что выбранный преселектор обеспечивает избирательность по прямому каналу 100 дБ (точка K). Найденное значение также удовлетворяет требованиям технического задания.

Выбор вида селективной системы тракта УПЧ определяется требуемой полосой пропускания линейного тракта приемника и частотной избирательностью по соседнему каналу. Тракт промежуточной частоты может быть построен с распределенной или сосредоточенной избирательностью.

В УПЧ с распределенной избирательностью каждый резонансный каскад УПЧ с одиночным контуром или связанными контурами вносит свой вклад в частотную избирательность и усиление УПЧ.

Выбор вида и числа каскадов такого УПЧ может быть выполнен аналогично выбору структуры преселектора, используя нормированные частотные характеристики избирательности (см. рис. 3.9, б) и учитывая обобщенную расстройку УПЧ по соседнему каналу

$$\xi_{\text{ск}} = \frac{1}{d_3} \left| \frac{f_{\text{пр}} + \Delta f_{\text{ск}}}{f_{\text{пр}}} - \frac{f_{\text{пр}}}{f_{\text{пр}} + \Delta f_{\text{ск}}} \right|, \quad (3.15)$$

где $\Delta f_{\text{ск}}$ — абсолютная расстройка по соседнему каналу.

За соседний канал в вещательных приемниках АМ сигналов принимают сигнал, отстоящий по частоте от основного канала на $\Delta f_{\text{ск}} = \pm 10$ кГц, а в приемниках ЧМ сигналов стереофонического радиовещания — сигнал, отстоящий по частоте от основного канала на $\Delta f_{\text{ск}} = \pm 300$ кГц.

В профессиональных связных приемниках за соседний канал обычно принимают сигнал, отстоящий по частоте от основного канала на $\Delta f_{\text{ск}} = 20 \dots 30$ кГц.

В современных приемниках широкое применение находят УПЧ, в которых требуемое усиление получают с помощью широкополосных усилительных RC -каскадов, а требуемую частотную избирательность с помощью фильтров сосредоточенной избирательности (ФСИ). При этом усилительные каскады УПЧ могут быть выполнены на интегральных микросхемах (ИС), к которым подключаются дополнительные RC -элементы, включая ФСИ различных типов.

Обычно ФСИ включают между маломощными усилительными RC -каскадами УПЧ, которые должны быть согласованы с ФСИ, т. е. выходное сопротивление каскада, предшествующего ФСИ, и входное сопротивление каскада, следующего за ФСИ, должно быть равно входному и выходному сопротивлениям ФСИ соответственно. Такая реализация УПЧ позволяет уменьшить габариты и повысить надежность УПЧ.

В настоящее время в трактах УПЧ находят применение следующих типы ФСИ: LC -фильтры, пьезоэлектрические фильтры, электромеханические фильтры и фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ-фильтры). Характеристики различных типов ФСИ приведены в приложении И.

Пассивные LC -фильтры используются на частотах от 100 кГц до 300 МГц. К достоинствам ФСИ с LC -контурами можно отнести: монотонный характер АЧХ в полосе задерживания и возможность подстройки АЧХ, используя ка-

тушки индуктивности с сердечником. Недостатками ФСИ с LC -контурами являются: невысокая добротность LC -контуров (обычно не более 100), а также, температурная и временная нестабильность LC -элементов.

В частотном диапазоне от 10 кГц до 200 МГц применяют пьезоэлектрические ФСИ, преимуществами которых являются малые габариты и невысокая стоимость. Недостатком таких ФСИ является немонотонный характер АЧХ, обусловленный паразитными резонансами в полосе задерживания.

В частотном диапазоне от 100 кГц до 1,5 МГц находят применение электромеханические ФСИ, которые по сравнению с пьезокерамическими имеют более прямоугольную АЧХ, монотонную во всем частотном диапазоне. Однако электромеханические ФСИ отличаются большими габаритами и стоимостью по сравнению с пьезоэлектрическими ФСИ.

В частотном диапазоне от 10 МГц до 15 ГГц применяют ПАВ-фильтры, достоинствами которых являются: малые вносимые потери, высокая частотная избирательность и надёжность, малый коэффициент прямоугольности, малые габаритными размерами, а недостатками — малая рассеиваемая мощность и чувствительность к электростатическим разрядам.

В приемниках с двойным преобразованием частоты к частотной избирательности по второму зеркальному каналу предъявляются такие же требования, как к избирательности по первому зеркальному каналу. Поэтому селективную систему первого УПЧ выбирают, исходя из требуемой избирательности по второму зеркальному каналу на частоте $f_{зк2} = f_{пр1} \pm 2f_{пр2}$, где знак плюс соответствует верхней, а знак минус — нижней настройке второго гетеродина по отношению к первой промежуточной частоте.

Учитывая постоянство первой промежуточной частоты, требуемую частотную избирательность проще всего обеспечить, используя в тракте первой промежуточной частоты ФСИ, настроенный на эту частоту.

Селективную систему второго УПЧ, настроенного на вторую промежуточную частоту $f_{пр2}$, выбирают, исходя из требований к частотной избирательности по соседнему каналу.

При приеме однополосный сигналов в тракт последнего УПЧ включают два ФСИ, один из которых пропускает верхнюю, а другой — нижнюю боковую полосу принимаемого сигнала. Включение необходимого ФСИ осуществляют с помощью переключателя, который обычно устанавливают на передней панели приемника.

3.6. Выбор линейного тракта по требованиям к усилению

3.6.1. Расчет коэффициента усиления линейного тракта приемника

Если реальная чувствительность приемника задана в виде ЭДС E_A , то коэффициент усиления линейного тракта по напряжению определяют по формуле [4]

$$K_{\text{ЛТ}} = \frac{K_3 U_{\text{ВЫХ}}}{E_A}, \quad (3.16)$$

где E_A — реальная чувствительность приемника; $U_{\text{ВЫХ}}$ — минимально допустимое значение выходного напряжения линейного тракта (см. таблицу 3.3), при котором обеспечивается нормальная работа следующего каскада; $K_3 = 1,5 \dots 3$ — коэффициент запаса по усилению.

Таблица 3.3 — Минимально допустимые значения напряжения на входе каскадов приемника

№	Наименование узла	Входное напряжение, мВ
1	Первый смеситель: — на биполярном транзисторе; — на полевом транзисторе	0,02...0,04 0,03...0,05
2	Второй смеситель: — на биполярном транзисторе; — на полевом транзисторе	0,05...0,1 0,01...0,15
3	Балансный диодный смеситель	0,03...0,05
4	Смеситель на микросхеме перемножителя	0,03...0,05
5	Линейный амплитудный детектор: — на германиевых диодах; — на кремниевых диодах	300...500 600...800
6	Транзисторный амплитудный детектор	20...50
7	Синхронный детектор на перемножителе	10...15
8	Частотные детекторы с расстроенными или связанными контурами, а также дробный детектор	100...200
9	Балансный диодный фазовый детектор	300...500
10	Частотный и фазовый детекторы на перемножителе	5...10
11	Усилитель-ограничитель на биполярном транзисторе	250...500
12	Усилитель-ограничитель на микросхеме	0,1...0,2

Если реальная чувствительность приемника задана в виде номинальной мощности P_A , то коэффициент усиления линейного тракта по напряжению определяют по формуле

$$K_{\text{ЛТ}} = \frac{K_3 U_{\text{ВЫХ}}}{\sqrt{P_A R_A}}, \quad (3.17)$$

где R_A — активное внутреннее сопротивление антенны.

Необходимо помнить, что пассивные частотно-избирательные цепи (входная цепь, ФСИ и т. п.), используемые в преселекторе и УПЧ, могут вносить существенное ослабление принимаемого сигнала, которое необходимо компенсировать соответствующим увеличением усиления УРЧ и УПЧ.

3.6.2. Расчет коэффициента передачи входной цепи

Резонансный коэффициент передачи входной цепи рассчитывают по формуле

$$K_{ВЦ} = \frac{M}{d_{\beta}}, \quad (3.18)$$

где $p \leq 1$ — коэффициент включения следующего каскада в контур входной цепи; M — постоянный коэффициент, который для одноконтурной входной цепи равен $M = 0,01$, а для двухконтурной — $M = 0,01\beta / (1 + \beta^2)$; $\beta \leq 1$ — параметр связи между контурами, ($\beta = 1$ соответствует оптимальной связи между контурами); $d_{\beta} = 0,01 \dots 0,05$ — эквивалентное затухание контура.

Если следующий за входной цепью каскад выполнен на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, то он имеет малое входное сопротивление. Поэтому такой каскад подключают к контуру входной цепи частично с коэффициентом включения $p = 0,1 \dots 0,3$.

Если следующий каскад выполнен на полевом транзисторе и имеет большое входное сопротивление, то такой каскад быть подключен к контуру входной цепи с коэффициентом включения $p = 1$.

3.6.3. Расчет коэффициента усиления и выбор типа транзисторов УРЧ

Требуемый резонансный коэффициент усиления УРЧ определяют по формуле

$$K_{УРЧ} = \frac{U_{ВХ\ СМ}}{K_{ВЦ} E_A}, \quad (3.19)$$

где $U_{ВХ\ СМ}$ — входное напряжение смесителя, значение которого может быть выбрано из таблицы 3.3.

Тип транзисторов, используемых в УРЧ, выбирают из следующих соображений:

— граничная частота коэффициента усиления по току должна удовлетворять условию

$$f_{гр} \geq (20 \dots 30) f_{с\ max}; \quad (3.20)$$

— в пределах диапазона рабочих частот модуль прямой передаточной проводимости $|Y_{21}|$ должен оставаться приблизительно постоянным;

— коэффициент шума транзистора должен быть по возможности малым.

Используя параметры выбранных транзисторов, рассчитывают их Y -параметры, а также устойчивый коэффициент усиления $K_{уст}$ по формулам, приведенным в приложении Е (см. таблица Е.1) [2, 4, 5].

Следует иметь в виду, что резонансный коэффициент усиления каскада K_k не может превышать устойчивый коэффициент усиления $K_{уст}$ транзистора

$$K_k \leq K_{уст}. \quad (3.21)$$

Находят необходимое число каскадов УРЧ

$$n = 1 + \text{Int} \frac{\lg K_{урч}}{\lg K_k}, \quad (3.22)$$

где оператор Int означает целую часть числа, например, $\text{Int} 2,85 = 2$.

3.6.4. Выбор активного элемента смесителя

Смеситель может быть выполнен на транзисторах или интегральных схемах. В транзисторном смесителе используют, как правило, транзисторы того же типа, что и в УРЧ. Используя формулы, приведенные в приложении И, рассчитывают модули передаточных проводимостей $|Y_{12пр1}|$, $|Y_{21пр1}|$ транзистора в режиме преобразования частоты и определяют устойчивый коэффициент усиления $K_{уст}$ транзистора, используемого в смесителе. Выбирают коэффициент передачи смесителя из условия $K_{см} < K_{уст}$.

Смесители могут быть также реализованы на микросхемах аналоговых перемножителей сигналов: AD633, AD831, AD8343 (*Analog Devices*), SA602A, SA612A, TCA240 (*Philips*), U5010A (*Burr Braun*), K174ПC1, K174ПC4 (см. приложение 3) и др. [7, 8, 9].

3.6.5. Расчет коэффициента усиления и выбор типа транзисторов УПЧ

Требуемый резонансный коэффициент усиления УПЧ определяют по формуле

$$K_{упч} = \frac{K_{лт}}{K_{вц} K_{урч} K_{см}}. \quad (3.23)$$

Выбор транзисторов УПЧ производят аналогично выбору транзисторов УРЧ (см. п. 3.6.3.). При использовании в приемнике ФСИ каскады УПЧ реализуют с полосой пропускания, в несколько раз превышающей требуемую полосу пропускания приемника (3.6). Такие каскады слабо влияют на частотную избирательность приемника, которая обеспечивается с помощью ФСИ.

Рассчитывают устойчивый коэффициент усиления $K_{уст}$ транзистора (см. таблицу 3.4) и выбирают резонансный коэффициент усиления K_k каскада УПЧ из условия (3.21).

Находят необходимое число каскадов УПЧ по формуле, аналогичной (3.22),

$$m = 1 + \text{Int} \frac{\lg K_{УПЧ}}{\lg K_k}. \quad (3.24)$$

Тракт УПЧ может быть построен на специализированных микросхемах типа К174ХА2, К174УП, ТДА1072, SA624 и т. п. [7, 8, 9].

Если **в приемнике с двойным преобразованием** частоты произведение коэффициентов передачи первого смесителя и следующего за ним ФСИ, достаточно велико и обеспечивает на входе второго смесителя минимально допустимый уровень сигнала (см. таблицу 3.3), то в дополнительном усилении сигнала первой промежуточной частоты нет необходимости. Основное усиление приемника с двойным преобразованием частоты реализуют с помощью второго УПЧ, работающего на более низкой промежуточной частоте $f_{пр2} \ll f_{пр1}$.

Пример 3.2.

В результате предварительного расчета связного приемника сигналов однополосной амплитудной телефонии с частично подавленной несущей (радиоприемное излучение R3E) в диапазоне частот от $f_{с\min} = 20$ МГц до $f_{с\max} = 30$ МГц с чувствительностью $E_A = 4$ мкВ найдено следующее:

— линейный тракт приемника выполнен по схеме инфрадина (рис. 3.10) с двойным преобразованием частоты с промежуточными частотами $f_{пр1} = 35$ МГц и $f_{пр2} = 128$ кГц;

— преселектор приемника состоит из двухконтурной входной цепи и одноконтурного каскада УРЧ, выполненного по схеме с общим эмиттером;

— контура преселектора имеют эквивалентное затухание $d_э = 0,01$;

— в трактах промежуточной частоты использованы пьезоэлектрические фильтры сосредоточенной избирательности ФСИ1 и ФСИ2 с коэффициентами передачи в полосе пропускания $K_{ФСИ1} = 0,3$ и $2 K_{ФСИ2} = 0,2$ соответственно.

Требуется рассчитать коэффициент усиления линейного тракта приёмника и распределить его по каскадам тракта.

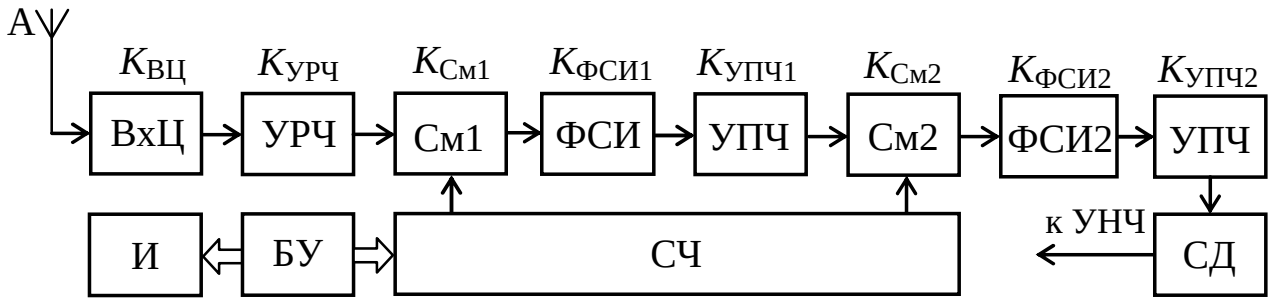


Рис. 3.10 — Структурная схема линейного тракта связного приёмника (обозначения блоков аналогичны рис. 3.2)

Решение.

Из таблицы 3.3 выбираем допустимое входное напряжение синхронного детектора $U_{\text{вх}} = 14 \text{ мВ}$.

Используя формулу (3.16) и полагая $K_3 = 2$, находим коэффициент усиления линейного тракта

$$K_{\text{ЛТ}} = \frac{K_3 U_{\text{вх}}}{E_A} = \frac{2 \cdot 14 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 10^{-6}} = 7 \cdot 10^3.$$

Полагая оптимальную связь между контурами входной цепи с фактором связи $\beta = 1$, и принимая коэффициентом включения каскада УРЧ ко второму контуру $p = 0,3$, рассчитываем по формуле (3.18) резонансный коэффициент передачи входной цепи

$$K_{\text{ВЦ}} = \frac{0,01 p \beta}{d_3 (1 + \beta^2)} = \frac{0,01 \cdot 0,3 \cdot 1}{0,01 (1 + 1^2)} = 0,15.$$

Из таблицы 3.3 выбираем допустимый уровень входного напряжения первого смесителя $U_{\text{см1}} = 30 \text{ мкВ}$, и определяем минимально необходимый резонансный коэффициент усиления (3.19) УРЧ

$$K_{\text{урч}} = \frac{U_{\text{см1}}}{K_{\text{ВЦ}} E_A} = \frac{30 \cdot 10^{-6}}{0,15 \cdot 4 \cdot 10^{-6}} = 50.$$

С учетом условия (3.20) выбираем для каскада УРЧ биполярный транзистор КТ368, имеющий следующие параметры: граничная частота усиления — $f_{\text{гр}} = 1100 \text{ МГц}$, коэффициент усиления тока базы в схеме с общим эмиттером на частоте 1 кГц — $\beta_0 = 50 \dots 300$, постоянная времени цепи обратной связи — $\tau_k = 7 \text{ пс}$, емкость коллектора — $C_k = 1,2 \text{ пФ}$, параметр транзистора — $\xi = 3$.

