

**Э. Д. Поликарпов**

**УСТРОЙСТВО ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ  
СИГНАЛОВ: ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАНЯТИЯ**

**Учебное пособие**



**Воронеж 2010**

ГОУВПО «Воронежский государственный техниче-  
ский  
университет»

Э. Д. Поликарпов

**УСТРОЙСТВО ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ  
СИГНАЛОВ: ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАНЯТИЯ**

Утверждено Редакционно-издательским советом университета  
в качестве учебного пособия

Воронеж 2010

УДК 621.396.62

Поликарпов Э. Д. Практические занятия Устройства приема и обработки сигналов: учеб. пособие / Э.

Д. Поликарпов. Воронеж: ГОУВПО «Воронежский государственный технический университет», 2010. 93 с.

В учебном пособии приведены практические занятия по дисциплине «Устройства приема и обработки сигналов», ориентированные на курсовое проектирование, содержатся типовые расчеты по выбору структурной схемы и электрическому расчету отдельных каскадов высокочастотного тракта супергетеродинного приемника.

Издание соответствует требованиям Государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования по направлению 210300 «Радиотехника», специальности 210302 «Радиотехника», дисциплина «Устройства приема и обработки сигналов». Предназначено для студентов очной и очно-заочной формы обучения.

Табл. 6. Ил. 11. Библиогр.: 6 назв.

Научный редактор д-р техн. наук, проф. А. Г. Остапенко

Рецензенты: закрытое акционерное общество «ИРКОС», директор по научной работе к.т.н., доц. В.А.Козьмин.

к.т.н., доцент И.В.Гончаров.

© Поликарпов Э. Д., 2010

© Оформление. ГОУВПО  
«Воронежский государственный  
технический университет», 2010

## ВВЕДЕНИЕ

Одним из основных этапов профессиональной подготовки по специальности «Радиотехника» является изучение дисциплины «Устройства приема и обработки сигналов» (УП и ОС), закладывающей основание в специальную подготовку выпускников.

Изучение дисциплины осуществляется путем чтения лекций, проведения лабораторных и практических занятий, выполнения курсового проекта и самостоятельной подготовки обучаемых.

Учебное пособие по практическим занятиям ориентировано на типовую программу по дисциплине УП и ОС, рассчитано на 34 часа и охватывает проектирование структурной схемы в/ч тракта приемника и электрический расчет отдельных его каскадов. Темы практических занятий составлены применительно к курсовому проектированию по дисциплине УП и ОС.

# **1. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 1.**

## **ВЫБОР ТИПА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ, ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧИСЛА ПОДДИАПАЗОНОВ И ИХ ГРАНИЦ, РАСЧЕТ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ, ВЫБОР ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ**

### **1.1. Выбор типа структурной схемы**

Проектирование структурной схемы является важнейшим этапом проектирования УП и ОС (приемника), в значительной степени определяющем последующие решения по принципиальным схемам и параметрам приемника. В радиосистемах различного назначения полезная информация отображается в параметрах радиосигнала на входе радиоприемного устройства. Состав структурной схемы, назначение отдельных узлов приемника и выполняемые ими функции подчинены основной задаче – выделению информации из принимаемого сигнала.

Структурная схема определяет структуру устройства приема и обработки сигналов в целом, то есть число и назначение каскадов, систем и устройств, образующих приемник. Структурная схема УП и ОС в значительной мере определяется его назначением и видом модуляции сигнала.

Первоначально необходимо решить вопрос об основном принципе построения структурной схемы – прямого усиления, прямого преобразования или супергетеродинного типа.

Современные радиоприемные устройства преимущественно выполняются по супергетеродинной схеме.

Выбор структурной схемы с у п е р г е т е р о д и н н о г о приемника сводится в основном к выбору числа преобразований частоты, при котором обеспечивается выполнение требований ТЗ к избирательности и частотной точности приемника. Первоначально анализируют возможные варианты построения супергетеродинного приемника с однократным преобразованием частоты. Выбранное значение промежуточной частоты должно обеспечивать получение заданных в ТЗ значе-

ний избирательности по соседнему и побочным каналам приема при приемлемой сложности фильтров в трактах радиочастоты и промежуточной частоты. Если приемлемое решение найти не удастся, переходят к анализу вариантов с двойным преобразованием частоты. При этом, если необходимо понизить частоту сигнала в сотни и более раз, при каждом преобразовании частоту понижают не более, чем в 10...20 раз. В таком случае частота зеркального канала при каждом преобразовании отличается от частоты сигнала на 10...20 %, что позволяет существенно ослабить помехи по зеркальному каналу при приемлемой сложности фильтров преселектора.

Современные радиовещательные приемники АМ и ЧМ сигналов в большинстве случаев строят по супергетеродинной схеме, как правило, с однократным преобразованием частоты. В приемниках, предназначенных для приема сигналов с различными видами модуляции, как правило, применяют частично комбинированную структурную схему; в вещательных АМ–ЧМ приемниках обычно полностью разделяют тракты радиочастоты и совмещают тракты сигналов с АМ и ЧМ, начиная с УПЧ. Полностью комбинированная схема не оправдывает себя, так как значительно усложняется коммутация и снижается устойчивость работы приемника. Приемники с полностью разделенными трактами обычно экономически невыгодны. С появлением интегральных микросхем, предназначенных для построения приемников АМ и ЧМ сигналов, стала реально возможной и экономически целесообразной разработка вещательных АМ–ЧМ приемников с полностью разделенными ВЧ трактами АМС и ЧМС.

Основой для выбора типа структурной схемы профессионального приемника являются требования к стабильности частоты настройки. Различные варианты схем супергетеродинов различаются в основном построением системы стабилизации частоты. При выборе структурной схемы приемника во многих случаях прежде всего выбирают схему формирования гетеродирующих напряжений, обеспечивающую заданную в ТЗ стабильность частоты настройки, так как этот выбор в значительной

мере влияет и на построение тракта прохождения сигналов в приемнике: на количество преобразований частоты, номиналы промежуточных частот и способ разбивки диапазона рабочих частот на поддиапазоны. Нестабильность настройки супергетеродина определяется в основном гетеродинами и в значительно меньшей степени – нестабильностью настройки контуров в тракте прохождения сигналов.

Проектирование структурной схемы приемника традиционно подразделяется на проектирование тракта высокой частоты (ВЧ) и проектирование тракта низкой частоты (НЧ) или видеотракта. В дальнейшем рассматривается в основном методология проектирования структурных схем ВЧ тракта.

Тракт ВЧ супергетеродинного приемника состоит из трактов радиочастоты (частоты сигнала) и промежуточной частоты. Входящие в них каскады имеют определенное функциональное назначение. Назначение входной цепи (ВЦ) – предварительная селекция и передача энергии полезного сигнала от антенны ко входу первого каскада с наименьшими потерями и искажениями. Вместе с фильтрами УРЧ входная цепь обеспечивает требуемую избирательность по зеркальному, прямому и другим побочным каналам приема. Особенно высокие требования к избирательности ВЦ предъявляются тогда, когда приемник должен обеспечивать высокую надежность связи в сложной помеховой обстановке, например, при размещении большого количества радиосредств на ограниченной территории. Для защиты приемника от мощных мешающих сигналов, способных вызвать перекрестные и интермодуляционные помехи (искажения) уже в первых каскадах УРЧ или в ПЧ, необходимо уменьшать полосу пропускания ВЦ и улучшать прямоугольность АЧХ. Эти меры особенно эффективны в диапазонах КВ, УКВ и на более высоких частотах, где полоса пропускания ВЦ (и преселектора в целом) значительно шире полосы пропускания приемника. С этой целью может оказаться полезным применение во входных цепях перестраиваемых двух- и даже трехконтурных полосовых фильтров. Однако применение таких фильтров сопровож-

дается увеличением потерь сигнала во входной цепи и соответствующим снижением чувствительности приемника. Этот вопрос особенно актуален для приемников УКВ диапазона, где для получения максимальной чувствительности приемника обычно применяют одноконтурные ВЧ в режиме оптимального согласования (точнее – рассогласования) по шумам.

Назначение УРЧ – уменьшение коэффициента шума приемника, дополнительное подавление зеркального, прямого и других побочных каналов приема, усиление полезного сигнала. В каскадах УРЧ чаще всего применяют одноконтурные фильтры, а коэффициенты усиления выбирают небольшими, чтобы избежать избыточного усиления мешающих сигналов, попадающих в полосу пропускания преселектора, которые могут быть причиной появления перекрестных и интермодуляционных искажений в следующем каскаде – преобразователе частоты. По этой причине, а также во избежание сильного усложнения конструкции преселектора, ограничивают число каскадов УРЧ – обычно не более одного...двух. Общий коэффициент усиления преселектора обычно не более 5...10, а его изменение в пределах поддиапазона – не более, чем в два раза. Избирательность преселектора по соседним каналам приема в диапазонах КВ и УКВ невелика, только в диапазоне ДВ и отчасти СВ преселектор вносит некоторое ослабление соседних каналов.

Назначение У П Ч – обеспечение избирательности приемника по соседним каналам приема и основного усиления приемника до детектора. Кроме того, фильтры УПЧ определяют полосу пропускания и форму АЧХ ВЧ тракта приемника. Для получения высокой избирательности по соседнему каналу применяют фильтры сосредоточенной селекции (ФСС), причем обычно ФСС используют как нагрузку ПЧ, а остальные каскады УПЧ обеспечивают необходимое усиление и в этом случае их выполняют слабоизбирательными или апериодическими. Во многих приемниках, как профессиональных, так и радиовещательных, тракт УПЧ выполняют с переменной полосой пропускания для лучшего согласования с параметрами принимаемого сигнала и условиями радиоприема. В приемниках с двойным

преобразованием сказанное выше относится к тракту второй ПЧ. Тракт первой ПЧ выполняется относительно простым, его фильтры относительно широкополосны и обеспечивают необходимую избирательность по второму зеркальному каналу, а усиление выбирают небольшим для предотвращения нелинейных явлений во втором преобразователе частоты. В некоторых случаях первая ПЧ выбирается переменной или имеет разные значения для различных поддиапазонов.

Существует ряд вариантов структурных схем ВЧ тракта профессиональных приемников, однако среди них можно выделить три основных. **Первый вариант** – с постоянной частотой первого гетеродина и с перестраиваемой (переменной) первой промежуточной частотой. Частота первого гетеродина скачком меняется при переключении поддиапазонов, в пределах поддиапазона она постоянна. При этом первая ПЧ плавно меняется в одинаковых пределах при перестройке во всех поддиапазонах приемника. Частота второго гетеродина изменяется так, чтобы обеспечивать постоянство второй ПЧ. К недостаткам такого варианта относятся сложность реализации из-за необходимости в сопряженной перестройке преселектора, УПЧ1 и второго гетеродина; изменение показателей приемника при перестройке из-за изменений характеристик тракта первой ПЧ.