Полагая эмиттерный ток покоя транзистора $I_{\text{э0}} = 2 \text{ мА}$, находим параметры транзистора, используя формулы, приведенные в приложении Е:

— активное сопротивление базы

$$r_{\text{б}} = \frac{\tau_{\text{к}} \xi}{C_{\text{к}}} = \frac{7 \cdot 10^{-12} \cdot 3}{1,2 \cdot 10^{-12}} = 17,5 \text{ Ом}; \quad (3.25)$$

— модуль коэффициента усиления тока

$$|h_{21\text{э}}| = \frac{f_{\text{гр}}}{f_{\text{сmax}}} = \frac{1100 \cdot 10^6}{30 \cdot 10^6} \approx 37; \quad (3.26)$$

— входное сопротивление транзистора в схеме с общей базой

$$h_{11\text{б}} \approx \frac{\varphi_T}{I_{\text{э0}}} + \frac{r_{\text{б}}}{|h_{21\text{э}}|} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}} + \frac{17,5}{37} \approx 13 \text{ Ом}; \quad (3.27)$$

— граничную частоту крутизны в схеме с общим эмиттером,

$$f_s = \frac{f_{\text{гр}} h_{11\text{б}}}{r_{\text{б}}} = \frac{1100 \cdot 10^6 \cdot 13}{17,5} \approx 817 \text{ МГц}. \quad (3.28)$$

— модули прямой и обратной передаточных проводимостей на частоте $f_{\text{сmax}}$ в схеме с общим эмиттером (см. приложение Е, формулы (Е.6), (Е.7)):

$$|Y_{12\text{э}}| = 2\pi f_{\text{сmax}} C_{\text{к}} = 2 \cdot 3,14 \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 1,2 \cdot 10^{-12} = 0,23 \cdot 10^{-3} \text{ См}. \quad (3.29)$$

$$|Y_{21\text{э}}| = \frac{|h_{21\text{э}}| f_s}{h_{11\text{б}} (1 + |h_{21\text{э}}|) \sqrt{f_s^2 + f_{\text{сmax}}^2}} = \frac{37 \cdot 817 \cdot 10^6}{13(1 + 37) \sqrt{(817 \cdot 10^6)^2 + (30 \cdot 10^6)^2}} \approx \\ \approx 77 \cdot 10^{-3} \text{ См}; \quad (3.30)$$

Рассчитываем коэффициент устойчивого усиления транзистора КТ368 в схеме с общим эмиттером (см. приложение Е, таблица Е.1)

$$K_{\text{уст1}} = \sqrt{0,2 \frac{|Y_{21\text{э}}|}{|Y_{12\text{э}}|}} = \sqrt{0,2 \frac{77 \cdot 10^{-3}}{0,23 \cdot 10^{-3}}} \approx 8,2. \quad (3.31)$$

Поскольку требуемый резонансный коэффициент усиления УРЧ превышает устойчивый $K_{\text{урч}} = 50 > K_{\text{уст1}} = 8,2$, то в соответствии с условием (3.21) выбираем резонансный коэффициент усиления каскада $K_{\text{к}} = 7 < K_{\text{уст1}} = 8,2$ и по формуле (3.22) находим необходимое число каскадов УРЧ

$$n = 1 + \text{Int}\left(\frac{\lg K_{\text{урч}}}{\lg K_{\text{к}}}\right) = 1 + \text{Int}\left(\frac{\lg 50}{\lg 7}\right) = 2.$$

Уточняем значение резонансного коэффициента усиления УРЧ $K_{\text{урч}} = K_{\text{к}}^n = 7^2 = 49$.

Выбираем транзистор первого смесителя того же тип, что и в УРЧ, и рассчитываем модули передаточных проводимостей транзистора КТ368 в режиме преобразования частоты принимаемого сигнала (см. приложение Е, формулы (Е.18) и (Е.19)):

$$|Y_{12\text{пр1}}| \approx 2 \pi f_{\text{пр1}} C_{\text{к}} = 2 \cdot 3,14 \cdot 35 \cdot 10^6 \cdot 1,2 \cdot 10^{-12} \approx 0,2 \cdot 10^{-3} \text{ См};$$

$$|Y_{21\text{пр1}}| \approx 0,25 |Y_{21\text{э}}(f_{\text{сmax}})| = 0,25 \cdot 77 \cdot 10^{-3} \approx 19 \cdot 10^{-3} \text{ См}.$$

Находим устойчивый коэффициент передачи первого смесителя (см. приложение Е, таблица Е.1)

$$K_{\text{уст2}} \approx \sqrt{0,2 \frac{|Y_{21\text{пр1}}|}{|Y_{12\text{пр1}}|}} = \sqrt{0,2 \frac{19 \cdot 10^{-3}}{0,2 \cdot 10^{-3}}} \approx 4,4. \quad (3.32)$$

В соответствии с условием (3.21) выбираем коэффициент передачи первого смесителя $K_{\text{см1}} = 3 < K_{\text{уст2}} = 4,4$, и определяем напряжение на выходе ФСИ1

$$U_{\text{ФСИ1 вых}} = U_{\text{см1 вх}} K_{\text{см1}} K_{\text{ФСИ1}} = 30 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 0,3 = 27 \text{ мкВ}.$$

Поскольку полученное значение напряжения меньше минимально допустимого значения 100 мкВ (см. таблицу 3.3), то необходимо в тракте первой ПЧ использовать усилитель. Выбираем уровень входного напряжения второго смесителя $U_{\text{см2 вх}} = 200 \text{ мкВ} > 100 \text{ мкВ}$, и определяем необходимый коэффициент усиления УПЧ1

$$K_{\text{упч1}} = \frac{U_{\text{см2 вх}}}{U_{\text{ФСИ1}}} = \frac{200 \cdot 10^{-6}}{27 \cdot 10^{-6}} \approx 7,4. \quad (3.33)$$

Так как найденный коэффициент усиления превышает устойчивый (3.32) $K_{УПЧ1} = 7,4 > K_{уст2} = 4,4$, то в соответствии с условием (3.21) выбираем резонансный коэффициент усиления каскада $K_K = 3 < K_{уст2} = 4,4$ и по формуле (3.24) определяем требуемое число каскадов УПЧ1

$$m = 1 + \text{Int}\left(\frac{\lg K_{УПЧ}}{\lg K_K}\right) = 1 + \text{Int}\left(\frac{\lg 7,4}{\lg 3}\right) = 2.$$

Находим уточненное значение коэффициента усиления УПЧ1 $K_{УПЧ} = K_K^m = 3^2 = 9$

Определяем модули Y -параметров транзистора КТ368А в режиме преобразования частоты (см. приложение Е, формулы (Е.18), (Е.19)):

$$|Y_{12пр2}| \approx 2\pi f_{пр2} C_K = 2 \cdot 3,14 \cdot 128 \cdot 10^3 \cdot 1,2 \cdot 10^{-12} \approx 0,96 \cdot 10^{-6} \text{ См};$$

$$\begin{aligned} |Y_{21пр2}| &\approx 0,25 |Y_{21э}(f_{пр1})| = \frac{0,25 |h_{21э}| f_s}{h_{11э} (1 + |h_{21э}|) \sqrt{f_s^2 + f_{пр1}^2}} = \\ &= \frac{0,25 \cdot 37 \cdot 817 \cdot 10^6}{13(1 + 37) \sqrt{(817 \cdot 10^6)^2 + (35 \cdot 10^6)^2}} \approx 19 \cdot 10^{-3} \text{ См}. \end{aligned}$$

Находим устойчивый коэффициент передачи второго смесителя (см. приложение Е, таблица Е.1)

$$K_{уст3} \approx \sqrt{0,2 \frac{|Y_{21пр2}|}{|Y_{12пр2}|}} = \sqrt{0,2 \frac{19 \cdot 10^{-3}}{0,96 \cdot 10^{-6}}} \approx 63.$$

Исходя из условия (3.21), выбираем коэффициент передачи второго смесителя $K_{СМ2} = 20 < K_{уст3} = 63$, и определяем резонансный коэффициент усиления УПЧ2

$$\begin{aligned} K_{УПЧ2} &= \frac{K_{ЛТ}}{K_{ВЦ} K_{УРЧ} K_{СМ1} K_{ФС1} K_{УПЧ1} K_{СМ2} K_{ФС2}} = \\ &= \frac{7 \cdot 10^3}{0,15 \cdot 49 \cdot 3 \cdot 0,3 \cdot 9 \cdot 20 \cdot 0,2} \approx 30. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Для реализации УПЧ2 выбираем транзистор КТ315Б, имеющий следующие параметры: граничная частота усиления — $f_{гр} = 250$ МГц, модуль коэффициента усиления тока базы в схеме с общим эмиттером на частоте 1 кГц — $\beta_0 = 50 \dots 350$, постоянная времени цепи обратной связи — $\tau_k = 500$ пс, емкость коллектор-база — $C_{кб} = 7$ пФ, параметр транзистора — $\xi = 3$.

Поскольку частота $f_{пр2}$ мала по сравнению с граничной частотой крутизны транзистора КТ315Б $f_{пр2} = 128$ кГц $\ll f_{Y21} = 250$ МГц, то можно принять, что $h_{21э} \approx \beta_{min} = 50$.

Используя формулу (3.25), определяем активное сопротивление базы транзистора КТ315Б

$$r_6 = \frac{\tau_k \xi}{C_{кб}} = \frac{500 \cdot 10^{-12} \cdot 3}{7 \cdot 10^{-12}} = 214 \text{ Ом},$$

Полагая эмиттерный ток покоя транзистора $I_{э0} = 2$ мА, и используя формулу (3.27), находим входное сопротивление транзистора КТ315Б в схеме с общей базой на низкой частоте

$$h_{116} = \frac{\varphi_T}{I_{э0}} + \frac{r_6}{h_{21э}} = \frac{25,6 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}} + \frac{214}{50} \approx 17 \text{ Ом}.$$

Определяем граничную частоту прямой передаточной проводимости транзистора КТ315Б по формуле (3.28)

$$f_s = \frac{f_{гр} h_{116}}{r_6} = \frac{250 \cdot 10^6 \cdot 17}{214} \approx 20 \text{ МГц}.$$

Находим крутизну транзистора КТ315Б на частоте $f_{пр2} = 128$ кГц по (см. приложение Е, формула (Е.7))

$$\begin{aligned} |Y_{21э}| &= \frac{|h_{21э}| f_s}{h_{116} (1 + |h_{21э}|) \sqrt{f_s^2 + f_{пр2}^2}} = \frac{50 \cdot 20 \cdot 10^6}{17(1 + 50) \sqrt{(20 \cdot 10^6)^2 + (128 \cdot 10^3)^2}} \approx \\ &\approx 57 \cdot 10^{-3} \text{ См}. \end{aligned}$$

Находим модуль обратной передаточной проводимости транзистора КТ315Б в схеме с общим эмиттером на частоте $f_{пр2} = 128$ кГц (см. приложение Е, формула (Е.6))

$$|Y_{12э}| = 2\pi f_{пр2} C_k = 2 \cdot 3,14 \cdot 128 \cdot 10^3 \cdot 7 \cdot 10^{-12} \approx 5,6 \cdot 10^{-6} \text{ См.}$$

По формуле (3.31) вычисляем коэффициент устойчивого усиления транзистора КТ315Б (см. приложение Е, таблица Е.1)

$$K_{уст4} = \sqrt{0,2 \frac{|Y_{21э}|}{|Y_{12э}|}} = \sqrt{0,2 \frac{57 \cdot 10^{-3}}{5,6 \cdot 10^{-6}}} \approx 45.$$

Так как требуемый резонансный коэффициент усиления УПЧ2 меньше устойчивого $K_{УПЧ2} = 30 < K_{уст4} = 45$, то УПЧ2 может быть реализован в виде одного каскада.

3.7. Выбор схемы гетеродина

Если заданная относительная нестабильность частоты гетеродина 10^{-4} и более, то в качестве гетеродина можно использовать *LC*-автогенератор без кварцевой стабилизации частоты.

Если нестабильность частоты гетеродина 10^{-5} и менее, то в качестве перестраиваемого гетеродина необходимо использовать синтезатор частоты с опорным кварцевым генератором, а в качестве неперестраиваемого гетеродина — кварцевый генератор. Сведения об относительной нестабильности частоты различных генераторов приведены в таблице 3.4.

Таблица 3.4 — Относительная нестабильность частоты генераторов

Вид генератора	Относительная нестабильность частоты
Многодиапазонный <i>LC</i> -автогенератор с плавной перестройкой	$10^{-3} \dots 5 \cdot 10^{-4}$
Однодиапазонный <i>LC</i> -автогенератор с плавной перестройкой	$3 \cdot 10^{-4} \dots 10^{-4}$
Кварцевый генератор	10^{-5}
Термостатированный кварцевый генератор	10^{-6}
Синтезатор частоты с опорным термостатированным и термокомпенсированным кварцевым генератором	$10^{-7} \dots 10^{-8}$

В вещательных приемниках в качестве перестраиваемого гетеродина обычно используют *LC*-автогенератор, перестраиваемый в диапазоне частот от 0,1 до 30 МГц с помощью конденсатора переменной емкости, а в диапазоне частот от 64 до 108 МГц — с помощью варикапов.

В вещательных приемниках первого и высшего классов в качестве гетеродина может использоваться синтезатор частоты с цифровым управлением и

опорным кварцевым генератором, в котором в качестве колебательной цепи используется кварцевый резонатор.

В профессиональных приемниках с двойным преобразованием частоты в качестве перестраиваемого гетеродина, как правило, используют синтезатор частоты, с цифровым управлением. Опорный генератор такого синтезатора представляет собой термостатированный кварцевый генератор с частотой 5...10 МГц и нестабильностью частоты 10^{-6} ... 10^{-8} .

Неперестраиваемый гетеродин приемника обычно реализуют либо в виде кварцевого генератора, либо в виде неперестраиваемого синтезатора частоты, использующего тот же опорный генератор, что и перестраиваемый синтезатор частоты.

Блок управления настройкой современных связных приемников реализуют на базе микроконтроллера, сопряженного с клавиатурой и цифровым индикатором частоты настройки. Микроконтроллер обеспечивает цифровое управление перестраиваемым синтезатором частоты и преселектором.

3.8. Выбор схемы детектора

Выбор детектора определяется видом модуляции принимаемого сигнала.

Амплитудные детекторы используют в приемниках для детектирования сигналов с амплитудной модуляцией, а также в качестве выпрямителя в системах АРУ [4, 5].

Для детектирования двухполосного сигнала с непрерывной амплитудной модуляцией (излучение *A3E*) и амплитудной манипуляцией (излучения: *A1A*, *A1B*) применяют последовательный диодный детектор.

Для детектирования однополосных АМ сигналов, как правило, применяют синхронный детектор, реализуемый на основе микросхем аналоговых перемножителей сигналов типа 525ПС, 526ПС, AD831, AD834, AD835 (*Analog Devices*), SA612A, TCA240 (*Philips*) и т. п. На один вход перемножителя подают детектируемый АМ сигнал, а на другой вход — опорный сигнал промежуточной частоты.

При детектировании однополосного АМ сигнала с полной несущей (излучения: *H1A*, *H3E*, *H1B*) или частично подавленной несущей (излучения: *R1A*, *R1B*, *R1D*, *R3E*) опорный сигнал формируют путем выделения остатка несущей из выходного сигнала УПЧ с помощью узкополосного фильтра и усилителя ограничителя (см. приложение Г, рис. Г.1) [2, 4].

При детектировании однополосного АМ сигнала с полностью подавленной несущей (излучения: *J3E*, *J1A*) опорный сигнал вырабатывают с помощью синтезатора частоты или отдельного генератора, перестраиваемого в небольшом диапазоне [5]. Для детектирования однополосных сигналов с амплитудной манипуляцией (излучения: *J1B*, *J1D*) более предпочтительным является использование квадратурного синхронного детектора.

Частотные и фазовые детекторы применяют в приемниках для демодуляции ЧМ и ФМ сигналов, а также в качестве частотных дискриминаторов в системах АПЧ. С целью подавления паразитной амплитудной модуляции в

приемниках ЧМ и ФМ сигналов между последним линейным каскадом УПЧ и частотным или фазовым детектором включают **усилитель-ограничитель** (см., рис. 3.3 — 3.4).

Для детектирования сигналов с непрерывной частотной модуляцией (излучение *F3E*) в вещательных и профессиональных приемниках обычно применяют частотно-фазовый детектор [5]. Такие детекторы реализуют на микросхемах типа K174УР3, K174УР7, 174ХА6, SA624, TBA120, TCA770 (*Philips*), и т. п., которые содержат в своей структуре усилитель-ограничитель и аналоговый перемножитель сигналов.

В простых вещательных приемниках может быть использован дробный частотный детектор [5], который обеспечивает подавление паразитной АМ входного сигнала в динамическом диапазоне 20...30 дБ, что позволяет исключить из схемы приемника усилитель-ограничитель. Кроме того, такой детектор вырабатывает постоянное напряжение, которое пропорционально среднему уровню детектируемого сигнала и может быть использовано в качестве управляющего напряжения в системе АРУ.

Для детектирования сигналов с частотной манипуляцией (излучения: *F1B*, *F1D*) применяют либо частотный детектор с расстроенными контурами, либо частотно-фазовый детектор [5].

Для детектирования фазоманипулированных сигналов при относительной фазовой телеграфии (излучение: *G1B*, *G1D*) применяют фазовый детектор, реализуемый на аналоговых перемножителях того же типа, что и синхронный детектор однополосных сигналов. При этом на один вход перемножителя подают текущую посылку детектируемого сигнала, а на другой вход — предшествующую посылку того же сигнала, задержанную на время, равное длительности посылки (см. рис. 3.4).

Для **детектирования сигналов стереовещания** применяют частотный детектор, после которого включают стереодекодер, преобразующий комплексный стереосигнал в звуковые сигналы левого и правого каналов (см. рис. 3.5).

3.9. Выбор ручных регулировок и устройств индикации

Основными ручными регулировками вещательного приемника являются регуляторы настройки, громкости и тембра [4, 5].

Для перестройки по частоте преселектора и гетеродина используют многосекционные конденсаторы переменной емкости (КПЕ), варикапы и варикапные матрицы. При механической перестройке отдельные секции КПЕ включают в колебательные контура входной цепи, УРЧ и гетеродина, в результате чего при повороте ротора КПЕ происходит одновременное изменение емкости во всех перечисленных выше цепях. При электронной перестройке в колебательные контура указанных цепей вместо секций КПЕ включают варикапы, ёмкость которых изменяют путем изменения напряжения, приложенного к варикапам. Электронная частотная перестройка по сравнению с механической перестройкой обеспечивает более высокое быстродействие и нечувствительность к механическим воздействиям (ударам, вибрациям и пр.).

В вещательных приемниках индикатор настройки часто реализуют в виде шкалы, на которую нанесены значения длины волны или частоты настройки и вдоль которой перемещается указатель настройки. Для этого с помощью верньерного устройства указатель настройки связывают с ручкой настройки (осью КПЕ или осью потенциометра, с которого снимается управляющее напряжение варикапов).

Для индикации частоты настройки используют также жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ), управляемые либо встроенным в приёмник цифровым частотомером, измеряющим частоту гетеродина с учетом поправки на значение промежуточной частоты, либо аналого-цифровым преобразователем, на вход которого подают напряжение, пропорциональное частоте настройки.

В профессиональных приемниках широкое применение находит дискретная перестройка преселектора и гетеродина. В этом случае переключение цифрового магазина ёмкостей или ступенчатое изменение напряжения на варикапах производят с помощью микропроцессорного устройства управления, сопряженного с клавиатурой. Одновременно с этим устройство управления перестраивает синтезатор частоты, используемый в качестве гетеродина, и изменяет показания цифрового индикатора частоты настройки приемника.

Для подстройки *LC*-контуров приемника при его изготовлении или ремонте используют подстроечные конденсаторы, а также подстраиваемые катушку индуктивности, которые обычно наматывают на диэлектрический каркас цилиндрической формы. Для изменения индуктивности внутрь каркаса вворачивают резьбовой ферритовый либо латунный сердечник. Ферритовые сердечники обеспечивают больший диапазон изменения индуктивности, но менее плавную подстройку и применяются в частотном диапазоне от 0,03 до 50 МГц. Латунные сердечники обеспечивают плавную подстройку в небольшом диапазоне изменения индуктивности и находят применение в частотном диапазоне от 50 до 250 МГц.

Для сопряжения настроек контуров преселектора и гетеродина в контур последнего включают дополнительные конденсаторы сопряжения [5, с. 192...194].

Регулятор громкости обычно включают либо на выходе детектора, либо на выходе предварительного каскада УНЧ.

В вещательных приемниках кроме регулятора громкости применяют регулятор тембра, который включают между маломощными каскадами УНЧ.

В качестве индикаторов уровня принимаемого сигнала в приемниках используют стрелочные, светодиодные и жидкокристаллические индикаторы, управляемые постоянной составляющей выходного напряжения амплитудного детектора непосредственно, либо после ее предварительного усиления. Аналогичные индикаторы могут применяться для контроля работы эквалайзера, режимов работы приемника (моно-стерео), напряжений питания и т. п.

3.10. Выбор системы автоматической регулировки усиления

В приемниках АМ сигналов вид системы АРУ, число и типы регулируемых каскадов выбирают, исходя из заданных динамических диапазонов изменения входного и выходного сигналов линейного тракта приёмника [4, с. 394...402]; [5, с. 323...331].

Определяют динамический диапазон АРУ

$$D_{\text{АРУ дБ}} = D_{\text{вх дБ}} - D_{\text{вых дБ}} \quad (3.34)$$

и находят число усилительных каскадов, охваченных системой АРУ, по формуле

$$n_{\text{АРУ}} = 1 + \text{Int} \left(\frac{D_{\text{АРУ дБ}}}{D_{0 \text{ дБ}}} \right), \quad (3.35)$$

где $D_{0 \text{ дБ}}$ — динамический диапазон регулировки усиления одного каскада.

Регулируемый каскад на биполярном транзисторе обеспечивает динамический диапазон регулировки усиления $D_{0 \text{ дБ}} \approx 10...20 \text{ дБ}$. Обычно управляющее напряжение АРУ подают в базовую цепь транзистора. Полярность управляющего напряжения выбирают так, чтобы увеличение уровня принимаемого сигнала вызывало уменьшение тока эмиттера, что в свою очередь приводит к уменьшению крутизны транзистора, и, следовательно, коэффициента усиления регулируемого каскада.

Регулируемый каскад может быть построен на полевом транзисторе с двумя затворами, на один из которых подается усиливаемый сигнал, а на другой — управляющее напряжение АРУ. Такой каскад обеспечивает диапазон регулировки усиления $D_{0 \text{ дБ}} \approx 30...40 \text{ дБ}$. В данном случае используют зависимость крутизны транзистора от тока стока, который изменяется под действием управляющего напряжения АРУ. Приблизительно такой же диапазон регулировки усиления можно получить, используя в качестве регулируемого каскада ИС аналогового перемножителя сигналов.

В радиовещательных приемниках управляющее напряжение АРУ получают путем выделения низкочастотной части спектра выходного сигнала амплитудного детектора с помощью ФНЧ, который имеет полосу пропускания $F_{\text{ФНЧ}} \ll F_{\text{min}}$, где F_{min} — минимальная частота модулирующего сигнала. Выходной сигнал ФНЧ подают на один или несколько регулируемых каскадов линейного тракта. Обычно для этой цели используют каскады УПЧ.

В связанных приёмниках для получения управляющего напряжения АРУ применяют, как правило, отдельный амплитудный детектор. Иногда в таких приемниках в качестве регулируемых каскадов применяют диодные или транзисторные аттенюаторы с электронной перестройкой.

В связных приёмниках с широким динамическим диапазоном изменения входного сигнала (более 100 дБ) на входе преселектора может быть включен ступенчатый резистивный аттенуатор с ручным или автоматическим переключением ступеней ослабления.

3.11. Выбор системы автоматической подстройки частоты

Частотную АПЧ применяют в простых вещательных приемниках только при работе в УКВ диапазоне. В вещательных приемниках первого и высшего классов, а также в связных приемниках с перестраиваемым *LC*-гетеродином частотную АПЧ применяют при работе как в УКВ, так и в КВ диапазонах. В приемниках, в которых в качестве гетеродина используется синтезатор частоты, частотную АПЧ не применяют.

Фазовую АПЧ используют в приемниках однополосных сигналов с полной или частично подавленной несущей в блоках, формирующих опорное напряжение синхронного детектора, частота которого должна точно совпадать с промежуточной частотой приемника. Фазовая АПЧ применяется также в синтезаторах частоты

3.12. Выбор схемы низкочастотного тракта

В вещательных приемниках, а также в связных приемниках речевого сигнала целесообразно использовать УНЧ на базе микросхемы, которую выбирают, исходя из заданной выходной мощности приемника.

В аналоговых профессиональных приемниках дискретных и цифровых сигналов тракт приемника после детектора может быть реализован на цифровых интегральных микросхемах.

В пояснительной записке следует указать вид выбранного исполнительного устройства приемника (динамическая головка, головной телефон, телеграфный аппарат, ЭВМ и т. п.).

3.13. Выбор схемы источника питания

Источник питания приемника выбирают, исходя из заданного вида питания (сетевое или автономное) и используя известные схемотехнические решения. При питании приемника от промышленной сети 220 В, 50 Гц источник питания может быть построен на базе трансформатора, выпрямителя и интегрального стабилизатора напряжения. Возможно также применение импульсного источника питания. При автономном питании приемника в качестве источника питания используют гальванические батареи или аккумуляторы.

3.14. Разработка структурной и принципиальной схем приемника

Предварительный расчет приемника завершается составлением его структурной схемы и кратким описанием ее работы.

На структурной схеме приемника должны быть указаны все функциональные блоки линейного тракта, гетеродины, детектор, блоки тракта низкой частоты

ты, блоки систем АРУ и АПЧ, динамические головки (для вещательного приемника), все ручные регулировки (настройка, громкость, тембр, стереобаланс и др.), источники питания, переключатели и индикаторы. В этом отношении структурные схемы, приведенные в приложении Г, являются упрощенными и содержат укрупненные блоки приемника, поясняющие только принцип его построения.

В соответствии с разработанной структурной схемой составляется принципиальная электрическая схема приемника, которая должна содержать:

- антенный вход либо антенну, если последняя встроена непосредственно в приемник (магнитная или телескопическая антенна);
- все каскады, реализующие блоки структурной схемы приемника;
- электромагнитные экраны контурных катушек частотно-избирательных цепей;
- ручные регулировки (громкость, тембр, стереобаланс и др.);
- органы подстройки (подстроечные конденсаторы, ферритовые сердечники катушек индуктивности, подстроечные потенциометры и т. п.);
- схемы цепей АРУ и АПЧ;
- соединительные и коммутационные элементы (разъёмы печатных узлов, клеммы, переключатели, тумблеры, кнопки и т. п.);
- источники питания (стабилизированный выпрямитель при питании от сети или гальванические элементы при автономном питании), включая предохранители и индикатор включения;
- динамические головки (в случае вещательного приемника);
- выходы УНЧ или преобразователей уровня, к которым подключают внешние исполнительные устройства (дополнительные динамические головки, головные телефоны, телеграфный аппарат, ЭВМ и т. п.).

Если в приемнике используется перестраиваемый синтезатор частоты, то последний может быть указан только на структурной схеме приемника. При этом на принципиальной схеме необходимо поместить таблицу с указанием входов и выходов схемы, подключенных к синтезатору частоты.

В случае проектирования цифрового приемника необходимо представить полную структурную схему приемника, принципиальную схему линейного тракта с указанием в виде таблицы входов и выходов схемы, подключенных к цифровому сигнальному процессору, синтезатору частоты и блоку управления.

4. РАСЧЕТ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

4.1. Общие соображения по выбору входной цепи

В вещательных приемниках обычно применяют одноконтурные входные цепи с ненастроенной антенной (рис. 4.1). При этом различают ёмкостную, индуктивную и комбинированную связь входной цепи с антенной.

Входные цепи с ёмкостной связью с антенной (рис. 4.1, а, б, в) отличаются простотой и достаточно большим резонансным коэффициентом передачи по напряжению. Недостатком ёмкостной связи является увеличение резонансного коэффициента передачи входной цепи с ростом частоты настройки. Поэтому ёмкостную связь используют в приемниках с небольшим коэффициентом перекрытия частотного диапазона $k_{\text{пд}} \leq 1,2 \dots 1,3$.

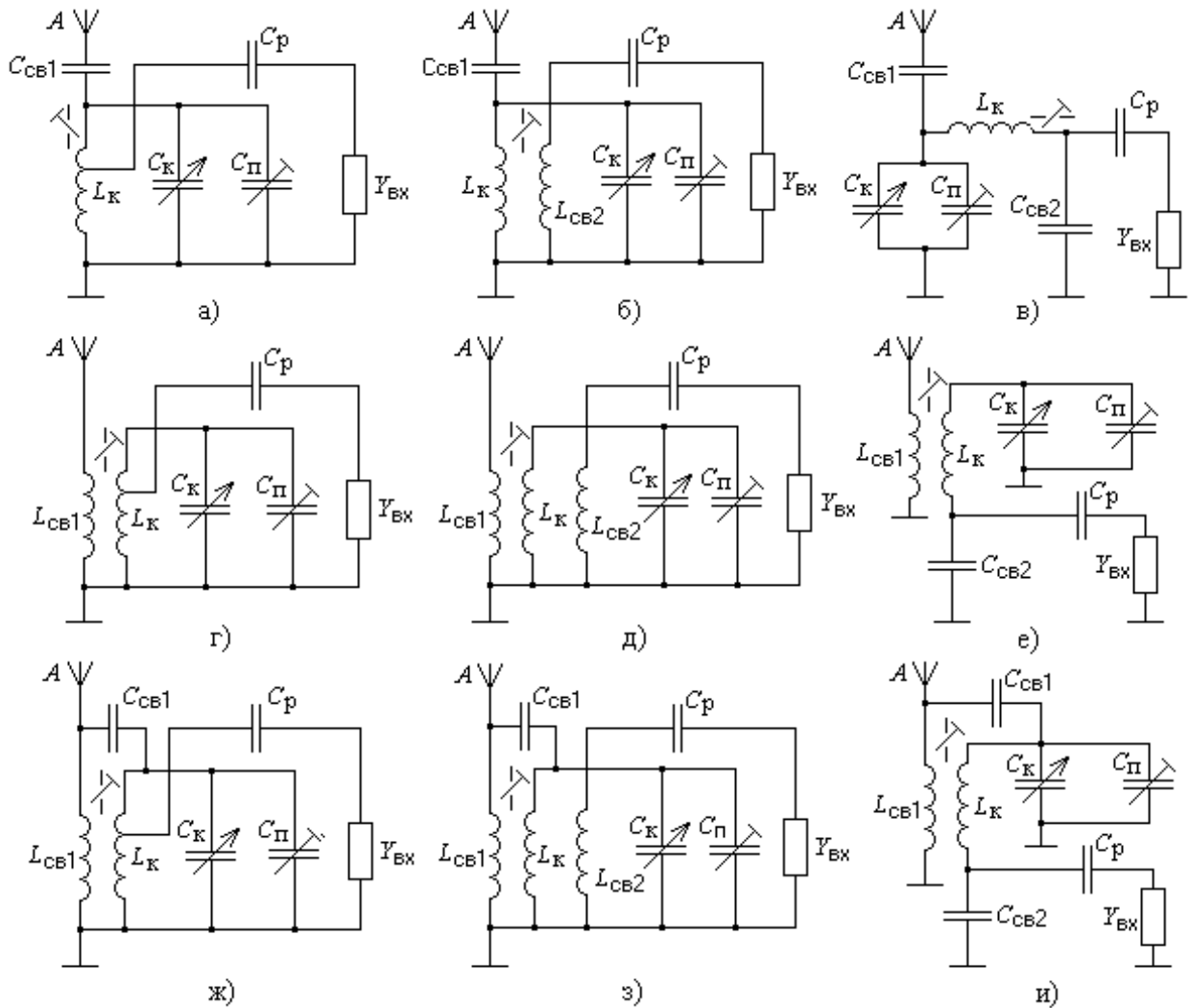
Индуктивную связь с антенной реализуют с помощью трансформаторного или автотрансформаторного подключения входной цепи к антенне (рис. 4.1, г, д, е). При этом обычно используют режим удлинения, при котором резонансная частота f_{0A} антенной цепи, состоящей из собственной емкости антенны C_A (на рис. 4.1 не показана) и катушки связи $L_{\text{св1}}$, удовлетворяет условию $f_{0A} < f_{\text{сmin}}$. В режиме удлинения резонансный коэффициент передачи преселектора изменяется по диапазону незначительно. Недостатком индуктивной связи является пониженная избирательность на частотах, близких к резонансной частоте f_{0A} антенной цепи.

Комбинированную связь с антенной реализуют с помощью совместной индуктивно-ёмкостной связи (рис. 4.1, ж, з, и). Комбинированная связь с антенной сложнее других видов связи, но благодаря совместному действию обоих видов связи обеспечивает большие значения резонансного коэффициента передачи входной цепи при малом его изменении по диапазону и высокую частотную избирательность.

Для уменьшения влияния антенны на входную цепь обычно выбирают слабую связь между ними, которая кроме улучшения частотной избирательности обеспечивает возможность работы приемника с антеннами, имеющими большой разброс параметров.

Для ослабления влияния на входную цепь следующего за ней каскада используют частичное подключение этого каскада в LC -контур с помощью автотрансформатора (см. рис. 4.1 а, г, ж), трансформатора (см. рис. 4.1 б, д, з) или ёмкостного делителя напряжения (см. рис. 4.1, в, е, и), обеспечивающего внутреннюю ёмкостную связь каскада в LC -контуром.

Поскольку внутренняя ёмкостная связь входной цепи со следующим каскадом характеризуется уменьшением коэффициента передачи с ростом частоты принимаемого сигнала, то такую связь обычно сочетают с внешней ёмкостной связью входной цепи с антенной (см. рис. 4.1, в).



A — антенна; $C_{св1}, C_{св2}$ — емкости связи; $L_{св1}, L_{св2}$ — индуктивности связи;
 L_k — индуктивность контура; C_k — настроенная емкость контура;
 C_{Π} — подстроечная емкость контура; C_p — разделительная емкость;
 $Y_{вх}$ — входная проводимость следующего каскада

Рис. 4.1 — Одноконтурные входные цепи, настраиваемые с помощью КПЕ

Индуктивную (автотрансформаторную или трансформаторную) связь входной цепи со следующим каскадом выгоднее использовать совместно с индуктивной связью входной цепи с антенной в режиме удлинения (см. рис. 4.1, г, д), или с комбинированной связью входной цепи с антенной (см. рис. 4.1, ж, з), поскольку коэффициент передачи индуктивной связи мало зависит от частоты принимаемого сигнала.

В профессиональных приемниках и радиовещательных приемниках высокого класса применяют двухконтурные входные цепи с трансформаторной связью как с антенно-фидерным трактом, так и со следующим каскадом, перестраиваемые с помощью варикапов (рис. 4.2). Антенно-фидерный тракт показан на рис. 4.2 в виде эквивалентной схемы, состоящий из источника ЭДС $E_A(t)$, емкости C_A и сопротивления R_A . В цепь управления емкостью вари-

капов включен фильтр $R_{\phi 1}$, $R_{\phi 2}$, C_{ϕ} , который исключает возможность высокочастотной связи между контурами входной цепи.

Обе входные цепи, изображенные на рис. 4.2 имеют внешнюю емкостную связь между контурами и отличаются только видом внутренней связи между контурами. Одна входная цепь (см. рис. 4.2, а) имеет внутреннюю емкостную связь, а другая входная цепь (см. рис. 4.2, б) — внутреннюю индуктивную связь между контурами.

На основании технического задания и результатов предварительного расчета структурной схемы приемника определяют исходные данные для расчета входной цепи:

- минимальная $f_{c \min}$ и максимальная $f_{c \max}$ частоты принимаемого сигнала;
- сопротивление и емкость антенны R_A , C_A ;
- приближенное значение резонансного коэффициента передачи входной цепи, полученное при расчете структурной схемы (см. п. 3.6.2).