Второй вариант отличается тем, что усилитель первой ПЧ не перестраивается при перестройке приемника, но ширина полосы пропускания УПЧ1 равняется ширине поддиапазона. Первая ПЧ, как правило, выбирается выше диапазона принимаемых частот. Для хорошего подавления второго зеркального канала при широкой полосе пропускания УПЧ1 выбирают высокую вторую ПЧ. Но при этом для обеспечения хорошей фильтрации соседнего канала возникает необходимость в третьем преобразовании частоты. При широкополосном УПЧ1 резко возрастают требования к линейности тракта усиления и к избирательности преселектора для борьбы со всевозможными нелинейными эффектами при приеме. Преселектор может быть как перестраиваемым, так и неперестраиваемым. В неперестраиваемом

преселекторе диапазон принимаемых частот перекрывается рядом неперестраиваемых фильтров с запасом по взаимному перекрытию. Разновидностью рассмотренной схемы является схема с неперестраиваемым широкополосным преселектором, содержащим ФНЧ, граничная частота которого равна верхней частоте принимаемого диапазона (около 30 МГц для радиоприемника КВ диапазона). При высокой первой ПЧ (более 35 МГц) фильтр НЧ подавляет частоты зеркального и прямого каналов. Однако в этом случае возрастают требования к линейности трактов УРЧ и преобразователя.

Появление высокостабильных синтезаторов частот, а также кварцевых и керамических фильтров с высокой прямоугольностью частотных характеристик и высокой избирательностью по побочным каналам приема привело к построению ВЧ тракта третьего вида. В этом широко распространенном варианте при перестройке приемника во всем диапазоне частот первая и вторая ПЧ остаются постоянными. При постоянной первой ПЧ основную селекцию можно обеспечить уже в тракте первой ПЧ при использовании современных высокочастотных кварцевых и монокристаллических фильтров, имеющих достаточно узкую полосу пропускания и хорошую прямоугольность АЧХ. Полоса пропускания фильтров в УПЧ1 выбирается исходя из ширины спектра принимаемого сигнала с учетом нестабильности частот несущей сигнала и гетеродина. Поскольку основная селективность обеспечивается в УПЧ1, задача последующих трактов – усилить принятый сигнал, что можно сделать с помощью обычных апериодических усилителей с соответствующей дополнительной низкочастотной фильтрацией.

При реализации этого варианта необходимы высокая стабильность частот и спектральная чистота напряжений гетеродинов. Кроме того, для обеспечения приема различных видов сигналов необходимо иметь в тракте первой ПЧ либо фильтры с переменной полосой пропускания, либо сменные фильтры с полосами пропускания, соответствующими различными видам принимаемых сигналов. В ряде РПрУ кварцевый

фильтр в тракте первой ПЧ обеспечивает предварительную селекцию, его полоса пропускания выбирается по самому широкополосному принимаемому сигналу. Окончательная расфильтровка обеспечивается с помощью сменных фильтров в тракте второй ПЧ. Преселектор приемника с постоянными значениями первой и второй ПЧ может быть как перестраиваемым, так и фильтровым.

## 1.2. Определение числа поддиапазонов и их границ

При проектировании радиоприемника, предназначенного для работы в широком диапазоне частот, общий диапазон разбивают на поддиапазоны для повышения точности и стабильности настройки приемника. Увеличение числа поддиапазонов позволяет получить более высокие и равномерные по диапазону чувствительность и избирательность, но одновременно усложняет схему, систему коммутации, увеличивает объем и массу приемника, его стоимость. В свою очередь усложнение схемы и конструкции снижает надежность приемника, удорожается его производство, увеличивается время перестройки приемника. Противоречивость требований, принимаемых во внимание при определении числа поддиапазонов, зачастую вынуждает принимать компромиссные решения или учитывать только те требования, которые в данных конкретных условиях играют решающую роль.

При делении диапазона частот радиоприемника на поддиапазоны определяется число поддиапазонов, их границы (с некоторым запасом по краям диапазонов) и коэффициенты перекрытия всех поддиапазонов.

При разбиении диапазона рабочих частот радиовещательного приемника на поддиапазоны учитывают, что для радиовещания выделены отдельные участки частотного спектра. В табл.1.1 приведены границы диапазонов частот для радиовещания, установленные регламентом радиосвязи (для диапазона ДВ ранее отводился участок 150...408 кГц). Ра-

диовещание в диапазонах ДВ, СВ, КВ ведется с использованием амплитудной модуляции. Радиовещание в диапазоне УКВ ведется с использованием ЧМ в основном на двух поддиапазонах, обозначим их условно УКВ1 – 65,8...74 МГц (Россия, страны Восточной Европы и ближнего зарубежья) и УКВ2 – 88...108 МГц (США и Канада); в некоторых странах используют поддиапазоны УКВ3 – 100...108 МГц (Россия), УКВ4 – 88...104 МГц (Западная Европа) или УКВ5 – 76...88 МГц (Япония).

Диапазоны ДВ и СВ обычно не разбивают на поддиапазоны, так как соответствующие им коэффициенты перекрытия

$$k_{\text{пд}} = f_{\text{max}} / f_{\text{min}}, \quad (1.1)$$

где  $f_{\text{max}}$  и  $f_{\text{min}}$  - верхняя и нижняя частоты поддиапазонов, не превышают значений, допускаемых для радиовещательных приемников. Однако в последнее время появилась тенденция разбивать диапазон СВ в радиовещательных приемниках на два поддиапазона (обычно 525...1300 кГц и 1300...1607 кГц), что облегчает настройку приемника.

Таблица 1.1

Диапазон	Границы диапазона, кГц	Диапазон	Границы диапазона, кГц
ДВ	148...285	25 м	11 650...12 075
СВ	525...1607	23 м	13 600... 13 800
75 м	3950...4000	19 м	15 100...15 600
49 м	5 950...6 200	16 м	17 550...17 900
41 м	7 160...7 360	13 м	21 450...21 850
31 м	9 500...9 900	11 м	25 670...26 100

В диапазоне КВ вещательные станции размещены по диапазону очень неравномерно и в основном плотно сосредоточены в нескольких узких участках диапазона. Поэтому диа-

пазон КВ чаще всего разбивают на поддиапазоны, что существенно облегчает настройку радиовещательных приемников в этом диапазоне. Если при этом весь диапазон КВ делится на 2...3 поддиапазона, охватывающих по 2...3 узких участка, такие поддиапазоны называют полурастянутыми. Если же указанные в табл.2.1 поддиапазоны выделяются как самостоятельные, такие поддиапазоны принято называть **р а с т я н у т ы м и**.

Для п р о ф е с с и о н а л ь н ы х приемников разбиение заданного диапазона частот на поддиапазоны главным образом связано с требованиями обеспечения необходимой точности установки частоты настройки по шкале приемника. При повышенных требованиях к точности настройки увеличивают число поддиапазонов до получения приемлемой частотной плотности шкалы настройки. С уменьшением плотности частотной шкалы повышается точность установки частоты и облегчается настройка приемника, настройка становится более плавной. Можно считать допустимой плотность, равную  $\Delta f_c$  на 0,5...2 мм шкалы ( $\Delta f_c$  – расстояние между соседними каналами в системе связи). Длина шкалы  $l_{ш}$  ограничивается конструктивными соображениями и обычно имеет величину порядка 200...300 мм.

В профессиональных приемниках применяют следующие способы разбиения диапазона рабочих частот на поддиапазоны:

- 1) способ равных коэффициентов перекрытия

$$k_{пд1} = f_2/f_1 = k_{пд2} = f_3/f_2 = k_{пд3} = f_4/f_3 = \dots, \quad (1.2)$$

где  $f_1, f_2, f_3, f_4, \dots, f_n$  – граничные частоты поддиапазонов ( $f_1 < f_2 < f_3 < \dots < f_n$ ); тогда коэффициент перекрытия каждого поддиапазона равен

$$k_{пд} = \sqrt[n]{k_{\square}} = \sqrt[n]{f_n / f_1}, \quad (1.3)$$

где  $f_1, f_n$  – минимальная и максимальная частоты общего диапазона приемника,  $n$  – число поддиапазонов. Затем, используя

(1.2), определяют граничные частоты  $f_2, f_3, \dots, f_{n-1}$  каждого поддиапазона. При таком разбиении на поддиапазоны упрощается схема и конструкция преселектора, поскольку при переключении поддиапазонов изменяется лишь катушка индуктивности и подстроечный конденсатор. Недостатками этого способа являются различная ширина поддиапазонов и, как следствие, различные плотность шкал поддиапазонов и точность установки частоты.

2) способ равных частотных интервалов

$$\Delta f_{\text{пд1}} = f_2 - f_1 = \Delta f_{\text{пд2}} = f_3 - f_2 = \Delta f_{\text{пд3}} = f_4 - f_3 = \dots \quad (1.4)$$

В этом случае обеспечивается одинаковая плотность шкалы на каждом поддиапазоне, но получаются разные коэффициенты перекрытия, наибольший - на самом низкочастотном поддиапазоне. Как следствие - более сложные (по сравнению с предыдущим вариантом) схема и конструкция преселектора. Этот способ удобен при фиксированной частоте первого гетеродина и переменной первой промежуточной частоте.

3) комбинированный способ, когда нижний участок общего диапазона разбивают по способу равных коэффициентов перекрытия, а верхний - равных частотных интервалов. Используется в тех случаях, когда при разбиении по первому способу получается недопустимо высокая плотность настройки на высокочастотных поддиапазонах, а при разбиении по второму способу коэффициент перекрытия низкочастотного поддиапазона превышает допустимое значение.

В результате расчета по любому из этих способов верхняя частота одного поддиапазона равна нижней частоте следующего, а нижняя частота первого и верхняя частота последнего совпадают с крайними частотами заданного диапазона.

Рекомендуемые значения коэффициентов перекрытия поддиапазонов для профессиональных приемников первого класса в диапазоне частот  $\leq 100$  кГц -  $k_{\text{пд}} = 2.5 \dots 3.0$ ; в диапазоне 100...1500 кГц -  $k_{\text{пд}} = 2.0 \dots 3.0$ ; в диапазоне 1500...6000 кГц -  $k_{\text{пд}} = 1.5 \dots 2.5$ ; в диапазоне 6...30 МГц -  $k_{\text{пд}} = 1.1 \dots 1.7$ ; в

диапазоне 30...300 МГц –  $k_{\text{пл}}=1.05...1.2$ . Коэффициенты перекрытия поддиапазонов выбирают с некоторым запасом (2...5%) для компенсации производственных допусков и обеспечения непрерывности общего диапазона при смене электронных приборов, изменении климатических условий, расстройке контуров и т. п. Для этого нижнюю частоту каждого поддиапазона уменьшают, а верхнюю – увеличивают на 2...3%. После этого составляется таблица новых крайних частот каждого поддиапазона и определяются их отношения, то есть окончательные значения коэффициентов перекрытия поддиапазонов. Число поддиапазонов профессиональных приемников обычно составляет 4...6, в некоторых случаях – до 10.