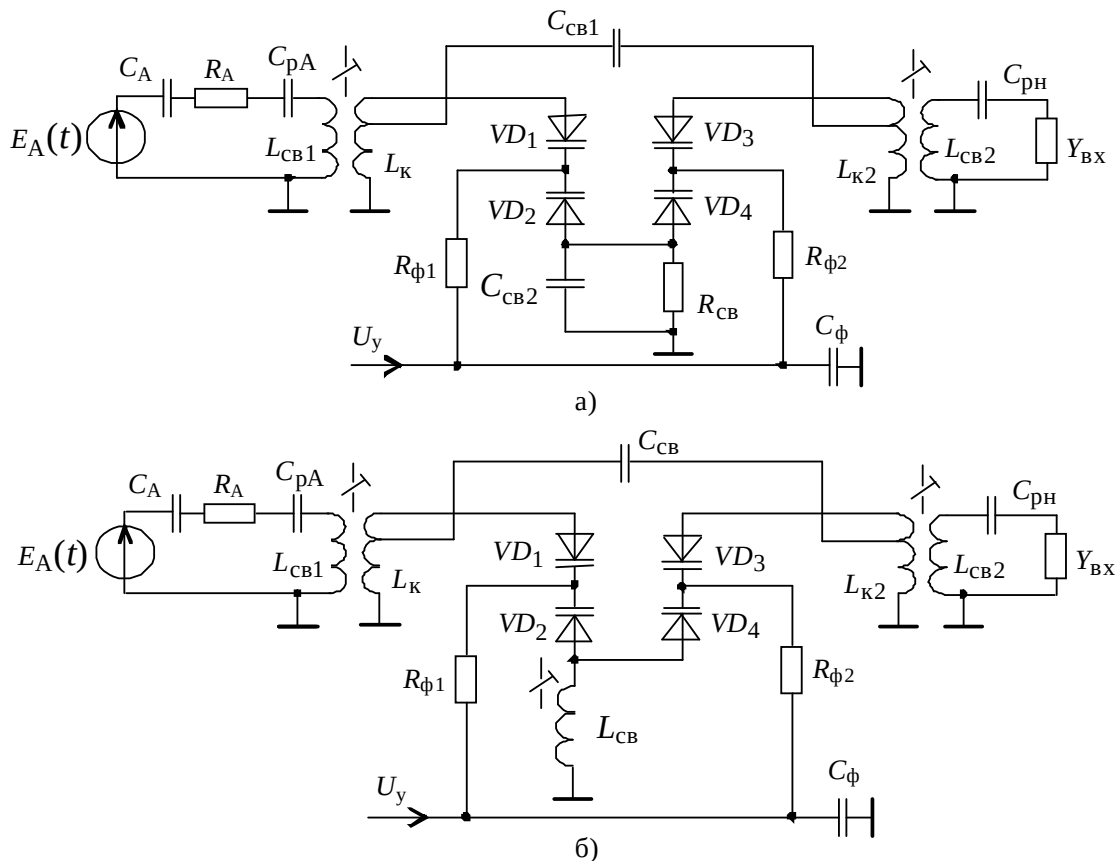


Рис. 4.2 — Двухконтурные входные цепи, настраиваемые с помощью варикапов

4.2. Расчет входной цепи с емкостной связью с антенной

Последовательность расчета входной цепи с емкостной связью с антенной приведена на примере цепи (рис. 4.1, в).

В соответствии с частотным диапазоном приемника выбирают из таблиц 4.1 и 4.2 приближенные значения минимальной настроечной емкости контура C_{kmin} , средней емкости подстроечной ёмкости контура $C_{пср}$, емкости монтажа C_M и собственной емкости катушки индуктивности C_L .

При выборе емкости C_{kmin} следует стремиться к ее уменьшению, так как при этом повышается добротность контура, что позволяет увеличить частотную избирательность входной цепи. Однако уменьшение емкости C_{kmin} до уровня, сравнимого с паразитными емкостями, приводит к ухудшению стабильности частотной характеристики входной цепи.

С учетом выбранных значений рассчитывают постоянную составляющую емкости контура

$$C_{\text{пост}} \approx C_L + C_{\text{пср}} + C_M. \quad (4.1)$$

Таблица 4.1 — Параметры перестраиваемых LC-контуров

Диапазон частот, МГц	d	q	C_{kmin} , пФ	$C_{пср}$, пФ	C_M , пФ
<0,1	0,015...0,02	1,1...1,2	15...30	8...15	10...15
0,1...3	0,01...0,015	1,1...1,3	12...25	6...11	5...10
3...30	0,006...0,01	1,2...1,4	5...15	3...8	3...5
30...300	0,004...0,006	1,2...1,5	2...5	1...3	1...3

Примечание. В таблице использованы следующие условные обозначения:

d — собственное затухание контура; $q = d_э/d$ — постоянный коэффициент; $d_э$ — эквивалентное затухание нагруженного контура; C_{kmin} — минимальная настроечная емкость контура; $C_{пср}$ — средняя емкость подстроечного конденсатора; C_M — емкость монтажа.

Таблица 4.2 — Параметры катушек индуктивности

Диапазон частот, МГц	Минимальная индуктивность, мкГн	Паразитная емкость катушки, пФ	Собственная добротность	
			без сердечника	с ферритовым сердечником
0,003...0,3	50...15	20...10	10...50	80...120
0,3...3	15...5	10...5	40...100	100...160
3...30	5...0,5	5...2	60...150	100...180
30...200	0,5...0,05	2...1	100...200	100...200

Находят минимальную эквивалентную емкость контура

$$C_{эmin} \approx C_{kmin} + C_{\text{пост}}. \quad (4.2)$$

Определяют требуемый коэффициент перекрытия частотного диапазона приемника

$$k_{\text{пд}} = \frac{f_{\text{с max}}}{f_{\text{с min}}}, \quad (4.3)$$

где $f_{\text{с max}}$ и $f_{\text{с min}}$ — максимальная и минимальная частоты принимаемого сигнала.

Рассчитывают требуемое максимальное значение настроечной емкости

$$C_{\text{к max}} = (C_{\text{к min}} + C_{\text{пост}})k_{\text{пд}}^2 - C_{\text{пост}}. \quad (4.4)$$

В случае механической настройки входной цепи тип конденсатора переменной емкости (КПЕ), минимальная C_{min} и максимальная C_{max} емкости которого близки к рассчитанным значениям $C_{\text{к min}}$, $C_{\text{к max}}$ соответственно и удовлетворяют условиям $C_{\text{min}} \leq C_{\text{к min}}$, $C_{\text{max}} \geq C_{\text{к max}}$.

В случае электронной настройки по найденным значениям $C_{\text{к min}}$, $C_{\text{к max}}$ выбирают тип варикапа или варикапной матрицы и по справочным данным [10, 11] находят пределы изменения управляющего напряжения, обеспечивающие требуемый диапазон изменения емкости варикапов.

Рассчитывают уточненное значение средней емкости подстроечного конденсатора

$$C_{\text{п ср у}} = \frac{C_{\text{max}} - k_{\text{пд}}^2 C_{\text{min}}}{k_{\text{пд}}^2 - 1} - C_L - C_M. \quad (4.5)$$

С учетом найденного значения $C_{\text{п ср у}}$ выбирают тип подстроечного конденсатора.

Рассчитывают индуктивность контура

$$L_{\text{к}} = \frac{1}{(2\pi f_{\text{с max}})^2 C_{\text{э min}}}. \quad (4.6)$$

Проверяют условие реализуемости контурной индуктивности $L_{\text{к}}$

$$L_{\text{к}} \geq L_{\text{min}}, \quad (4.7)$$

где L_{min} — минимально допустимое значение индуктивности контура, выбранное из таблицы 4.2 с учетом частотного диапазона приемника.

Если условие (4.7) не выполняется, то выбирают меньшие значения емкостей $C_{н min}$, $C_{п ср}$ и выполняют повторный расчет по формулам (4.2)...(4.7).

С учетом частотного диапазона приемника выбирают из таблицы 4.1 значения собственного затухания контура d и коэффициента q , и определяют эквивалентное затухание нагруженного контура

$$d_{\text{э}} = qd. \quad (4.8)$$

Исходя из условия (3.20), выбирают тип транзистора для следующего каскада (УРЧ или смесителя) и рассчитывают параметры транзистора $r_{\text{б}}$, f_s по формулам (3.25), (3.28) соответственно.

Определяют активную входную проводимость $g_{\text{вх}}$ следующего каскада на частоте $f_{\text{с max}}$. Например, если следующий каскад собран на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, входную проводимость определяет по формуле (Е.1) (см. приложение Е), которая после преобразований имеет вид

$$g_{\text{вх}} = g_{11\text{э}} = \frac{f_{\text{гр}} f_s + \beta_0 f_{\text{с max}}^2}{\beta_0 r_{\text{б}} (f_s^2 + f_{\text{с max}}^2)}.$$

Находят емкость внешней связи входной цепи с антенной

$$C_{\text{св1}} \approx C_A \sqrt{\frac{2d_{\text{э}}(C_{\text{к max}} + C_{\text{к min}})}{C_{\text{к max}} - C_{\text{к min}}}}. \quad (4.9)$$

Определяют коэффициент включения следующего каскада к контуру

$$p = \sqrt{\frac{1}{2\pi f_{\text{с max}} L_{\text{к}} g_{\text{вх}}}} \left[d_{\text{э}} - d - \frac{R_A C_{\text{св1}}^2}{2\pi f_{\text{с max}} L_{\text{к}} (C_{\text{св1}} + C_{\text{сх}} + C_{\text{к min}})^2} \right]. \quad (4.10)$$

Рассчитывают емкость внутренней связи входной цепи со следующим каскадом

$$C_{\text{св2}} \approx \frac{(C_{\text{к min}} + C_{\text{м}})(1 - p^2) + C_{\text{вх}} p^2}{p}, \quad (4.11)$$

где $C_{\text{вх}}$ — входная емкость следующего каскада, которая при использовании биполярного транзистора равна емкости база-эмиттер $C_{\text{вх}} = C_{\text{бэ}}$, а при использовании полевого транзистора — емкости затвор-исток $C_{\text{вх}} = C_{\text{зи}}$ (см. приложение Е).

Находят уточненное значение средней емкости подстроечного конденсатора

$$C_{п\text{ ср } y} = C_{пост\text{ н}} - C_L - \frac{C_{св1}(C_{св2} + C_{вх})}{C_{к\text{ min}} + C_{св2} + C_{вх}} - p^2(C_{вх} + C_{м}) \quad (4.12)$$

и выбирают тип подстроечного конденсатора, средняя емкость которого близка к найденному значению.

Если из (4.12) получаем $C_{п\text{ ср } y} < 0$, то необходимо уменьшить емкость связи $C_{св1}$ или коэффициент включения p или обе указанные величины, после чего необходимо рассчитать новое значение $C_{п\text{ ср } y}$ (4.12). Если емкость (4.12) существенно превышает выбранное ранее приближенное значение средней емкости $C_{п\text{ ср}}$ (4.2), то выбирают подстроечный конденсатор, средняя емкость которого близка к $C_{п\text{ ср}}$, и рассчитывают емкость дополнительного конденсатора

$$C_{доп} \approx C_{пост\text{ у}} - C_{пост} \quad (4.13)$$

При выборе типов контурных конденсаторов следует отдавать предпочтение конденсаторам с меньшей температурной нестабильностью и меньшими потерями, т. е. имеющими меньшие значения ТКЕ и $\text{tg}\delta$.

Определяют емкость разделительного конденсатора

$$C_p = \frac{50g_{вх}}{2\pi f_{с\text{ min}}}. \quad (4.14)$$

Находят резонансный коэффициент передачи входной цепи при настройке на частоты $f_{с\text{ min}}$ и $f_{с\text{ max}}$

$$K_{ВЦ} = \frac{p(2\pi f_c)^2 L_k C_{св1}}{d_э}. \quad (4.15)$$

Сравнивают полученные значения коэффициента передачи с приближенными значениями, полученным при расчете структурной схемы приемника. Если полученные значения существенно меньше приближенных, то следует скорректировать требуемые значения требуемых коэффициентов усиления блоков приемника, найденных при расчете его структурной схемы.

Определяют минимальную частотную избирательность входной цепи по зеркальному каналу, которая имеет место при ее настройке на частоту $f_{с\text{ max}}$,

$$Se_{зк\text{ дБ}} = 20\lg \sqrt{1 + \frac{1}{d_3^2} \left(\frac{f_{зк}}{f_{с\text{ max}}} - \frac{f_{с\text{ max}}}{f_{зк}} \right)^2}. \quad (4.16)$$

Если промежуточная частота удовлетворяет условию $f_{пр} < f_{с\text{ min}}$, то минимальная частотная избирательность входной цепи по прямому каналу имеет место при ее настройке на частоту $f_{с\text{ min}}$, и определяется

$$Se_{пр\text{ дБ}} = 20\lg \sqrt{1 + \frac{1}{d_3^2} \left(\frac{f_{с\text{ min}}}{f_{пр}} - \frac{f_{пр}}{f_{с\text{ min}}} \right)^2}. \quad (4.17)$$

Если приемник построен по принципу инфрадина, то минимальная избирательность входной цепи по прямому каналу имеет место при ее настройке на частоту $f_{с\text{ max}}$, и определяется

$$Se_{пр\text{ дБ}} = 20\lg \sqrt{1 + \frac{1}{d_3^2} \left(\frac{f_{пр}}{f_{с\text{ max}}} - \frac{f_{с\text{ max}}}{f_{пр}} \right)^2}. \quad (4.18)$$

Аналогичным образом выполняется расчёт других входных цепей с ёмкостной связью с антенной, показанных на рис. 4.1, а, б [2, 3].

4.3. Расчет входной цепи с трансформаторной связью с антенной

Последовательность расчета входной цепи с трансформаторной связью с антенной приведена на примере цепи (рис. 4.1, г).

Используя формулы (4.1)...(4.8), рассчитывают параметры входной цепи и следующего за ней каскада аналогично п. 4.2 и выбирают тип КПЕ или варикапов, используемых для настройки входной цепи.

Находят индуктивность катушки связи входной цепи с антенной, полагая, что входная цепь работает в режиме удлинения,

$$L_{св1} = \frac{k_{уд}^2}{(2\pi f_{с\text{ min}})^2 C_A}, \quad (4.19)$$

где C_A — емкость антенны; $k_{уд}=1,2...2$ — коэффициент удлинения антенны.

Определяют коэффициент включения УРЧ к контуру входной цепи

$$p = \sqrt{\frac{(d_3 - d) \left[(k_{yd}^2 k_{pd}^2 - 1)^2 - k_{pd}^3 (k_{yd}^2 - 1)^2 \right]}{2\pi f_{c \max} L_k g_{вх} \left[(k_{yd}^2 k_{pd}^2 - 1)^2 - k_{pd}^2 (k_{yd}^2 - 1)^2 \right]}}. \quad (4.20)$$

где $g_{вх}$ — активную входную проводимость следующего каскада на частоте $f_{c \max}$ (см. приложение Е).

Находят коэффициент связи входной цепи с антенной, обеспечивающий допустимое затухание контура,

$$k_{свз} = p\sqrt{B}. \quad (4.21)$$

Определяют резонансную частоту антенной цепи

$$f_A = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{св1}C_A}}. \quad (4.22)$$

Вычисляют коэффициент связи с антенной, обеспечивающий допустимую перестройку контура входной цепи,

$$k_{свп} \leq \sqrt{\frac{(f_{c \min}^2 - f_A^2)(f_{c \max}^2 - f_A^2)d_3}{f_A^2(f_{c \max}^2 - f_{c \min}^2)}}. \quad (4.23)$$

Выбирают коэффициент связи входной цепи с антенной из условий

$$k_{свА} \leq k_{свп}; k_{свА} \leq k_{свз}; k_{свА} \leq k_{свв}, \quad (4.24)$$

где $k_{свв} = 0,4...0,6$ — максимальный конструктивно выполнимый коэффициент связи входной цепи с антенной.

Уточняют среднее значение емкости подстроечного конденсатора

$$C_{пср} = C_{постн} - k_{свА}^2 C_A - C_L - p^2 (C_{вх} + C_M), \quad (4.27)$$

и выбирают тип подстроечного конденсатора, средняя емкость которого близка к найденному значению.

Используя по формулу (4.14) находят емкость разделительного конденсатора C_p .

Определяют резонансный коэффициент передачи входной цепи (рис. 4.1,г) на крайних частотах $f_{c \min}$ и $f_{c \max}$ диапазона приема

$$K_{ВЦ} = \frac{pk_{свА} k_{уд}^2 f_c^2 \sqrt{L_K}}{d_3 (k_{уд}^2 f_c^2 - f_{с min}^2) \sqrt{L_{св1}}}. \quad (4.28)$$

Частотную избирательность входной цепи по зеркальному и прямому каналам рассчитывают по формулам (4.16)...(4.18) соответственно.

При использовании входной цепи с трансформаторной связью как с антенной, так и со следующим каскадом (рис. 4.1, д) определяют индуктивность связи входной цепи со следующим каскадом

$$L_{св2} \approx \frac{1}{4\pi^2 f_{зк max}^2 C_{вх}}, \quad (4.25)$$

где $f_{зк max}$ — максимальная частота зеркального канала, которая при верхней настройке гетеродина равна $f_{зк max} = f_{с max} + 2f_{пр}$, а при нижней настройке гетеродина — $f_{зк max} = f_{с max} - 2f_{пр}$; $C_{вх}$ — входная емкость следующего каскада (см. приложение Е).

Находят коэффициент связи контурной катушкой L_K с катушкой связи $L_{св2}$

$$k_{св2} = p \sqrt{L_K / L_{св2}}. \quad (4.26)$$

С учетом (4.24), (4.26) определяют резонансный коэффициент передачи входной цепи (рис. 4.1, д) на частотах $f_{с min}$ и $f_{с max}$ по формуле

$$K_{ВЦ} = \frac{k_{св2} k_{свА} k_{уд}^2 f_c^2 \sqrt{L_K}}{d_3 (k_{уд}^2 f_c^2 - f_{с min}^2) \sqrt{L_{св1}}}. \quad (4.28)$$

Частотную избирательность входной цепи (рис. 4.1, д) по зеркальному и прямому каналам находят по формулам (4.16)...(4.18) соответственно.

Аналогичным образом выполняется расчёт других входных цепей с трансформаторной связью с антенной, показанных на рис. 4.1, д, е [2, 4].

4.4. Расчет входной цепи с комбинированной связью с антенной

Последовательность расчета входной цепи с комбинированной связью с антенной приведена на примере цепи (рис. 4.1, з).

Используя формулы (4.1)...(4.8) рассчитывают параметры входной цепи и следующего за ней каскада аналогично п. 4.2. и выбирают тип КПЕ или варикапов, используемых для перестройки входной цепи. По формуле (4.19) находят индуктивность связи $L_{св1}$ входной цепи с антенной аналогично п. 4.3.

Выбирают емкость связи $C_{св1}$, равной нескольким процентам от емкости антенны C_A , в диапазоне от 1 до 20 пФ.

Полагая, что входная цепь работает в режиме удлинения, находят коэффициент связи входной цепи с антенной, обеспечивающий допустимое затухание контура на частоте $f_{с min}$,

$$k_{св3} = \frac{C_{св1}(2\pi f_{с min})^2(k_{уд}^2 - 1)(k_{уд}^2 k_{пд}^2 - 1)\sqrt{L_K L_{св1}}}{k_{уд}^2}, \quad (4.29)$$

где $k_{уд}=1,2\dots 2$ — коэффициент удлинения антенны.

Определяют допустимый коэффициент включения следующего каскада в контур, обеспечивающий допустимое затухание контура на частоте $f_{с max}$,

$$p_D = \sqrt{\frac{d_э - d - d_{вн1} - d_{вн2}}{2\pi f_{с max} L_K g_{вх}}}, \quad (4.30)$$

где

$$d_{вн1} = \frac{R_A C_{св1}^2}{2\pi f_{с max} L_K (C_{пост} + C_{к min} + C_{св1})^2};$$

$$d_{вн2} = \frac{R_A k_{св3}^2 k_{уд}^2 k_{пд}^2}{2\pi f_{с max} L_{св1} (k_{уд}^2 k_{пд}^2 - 1)}.$$

Вычисляют по формуле (4.22) резонансную частоту антенной цепи и находят коэффициент связи входной цепи с антенной

$$k_{свp} \leq \sqrt{\frac{2(f_{с min}^2 - f_A^2)(f_{с max}^2 - f_A^2)d_э}{3f_A^2(f_{с max}^2 - f_{с min}^2)}}. \quad (4.31)$$

Из условий (4.24) выбирают коэффициент связи $k_{свA}$ контура входной цепи с антенной.

Выбирают коэффициент включения следующего каскада в контур входной цепи из условия

$$p \leq p_D. \quad (4.32)$$

Из условия (4.25) выбирают индуктивность связи $L_{св2}$ входной цепи со следующим каскадом, и вычисляют коэффициент связи $k_{св2}$ (4.26) между индуктивностями L_K и $L_{св2}$.

С учетом (4.5) определяют уточненное значение средней емкости подстроечного конденсатора

$$C_{п\ ср} = C_{пост\ у} - C_{м} - \frac{C_{св1}^2}{C_A} - p^2 C_{вх}. \quad (4.33)$$

и выбирают тип подстроечного конденсатора, средняя емкость которого близка к найденному значению.

Находят емкость разделительного конденсатора C_p по формуле (4.14).

Определяют резонансный коэффициент передачи входной цепи при ее настройке на частоты $f_{с\ min}$ и $f_{с\ max}$

$$K_{ВЦ} = \frac{p}{d_э} \left[(2\pi f_c)^2 L_K C_{св1} + \frac{k_{свA} k_{уд}^2 f_c^2}{k_{уд}^2 f_c^2 - f_{с\ min}^2} \sqrt{\frac{L_K}{L_{св1}}} \right]. \quad (4.34)$$

Используя формулы (4.16)...(4.18), определяют частотную избирательность входной цепи по зеркальному и прямому каналам.

Аналогичным образом выполняется расчёт других входных цепей с комбинированной связью с антенной (см. рис. 4.1, ж, и) [2, 4, 5].

4.5. Расчет двухконтурной входной цепи

Двухконтурная входная цепь с внешней и внутренней емкостной связью между контурами и трансформаторной связью с антенной и следующим каскадом показана на рис. 4.2, а. В двухконтурных входных цепях обычно используют LC -контура с идентичными параметрами элементов контура, что предполагается в приведенном ниже расчете.

Расчет двухконтурной входной цепи (см. рис. 4.2, а) выполняют в следующей последовательности. Поскольку в схеме отсутствует подстроечный конденсатор, то, полагая его емкость равной нулю $C_{п\ ср} = 0$ и используя формулы (4.1)...(4.8), рассчитывают следующие параметры входной цепи:

— минимальное $C_{к\ min}$ и максимальное $C_{к\ max}$ значения настроечной емкости контуров;

— индуктивность L_K контура;

— эквивалентное затухание $d_э$ нагруженных контуров.

Учитывая попарно последовательное включение варикапов $VD1, \dots, VD4$, определяют минимальную и максимальную емкости одного варикапа $C_{в\ min} = 2C_{к\ min}$, $C_{в\ max} = 2C_{к\ max}$, где $C_{к\ min}$, $C_{к\ max}$ — минимальное и максимальное значения настроечной емкости соответственно. Зная значения $C_{в\ min}$, $C_{в\ max}$, выбирают по справочным данным [10, 11] тип варикапа, который обеспечивает требуемое изменение емкости. При этом желательно, чтобы доб-

ротность варикапа была не менее 300...400. По справочным данным находят пределы изменения управляющего напряжения U_y , обеспечивающие требуемый диапазон изменения емкости варикапа. Следует иметь в виду, что минимальное значение напряжения U_y не должно быть менее (1...1,5) В. Если требуемое максимальное значение напряжения U_y превышает напряжение питания приемника, то для его получения следует предусмотреть либо отдельный источник питания, либо преобразователь напряжения питания основной схемы приемника в более высокое постоянное напряжение.

Рассчитывают среднюю частоту диапазона принимаемых сигналов

$$f_{\text{ср}} = (f_{\text{с max}} + f_{\text{с min}})/2. \quad (4.35)$$

Определяют собственную добротность контура $Q = 1/d$, и рассчитывают его резонансное сопротивление на средней частоте $f_{\text{ср}}$

$$R_0 = 2\pi f_{\text{ср}} L_{\text{к}} Q. \quad (4.35)$$

Определяют коэффициент трансформации между индуктивностями антенно-фидерной цепи $L_{\text{св1}}$ и первого контура $L_{\text{к1}}$, обеспечивающий согласование антенно-фидерного тракта и входной цепи,

$$p_1 = \sqrt{R_{\text{А}}/R_0}. \quad (4.37)$$

Определяют индуктивность катушки связи входной цепи с антенно-фидерной цепью

$$L_{\text{св1}} = \frac{L_{\text{к}} k_{\text{св1}}^2}{p_1^2}, \quad (4.38)$$

где $k_{\text{св1}} \leq 0,2$ — коэффициент связи между индуктивностями $L_{\text{св1}}$ и $L_{\text{к}}$.

Определяют сопротивление потерь катушки связи $L_{\text{св1}}$ на частоте $f_{\text{ср}}$

$$r_{\text{св1}} = \frac{2\pi f_{\text{ср}} L_{\text{св1}}}{0,9Q_{\text{св1}}}, \quad (4.39)$$

где $Q_{\text{св1}}$ — добротность катушки связи $L_{\text{св1}}$, которую выбирают из таблицы 4.2 с учетом частотного диапазона приемника.

Находят эквивалентную добротность антенной цепи на частоте $f_{\text{ср}}$

$$Q_A = \frac{2\pi f_{\text{ср}} L_{\text{св1}}}{R_A + r_{\text{св1}}}. \quad (4.40)$$

Вычисляют резонансную частоту антенны, и проверяют выполнение условия, соответствующего режиму удлинения,

$$f_A = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{св1}}C_A}} \leq 0,6 f_{\text{с min}}. \quad (4.41)$$

Если условие (4.41) не выполняется, то выбирают большее значение коэффициента связи $k_{\text{св1}}$, и повторно рассчитывают параметры входной цепи по формулам (4.38)...(4.41).

Определяют ориентировочное значение добротности нагруженного второго контура

$$Q_{\text{н2}} = Q/q, \quad (4.42)$$

где $q = 1,5...2$ — постоянный коэффициент, учитывающий влияние на второй контур следующего каскада.

С учетом типа транзистора, который был выбран при расчете структурной схемы (см. п. 3) для каскада, следующего за входной цепью, находят входную проводимость $g_{\text{вх}}$ этого каскада на средней частоте $f_{\text{ср}}$, используя формулы, приведенные в приложении Е.

Рассчитывают коэффициент трансформации между входной цепью и следующим каскадом

$$p_2 = \sqrt{\frac{(q-1)}{2\pi f_{\text{ср}} L_{\text{к}} Q_{\text{н2}} g_{11\text{э}}}}. \quad (4.43)$$

Находят индуктивность катушки связи входной цепи со следующим каскадом

$$L_{\text{св2}} = \frac{L_{\text{к}} p_2^2}{k_{\text{св2}}^2}, \quad (4.44)$$

где $k_{\text{св2}} \leq 0,2$ — коэффициент связи.

Оценивают собственное сопротивление потерь ненагруженных контуров

$$r_{\text{к}} = \frac{\sqrt{L_{\text{к}}}}{Q\sqrt{C_{\text{к min}} + C_{\text{пост}}}}. \quad (4.45)$$

Определяют уточненные значения эквивалентных добротностей нагруженных контуров

$$Q_{э1} = \frac{Q}{1 + \frac{p_1^2 R_0}{R_A}}; \quad (4.46)$$

$$Q_{э2} = \frac{Q}{1 + \frac{p_2^2 R_0}{R_H}}. \quad (4.47)$$

Выбирают значение параметра связи между контурами $\beta \approx 1$, при котором АЧХ входной цепи является одnogорбой с уплощенной вершиной, и определяют коэффициент связи между контурами

$$k_{св3} = \frac{1}{\sqrt{Q_{э1} Q_{э2}}}. \quad (4.48)$$

Вычисляют емкость контуров на средней частоте диапазона

$$C_{ср} = \frac{1}{(2\pi f_{ср})^2 L_K}. \quad (4.49)$$

Находят емкость конденсатора емкостной связи между контурами

$$C_{св1} = k_{св3} C_{ср}. \quad (4.50)$$

Если значение емкости (4.50) меньше пикофарады $C_{св1} < 1$ пФ и трудно реализуемо, то конденсатор внешнеемкостной связи $C_{св1}$ подключают к контурным индуктивностям $L_{к1}, L_{к2}$ по автотрансформаторной схеме с коэффициентом включения

$$p_3 = \sqrt{C_{св} / C_{св\ min}}. \quad (4.51)$$

Находят емкость конденсатора внутренней связи между контурами на средней частоте диапазона

$$C_{св2} = \frac{C_{ср}}{k_{св3}}. \quad (4.52)$$

Определяют резонансный коэффициент передачи входной цепи на частотах $f_{с\ min}$ и $f_{с\ max}$

$$K_{\text{ВЦ}} \approx \frac{p_1 p_2 \sqrt{Q_{\text{э}1} Q_{\text{э}2}}}{2 \left| 1 - \left(\frac{f_A}{f_c} \right)^2 \right|} \sqrt{\frac{L_K}{L_{\text{св}1}}} . \quad (4.53)$$

Определяют емкости разделительных конденсаторов в цепи антенны

$$C_{\text{рА}} = \frac{20}{(2\pi f_{\text{сmin}})^2 L_{\text{св}1}} \quad (4.54)$$

и в цепи нагрузки

$$C_{\text{рн}} \geq \frac{50}{2\pi f_{\text{сmin}} R_{\text{н}}} . \quad (4.55)$$

Выбирают сопротивления фильтра цепи управления емкостью варикапов из условия

$$R_0 \ll R_{\text{ф}} \ll R_{\text{обр}} , \quad (4.56)$$

где R_0 — резонансное сопротивление контура (4.35); $R_{\text{обр}}$ — обратное сопротивление варикапа.

Определяют емкость фильтра цепи управления варикапами

$$C_{\text{ф}} \geq \frac{50}{2\pi f_{\text{сmin}} R_{\text{ф}}} . \quad (4.57)$$

Находят минимальную избирательность входной цепи по зеркальному каналу, которая будет иметь место при настройке входной цепи на частоту $f_{\text{сmax}}$

$$Se_{\text{зк дБ}} = 20 \lg \left[\frac{1}{2d_{\text{э}}^2} \left(\frac{f_{\text{зк}}}{f_{\text{сmax}}} - \frac{f_{\text{сmax}}}{f_{\text{зк}}} \right)^2 \right] . \quad (4.58)$$

В случае $f_{\text{пр}} < f_{\text{сmin}}$ минимальную избирательность входной цепи по прямому каналу определяют по формуле

$$Se_{\text{пк дБ}} = 20 \lg \left[\frac{1}{2d_{\text{э}}^2} \left(\frac{f_{\text{сmin}}}{f_{\text{пр}}} - \frac{f_{\text{пр}}}{f_{\text{сmin}}} \right)^2 \right] . \quad (4.59)$$

Если приемник построен по принципу инфрадина, то $f_{\text{пр1}} > f_{\text{сmax}}$ и минимальную избирательность входной цепи по прямому каналу рассчитывают по формуле

$$Se_{\text{пк дБ}} = 20 \lg \left[\frac{1}{2d_9^2} \left(\frac{f_{\text{пр}}}{f_{\text{сmax}}} - \frac{f_{\text{сmax}}}{f_{\text{пр}}} \right)^2 \right]. \quad (4.60)$$

В случае двухконтурной входной цепи с внутренней индуктивной связью между контурами (рис. 4.2, б) расчет выполняют аналогично выше изложенному расчету двухконтурной входной цепи (рис. 4.1, а).

При этом определяют индуктивность внутренней связи между контурами по формуле

$$L_{\text{св3}} = k_{\text{св3}} L_{\text{к}}. \quad (4.61)$$

5. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ РАДИОЧАСТОТЫ

5.1. Общие соображения по расчету каскада УРЧ

Каскады УРЧ могут быть реализованы как на биполярных, так и на полевых транзисторах. Схемы наиболее часто используемых резонансных каскадов изображены на рис. 5.1.

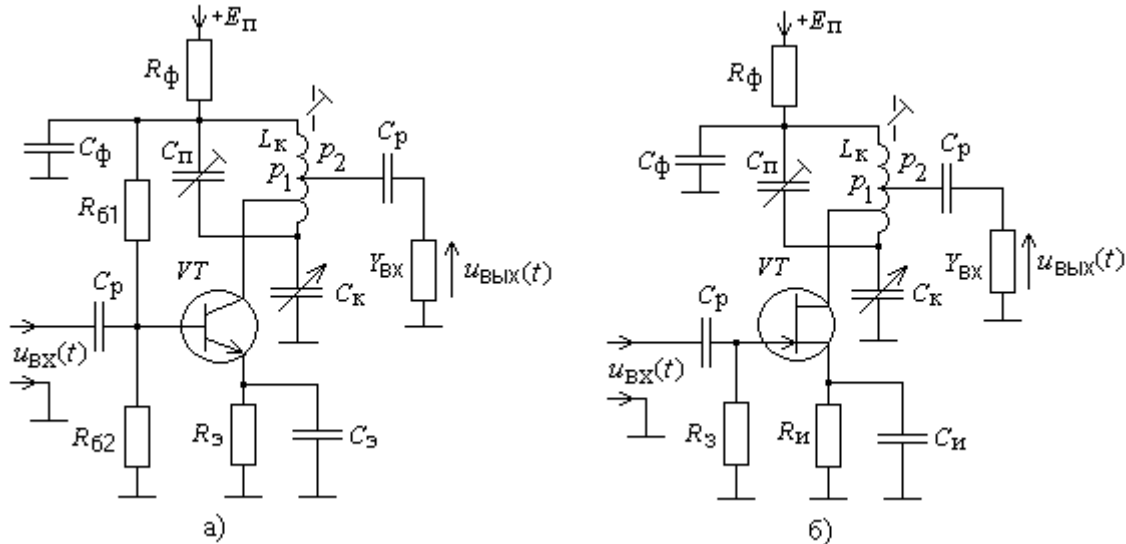


Рис. 5.1 — Резонансные каскады УРЧ с общим эмиттером (а) и с общим истоком (б), перестраиваемые с помощью КПЕ

Обычно каскады УРЧ на биполярных транзисторах выполняют по схеме с общим эмиттером, а на полевых транзисторах — по схеме с общим истоком, поскольку эти схемы обеспечивают наибольшее усиление мощности. Поскольку биполярные транзисторы имеют входное и выходное сопротивления меньше чем полевые транзисторы, то для увеличения частотной избирательности каскадов на биполярных транзисторах необходимо использовать либо частичное подключение контура к коллектору транзистору и к входу следующего каскада, либо трансформаторную схему включения контура. Каскады на полевых транзисторах допускают полное подключение контура к стоку транзистору и к входу следующего каскада и при этом обеспечивают достаточно большой коэффициент усиления мощности.

На рис. 5.2 изображены каскады УРЧ, в которых в качестве настроенного элемента использован варикап.