При выборе способов переключения диапазонов и перестройки приемника внутри поддиапазонов – механического или электронного, непрерывного или дискретного – исходят из требований к времени перестройки, точности и стабильности настройки. В профессиональных приемниках первого класса обычно используют электронные устройства установки частоты и цифровые шкалы для индикации частоты настройки. Цифровые шкалы характеризуются высокой точностью, простотой и удобством регистрации частоты настройки, быстродействием. Точность установки и индикации частоты настройки при использовании цифровой шкалы достигает десятков, единиц и даже долей герц. Система индикации обычно построена по принципу электронного частотомера, измеряющего частоту гетеродина приемника с учетом поправки, равной значению промежуточной частоты приемника.

В современных радиовещательных приемниках в качестве органа настройки в диапазонах ДВ, СВ, КВ используются блоки конденсаторов переменной емкости (КПЕ) – табл. 1.2 (номера присвоены условно), которые при сравнительно небольших габаритах обеспечивают необходимое перекрытие по частоте. Для перехода с одного поддиапазона на другой изменяют индуктивность катушки контура, для чего используют катушки с отводами (но редко – из-за конструктивных недостатков), чаще используют отдельные катушки для каждого

поддиапазона. Для переключения катушек используют механические или электронные переключатели, называемые переключателями поддиапазонов. В автомобильных приемниках в качестве органа настройки используют блоки переменной индуктивности (ферровариометры). Использование блоков КПЕ в автомобильных приемниках вследствие особенностей антенной системы автомобиля приводит к снижению коэффициента передачи ВЦ до значений, при которых из-за ухудшения отношения сигнал/шум не удается получить требуемую реальную чувствительность в диапазонах ДВ, СВ и КВ.

При выборе конденсатора переменной емкости проверяют возможность достижения выбранных значений  $k_d$  на поддиапазоне с наибольшим коэффициентом перекрытия

$$\sqrt{k_c} = \sqrt{(C_{K.max} + C_{CX}) / (C_{K.min} + C_{CX})} \geq k_d, \quad (1.5)$$

где  $k_c$  – коэффициент перекрытия по емкости;  $C_{K.max}$ ,  $C_{K.min}$  – максимальное и минимальное значения емкости выбранного КПЕ;  $C_{CX}$  – емкость схемы.

Таблица 1.2

Тип КПЕ	Емкость секции		Тип КПЕ	Емкость секции	
	$C_{K.min}$	$C_{K.max}$		$C_{K.min}$	$C_{K.max}$
КПЕ1	12	495	КПЕ10	5	385
КПЕ2	10	365	КПЕ11	4	20
КПЕ3	9	260	КПЕ12	5	150
КПЕ4	7	300	КПЕ13	8	220
КПЕ5	8	400	КПЕ14	7	180
КПЕ6	5	180	КПЕ15	7	210
КПЕ7	10	450	КПЕ16	7	240
КПЕ8	3	370	КПЕ17	3	150
КПЕ9	6	200	КПЕ18	2	120

В диапазонах ДВ, СВ  $C_{СХ} = 20...50$  пФ, в диапазоне КВ  $C_{СХ} = 10...20$  пФ, в диапазоне УКВ  $C_{СХ} = 5...10$  пФ. При  $\sqrt{k_C} < k_D$  необходимо выбрать другой КПЕ.

В ряде случаев при выборе КПЕ принимается во внимание и закон изменения емкости от угла поворота ротора. В радиовещательных приемниках широко применяют конденсаторы с логарифмической зависимостью емкости от угла поворота (“логарифмические” – относительно компактные и удобные для выполнения сопряжения), а в профессиональных – “прямочастотные”, обеспечивающие постоянную плотность настройки по поддиапазону.

Если при выбранном КПЕ  $\sqrt{k_C} > k_D$ , то параллельно и последовательно конденсатору  $C_K$  подключают дополнительные конденсаторы, обеспечивающие выполнение равенства  $k_D = \sqrt{k_C}$ . Емкости этих конденсаторов определяют при электрическом расчете контуров преселектора.

Для электронной перестройки контуров чаще всего используются варикапы – полупроводниковые диоды с резким р–п переходом, барьерная емкость которых (емкость запертого р–п перехода) изменяется в зависимости от приложенного напряжения  $U$  ( $U$  – абсолютное значение) по закону

$$C_B(U) = C_B(0) \sqrt{j/(j+U)}, \quad (1.6)$$

где  $C_B(0)$  – емкость варикапа при  $U=0$ ;  $\varphi_K$  – контактная разность потенциалов (для кремния  $\varphi_K=0.7$  В).

Если из справочных данных известна емкость варикапа при некотором значении напряжения  $U_1 \neq 0$ , то для других значений напряжения  $U$  из (1.6) можно получить

$$C_B(U) = C_B(U_1) \sqrt{(j+U_1)/(j+U)}, \quad (1.7)$$

Напряжение на варикапе (сумма постоянной и переменной составляющих) может изменяться от минимального  $U_{\min}=0.1$  В (для кремниевых варикапов) до напряжения пробоя.

При  $U < U_{\min}$  резко уменьшается добротность варикапа, а следовательно и конструктивная добротность контура, в состав которого входит этот варикап.

Добротность варикапов зависит также от приложенного напряжения (увеличивается с увеличением обратного напряжения) и температуры (уменьшается с ростом температуры). Потери в варикапе снижают конструктивную добротность контура

$$Q_K = 1/d_K = 1/(d_L + d_B), \quad (1.8)$$

где  $d_B = 1/Q_B$ ;  $d_L = 1/Q_L$ ,  $Q_L$  – добротность катушки индуктивности.

Потери в КПЕ и других конденсаторах постоянной емкости, предназначенных для работы на высоких частотах, практически отсутствуют, поэтому добротность контуров с такими конденсаторами определяется добротностью катушки индуктивности  $Q_K \approx Q_L$ .

В табл.1.3 приведены параметры некоторых варикапов (КВ) и варикапных сборок (КВС). При выборе варикапов для электронной перестройки приемника тоже необходимо обеспечить выполнение условия (2.5). Коэффициент перекрытия варикапа по емкости в интервале напряжений  $U_{\min} \dots U_{\max}$

$$k_C = C_B(U_{\min})/C_B(U_{\max}) = \sqrt{(j_K + U_{\max})(j_K + U_{\min})}, \quad (1.9)$$

Таблица 1.3

KB105A	400...600	4	500	1	4	4...90	4
KB109A	2.3...2.8	25	300	50	3	3...25	4...5.5
Б	2...2.3	25	300				4.5...6.5
В	8...16	3	160				4...6
В	1.9...3.1	25					
Г	8...17	3	160				≥4
KB110A	12...18	4	300	50	4	4...45	2.5
Б	14.4...21.6						
В	17.6...26.4						
KBC111A	29.7...36.3	4	200	50	4	4...30	2.1
KB113A	54.4...81.6	4	300	10	(55 пФ)	4...150	4.4
2BC118A	54.4...81.6	4	200	10	(55 пФ)	4...100	3.6...4.4
Б			250			4...50	2.7...3.3
KB119A	168...252	1	100	1	1	1...10	18
KB121A	4.3...6.0	25	200	50	25	1.5...25	7.6
KB122A	2.3...2.8	25	450	50	25	3...25	4...5.5
Б	2.0...2.3		450	50	25	3...25	4.5...6.5
В	1.9...3.1		300	50	25	3...25	4...6
KB127A	230...280	1	140	10	1	1...30	20
Б	230...260						
В	260...320						
KB128A	22...28	1	300	50	1	1...9	1.9
KB130A	3.7...4.5	28	300	50	(12 пФ)	1...28	12
KB132A	38	1.6	100	50	4	2...5 1.6...5	3.5 4
KB133A	120...180	4	100	1...10	(120пФ)	4...27	8
KB134A	18...22	1	400	50	4	1...10	2
	12	3					
	6	10					
KB135A	486...594	1	200	1	1	1...10	20
	220	4	(50....	...10....	....4)		
	27	10					

Использование варикапов улучшает потребительские свойства радиоаппаратуры (проще реализуются дистанцион-

ное и программное управления, автопоиск, запоминание частот настройки, АПЧ и т. д.), а также обеспечивает высокую скорость перестройки, легкость перестройки изменением управляющего напряжения при малой мощности управления, слабой чувствительности к изменениям внешних условий, нечувствительности к вибрациям, малых габаритах и массе.

Недостатком варикапов является нелинейность вольт-фарадной характеристики, что приводит при воздействии сильных сигналов к сдвигу резонансной частоты, искажению АЧХ контура, ухудшению многосигнальной избирательности, появлению паразитной АМ при приеме ЧМ сигналов. Для ослабления нелинейности используется встречно-последовательное включение варикапов. В этой схеме при воздействии на варикапы большого переменного напряжения среднее значение емкости изменяется меньше, соответственно ослабляются перечисленные выше эффекты. При напряжении смещения на варикапе в несколько вольт переменное напряжение должно иметь амплитуду не более нескольких десятых долей вольта.

### **1.3. Расчет полосы пропускания. Определение требований к системе АПЧ**

Характеристики радиоприемника должны быть в возможно большей степени *согласованы* с характеристиками спектра принимаемого сигнала. Полоса пропускания, форма АЧХ и ФЧХ в пределах полосы и прилегающих областях должны удовлетворять требованиям сохранения параметров сигнала в пределах допустимых искажений.

Для неискаженного приема полосу пропускания  $\Pi$  высокочастотного тракта приемника обычно выбирают равной *реальной ширине*  $\Pi_C$  спектра принимаемого сигнала с некоторым *запасом*  $\Delta f_{\text{ЗАП}}$ , зависящим от частотной точности радиолинии

$$\Pi = \Pi_C + \Delta f_{\text{ЗАП}}, \quad (1.10)$$

где  $\Delta f_{\text{зап}}$  – запас полосы на возможные уходы частоты передатчика и частоты настройки приемника. Если приемник или передатчик системы связи установлен на подвижном объекте, перемещающемся с высокой скоростью, то необходимо учитывать доплеровское смещение  $\Delta f_{\text{д}}$  частоты сигнала  $f_c$ :

$$\Pi = \Pi_{\text{с}} + \Delta f_{\text{зап}} + 2\Delta f_{\text{д}}, \quad (1.11)$$

где  $\Delta f_{\text{д}} = f_c v / C$ ,  $v$  – радиальная скорость перемещения передатчика относительно приемника, км/с;  $C = 300\,000$  км/с – скорость распространения радиоволн.

Для радиовещательных приемников обычно считается допустимой подстройка при приеме, при этом полоса пропускания высокочастотного тракта выбирается равной реальной ширине  $\Pi_{\text{с}}$  спектра принимаемого сигнала.

В профессиональных системах связи запас по полосе необходим для установления связи *без поиска* и ведения связи *без подстройки* (если не используется АПЧ). При выборе запаса по полосе учитываются также требования к устойчивости и к степени автоматизации связи. При приеме с поиском и подстройкой расхождение частот передатчика и приемника устраняется оператором, при этом  $\Delta f_{\text{зап}} = 0$ .

В то же время полосу пропускания ВЧ тракта обычно стремятся уменьшить до минимально возможной, поскольку с уменьшением полосы повышается чувствительность и избирательность приемника, но при этом соответственно повышаются требования к стабильности частоты гетеродинов. Для разрешения этого противоречия в относительно несложных приемниках используют систему АПЧ, а в профессиональных приемниках для повышения стабильности частоты гетеродинов используют цифровые синтезаторы частоты.

В общем случае отклонение промежуточной частоты приемника за счет нестабильности частот

$$\Delta f_{\text{пр}} = \sqrt{(\delta_{\text{с}} f_{\text{с}})^2 + (\delta_{\text{г}} f_{\text{г}})^2 + (\delta_{\text{пр}} f_{\text{пр}})^2 + (\delta_{\text{н}} f_{\text{г}})^2} \quad (1.12)$$

где  $\delta_c$ ,  $\delta_\Gamma$  – относительные нестабильности несущей частоты принимаемого сигнала и частоты гетеродина приемника;  $\delta_H=3*10^{-3}...10^{-2}$  – погрешность настройки приемника по его шкале;  $\delta_{ПР}=3*10^{-4}...3*10^{-3}$  – относительная погрешность и нестабильность промежуточной частоты приемника.

Для приемников с двойным преобразованием

$$\Delta f_{ПР} = \sqrt{(\delta_c f_c)^2 + (\delta_{\Gamma1} f_{\Gamma1})^2 + (\delta_{\Gamma2} f_{\Gamma2})^2 + (\delta_H f_{\Gamma1})^2} \quad (1.13)$$

Относительная нестабильность частоты гетеродинов с плавной перестройкой, выполненных на транзисторах, обычно лежит в пределах  $10^{-4}...10^{-3}$ , с кварцевой стабилизацией – около  $10^{-5}$ . Если принять меры для повышения стабильности частоты (стабилизация напряжений питания, термокомпенсация, термостатирование), значение  $\delta_\Gamma$  может быть уменьшено в 10...100 раз. Для радиовещания  $\delta_c=10^{-7}...10^{-5}$ ; в современных системах радиосвязи с синтезаторами частоты  $\delta_c$  достигает значений  $10^{-7}...10^{-9}$ ; для систем радиосвязи обычно  $\delta_c=\delta_\Gamma$ .

В некоторых случаях приходится дополнительно учитывать возможность ухода частоты из-за нестабильности источников питания, климатических и механических воздействий.

Для исключения ухудшения качества приема полосу пропускания приемников выбирают шире реальной ширины спектра сигналов на  $\Delta f_{зап}=2\Delta f_{ПР}$ . Обычно считается допустимым расширение полосы за счет нестабильности частот радиодиапазона на  $(0.1...0.2)P_c$ . Если запас по полосе оказывается соизмерим или больше ширины спектра принимаемых сигналов, его можно существенно уменьшить, используя систему автоматической подстройки частоты гетеродина; требуемая полоса пропускания приемника при этом соответственно уменьшается

$$П = P_c + 2\Delta f_{ПР} / K_{АПЧ}, \quad (1.14)$$

где  $K_{АПЧ}$  – коэффициент АПЧ. В системах с частотной АПЧ (ЧАПЧ)  $K_{АПЧ}=5...20$ , причем нижняя граница соответствует простейшим, а верхняя – довольно сложным системам ЧАПЧ. Если принять допустимым расширение полосы на  $(0.1...0.2)P_c$ , то коэффициент автоподстройки

$$K_{АПЧ} \geq 2\Delta f_{ПР} / (0.1...0.2)P_c . \quad (1.15)$$

В системах с фазовой АПЧ (ФАПЧ) остаточная расстройка равна нулю, при этом  $P=P_c$ .

При выборе полосы пропускания  $P_{ПР}$  преселектора диапазона приемника без АПЧ дополнительно вводят запас на неточность сопряжения  $\Delta f_{НС}$  настроек контуров преселектора и гетеродина:

$$P_{ПР} \geq P + \Delta f_{НС}. \quad (1.16)$$

При выборе полосы пропускания радиовещательных приемников необходимо также принимать во внимание требования ГОСТ, устанавливающего нормы на допустимые искажения спектра принимаемого сигнала, которые проявляются на верхних звуковых частотах из-за неравномерности АЧХ как ВЧ, так и НЧ трактов приемника. В техническом задании на проектирование задается допустимое ослабление на краях полосы пропускания

$$\sigma_{П} = 20 \lg K(f_0) / K(f_0 \pm F_{\max}) \quad [\text{дБ}], \quad (1.17)$$

где  $F_{\max}$  – максимальная частота в спектре модулирующего сигнала.

При проектировании заданная величина ослабления распределяется по отдельным трактам приемника: преселектор, УПЧ, детектор, УНЧ:

$$\sigma_{П} = \sigma_{ПР} + \sigma_{УПЧ} + \sigma_{АД} + \sigma_{УНЧ} \quad [\text{дБ}], \quad (1.18)$$

причем частотные искажения в преселекторе необходимо учитывать только в диапазонах ДВ и СВ, в диапазоне КВ ими можно пренебречь. Поэтому на КВ для повышения избирательности полосу пропускания преселектора можно делать настолько узкой, насколько это возможно по конструктивным возможностям и соображениям получения достаточного усиления.

ГОСТом 5651-89 установлены следующие нормы допустимых частотных искажений:

при приеме АМС в диапазоне  $f_c < 250$  кГц  $\sigma_{\text{П}} = \sigma_{\text{ДОП}} = 18$  дБ, в диапазоне  $f_c > 250$  кГц  $\sigma_{\text{ДОП}} = 14$  дБ;

при приеме ЧМС в диапазоне  $f_c > 250$  кГц  $\sigma_{\text{ДОП}} = 14$  дБ.

При приеме АМ сигналов общая неравномерность кривой верности (частотные искажения) складывается из неравномерностей ВЧ тракта, детектора, УНЧ и громкоговорителя. При распределении неравномерности по каскадам приемника желательно иметь  $\sigma_{\text{ВЧ}} = \sigma_{\text{ПР}} + \sigma_{\text{УПЧ}} = 9 \dots 13$  дБ,  $\sigma_{\text{УПЧ}} \geq 6$  дБ - для получения большего ослабления сигналов соседних каналов и улучшения устойчивости кривой верности ( $\sigma_{\text{ВЧ}}$ ,  $\sigma_{\text{ПР}}$ ,  $\sigma_{\text{УПЧ}}$  - неравномерности ВЧ тракта, преселектора и УПЧ соответственно). Чем больше допустимое значение  $\sigma_{\text{УПЧ}}$ , тем легче (при меньшем числе контуров) обеспечить в УПЧ необходимую избирательность по соседнему каналу.

При приеме ЧМ сигналов минимальная полоса линейного тракта определяется не частотными, а нелинейными искажениями (из-за нелинейности ФЧХ). К неравномерности АЧХ линейного тракта приемника ЧМС предъявляются более жесткие требования:  $\sigma_{\text{ПР}} + \sigma_{\text{УПЧ}} \leq (3 \dots 6)$  дБ, поскольку неравномерность АЧХ сопровождается нелинейностью фазовой характеристики, приводящей к нелинейным искажениям при приеме ЧМС. Для приемников УКВ ЧМ вещания согласно ГОСТ 5651-89  $\text{П} = 120 \dots 180$  кГц. Поэтому для приемников ЧМС заданные в ТЗ частотные искажения распределяются между детектором, УНЧ и громкоговорителем.

При распределении частотных искажений по трактам необходимо помнить, что чем меньше допустимые искажения в преселекторе или в УПЧ (при заданных значениях избирательности), тем более сложные фильтры нужно будет использовать для получения требуемой формы АЧХ. Ориентировочно  $\sigma_{\text{пр}} \leq 1 \dots 3$  дБ (до  $4 \dots 8$  дБ при  $f_c < 250$  кГц),  $\sigma_{\text{упч}} \leq 4 \dots 8$  дБ,  $\sigma_{\text{ад}} \leq 1 \dots 2$  дБ,  $\sigma_{\text{унч}} \leq 1 \dots 5$  дБ. Возможна компенсация завала (подъема) верхних или нижних частот спектра принимаемого сигнала в одних каскадах приемника подъемом (завалом) этих же частот в других каскадах.

В некоторых приемниках нужна переменная полоса пропускания, причем требования по избирательности выполняются при узкой полосе, а требования по неравномерности – при широкой. Узкой полосой пропускания считают полосу, при которой качество воспроизведения не ниже допустимого.

В высококачественных радиовещательных приемниках АМС для уменьшения частотных искажений в преселекторе (при сохранении высокой избирательности по зеркальному каналу) применяют во входных цепях ДВ и СВ диапазонов двухконтурные полосовые фильтры.

Реальная ширина спектра сигнала зависит как от вида модуляции, так и от вида передаваемого сигнала и определяется следующим образом. Реальная ширина спектра амплитудно–модулированных сигналов

$$P_C = 2F_{\text{max}}, \quad (1.19)$$

частотно–модулированных сигналов

$$P_C = 2(1 + m_{\text{чМ}} + \sqrt{m_{\text{чМ}}}) F_{\text{max}}, \quad (1.20)$$

сигналов с однополосной модуляцией с ослабленной или полной несущей

$$P_C = F_{\text{max}}, \quad (1.21)$$

сигналов с однополосной модуляцией с подавленной несущей

$$П_C = F_{\max} - F_{\min} , \quad (1.22)$$

где  $F_{\max}$ ,  $F_{\min}$  – максимальная и минимальная частоты в спектре модулирующего сигнала;  $m_{\text{ЧМ}} = \Delta f_m / F_{\max}$  – максимальное значение индекса частотной модуляции,  $\Delta f_m$  – девиация частоты. При узкополосной ЧМ ( $m_{\text{ЧМ}} \ll 1$ )  $П_C \approx 2 F_{\max}$ , при широкополосной ЧМ ( $m_{\text{ЧМ}} \gg 1$ )  $П_C \approx 2\Delta f_m + 2 F_{\max}$ .