Частотно-избирательная цепь каскадов УРЧ (рис. 5.1, 5.2) представляет собой LC -контур, который состоит из индуктивности L_k , подстроечного конденсатора C_{Π} и настроенного КПЕ C_k , ротор которого по конструкторским соображениям, как правило, заземляют. Транзистор и нагрузка каскада $Y_{ВХ}$ подключена к контуру частично с коэффициентами включения p_1 и p_2 соответственно.

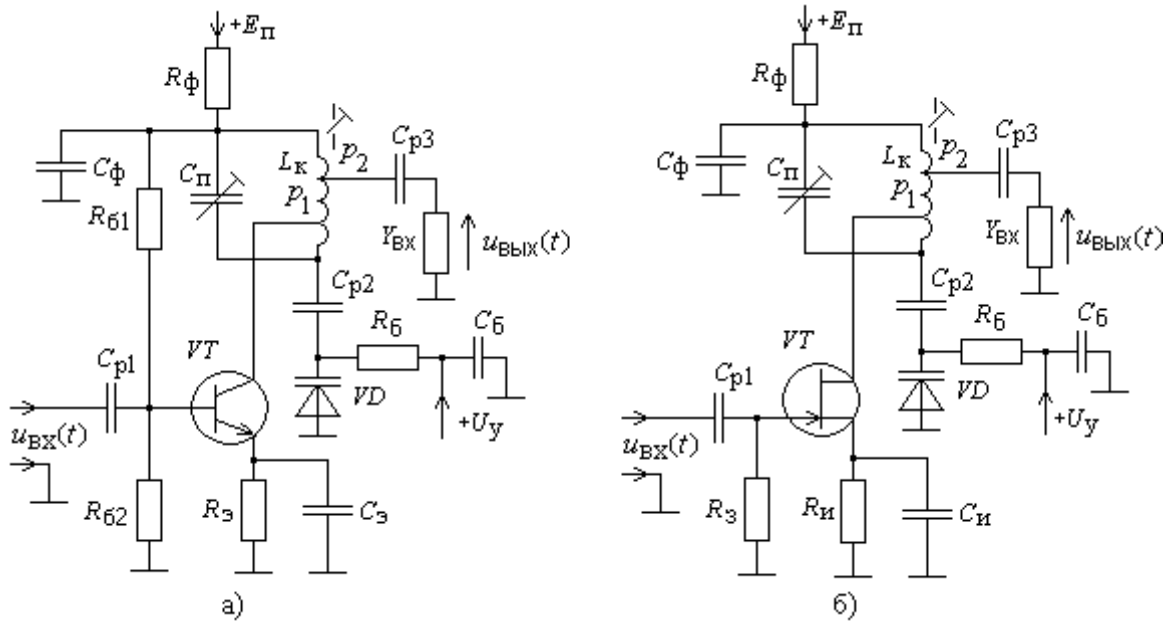


Рис. 5.2 — Каскады УРЧ с общим эмиттером (а) и с общим истоком (б), перестраиваемые с помощью варикапа

Использование каскадов УРЧ с инверсным питанием (рис. 5.3) позволяет заземлить один из узлов LC -контура и за счет этого упростить схему подключения варикапов к контуру.

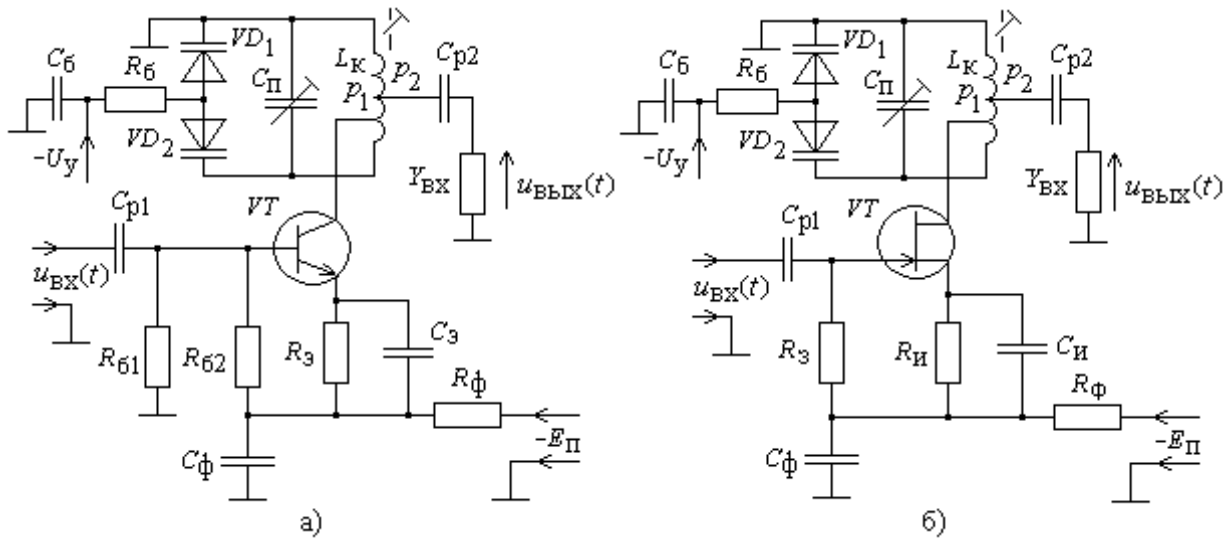


Рис. 5.3 — Каскады УРЧ с инверсным питанием:
(а) — каскад с общим эмиттером, (б) — каскад с общим истоком

Исходными данными для расчета резонансного каскада УРЧ являются:

- диапазон частот принимаемых сигналов от $f_{с min}$ до $f_{с max}$;
- тип транзистора;
- резонансный коэффициент усиления K_K каскада, найденный при предварительном расчете структурной схемы приемника.

5.2. Расчет одноконтурного каскада усилителя радиочастоты

Рассмотрим расчет каскада УРЧ на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером (рис. 5.1, а) [2, 4, 5].

Выбирают параметры режима работы транзистора по постоянному току:

- напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ}$;
- ток коллектора I_k .

При выборе режима работы транзистора по постоянному току следует иметь в виду, что обычно каскады УРЧ работают при токе I_k от 1 до 5 мА и напряжении $U_{кэ}$ не менее 2...3 В. При токе $I_k < 1$ мА возможно уменьшение коэффициента усиления транзистора, а при напряжении $U_{кэ} \leq 0,7$ В транзистор входит в режим насыщения, теряет усилительные свойства.

Рассчитывают Y -параметры и устойчивый коэффициент усиления $K_{уст}$ (см. приложение Е, таблица Е.1) транзистора, выбранного при предварительном расчете структурной схемы приемника (см. п. 3.6, пример 3.2).

Параметры контура каскада УРЧ обычно принимают такими же, как у контура входной цепи (см. п. 4.2.).

С учетом параметров используемого транзистора и максимальной частоты диапазона $f_{сmax}$ выбирают коэффициент включения p_1 транзистора в контур от 0,2 до 1. При этом большему значению коллекторной емкости $C_{кб}$ транзистора и большему значению частоты $f_{сmax}$ должно соответствовать меньшее значение p_1 .

Определяют коэффициент включения следующего каскада в контур на частоте $f_{сmax}$, полагая, что он выполнен на транзисторе того же типа, что и рассчитываемый,

$$p_2 \leq \sqrt{\frac{d_э - d - 2\pi f_{сmax} L_k p_1 g_{22э}}{2\pi f_{сmax} L_k g_{11э}}} . \quad (5.1)$$

Используя формулу (Е.7) (см. приложение Е), находят модуль прямой передаточной проводимости $|Y_{21э}|$ транзистора, который был выбран для использования в УРЧ при предварительном расчете структурной схемы.

Определяют резонансный коэффициент усиления каскада на частоте $f_{сmax}$

$$K_k = \frac{p_1 p_2 |Y_{21э}| 2\pi f_{сmax} L_k}{d_э} . \quad (5.2)$$

Если найденный коэффициент усиления меньше требуемого коэффициента усиления УРЧ $K_k < K_{урч}$, рассчитанного по формуле (3.19) при выборе структурной схемы, то следует увеличить число каскадов УРЧ.

Поверяют выполнение условия устойчивости (3.21) и, если оно не выполняется, то коэффициенты включения p_1 и p_2 уменьшают до значений, при которых их произведение удовлетворяет условию

$$p_1 p_2 \leq \frac{K_{уст} d_{\varepsilon}}{|Y_{21\varepsilon}| 2\pi f_{с max} L_K}. \quad (5.3)$$

Если условие устойчивости (3.21) выполняется, то вычисляют среднее значение емкости подстроечного конденсатора

$$C_{\Pi} = \frac{1}{(2\pi f_{с max})^2 L_K} - C_{к min} - C_L - p_1^2 (C_{22} + C_M) - p_2^2 (C_{11} + C_M), \quad (5.4)$$

где C_M , C_L — емкости монтажа и катушки индуктивности соответственно, которые выбирают из таблиц 4.2 и 4.1.

Выбирают тип подстроечного конденсатора, средняя емкость которого близка к значению, рассчитанному по формуле (5.4).

Если в результате расчета по формуле (5.4) получают $C_{\Pi ср} < 0$, то следует снова уменьшить значения коэффициентов включения p_1 , p_2 и повторить расчет резонансного коэффициента усиления (5.2).

Определяют максимальное значение эквивалентного затухания нагруженного контура на частоте $f_{с max}$

$$d_{\varepsilon max} = d + 2\pi f_{с max} L_K (p_1^2 g_{22\varepsilon} + p_2^2 g_{11\varepsilon}) \quad (5.5)$$

где $g_{11\varepsilon}$ и $g_{22\varepsilon}$ — входная и выходная проводимости транзистора в схеме с общим эмиттером, которые определяются на частоте $f_{с max}$ по формулам (Е.1) и (Е.4) соответственно (см. приложение Е).

Используя формулы (4.16), (4.17), (4.18), определяют избирательность по зеркальному и прямому каналам.

Рассчитывают избирательность преселектора по зеркальному и прямому каналам, суммируя соответствующие значения избирательности входной цепи и УРЧ, выраженные в децибелах.

Коэффициент шума каскада определяется в первом приближении коэффициентом шума используемого транзистора.

Находят ток базового делителя напряжения

$$I_D \approx 10 I_K / h_{21\varepsilon}. \quad (5.6)$$

где $h_{21э} \approx \beta_0$ — коэффициент усиления тока в схеме с общим эмиттером (см. приложение Е.

Принимая падение напряжения на сопротивлении R_Φ фильтра цепи питания равным $U_\Phi = (1...2)$ В, определяют это сопротивление

$$R_\Phi = \frac{U_\Phi}{I_K + I_D}. \quad (5.7)$$

Находят сопротивление цепи эмиттера

$$R_э = \frac{E_\Pi - U_\Phi - U_{кэ}}{I_K}. \quad (5.8)$$

Определяют сопротивления базового делителя напряжения:

$$R_{б2} = \frac{U_{кэ} - U_{эб}}{1,1I_D}; \quad (5.9)$$

$$R_{б1} = \frac{E_\Pi - U_\Phi - U_{кэ} + U_{эб}}{I_D}, \quad (5.10)$$

где $U_{эб}$ — напряжение база-эмиттер открытого транзистора, которое для германиевых транзисторов составляет $U_{эб} = 0,1...0,2$ В, а для кремниевых — $U_{эб} = 0,5...0,7$ В.

Находят емкость разделительного конденсатора

$$C_p = \frac{20g_{11э}}{\pi f_{с min}}. \quad (5.11)$$

Определяют емкости цепи эмиттера и фильтра цепи питания:

$$C_э = \frac{20}{\pi f_{с min} R_э}; \quad (5.12)$$

$$C_\Phi = \frac{20}{\pi f_{с min} R_\Phi}. \quad (5.13)$$

Каскад УРЧ на полевом транзисторе (рис. 5.1, б) рассчитывают аналогично расчету каскада на биполярном транзисторе за исключением расчета элементов, обеспечивающих режим работы транзистора по постоянному току.

На рис. 5.4 показаны зависимости тока затвора $i_3(u_{зи})$ и тока стока $i_c(u_{зи})$ от напряжения между затвором и истоком (входная и проходная характеристики полевого транзистора с изолирующими pn -переходами).

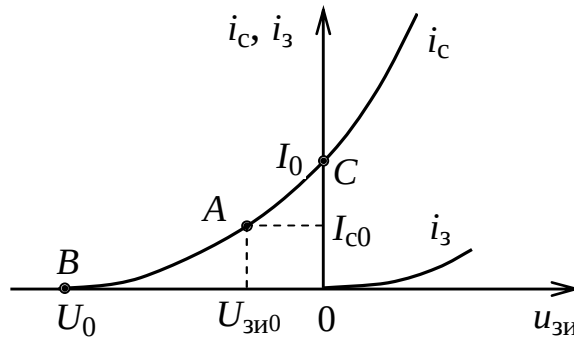


Рис. 5.4 — Проходная и входная характеристики полевого транзистора

При выборе режима работы по постоянному току следует иметь в виду, что маломощные усилительные каскады на полевых транзисторах работают при токе стока $I_{с0} \leq I_0$, где I_0 — ток стока, соответствующий напряжению затвор-исток $U_{зи} = 0$, и напряжении сток исток $E_{п}/2 \geq |U_{си}| \geq |U_0| - |U_{зи0}|$, где U_0 — напряжение отсечки; $U_{зи0}$ — напряжение смещения между затвором и истоком.

Точку покоя A обычно выбирают в середине участка BC проходной характеристики транзистора, соответствующего отсутствию тока затвора $i_3 = 0$.

Находят сопротивление цепи истока

$$R_{и} = U_{зи0} / I_{с0}. \quad (5.14)$$

Определяют емкость цепи истока по формуле

$$C_{и} = \frac{20}{\pi f_{с min} R_{и}}. \quad (5.15)$$

Выбирают сопротивление цепи затвора из условия

$$R_0 \ll R_3 \ll R_{зи}, \quad (5.16)$$

где $R_{зи}$ — сопротивление затвор-исток транзистора; $R_0 = 2\pi f_{с ср} L_k Q$ — эквивалентное сопротивление контура предшествующего каскада на средней частоте $f_{с ср}$ (4.36).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Учебно-методическое пособие по оформлению текстовых работ преподавателей и обучающихся всех форм обучения по всем направлениям и специальностям кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» / СевГУ ; сост. В. Г. Слёзкин. — Севастополь : СевГУ, 2020. — 26 с. — URL: <https://lib.sevsu.ru/xmlui/handle/123456789/9191>. — Режим доступа: Сервер методических указаний кафедры РТ.
2. Аржанов, В. А. Проектирование радиоприёмных устройств: учеб. пособие / В. А. Аржанов, А. П. Науменко. — Омск : ОмГТУ, 2008. — 312 с. — Режим доступа: <https://www.twirpx.com/file/1742942/>.
3. Пушкарёв, В. П. Аналоговые и цифровые радиоприёмные устройства: Учебное пособие [Электронный ресурс] / В. П. Пушкарёв. — Томск: ТУСУР, 2018. — 230 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/8617>
4. Проектирование радиоприёмных устройств / С. М. Клич, А. С. Кривенко, Г. Н. Носикова ; под ред. А. П. Сиверса. — М. : Сов. радио, 1976. — 486 с.
5. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств / М. К. Белкин, В. Т. Белинский, Ю. Л. Мазор, Р. М. Терещук. — К. : Выща шк. Головное изд-во, 1988. — 472 с.
6. Галкин, В. А. Основы программно-конфигурируемого радио / В. А. Галкин. — М. : Горячая линия — Телеком, 2015. — 372 с. — Режим доступа: http://emdxs.ucoz.ru/load/osnovy_programmno_konfiguriruemogo_radio_2015/1-1-0-85
7. Курилин, А. И. Микросхемы FM и AM приёмников, передатчиков и приёмо-передатчиков фирмы Silicon Labs/ — Компоненты и технологии, 2008, № 7.— С. 118 — 122 — Режим доступа: https://efo.ru/storage/docs/FM_AM.pdf
8. Микросхемы для Радио и ТВ — Электронные компоненты (каталог). — Режим доступа: http://tec.org.ru/board/mikroskhemy_dlja_radio_i_tv/289
9. Атаев, Д. И. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры / Д. И. Атаев, В. А. Болотников. — М. : МЭИ, 1991. — 240 с. — Режим доступа: <https://www.elec.ru/files/2020/03/27/analog.PDF>
10. Варикапы отечественного производства, характеристики, справочник. — Режим доступа: <https://radiostorage.net/4209-varikapu-otechestvennogo-proizvodstva-harakteristiki-spravochnik.html>
11. Маскатов, Е. А. Справочник по полупроводниковым приборам. / Е. А. Маскатов. — издание 2-е. — Таганрог, 2005. — 219 с. — Режим доступа: http://www.moskatov.narod.ru/Books/Reference_book_about_semiconductor_details_2.pdf

ПРИЛОЖЕНИЕ А
Образец титульного листа

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
Институт радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем
Кафедра «*полное название кафедры*»

РАСЧЁТНО-ГРАФИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ
по дисциплине «Устройства приёма и преобразования сигналов»

Вариант №_____

Выполнил студент _____
(фамилия и инициалы)

Группа _____

Защитил с оценкой _____

Преподаватель _____
(фамилия и инициалы)

Севастополь
20__

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Образец технического задания

Техническое задание

Вариант № ____

Студент: _____ группа: _____
(фамилия, имя, отчество)

Срок представления студентом выполненного РГЗ «____» _____ 20__ г.