Реальный спектр *телеграфного* сигнала, который необходимо передать по каналу связи, должен включать (в зависимости от метода регистрации) от одной до трех...пяти гармоник частоты манипуляции  $F_{\text{МАН}}$ . Поэтому максимальная частота, которую должен пропустить канал связи, определяется из условия

$$F_{\max} = a/2\tau_0 = aB/2, \quad (1.23)$$

где  $\tau_0$  – длительность элементарного импульса;  $B = 1/\tau_0$  – скорость телеграфирования, Бод;  $a = 2...3$  при регистрации методом укороченного контакта,  $a = 1$  при регистрации интегральным способом.

Реальная ширина спектра телеграфных сигналов при амплитудной манипуляции (А1)

$$П_C = a/\tau_0 = 2aF_{\text{МАН}} , \quad (1.24)$$

при амплитудной тональной манипуляции (А2)

$$П_C = 2(F_0 + F_{\max}) = 2(F_0 + aF_{\text{МАН}}) , \quad (1.25)$$

при частотной манипуляции

$$P_C = 2F_{\text{МАН}} \sqrt{\frac{2D}{P} m_i^2 + m^2}, \quad (1.26)$$

где  $F_{\text{МАН}}=1/2\tau_0$  – частота манипуляции;  $F_0$  – частота тона;  $D=10\dots 100$  – задаваемое ослабление спектра на границах полосы;  $m_{\text{ЧМ}}=\Delta f_m/F_{\text{МАН}}$  – коэффициент модуляции,  $\Delta f_m$  – девиация частоты, равная половине разноса частот манипуляции.

Если приемник предназначается для приема сигналов с различной шириной спектра, то полосу пропускания определяют для каждого типа сигнала и выбирают большую из них, либо переключают полосу при изменении вида работы.

#### 1.4. Выбор промежуточной частоты

Сложность принципиальной схемы и конструкции супергетеродинного приемника в значительной степени зависят от правильного выбора промежуточной частоты. ПЧ выбирают вне диапазона принимаемых частот (во избежание интерференционных помех и снижения устойчивости работы приемника), по возможности удаляют от границ поддиапазонов (для ослабления помех по прямому каналу) и от частот, на которых работают мощные радиостанции.

При более высокой ПЧ легче обеспечить необходимую избирательность по зеркальному каналу; лучше фильтрация ПЧ на выходе детектора (практически достаточно  $f_{\text{ПЧ}} \geq (5\dots 10) F_{\text{max}}$ , где  $F_{\text{max}}$  – максимальная частота в спектре модулирующего сигнала); при  $f_{\text{ПЧ}} > (10\dots 20)/\tau_{\text{и}}$  лучше воспроизводится форма импульсных сигналов и сохраняется их длительность ( $\tau_{\text{и}}$  – длительность самого короткого импульса); шире полоса пропускания; ухудшается устойчивость работы УПЧ.

При более низкой ПЧ легче получить узкую полосу пропускания приемника и высокую избирательность по соседнему каналу при конструктивно осуществимых затуханиях контуров; выше устойчивое усиление и стабильность характеристик каскадов УПЧ; показатели УПЧ меньше зависят от раз-

броса и нестабильности емкостей электронных приборов; меньше коэффициент шума УПЧ, который в диапазоне СВЧ сильно влияет на общий коэффициент шума приемника. Достоинства низкой ПЧ являются недостатками высокой и наоборот.

Применение пьезофильтров и фильтров на поверхностных акустических волнах, обеспечивающих узкую полосу пропускания и высокую избирательность по соседнему каналу при высоких частотах настройки, позволяет частично разрешить противоречия для низкой и высокой промежуточных частот; трудности получения большого устойчивого усиления на высоких частотах при этом сохраняются.

При высоких требованиях к избирательности приемника по соседнему и зеркальному каналам возрастает сложность схем преселектора и УПЧ; в этом случае более экономичным может оказаться двойное преобразование частоты, при этом используются достоинства высокой и низкой промежуточных частот. В профессиональных приемниках двойное преобразование частоты применяют также для повышения частотной точности приемника, обусловленной построением системы стабилизации частоты гетеродина.

По возможности ПЧ радиовещательных и телевизионных приемников выбирают из ряда стандартизированных значений: 0.076, 0.465, 1.84, 2.9, 6.5, 10.7, 24.975 МГц. Выбранное значение ПЧ должно обеспечивать получение необходимой полосы пропускания и избирательности по соседнему и зеркальному каналам.

Для профессиональных приемников ДВ, СВ и КВ диапазонов стандартных значений не установлено, но существуют нормализованные значения ПЧ: 115; 215; 465; 500; 720...750; 915; 1200; 1600; 2200; 3000; 4500 кГц [2]. Использование нормализованных ПЧ делает возможным применение нормализованных узлов в схеме приемника и специализированной аппаратуры для производственной регулировки и контроля.

## **2. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 2 ВЫБОР СРЕДСТВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИЗБИРА- ТЕЛЬНОСТИ ПО ПОБОЧНЫМ И СОСЕДНЕМУ КАНАЛАМ ПРИЕМА**

### **2.1 Выбор схемы тракта радиочастоты (преселектора)**

Основное назначение преселектора – предварительная селекция сигналов, подавление побочных каналов приема, повышение чувствительности радиоприемника. Состав преселектора – ВЦ и одно – двухкаскадный УРЧ. При невысоких требованиях к чувствительности и избирательности приемника преселектор содержит только ВЦ.

Правильный выбор схемы преселектора во многом определяет такие важнейшие характеристики РПрУ, как чувствительность и избирательность. Известно, что чувствительность приемника определяется его коэффициентом шума  $F_{ш.пр}$ . Общий коэффициентом шума приемника зависит от коэффициентов шума и коэффициентов передачи отдельных каскадов приемника, причем в наибольшей степени  $F_{ш.пр}$  определяется коэффициентами шума входного устройства и УРЧ, поэтому от правильного выбора каскадов преселектора с точки зрения шумов и усиления во многом зависит чувствительность всего РПрУ. Для получения минимального  $F_{ш.пр}$  необходимо в преселекторе использовать малошумящие усилительные элементы.

Другое важное требование, предъявляемое к преселектору – это линейность его амплитудной характеристики. Есть три основных пути борьбы с нелинейными эффектами. Первый – это применение высокоэффективных селективных цепей до первого усилительного элемента. Второй – обеспечение минимального усиления каскадов до фильтра основной селекции. С этой точки зрения усиление сигнала в преселекторе должно быть минимальным, что приводит к возрастанию влияния шумов последующих каскадов на общие шумы приемника и в конечном счете – к ухудшению его чувствительности.

Таким образом, требования к получению хорошей линейности и высокой чувствительности противоречат друг другу. Третий путь, дополняющий первые два, состоит в применении в УРЧ всех возможных способов снижения нелинейных эффектов.

Характерной деталью преселектора современных профессиональных РПрУ является аттенюатор, включаемый, как правило, между антенной и УРЧ приемника. Этот аттенюатор обеспечивает снижение уровня входного сигнала на 30...40 дБ ступенями – обычно по 10 дБ каждая. Таким способом удается существенно расширить динамический диапазон приемника при приеме сильных сигналов. При этом динамический диапазон расширяется за счет снижения чувствительности РПрУ. Переключение аттенюатора может быть как ручным, так и автоматическим – с управлением от цепи АРУ.

Для уменьшения нелинейных эффектов в преселекторе необходимо обеспечить максимальное ослабление сигналов соседних по частоте радиостанций, для чего между антенной и первым усилительным элементом включают двухконтурный (реже трехконтурный) перестраиваемый полосовой фильтр, обеспечивающий значительное затухание при расстройке на 10%. Еще одну резонансную цепь (одиночный контур или полосовой фильтр) обычно располагают непосредственно перед первым смесителем. При этом повышается реальная селективность приемника и уменьшается просачивание в антенну напряжения с частотой гетеродина, что уменьшает взаимные помехи между различными РПрУ. Для работы в сложной в отношении электромагнитной совместимости обстановке многие современные РПрУ укомплектовываются дополнительным отдельным блоком высокоизбирательного преселектора.

Для обеспечения чувствительности радиоприемников среднего и высокого классов обычно достаточно использовать однокаскадный УРЧ. Число контуров преселектора обычно не более двух – трех (реже – четырех). Более сложные схемы не используются из конструктивных и экономических соображений.

Преселекторы профессиональных диапазонных приемников выполняют по более сложным схемам: 1...2 каскада УРЧ, число контуров в преселекторе 3...4 (иногда до 5...6) в виде одиночных или пар связанных контуров со связью близкой к критической – при этом обеспечиваются минимальные частотные искажения сигнала при максимальных значениях полосы пропускания, избирательности и коэффициента передачи. ВЦ выполняют одноконтурной для достижения максимальной чувствительности приемника или двухконтурной – для достижения высокой односигнальной и многосигнальной избирательности.

Выбор конкретной схемы преселектора – числа каскадов УРЧ, числа избирательных систем – зависит не только от требуемых значений чувствительности, односигнальной и многосигнальной избирательности приемника, динамического диапазона входных сигналов, но и от помеховой обстановки в соответствующем поддиапазоне рабочих частот. Если уровень внешних помех в антенне значительно больше приведенного к антенне уровня шумов приемника, то целесообразно снижать коэффициент шума приемника путем введения УРЧ. При низком уровне внешних помех следует рассчитать допустимый коэффициент шума приемника и выбрать первые каскады, при которых коэффициент шума приемника меньше допустимого. В некоторых случаях может потребоваться применение двухкаскадного УРЧ, что сильно усложняет приемник. Поэтому иногда более экономичным решением является применение преобразователя частоты с меньшим коэффициентом шума.

Для снижения коэффициента шума приемника следует выбирать пассивные элементы преселектора (фидер, фильтры и др.) с минимальными потерями при требуемой полосе пропускания.

Использование новой элементной базы, интегральной схемотехники позволило расширить динамический диапазон современных профессиональных приемников КВ диапазона до 100...120 дБ, повысить чувствительность (коэффициент шума 5...7 дБ), улучшить селективность – типовые нормы для про-

фессиональных приемников на ослабление по побочным каналам 100...120 дБ.

В современных профессиональных приемниках КВ диапазона используется в основном два вида настройки резонансных цепей преселектора: фильтровая и перестраиваемая, иногда – комбинация этих видов настройки. В первом случае в преселекторе имеется  $N$  неперестраиваемых фильтров ( $n$  – число поддиапазонов), полоса пропускания каждого из которых выбирается равной ширине соответствующего поддиапазона с запасом по взаимному перекрытию 2...10 %, а в совокупности они перекрывают весь диапазон рабочих частот. Процесс перестройки преселектора сводится к подключению того фильтра, в полосе пропускания которого находится частота принимаемого сигнала.

Во втором случае диапазон рабочих частот, как правило, разбивается на поддиапазоны и процесс настройки начинается с включения требуемого поддиапазона с последующей перестройкой в пределах этого поддиапазона избирательных цепей преселектора на частоту сигнала. Элементы колебательных контуров ВЦ и УРЧ обеспечивают плавную или дискретную перестройку приемника в пределах заданного диапазона частот. Перестройка выполняется изменением емкости или индуктивности (или того и другого вместе – в системах с дискретной перестройкой). Элементы перестройки контуров (индуктивности, емкости) выбирают так, чтобы обеспечить настройку преселектора на любую частоту внутри диапазона (или поддиапазона) принимаемых частот.

Проектирование тракта радиочастоты (преселектора) сводится к определению типа, параметров и числа избирательных систем, настроенных на частоту принимаемого сигнала. Преселектор может быть выполнен:

– с одиночными контурами во входной цепи с индуктивной или емкостной связью. Количество контуров преселектора не должно превышать трех  $N \leq 3$ .

– с двухконтурным полосовым фильтром во входной цепи с индуктивной связью антенны с колебательным контуром.

Причем такой преселектор может содержать и дополнительный одиночный контур в усилителе радиочастоты (УРЧ).

## 2.2. Проектирование преселектора с одиночными колебательными контурами

Исходные данные для проектирования:

- диапазон принимаемых частот ( $f_{\min}$ ,  $f_{\max}$ ), МГц;
- полоса пропускания ( $\Pi$ ), МГц;
- ослабление на краях полосы пропускания ( $\sigma_{\Pi}$ ), дБ;
- избирательность по зеркальному каналу ( $\sigma_3$ ), дБ;
- избирательность по промежуточной частоте ( $\sigma_{пр}$ ), дБ;
- конструктивная добротность контура ( $Q_{к}$ );
- промежуточная частота ( $f_{пр}$ ), МГц;
- вид связи контура входной цепи с антенной (индуктивная или емкостная);
- коэффициент шунтирования ( $\psi$ );
- количество одиночных контуров преселектора ( $N$ ), как правило 1..3.

Ориентировочные значения конструктивной добротности, ослабления на краях полосы пропускания, коэффициента шунтирования приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Диапазон частот	ДВ	СВ	КВ	УКВ
Конструктивная добротность контуров, $Q_{к}$	50...80	80...125	150...200	100...200
Ослабление на краях полосы пропускания тракта радиочастоты, ( $\sigma_{\Pi}$ ), дБ	4...8	1...3	1...3	$\leq 1$
Коэффициент шунтирования контура транзистором, $\psi$	0,5...0,8	0,5...0,8	0,5...0,8	0,5...0,8

## Расчет преселектора с одиночными колебательными контурами

Задаются ориентировочным числом одиночных контуров преселектора ( $N = 1$ ) – только входная цепь, обеспечивающая избирательность по зеркальному каналу и промежуточной частоте, затем выбирают вид связи контура входной цепи с антенной, коэффициент шунтирования и конструктивную добротность в соответствии с таблицей.

Определяется максимально допустимая добротность контуров, обеспечивающих заданное ослабление на краях полосы пропускания:

(2.1)

$$Q_{\Pi} = \frac{f_{\min}}{\Pi} \sqrt{\sqrt{N} \sigma_{\Pi}^2 - 1}$$

Определяется необходимая добротность контуров  $Q_{И}$ , обеспечивающая заданную избирательность по зеркальному каналу: при применении одноконтурной входной цепи с индуктивной связью антенны с колебательным контуром и каскадов УРЧ с полным включением одиночных контуров:

$$Q_{И} = \frac{\sqrt{N} \sigma_3 \frac{f_{\max}}{f_{3\max}}}{\left| \frac{f_{3\max}}{f_{\max}} - \frac{f_{\max}}{f_{3\max}} \right|}, \quad (2.2)$$

при применении одноконтурной входной цепи с внешне-емкостной связью антенны с колебательным контуром:

$$Q_{II} = \frac{\sqrt[3]{\sigma_3 \frac{f_{3\max}}{f_{II\max}}}}{\left| \frac{f_{3\max}}{f_{II\max}} - \frac{f_{II\max}}{f_{3\max}} \right|} . \quad (2.3)$$

Далее выбирается возможная эквивалентная конструктивная добротность контуров с учетом шунтирующего действия входного сопротивления применяемого транзистора:

$$Q_{ЭК} = \psi \cdot Q_K \quad (2.4)$$

где  $\psi$  – коэффициент шунтирования.

Ориентировочные значения  $Q_K$  приведены в таблице.

В процессе проектирования могут быть получены различные варианты результатов расчета:

а)  $Q_{II} \leq Q_{II} \leq Q_{ЭК}$ , то принимаем  $Q_{Э\max} < Q_{II}$  при условии, что  $Q_{Э\max} \approx 1,1Q_{II}$ ;

б)  $Q_{II} \leq Q_{ЭК} \leq Q_{II}$ , то принимаем  $Q_{Э\max} < Q_{ЭК}$ ;

в)  $Q_{ЭК} < Q_{II} \leq Q_{II}$ , то надо изменить  $\psi$ ,  $Q_K$ , чтобы выполнить условие  $Q_{ЭК} \geq Q_{II}$ .

Принимая, что согласование входа транзистора с контуром будет осуществляться на максимальной частоте поддиапазона, определяется эквивалентная добротность контуров на нижней частоте поддиапазона:

$$\frac{1}{Q_{Э\min}} = \frac{1}{Q_K} + \left( \frac{1}{Q_{Э\max}} - \frac{1}{Q_K} \right) \frac{f_{\min}}{f_{\max}} . \quad (2.5)$$

Проверяется  $Q_{Э\min} \leq Q_{II}$ , если это условие не выполняется, увеличивают количество контуров  $N$  и повторяют расчет.

С выбранными значениями добротности проверяют избирательность по зеркальному каналу и на промежуточной частоте.

### 2.3. Проектирование преселектора с двухконтурным полосовым фильтром во входной цепи

Для получения практически постоянного ослабления на краях полосы пропускания полосового фильтра в диапазонах ДВ и СВ наилучшие результаты дает схема двухконтурной входной цепи (фактор связи  $\beta=1$ ) с двойной емкостной связью и индуктивной связью первого контура с антенной цепью.

Исходные данные для проектирования:

- диапазон частот (ДВ или СВ), МГц;
- полоса пропускания ( $\Pi$ ), МГц;
- ослабление на краях полосы пропускания ( $\sigma_{\Pi}$ ), дБ;
- избирательность по зеркальному каналу ( $\sigma_3$ ), дБ;
- избирательность на промежуточной частоте ( $\sigma_{\text{пр}}$ ), дБ;
- конструктивная добротность ( $Q_{\kappa}$ );
- промежуточная частота ( $f_{\text{пр}}$ ), МГц;
- коэффициент шунтирования ( $\psi$ ).

Ориентировочные значения конструктивной добротности, ослабления на краях полосы пропускания, коэффициента шунтирования выбрать из таблицы.

Расчет преселектора с двухконтурным полосовым фильтром во входной цепи, с двойной емкостной связью и индуктивной связью первого контура с антенной цепью

Определяется добротность контуров полосового фильтра входной цепи, обеспечивающих заданное ослабление на краях полосы пропускания:

$$Q_{\Pi} = \frac{1,41 \cdot f_{\min}}{\Pi} \sqrt[4]{\sigma_{\Pi}^2 - 1} \quad (2.6)$$

Определяется добротность контуров полосового фильтра  $Q_H$ , обеспечивающих заданную избирательность по зеркальному каналу:

$$Q_H = \frac{\sqrt{2\sigma_3 \left( \frac{f_{\max}}{f_{3_{\max}}} \right)^2}}{\left| \frac{f_{3_{\max}}}{f_{\max}} - \frac{f_{\max}}{f_{3_{\max}}} \right|}, \quad (2.7)$$

В дальнейшем расчет ведется по методике расчета преселектора с одиночными колебательными контурами.

С выбранными значениями добротности проверяют избирательности по зеркальному каналу и на промежуточной частоте.

Если после изменения в пределах нормы значений  $\psi$ ,  $Q_K$  и  $\sigma_{\Pi}$  окажется, что  $Q_{\text{Э min}} \leq Q_{\Pi}$ , т. е. не будет обеспечена избирательность по зеркальному каналу, то следует ввести одноконтурный УРЧ с индуктивной или автотрансформаторной связью контура с цепью коллектора. Определить величину недостающей избирательности по зеркальному каналу, задаться ослаблением на краях полосы пропускания и по методике расчета преселектора с одиночными колебательными контурами выбрать необходимую конструктивную добротность. Общая избирательность по зеркальному каналу будет складываться из избирательности по зеркальному каналу, которая обеспечивается двухконтурной входной цепью и одноконтурным УРЧ.

## Особенности расчета входных цепей УКВ диапазона

Входные цепи УКВ диапазона большей частью работают на фиксированной частоте, на которой и обеспечивается согласование волнового сопротивления антенно – фидерной системы со входом приемника. При согласовании только на средней частоте допускают ослабление сигнала на краях диапазона на 30 %, где рассогласование будет наибольшим. Таким образом, полоса пропускаемых частот входной цепи равна заданному диапазону и отсчитывается на уровне 0,707.

С определенной эквивалентной добротностью входной цепи определяется избирательность по зеркальному каналу. Величина недостающей избирательности по зеркальному каналу определяется путем вычитания из общей заданной по техническому заданию (ТЗ) избирательности полученного значения избирательности входной цепи. Для обеспечения оставшейся избирательности по зеркальному каналу следует ввести одноконтурный УРЧ.

### **2.4. Проектирование тракта промежуточной частоты**

Проектирование тракта промежуточной частоты включает в себя определение типа, параметров и числа избирательных систем, настроенных на промежуточную частоту.

Тракт промежуточной частоты может быть представлен: одиночными резонансными контурами (число одиночных контуров не более четырех –  $N \leq 4$ ); двухконтурными полосовыми фильтрами (число полосовых фильтров не более четырех –  $N \leq 4$ ); фильтром сосредоточенной селекции (ФСС) (число контуров ФСС не более восьми –  $N \leq 8$ );

– системой сосредоточенной избирательности на пьезокерамических, пьезомеханических, пьезоэлектрических и электромеханических фильтрах.