Таблица — Исходные характеристики радиоприёмника

№ п.п.	Наименование характеристики	Значение
1	Тип приёмника	
2	Место установки	
3	Диапазон частот, МГц	
4	Реальная чувствительность по напряжению, мкВ	
5	Реальная чувствительность по мощности, пВт	
6	Вид принимаемого излучения	
7	Вид комплексного стереосигнала	
8	Отношение С/П на выходе линейного тракта приемника, дБ	
9	Вероятность ошибки	
10	Минимальная частота сообщения, Гц	
11	Максимальная частота сообщения, кГц	
12	Скорость передачи, бод	
13	Девияция частоты, кГц (индекс модуляции, рад)	
14	Частотная избирательность по зеркальному каналу, дБ	
15	Частотная избирательность по прямому каналу, дБ	
16	Частотная избирательность по соседнему каналу, дБ	
17	Динамический диапазон входного сигнала, дБ	
18	Динамический диапазон выходного сигнала, дБ	
19	Активное сопротивление антенны, Ом	
20	Ёмкость антенны, пФ	
21	Нестабильность частоты передатчика	
22	Нестабильность частоты гетеродина	
23	Выходная мощность, Вт	
24	Вид питания	

Дата выдачи задания «____» _____ 20__ г.

Студент: _____
(подпись)

Преподаватель _____
(подпись)

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Классы радиоизлучений

Классом радиоизлучения называют совокупность характеристик радиоизлучения (радиосигнала), обозначенную стандартными условными символами и содержащую сведения о видах модуляции, модулирующего сигнала и характере передаваемой информации.

В соответствии с рекомендацией Международного консультативного комитета по радио МККР 507 регламентом радиосвязи установлено, что обозначение класса радиоизлучения включает три группы символов.

Основная группа является обязательной характеристикой радиоизлучения и состоит из трёх символов:

- символа типа модуляции основной несущей;
- символа характера модулирующего сообщения;
- символа вида передаваемого сообщения.

Дополнительная группа состоит из двух символов, расположенных справа от основной группы: символа, уточняющего характер сигнала; символа кода уплотнения.

Код необходимой ширины полосы излучения состоит из четырёх символов, расположенных слева от основной группы: три цифры, представляющие округлённое значение ширины полосы радиоизлучения, и буква (четвёртый символ), которая заменяет запятую десятичной дроби и одновременно является обозначением размерности частоты: **H** — Гц, **K** — кГц, **M** — МГц, **G** — ГГц.

Символы основной группы обозначений

1. Символы вида модуляции:

- N** — нет модуляции;
- A** — амплитудная модуляция с двумя боковыми полосами;
- H** — амплитудная модуляция с одной боковой полосой (ОБП) и полной несущей;
- R** — ОБП с частично подавленной несущей;
- J** — ОБП с полностью подавленной несущей;
- C** — с частично подавленной одной боковой полосой;
- F** — угловая частотная модуляция;
- G** — угловая фазовая модуляция;
- K** — амплитудно-импульсная модуляция;
- L** — широтноимпульсная модуляция;
- M** — фазоимпульсная модуляция;
- Q** — дополнительная внутриимпульсная модуляция;
- P** — немодулированная последовательность;
- X** — прочие виды.

2. Символы вида модулирующего сигнала:

0 — нет модуляции;

1 — один канал квантованной или цифровой информации без применения поднесущей;

2 — один канал квантованной или цифровой информации с применением поднесущей;

3 — один канал аналоговой информации;

4, 5, 6, — резервные коды;

7 — два или более каналов квантованной или цифровой информации;

8 — два или более каналов аналоговой информации;

X — прочие виды.

3. Символы вида передаваемого сообщения:

N — сообщение не передаётся;

A — телеграфия, принимаемая на слух;

B — телеграфия, принимаемая автоматически;

C — факсимиле;

D — данные телеметрии или телеуправления;

E — телефония (включая радиовещание);

F — телевидение;

X — прочие виды.

Примеры обозначения классов радиоизлучения:

8K00A3E — двухполосная амплитудная модуляция с необходимой шириной полосы излучения 8,00 кГц, аналоговое сообщение, телефония;

6M25C3F — амплитудная модуляция с частично подавленной одной боковой полосой и необходимой шириной полосы излучения 6,25 МГц, аналоговое сообщение, телевидение;

2M50P0N — немодулированная импульсная последовательность с необходимой шириной полосы излучения 2,50 МГц, модуляции сообщением нет, сообщение не передаётся (сигнал радиолокационной станции);

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

Ширины спектра модулированных радиосигналов

Формулы для расчета ширины спектра радиосигналов приведены в таблице Г.1.

Таблица Г.1 — Формулы для расчёта ширины спектра радиосигналов

Класс излучения	Ширина спектра сигнала (вид передаваемой информации)
A1A, A1B	$\Pi_c = aB$ (двухполосная неозвученная амплитудная телеграфия) $\Pi_c \approx 2[F_T + aB]$ (двухполосная озвученная амплитудная телеграфия)
A3E	$\Pi_c = 2F_{max}$ (двухполосная амплитудная телефония, включая радиовещание)
H1A, R1A	$\Pi_c \approx F_T + (1,5...2,5)B$ (однополосная озвученная амплитудная телеграфия с полной (H1A) или ослабленной (R1A) несущей)
H1B, R1B R1D	$\Pi_c = aB / 2$ (однополосная неозвученная амплитудная телеграфия Морзе с полной (H1B) или ослабленной (R1B, R1D) несущей)
H3E, R3E	$\Pi_c = F_{max}$ (однополосная амплитудная телефония с полной (H3E) или ослабленной (R3E) несущей)
J1A	$\Pi_c \approx F_T + (a - 1)B / 2_{ман}$ (однополосная озвученная амплитудная телеграфия)
J1B, J1D	$\Pi_c = (a - 1)B / 2$ (однополосная неозвученная амплитудная телеграфия с подавленной несущей)
J3E	$\Pi_c = F_{max} - F_{min}$ (однополосная амплитудная телефония с подавленной несущей)
F1B, F1D	$\Pi_c \approx 2\Delta f_d + aB$ (обычная частотная телеграфия) $\Pi_c \approx 2,6\Delta f_d + 1,5B$ (пейджинговая связь)
F3E	$\Pi_c \approx 2F_{max}(1 + m + \sqrt{m})$ (частотная телефония, кроме стереовещания)
G1B	$\Pi_c \approx 1,5B$ (фазовая телеграфия)
G3E	$\Pi_c \approx 2m_\phi F_{max}$ (фазовая телефония)

Примечание. В таблице использованы следующие обозначения: Π_c — ширина спектра принимаемого сигнала; $F_T \approx 1000$ Гц F_T — частота тонально-

го сигнала; F_{max} , F_{min} — максимальная и минимальная частоты модулирующего сигнала; Δf_d — девиация частоты; m_ϕ — индекс фазовой модуляции; $a = 3...5$ — число гармоник принимаемого сигнала; B — скорость передачи информации в бодах (1 бод равен скорости 1 бит/с).

При стереовещании принимаемый сигнал модулирован по частоте комплексным стереосигналом. В настоящее время используют два вида комплексных стереосигналов: с полярной модуляцией и с пилот-тоном.

Спектр комплексного стереосигнала с полярной модуляцией изображен на рис. Г.1, где F_{min} , F_{max} — минимальная и максимальная частоты в спектре звуковых сигналов левого S_L и правого $S_{пр}$ каналов, $F_{пн} = 31,25$ кГц — частота поднесущей.

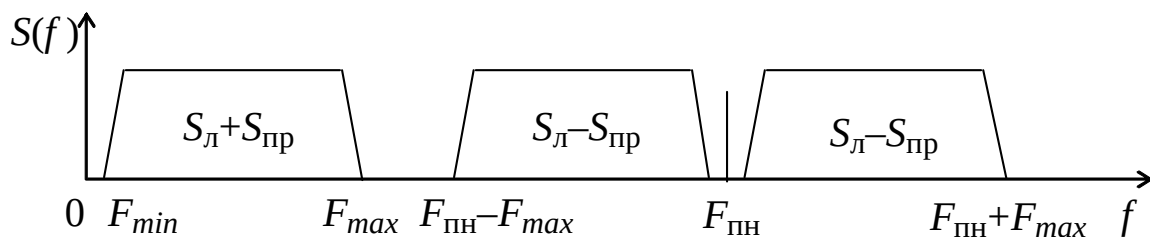


Рис. Г.1 — Спектр комплексного стереосигнала с полярной модуляцией

При этом ширина спектра принимаемого радиосигнала определяется по формуле

$$\Pi_c \approx 2(F_{пн} + F_{max})(1 + m + \sqrt{m}), \quad (\text{Г.1})$$

где $F_{пн} = 31,25$ кГц — частота поднесущей; $m = \Delta f_d / (F_{пн} + F_{max})$ — индекс модуляции; $\Delta f_d = 50$ кГц — девиация частоты.

Спектр комплексного стереосигнала с пилот-тоном изображен на рис. Г.2, где $F_{пт} = 19$ кГц — частота пилот тона и $F_{пн} = 2F_{пт} = 38$ кГц — частота поднесущей.

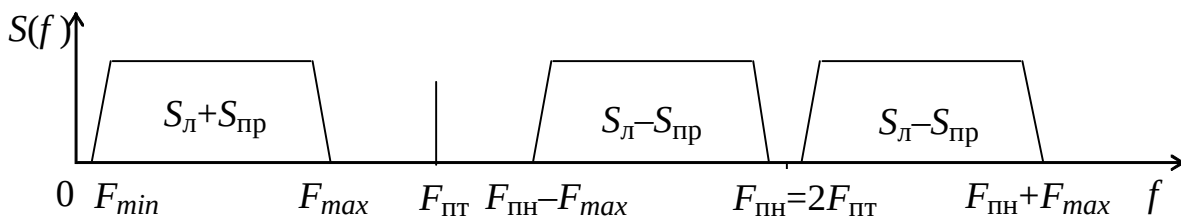


Рис. Г.2 — Спектр комплексного стереосигнала с пилот-тоном

В этом случае ширина спектра принимаемого сигнала также определяется по формуле (Г.1) с тем отличием, что в нее необходимо подставлять значение частоты поднесущей $F_{пн} = 38$ кГц (рис. Г.2).

ПРИЛОЖЕНИЕ Д

Отношения сигнал/помеха на входе приёмника

В зависимости от вида модуляции (класса излучения) отношение сигнал/помеха на входе приёмника $\gamma_{\text{ВХ}}$ связано с отношением сигнал/помеха на выходе приёмника $\gamma_{\text{ВЫХ}}$ следующими соотношениями:

— при приёме непрерывных двухполосных АМ сигналов (класс излучения АЗЕ)

$$\gamma_{\text{ВХ}} \approx \gamma_{\text{ВЫХ}} \sqrt{\frac{(k_{\Pi}^2 + m_{\text{max}}^2) F_{\text{max}}}{m_{\text{a}}^2 \Pi}}$$

где $k_{\Pi} = 3$ — пик-фактор (отношение максимального значения сигнала сообщения к его среднеквадратическому значению); $m_{\text{max}} \approx 0,5$ — среднее значение максимального коэффициента модуляции; F_{max} — максимальная частота сообщения (модулирующего сигнала); Π — полоса пропускания линейного тракта приёмника (см. п. 3.3., формула (3.7));

— при приёме непрерывных однополосных АМ сигналов (классы излучения НЗЕ, РЗЕ, ЖЗЕ)

$$\gamma_{\text{ВХ}} \approx \gamma_{\text{ВЫХ}} \sqrt{\frac{F_{\text{max}}}{\Pi}};$$

— при приёме дискретных сигналов с амплитудной манипуляцией (классы излучения А1А, А2А, Ж1А, Ж1В, Ж1Д, Н2В)

$$\gamma_{\text{ВХ}} \approx 0,7 \gamma_{\text{ВЫХ}} \sqrt{\frac{2\Pi_{\text{зч}}}{\Pi_{\text{ш}}}},$$

где $p_{\text{ош}}$ — вероятность ошибки приёма элементарной посылки; $\Pi_{\text{зч}}$ — полоса пропускания линейного тракта приёмника (см. п. 3.3., формула (3.7)); $\Pi_{\text{ш}} = 1,1\Pi$ — шумовая полоса пропускания линейного тракта приёмника;

— при приёме непрерывных ЧМ сигналов (класс излучения FЗЕ, включая стереовещание)

$$\gamma_{\text{ВХ}} \approx \gamma_{\text{ВЫХ}} \sqrt{\frac{k_{\Pi}^2 F_{\text{max}}}{3m_{\text{ч}}^2 \Pi}},$$

где $m_{\text{ч}} = \Delta f_{\text{м ч}} / F_{\text{max}}$ — индекс частотной модуляции; $\Delta f_{\text{ч}}$ — девиация частоты;

— при приёме дискретных сигналов с частотной манипуляцией (классы излучения F1В, F1Д)

$$\gamma_{\text{ВХ}} = \frac{4\gamma_{\text{ВЫХ}}B}{\sqrt{3}F_{\Delta}},$$

где $\gamma_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{2\ln(1/2p_{\text{ош}})}$ — отношением сигнал/помеха на выходе приёмника;
 $p_{\text{ош}}$ —вероятность ошибки приёма элементарной посылки; B — скорость передачи (манипуляции частоты) в бодах; F_{Δ} — девиация частоты;

— при приёме непрерывных ФМ сигналов (класс излучения $G3E$)

$$\gamma_{\text{ВХ}} \approx \gamma_{\text{ВЫХ}} k_{\text{П}} \sqrt{\frac{F_{\text{max}}}{m_{\text{ф}}^2 \Pi}}$$

где $m_{\text{ф}}$ — индекс фазовой модуляции; $\Delta f_{m \text{ ч}}$ — девиация частоты;

— при приёме дискретных сигналов с фазовой манипуляцией (класс излучения $G1B, G1D$)

$$\gamma_{\text{ВХ}} = \frac{4\gamma_{\text{ВЫХ}}B}{\sqrt{3}F_{\Delta}},$$

где $\gamma_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{2\ln(1/2p_{\text{ош}})}$ — отношением сигнал/помеха на выходе приёмника;
 B — скорость передачи информации в бодах; F_{Δ} — девиация частоты.

ПРИЛОЖЕНИЕ Е

Y-параметры транзисторов

В нормативно-технической документации на транзисторы обычно приводят следующие параметры транзисторов:

- h -параметры, измеренные на низкой частоте при включении транзистора по схеме с общим эмиттером или с общей базой;
- емкость коллекторного перехода C_K ;
- постоянную времени τ_K цепи внутренней обратной связи;
- граничную частоту $f_{гр}$ усиления тока в схеме с общим эмиттером (частота, на которой модуль коэффициента усиления тока $|h_{21э}| = 1$).

Если для высокочастотного транзистора известен коэффициент усиления тока $h_{21э}$ на некоторой частоте f_0 , то граничная частота усиления может быть рассчитана по формуле $f_{гр} = h_{21э} f_0$.

Ниже приведена методика приближенного расчета Y-параметров мало-мощных транзисторов на частотах ниже 500 МГц. На частотах выше 500 МГц для расчета транзисторных каскадов используют S-параметры.

Для схемы с общим эмиттером Y-параметры транзистора можно рассчитать по следующим формулам [2, с. 26...27]:

$$Y_{11э} = g_{11э} + jb_{11э} = \frac{1 + h_{21э} v_{гр} v_s}{h_{21э} h_{116} (1 + v_s^2)} + j \frac{h_{21э} v_{гр} - v_s}{h_{21э} h_{116} (1 + v_s^2)}; \quad (E.1)$$

$$Y_{12э} = g_{12э} + jb_{12э} = -\frac{2\pi f \tau_K (h_{21э} v_{гр} - v_s)}{h_{21э} h_{116} (1 + v_s^2)} - j \frac{2\pi f C_K - 2\pi f \tau_K (1 + h_{21э} v_{гр} v_s)}{h_{21э} h_{116} (1 + v_s^2)}; \quad (E.2)$$

$$Y_{21э} = g_{21э} + jb_{21э} = -\frac{h_{21э}}{h_{116} (1 + h_{21э}) (1 + v_s^2)} - j \frac{h_{21э} v_s}{h_{116} (1 + h_{21э}) (1 + v_s^2)}; \quad (E.3)$$

$$Y_{22э} = g_{22э} + jb_{22э} = -\frac{2\pi f \tau_K v_s}{h_{116} (1 + v_s^2)} + j \left(2\pi f C_K + \frac{2\pi f \tau_K}{h_{116} (1 + v_s^2)} \right), \quad (E.4)$$

где $h_{21э} \approx \beta_0$ — коэффициент усиления тока в схеме с общим эмиттером;

$h_{116} \approx r_э + \frac{r_6}{h_{21э}}$ — входное сопротивление транзистора в схеме с общей базой;

$v_{гр} = \frac{f}{f_{гр}}$, $v_s = \frac{f}{f_s}$ — коэффициенты, характеризующие частотные свойства транзистора, где $f_s = r_э f_{гр} / r_б$ — граничная частота крутизны в схеме с общим эмиттером, на которой крутизна транзистора уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с его значением на низкой частоте;

$r_э = \frac{\phi_T}{I_э}$ — сопротивления эмиттерного перехода, $\phi_T \approx 25$ мВ — тепловой потенциал pn -перехода при комнатной температуре;

$r_б = \frac{\tau_k \xi}{C_k}$ — сопротивление базы, где ξ — коэффициент, учитывающий вид транзистора (для сплавных транзисторов $\xi = 1$, для диффузионно-сплавных — $\xi = 2$ и для мезапланарных $\xi = 3$).