## 2.5. Проектирование УПЧ с одиночными резонансными контурами, настроенными на промежуточную частоту

Исходные данные для проектирования:

- промежуточная частота ( $f_{пр}$ ), МГц;
- полоса пропускания ( $\Pi$ ), МГц;
- ослабление на краях полосы пропускания ( $\sigma_{п}$ ), дБ;
- избирательность по соседнему каналу ( $\sigma_{с}$ ), дБ;
- конструктивная добротность ( $Q_{к}$ );
- расстройка по соседнему каналу ( $\Delta f_{с}$ ), МГц.

Ориентировочные значения конструктивной добротности, ослабление на краях полосы пропускания, коэффициент шунтирования приведены в табл.2.2.

Таблица 2.2

Конструктивная добротность контура (контуров), $Q_{к}$	60...160
Ослабление на краях полосы пропускания тракта первой промежуточной частоты ( $\sigma_{п}$ ), дБ	6...8
Коэффициент шунтирования контура транзистором, $\psi$	0,5...0,8

Расчет УПЧ с одиночными резонансными контурами, настроенными на промежуточную частоту

Задаются ориентировочным числом одиночных контуров, обычно  $N = 2$ , но не более четырех ( $N \leq 4$ ), т. к. при выборе большего количества контуров трудно обеспечить достаточную устойчивость усиления.

Выбирают конструктивную добротность, коэффициент шунтирования в соответствии с таблицей. Определяется необходимая добротность контуров, обеспечивающих заданное ослабление на краях полосы пропускания:

$$Q_{\Pi} = \frac{f_{\text{ПР}}}{\Pi} \sqrt{N \sqrt{\sigma_{\Pi}^2} - 1} . \quad (2.8)$$

Определяется необходимая добротность, обеспечивающая заданную избирательность по соседнему каналу:

$$Q_{\text{И}} = \frac{f_{\text{ПР}}}{2\Delta\Delta_{\text{с}}} \sqrt{N \sqrt{\sigma_{\text{с}^2}} - 1} . \quad (2.9)$$

Далее определяется эквивалентная конструктивная добротность контуров ( $Q_{\text{ЭК}}$ ). С выбранным значением эквивалентной добротности проверяется условие  $Q_{\text{И}} \leq Q_{\Pi}$  и  $Q_{\text{И}} \leq Q_{\text{ЭК}}$ .

Если это условие выполняется, то проверяют избирательность по соседнему каналу и ослабление на краях полосы пропускания. Если окажется, что невозможно выполнить условие  $Q_{\text{И}} \leq Q_{\text{ЭК}}$ , то необходимо изменить  $Q_{\text{К}}$  и проверить выполнение условия  $Q_{\text{И}} \leq Q_{\text{ЭК}}$ . Если же требования технического задания при вышеназванных условиях не могут быть выполнены, то применяют усилитель с полосовыми фильтрами или ФСС.

## 2.6. Проектирование УПЧ с двухконтурным полосовым фильтром

Исходные данные для проектирования:

- промежуточная частота ( $f_{\text{ПР}}$ ), МГц;
- полоса пропускания ( $\Pi$ ), МГц;
- ослабление на краях полосы пропускания ( $\sigma_{\Pi}$ ), дБ;
- избирательность по соседнему каналу ( $\sigma_{\text{с}}$ ), дБ;

- конструктивная добротность ( $Q_K$ );
- расстройка по соседнему каналу ( $\Delta f_c$ ), МГц.

Ориентировочные значения конструктивной добротности, ослабления на краях полосы пропускания, коэффициента шунтирования приведены в табл.2.2

### Расчет УПЧ с двухконтурным полосовым фильтром

Расчет избирательных систем начинают с выбора числа полосовых фильтров  $N = 1$  и фактора связи  $\beta = 1$ . Определяют максимально допустимую добротность, дающую ослабление на краях полосы пропускания ( $\sigma_{\Pi}$ ):

$$Q_{\Pi} = (f_{\text{ПР}} / \Pi) \sqrt{\beta^2 - 1 + 2\beta \sqrt{N \sqrt{\sigma_{\Pi}^2} - 1}} . \quad (2.10)$$

Определяют допустимую добротность, обеспечивающую избирательность по соседнему каналу ( $\sigma_c$ ):

$$Q_{\text{И}} = (f_{\text{ПР}} / 2\Delta f_c) \sqrt{\beta^2 - 1 + 2\beta \sqrt{N \sqrt{\sigma_c^2} - 1}} . \quad (2.11)$$

С учетом выбранного коэффициента шунтирования ( $\psi$ ) определяют эквивалентную конструктивную добротность

$$Q_{\text{ЭК}} = \psi \cdot Q_K . \quad (2.12)$$

Далее выбирают эквивалентную добротность контура ( $Q_{\text{Э}}$ ) из условия, что  $Q_{\text{И}} \leq Q_{\Pi}$ ,  $Q_{\text{И}} \leq Q_{\text{ЭК}}$  тогда

$$Q_{\text{Э}} = Q_{\text{И}}$$

С выбранной добротностью  $Q_{\text{Э}}$  рассчитывают избирательность по соседнему каналу и ослабление на краях полосы пропускания

$$\sigma_c = \left( \frac{1}{2\beta} \sqrt{(1 + \beta^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2} \right)^N, \quad (2.13)$$

где  $\xi = Q_{\text{Э}} \cdot \frac{2\Delta\Delta_c}{f_{\text{ПР}}}$ ,

$$\sigma_{\text{П}} = \left( \frac{1}{2\beta} \sqrt{(1 + \beta^2 - X_{\text{П}^2})^2 + 4X_{\text{П}^2}} \right)^N, \quad (2.14)$$

где  $X_{\text{П}} = Q_{\text{Э}} \cdot \frac{\Pi}{f_{\text{ПР}}}$ .

Если указанное выше условие по выбору эквивалентной добротности не выполняется, то изменяют конструктивную добротность  $Q_{\text{к}}$ , коэффициент шунтирования ( $\psi$ ) от 0,5 до 0,8, затем фактор связи ( $\beta$ ) от 1,0 до 2,5 и число полосовых фильтров (N) от 1 до 4 и повторяют вновь расчет.

Если же требования технического задания при вышеназванных условиях не могут быть выполнены, то переходят к расчету УПЧ с использованием ФСС.

## 2.7. Проектирование УПЧ с фильтром сосредоточенной селекции (ФСС)

Методика расчета ФСС достаточно полно изложена в [6], где расчет ведется графическим методом с помощью семейства обобщенных резонансных кривых. Использование аналитического метода расчета ограничено из-за его сложности и

громоздкости. Ниже приводится расчет ФСС с использованием приближенных выражений, аппроксимирующих обобщенные резонансные кривые [2].

Исходные данные для проектирования:

- промежуточная частота ( $f_{пр}$ ), МГц;
- полоса пропускания ( $\Pi$ ), МГц;
- ослабление на краях полосы пропускания ( $\sigma_{п}$ ), дБ;
- избирательность по соседнему каналу ( $\sigma_{с}$ ), дБ;
- конструктивная добротность ( $Q_{к}$ );
- расстройка по соседнему каналу ( $\Delta f_{с}$ ), МГц.

Ориентировочные значения конструктивной добротности  $Q_{к}=100\dots300$ .

Расчет УПЧ с фильтром сосредоточенной селекции

Задаются числом контуров в ФСС, начиная с  $N = 3$ , и величиной обобщенной расстройки  $B = 0,7$ . Определяют максимально допустимую добротность, дающую ослабление в полосе пропускания ( $\sigma_{п}$ ):

$$A = 1,4(1 + B) \quad (2.15)$$

где  $A = 1,4(1 + B)$ ,

$$M = 1,3 + 0,8 / B.$$

Определяют минимально допустимую добротность, обеспечивающую избирательность по соседнему каналу ( $\sigma_{с}$ ):

$$Q_{к} = \frac{f_{пр}}{\Delta f_{с}} \cdot M \quad (2.16)$$

где  $L = 1,086 + 0,037 B$ .

С учетом выбранного коэффициента шунтирования ( $\psi$ ) определяют эквивалентную конструктивную добротность

$$Q_K = \psi Q_c. \quad (2.17)$$

Далее выбирают эквивалентную добротность контура ( $Q_3$ ) из условия, что  $Q_{и1} \leq Q_{п1}$ ,  $Q_{и2} \leq Q_{эк}$ , тогда  $Q_3 = Q_{и1}$ . С выбранной добротностью  $Q_3$  рассчитывают избирательность по соседнему каналу и ослабление на краях полосы пропускания

$$\sigma_c = (NA(\alpha_1)^M), \quad (2.18)$$

где  $\alpha_1 = Q_3 B \cdot \Delta f_c / f_{ПР}$  для  $0 \leq \alpha_1 < 1$ ,

$$\sigma_c = N(\ln(\alpha_1 / 0,8)) / \ln L \quad \text{для } \alpha_1 < 3, \quad (2.19)$$

$$\sigma_{п1} = (NA(\alpha_2)^M), \quad (2.20)$$

где  $\alpha_2 = Q_3 B П / 2f_{ПР}$  для  $0 \leq \alpha_2 < 1$ ,

$$\sigma_{п1} = N(\ln(\alpha_2 / 0,8)) / \ln L \quad \text{для } \alpha_2 < 3. \quad (2.21)$$

Выбор максимальных значений  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  определяется обобщенными резонансными кривыми, приведенными в [6]. Если  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  оказываются больше 3, то погрешность в расчете  $\sigma_c$  и  $\sigma_{п1}$  возрастает, так как участки характеристик в этой области не аппроксимированы. Если указанное выше условие по выбору эквивалентной добротности не выполняется, то увеличивают коэффициент шунтирования ( $\psi$ ) от 0,5 до 0,8, далее уменьшают величину обобщенной расстройки ( $B$ ) от 0,7 до 0,1 и, наконец, увеличивают число контуров ( $N$ ) от 3 до 8, и повторяют вновь расчет.

Если же требования технического задания при вышеназванных условиях не могут быть выполнены, то переходят к

расчету каскадов с использованием пьезокерамических фильтров или двухкратному преобразованию частоты; приводятся также результаты расчета, соответствующие наибольшим значениям цикла, которые позволяют оценить, какие исходные данные не выполнены.