Модуль Y -параметров транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, определяют по формулам

$$|Y_{11э}| = \frac{1}{h_{21э} h_{11б}} \sqrt{\frac{1 + h_{21э}^2 v_{гр}^2}{(1 + v_s^2)}}; \quad (E.5)$$

$$|Y_{12э}| \approx 2\pi f C_k; \quad (E.6)$$

$$|Y_{21э}| = \frac{h_{21э}}{h_{11б} (1 + h_{21э}) \sqrt{1 + v_s^2}}; \quad (E.7)$$

$$|Y_{22э}| \approx 2\pi f C_k \left(1 + \frac{3}{\xi} \right). \quad (E.8)$$

С учетом формул (E.1), (E.2), (E.4) можно рассчитать входную, выходную и проходную емкости транзистора по формулам

$$C_{11э} = \frac{b_{11э}}{2\pi f}; \quad (E.9)$$

$$C_{22э} = \frac{b_{22э}}{2\pi f}; \quad (E.10)$$

Для схемы с общей базой Y -параметров транзистора можно рассчитать по формулам

$$\begin{aligned} Y_{11б} &= Y_{11э} + Y_{12э} + Y_{21э} + Y_{22э}; & Y_{12б} &= -(Y_{12э} + Y_{22э}); \\ Y_{21б} &= -(Y_{21э} + Y_{22э}); & Y_{22б} &= Y_{22э}, \end{aligned}$$

При каскадном соединении двух биполярных транзисторов по схеме общий эмиттер — общая база определяют Y -параметры пары транзисторов по следующим формулам

$$Y_{11к} = Y_{11э}; \quad Y_{12к} = \frac{Y_{12э}Y_{22э}}{Y_{21э}}; \quad Y_{21к} = Y_{21э}; \quad Y_{22к} = -Y_{22э}.$$

В случае использования полевых транзисторов их Y -параметры для схемы с общим истоком можно рассчитать по следующим формулам [4, с. 251], [13, с. 17]:

$$Y_{11и} = g_{11и} + jb_{11и} \approx 4\pi^2 f^2 C_{зи}^2 r_{и} + j2\pi f(C_{зи} + C_{зс}); \quad (E.11)$$

$$Y_{12и} = jb_{12и} = -j2\pi f C_{зс}; \quad (E.12)$$

$$Y_{21и} = g_{21и} + jb_{21и} = \frac{S}{1 + Sr_{и}} - j2\pi f C_{зс}; \quad (E.13)$$

$$Y_{22и} = g_{22и} + jb_{22и} = \frac{1}{r_{си}} + j2\pi f C_{си}, \quad (E.14)$$

где $C_{зи}$, $C_{зс}$, $C_{си}$ — емкости затвор-исток, затвор-сток, сток-исток соответственно; $r_{и} \approx (50...150)$ Ом — сопротивление неуправляемой части канала; S — крутизна полевого транзистора; $r_{си} \approx (10^4...10^6)$ Ом — выходное сопротивление полевого транзистора со стороны стока [3, с. 122].

Граничная частота крутизны f_s связана с граничной частотой усиления $f_{гр}$ полевого транзистора соотношением

$$f_s = \frac{C_{зс}(1 + Sr_{и})^2 f_{гр}}{C_{зи}Sr_{и}}.$$

Входную, выходную и проходную емкости полевого транзистора, включенного по схеме с общим истоком можно рассчитать по формулам

$$C_{11и} = \frac{b_{11и}}{2\pi f} = C_{зи} + C_{зс}; \quad (E.15)$$

$$C_{22и} = \frac{b_{22и}}{2\pi f} = C_{си}; \quad (E.16)$$

В таблице Е.1 приведены формулы для расчета устойчивого коэффициента усиления различных каскадов, работающих в линейном режиме усиления малых сигналов.

В режиме преобразования частоты Y -параметры биполярного транзистора рассчитывают по следующим приближенным формулам [2, с. 197]:

$$|Y_{11\text{пр}}| \approx 0,75 |Y_{11}(f_{\text{сmax}})|; \quad (\text{Е.17})$$

$$|Y_{12\text{пр}}| \approx 0,25 |Y_{12}(f_{\text{пр}})|; \quad (\text{Е.18})$$

$$|Y_{21\text{пр}}| \approx 0,25 |Y_{21}(f_{\text{сmax}})|; \quad (\text{Е.19})$$

$$|Y_{22\text{пр}}| \approx 0,75 |Y_{22}(f_{\text{пр}})|, \quad (\text{Е.20})$$

где $Y_{11}(f_{\text{сmax}})$, $Y_{21}(f_{\text{сmax}})$ — Y -параметры транзистора в режиме усиления на максимальной частоте $f_{\text{сmax}}$ преобразуемого сигнала; $Y_{12}(f_{\text{пр}})$, $Y_{22}(f_{\text{пр}})$ — Y -параметры транзистора в режиме усиления на промежуточной частоте $f_{\text{пр}}$.

Входную и выходную емкости транзистора в режиме преобразования частоты обычно полагают такими же, как в усилительном режиме.

Таблица Е.1 — Формулы для расчета устойчивого коэффициента усиления биполярных и полевых транзисторов

Вид каскада	Формула
Каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером	$\sqrt{0,2 \frac{ Y_{21э} }{ Y_{12э} }}$
Каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общей базой	$\sqrt{0,25 \frac{ Y_{21б} }{ Y_{12б} }}$
Каскад на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком	$0,42 \sqrt{\frac{S}{2\pi f C_{сз}}}$
Каскад на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим затвором	$\frac{0,1S}{2\pi f C_{си}}$
Каскодная схема на биполярных транзисторах	$\frac{0,42 Y_{21э} }{\sqrt{ Y_{12э} Y_{12э} + Y_{22э} }}$
Каскодная схема на полевых транзисторах	$\frac{0,42S}{2\pi f \sqrt{C_{сз}(C_{сз} + C_{из})}}$

Примечание. В таблице указана крутизна $S = |Y_{21и}|$ полевого транзистора на низкой частоте (обычно 1 кГц)

При оптимальном угле отсечки 90° в режиме преобразования частоты Y -параметры полевого транзистора рассчитывают по формулам, аналогичным расчету таких же параметров биполярного транзистора. При этом амплитуду напряжения гетеродина выбирают так, чтобы обеспечить принятый угол отсечки.

ПРИЛОЖЕНИЕ Ж

Номинальные значения сопротивлений и емкостей

Шкалы номинальных значений сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов представлена в виде столбцов таблицы Ж.1 в зависимости от допустимого относительного отклонение δ от номинального значения.

Таблица Ж.1 — Номинальные значения сопротивлений и емкостей

Ряд E6, $\delta = 20 \%$	Ряд E12, $\delta = 10 \%$	Ряд E24, $\delta = 5 \%$
Сопротивления резисторов от 1,0 Ом до 9,1 ГОм		
Емкости конденсаторов от 0,1 мкФ до 1,0 мкФ	Емкости конденсаторов от 10,0 нФ до 1,0 мкФ	Емкости конденсаторов от 1,0 пФ до 1,0 мкФ
1,0	1,0	1,0
		1,1
	1,2	1,2
		1,3
1,5	1,5	1,5
		1,6
	1,8	1,8
		2,0
2,2	2,2	2,2
		2,4
	2,7	2,7
		3,0
3,3	3,3	3,3
		3,6
	3,9	3,9
		4,3
4,7	4,7	4,7
		5,1
	5,6	5,6
		6,2
6,8	6,8	6,8
		7,5
	8,2	8,2
		9,1

Примечание.

1. Номинальные значения сопротивлений и емкостей получают, умножая числа из таблицы на 10^n , где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

2. Емкость электролитических конденсаторов может иметь следующие номинальные значения: 1, 2, 2,2, 4,7, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 1000, 2000, 5000.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Аналоговые перемножители сигналов

Расположение выводов микросхем перемножителей сигналов K174ПС4, AD831, K174УР7 показано на рис. 3.1, а назначение приведено в таблице 3.3.

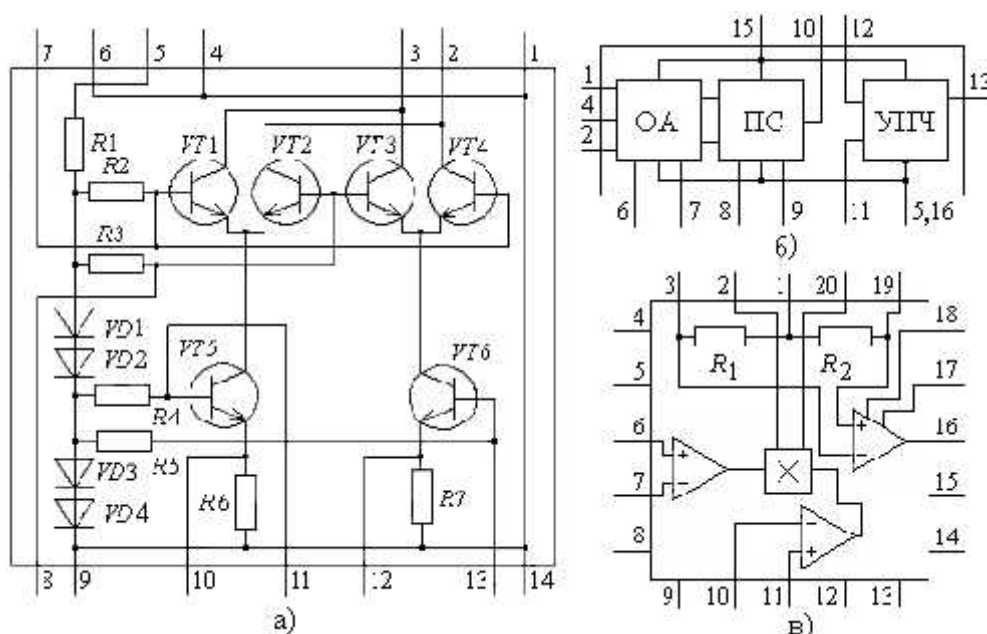


Рис. 3.1 — Расположение выводов микросхем: а — K174ПС4,
б — K174УР7, в — AD831

Параметры микросхем K174ПС4, AD831 приведены в таблице 3.1, а микросхемы K174УР7 — в таблице 3.2.

Таблица 3.1 — Параметры микросхем K174ПС4, AD831

Наименование параметра	Значение параметра	
	174ПС4К	AD831
Напряжение питания, В	$6 \pm 0,6$	9...11
Максимальная частота преобразуемого сигнала, МГц	1000	500
Промежуточная частота, МГц	0...200	0...200
Крутизна преобразования не менее, мА/В	6	
Коэффициент шума не более, дБ	15	14
Коэффициент подавления преобразуемого сигнала и сигнала гетеродина не менее, дБ	35	40
Входное сопротивление не менее, кОм	2	1
Потребляемый ток, мА	2,5	100
Коэффициент преобразования, дБ	—	0
Максимальная амплитуда входного сигнала, В	—	1

Таблица 3.2 — Параметры микросхемы K174УР7

Наименование параметра	Значение параметра
Напряжение питания, В	12...15
Максимальная частота входного сигнала, МГц	12
Минимально допустимая амплитуда входного сигнала, мкВ	100
Крутизна детекторной характеристики, мВ/МГц	5
Коэффициент подавления амплитудной модуляции, дБ	45
Входное сопротивление не менее, кОм	2
Потребляемый ток, мА	10...20

В таблице 3.3 приведено назначение выводов микросхем K174ПС4, K174УР7 и AD831.

Таблица 3.1 — Назначение выводов микросхем K174ПС4, K174УР7, AD831

Номер вывода	Назначение вывода		
	K174ПС4	K174УР7	AD831
1	Общий	Вход 1 ограничителя	$+U_{и.п.}$
2	Выход 1	Блокировка	Выход 1 перемножителя
3	Выход 2	Не используется	Вход 1 УПЧ
4	Общий	Вход 2 ограничителя	Общий
5	$+U_{и.п.}$	Общий	$-U_{и.п.}$
6	Общий	Выход 1 ограничителя	Вход 1 сигнала
7	Вход гетеродина	Выход 2 ограничителя	Вход 2 сигнала
8	Вход гетеродина	Вход 1 перемножителя	$-U_{и.п.}$
9	Общий	Вход 2 перемножителя	$+U_{и.п.}$
10	Коррекция	Выход перемножителя	Вход 1 гетеродина
11	Вход сигнала	Вход 1 УНЧ	Вход 2 гетеродина
12	Коррекция	Вход 2 УНЧ	$+U_{и.п.}$
13	Вход сигнала	Выход УНЧ	Общий
14	Общий	Не используется	Напряжение смещения
15	—	$+U_{и.п.}$	$-U_{и.п.}$
16	—	Общий	Выход 1 УПЧ
17	—	—	Вход обратной связи
18	—	—	Выход 2 УПЧ
19	—	—	Вход 2 УПЧ
20	—	—	Выход 2 перемножителя

Примечание. Число выводов микросхем: K174ПС4 — 14 выводов, K174УР7 — 16 выводов, AD831 — 20 выводов.

ПРИЛОЖЕНИЕ И

Фильтры сосредоточенной избирательности

В таблицах И.1, И.2 приведены параметры отечественных пьезокерамических ФСИ с центральной частотой полосы пропускания $f_0 = 465$ кГц.

Таблица И.1 — Параметры пьезокерамических ФСИ с частотой 465 кГц

Тип фильтра	$\Delta F_{-6\text{ дБ}}$ кГц	Se_M , дБ	Se_6 , дБ	K_0 , дБ	$R_{\text{вх}}$, Ом	$R_{\text{вых}}$, кОм	$C_{\text{вх}} = C_{\text{вых}}$, пФ
ФП1П-10	5,6 + 1,2	50	60	−8	3,6	3,6	10
ФП1П-60.01	4,0 — 6,0	50	40	−6	3	2	10
ФП1П-61.08	7,0 — 10,0	40	30	−6	3	2	10
ФП1П-61.05	7,0 — 10,5	40	20	−6	3	2	10
ФП1П-60.02	8,0 — 11,0	40	40	−6	3	2	10
ФП1П-60.04	8,0 — 11,5	36	36	−6	3	2	10
ФП1П-60.03	12,0 — 14,0	30	30	−6	3	2	10

Примечание. Условные обозначения, используемые в таблице: $\Delta F_{-6\text{ дБ}}$ — полоса пропускания на уровне −6 дБ; Se_M — относительное затухание при малой расстройке $\Delta f = \pm 9$ кГц; Se_6 — относительное затухание при большой расстройке $\Delta f = \pm(10...300)$ кГц; K_0 — коэффициент передачи на центральной частоте f_0 полосы пропускания; $R_{\text{вх}}$, $R_{\text{вых}}$ — входное и выходное сопротивления; $C_{\text{вх}}$, $C_{\text{вых}}$ — входная и выходная емкости.

В таблицах И.2 приведены параметры отечественных пьезокерамических ФСИ с центральной частотой полосы пропускания $f_0 = 10,7$ МГц.

Таблица И.2 — Параметры пьезокерамических ФСИ с частотой 10,7 МГц

Тип фильтра	$\Delta F_{-6\text{ дБ}}$, кГц	Se_M , дБ	Se_6 , дБ	K_0 , дБ	$R_{\text{вх}} = R_{\text{вых}}$, Ом	$C_{\text{вх}} = C_{\text{вых}}$, пФ
ФП1П6-1.1	150...220	40	32	−12	330	10...25
ФП1П6-1.2	190...280	40	34	−10	330	10...25
ФП1П6-1.3	190...280	40	34	−10	330	10...25
ФП1П6-1.4	190...280	40	34	−10	330	10...25
ФП1П6-1.5	190...280	40	34	−10	330	10...25
ФП1П-049.1	150...200	40	32	−10	330	10...25

Примечание. Условные обозначения, используемые в таблице: Se_M — относительное затухание при малой расстройке $\Delta f = \pm 150$ кГц; Se_6 — относительное затухание при большой расстройке $\Delta f = \pm(200...1500)$ кГц; остальные условные обозначения аналогичны таблице И.1.

В таблице И.3 приведены параметры отечественных электромеханических ФСИ, которые на средней частоте f_0 полосы пропускания имеют коэффициент передачи $K_0 = -4$ дБ, входное и выходное сопротивления $R_{вх} = 3$ кОм, $R_{вых} = 1$ кОм соответственно

Таблица И.3 — Параметры электромеханических фильтров

Тип фильтра	f_0 , кГц	$\Delta F_{-6\text{ дБ}}$, кГц	Относительное затухание Se при заданной расстройке Δf	
			Se , дБ	Δf , кГц
ЭМФ-9-500-3В	501,85	3,1	60	3,0
ЭМФ-9-500-3Н	498,15	3,1	60	3,0
ЭМФ-9-500-0,3С	500,0	0,3	60	0,4
ЭМФ-9-500-6С	500,0	6,2	60	6,0

Примечание. Условные обозначения, используемые в таблице, аналогичны таблице И.1.

В таблице И.4 приведены примеры параметры трёх моделей фильтров на ПАВ, выпускаемых ООО «БУТИС».

Таблице И.4 — Параметры фильтров на ПАВ ООО «БУТИС»

Тип фильтра	f_0 , кГц	$\Delta F_{-3\text{ дБ}}$, кГц	Вносимое затухание, дБ	Затухание в полосе задерживания, дБ
ФПЗП7-507-1	22,5	1,6	14	42
ФПЗП7-765-1-01	28	2,7	8	40
ФПЗП7-545	30	3,6	13	45

Примечание. Условные обозначения, используемые в таблице, аналогичны таблице И.1.

Сведения о других моделях фильтров на ПАВ можно найти на сайте ООО «БУТИС»: <https://butis-m.ru/ru/catalog/saw-filters>.

Сведения о типах и параметрах импортных ФСИ можно найти в сети Интернет на сайтах фирм; *Murata*, *Epcos*, *Philips* и др.

Выбрать пьезокерамических ФСИ фирмы *Murata* можно на сайте: <https://www.murata.com/eneu/search/productsearch?cate=luCeramicFilters&stype=2&realtime=1&pageno=6>

Выбрать фильтры на ПАВ фирмы *Murata* можно на сайтах:
<https://www.golledge.com/products/saw-filters-from-golledge-electronics/c-26/c-81>
<https://www.murata.com/en-eu/search/productsearch?cate=luCeramicFilters>

Учебное издание

УСТРОЙСТВА ПРИЁМА И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ

*Учебно-методическое пособие
к расчётно-графическому заданию*

Составители: **Зиборов** Сергей Родионович,
Лукьянчиков Андрей Владимирович, **Овчаров** Павел Петрович

В авторской редакции

Изд. № 35/2024. Объем 5,25 п.л. Усл. печ. л. 4,88. Уч.-изд. л. 5,145.
Издательский центр ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»