## 2.8. Проектирование УПЧ и ПЧ с системой сосредоточенной избирательности на пьезокерамических, пьезоэлектрических и электромеханических фильтрах

Исходные данные для проектирования:

- промежуточная частота ( $f_{\text{ПЧ}}$ ), МГц;
- полоса пропускания ( $\Delta f_{\text{П}}$ ), МГц;
- ослабление на краях полосы пропускания (неравномерность ослаблений (затуханий) внутри полосы пропускания) ( $\sigma_{\text{ФП}}$ ), дБ;
- избирательность по соседнему каналу ( $\sigma_{\text{ФС}}$ ), дБ;
- вносимое ослабление (затухание) внутри полосы пропускания ( $\sigma_{\text{Ф0}}$ , дБ или коэффициент ослабления на средней частоте  $q = L_{\text{Ф0}} = 1 / \sigma_{\text{Ф0}}$ );
- конструктивная добротность ненагруженного согласующего контура ( $Q_{\text{к}}$ );
- расстройка по соседнему каналу ( $\Delta f_{\text{с}}$ ), МГц;
- параметры усилительного или преобразовательного активного элемента

$$\left( |Y_{21}|, g_{22} = 1R_{22}, C_{22} \text{ и } |Y_{21_{\text{ПЧ}}}|, g_{22_{\text{ПЧ}}} = 1R_{22_{\text{ПЧ}}}, C_{22_{\text{ПЧ}}} \right) - [C_{\text{М}}, n\Phi];$$

- параметры нагрузки

$$\left( g_{\text{Н}} = \frac{1}{R_{\text{Н}}}, C_{\text{Н}} \right) - [C_{\text{М}}, n\Phi].$$

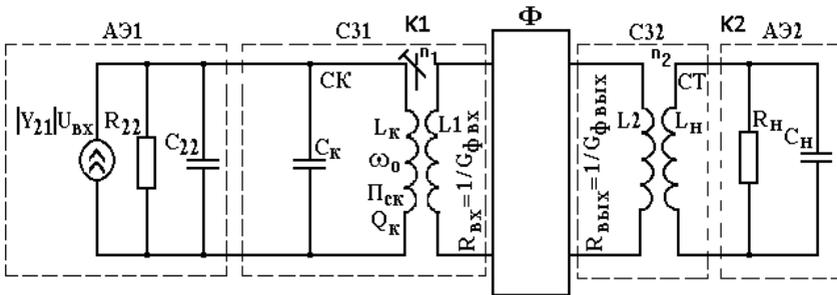
=

## Расчет УПЧ и ПЧ с системой сосредоточенной избирательности на выбранном фильтре

По исходным данным приложения выбирается тип фильтра и производится расчет УПЧ и ПЧ с ФСС на выбранном фильтре.

Поскольку номинальные значения входных и выходных характеристических сопротивлений фильтров существенно отличаются от входных и выходных сопротивлений активных элементов (АЭ), фильтры включаются в УПЧ и ПЧ через согласующие звенья (СЗ).

Наиболее распространенный вариант такого включения с широкополосным согласующим контуром (СК) и согласующим трансформатором (СТ) представлен на эквивалентной схеме (рисунок 2.1).



. Эквивалентная схема согласования фильтра с коллекторной и базовой цепями

Расчет сводится к определению элементов согласующих звеньев СЗ1 и СЗ2, исходя из следующих предпосылок: для оптимизации системы АЭ1-Ф-АЭ2 по мощности должно быть выполнено согласование входных и выходных проводимостей фильтра  $C_{ф.вх}=1/R_{вх}$ ,  $C_{ф.вых}=1/R_{вых}$  с проводимостью нагружен-

ного со стороны АЭ1 согласующего контура и входной проводимости АЭ2; широкополосный согласующий контур не должен существенно влиять на АЧХ системы, для этого полосу пропускания нагруженного СК (П<sub>С.К.</sub>) устанавливают намного шире полосы пропускания фильтра Пф:

$$P_{C.K.} = (4...5) \cdot P_{\phi} . \quad (2.22)$$

Здесь  $P_{\phi}$  должна соответствовать исходной полосе пропускания П.

Определяем показатель связи фильтра с АЭ1:

$$A_{C.B.} = (5 + \beta) / (5 - \beta) , \quad (2.23)$$

где  $\beta = 2 \cdot f_0 / \dots$ , где  $Q_K$  – конструктивная добротность ненагруженного СК.

Индуктивность контурной катушки

$$L_K = d_K / (\pi \cdot f_0 \cdot (A_{C.B.} - 1) \cdot g_{22}) , \quad (2.24)$$

$$d_K = 1 / Q_K , \quad g_{22} = 1 / R_{22} . \quad (2.25)$$

Индуктивность катушек согласующего трансформатора (С32)

$$L_2 = 1,5 \cdot R_{\text{вх}} / \pi \cdot f_0 \cdot K_2^2 . \quad (2.26)$$

Коэффициент связи  $K_2$  полагают равным 0,5 – 0,9.

$$L_H = 1,5 / \pi \cdot f_0 \cdot g_H , \quad (2.27)$$

где  $g_H = 1 / R_H = g_{11}$ .

Коэффициент включения  $n_1, n_2$ :

$$n = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{г}}}} . \quad (2.28)$$

$$n_2 = \sqrt{R_H / R_{\text{вых}}} . \quad (2.29)$$

Если  $n_1$  окажется больше 1, то принимаем его равным 1.

Индуктивность катушки связи фильтра с контуром

$$L_1 = L_K (n_1 / K_1)^2 . \quad (2.30)$$

Коэффициент связи  $K_1$  полагают равным (0,5-0,9).

Емкость контура

$$C_K = 1 / (4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_K) - C_{22} - C_M , \quad (2.31)$$

где  $C_M$  – емкость монтажа.

Резонансный коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_{O\phi} = \frac{10^{-L_\phi / 20} \cdot K_2^2 |Y_{21}|}{\sqrt{2 \cdot g_{11} g_{22} (A_{CB} + 1)}} , \quad (2.32)$$

где  $L_\phi$  – вносимое ослабление (затухание внутри полосы пропускания) [дБ].

Малая критичность пьезокерамических и пьезомеханических фильтров к изменению нагрузочных сопротивлений позволяет подключать их к базе следующего каскада непосредственно (без согласующего трансформатора). В этом случае резонансный коэффициент усиления каскада вычисляется следующим образом:

$$K_{O\Phi}^{II} = \frac{10^{-L_{\Phi}/20} \cdot |Y_{21}| \sqrt{R_{BX}}}{\sqrt{2 \cdot g_{22} (A_{CB} + 1)}}. \quad (2.33)$$

В электромеханических фильтрах согласующими элементами служат внутренние контуры магнитоотрицательных преобразователей. Как правило, применяют внутриемкостную связь фильтра с коллекторной и базовой цепями. Коэффициенты включения выбирают равными:

$$n_1 = 1 / \sqrt{R_{\text{эк}} \cdot g_{22}} \quad - \text{ для коллекторной цепи,} \quad (2.34)$$

$$n_2 = 1 / \sqrt{R_{\text{бвх}} \cdot g_{11}} \quad - \text{ для базовой цепи.} \quad (2.35)$$

Если коэффициенты включения оказываются больше единицы, контуры магнитоотрицательных преобразователей включают полностью, а согласования добиваются с помощью шунтирующих резисторов.

Коэффициент усиления каскада с электромеханическим фильтром при согласовании вычисляют по формуле

$$K_{O\Phi}^{III} = 0,5 \cdot n_1 \cdot n_2 \cdot |Y_{21}| \cdot \sqrt{R_{\text{эк}} \cdot R_{\text{бвх}}} \cdot 10^{-L_{\Phi}/20}. \quad (2.36)$$

### **3. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 3.**

## **ВЫБОР ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ; ВЫБОР И РАСПРЕДЕЛЕНИЕ УСИЛЕНИЯ ПРИЕМНИКА**

### **3.1. Выбор электронных приборов**

При выборе типа транзисторов учитывают их усилительные, частотные, шумовые и нелинейные свойства, диапазон рабочих температур. Тип транзистора и режим его работы в каждом случае выбирают таким образом, чтобы получить необходимое усиление при возможно меньшей стоимости устройства и потребляемой мощности от источников питания. В зависимости от типа приемника та или иная группа требований может приобретать решающее значение. Число типов усилительных элементов для удобства эксплуатации сводят к минимуму. Типы интегральных схем выбирают по функциональному назначению, электрическим параметрам, эксплуатационным данным.

При выборе транзисторов для УРЧ и с м е с и т е л я в первую очередь руководствуются требованиями к чувствительности и многосигнальной избирательности приемника. Чувствительность во многом зависит от шумовых и усилительных параметров, а многосигнальная избирательность – от нелинейных параметров транзисторов этих каскадов. Во многих случаях этим требованиям лучше удовлетворяют ПТ с соответствующими характеристиками. В тех случаях, когда предъявляются очень высокие требования к динамическому диапазону и многосигнальной избирательности приемника, используют в УРЧ и СМ мощные ПТ, каскадные схемы включения ПТ или гибридные схемы, сочетающие ПТ и БТ.

При выборе транзисторов для У П Ч в первую очередь оценивают их усилительные свойства, требования к шумовым и нелинейным параметрам менее жесткие, чем для транзисторов УРЧ.

При сравнимых значениях усилительных, шумовых и нелинейных параметров выбирают транзисторы с возможно меньшими входными и выходными активными и реактивными проводимостями и их разбросом. Это обеспечивает меньшее

шунтирование избирательных систем, уменьшаются вносимые в контура емкости, не возникает необходимость в малых коэффициентах включения контуров.

Решение об использовании в УРЧ и УПЧ ПТ или БТ принимают по совокупности перечисленных показателей. БТ характеризуются высокой крутизной и большим усилением тока, напряжения и мощности, поэтому они широко используются в приемно–усилительной аппаратуре. Однако из–за больших значений входной и выходной проводимости БТ, разброса параметров и их сильной зависимости от температуры и напряжений питания усложняется схемотехника каскадов; сильная внутренняя ОС снижает устойчивость работы, вызывает искажения и нестабильность АЧХ полосовых усилителей, приводит к взаимозависимости настроек входных и выходных контуров. Для преодоления этих недостатков используют соответствующие схемотехнические решения.

ПТ также находят широкое применение в радиоприемных устройствах, поскольку обеспечивают большое усиление напряжения и мощности; они характеризуются высокими входным и выходным сопротивлениями, малым уровнем собственных шумов, квадратичностью пропускной характеристики, что снижает уровни перекрестной модуляции, интермодуляции и блокирования сигнала помехой, а также достаточно высокой термостабильностью и радиационной стойкостью, способностью работать при сверхнизких температурах.

Усилительные свойства транзистора оценивают по коэффициенту устойчивого усиления на рабочей частоте  $f_0$ , для УРЧ – на максимальной частоте диапазона  $f_{\max}$ :

$$K_{\text{уст}} = \sqrt{\frac{2(1 - k_y)|Y_{21}|}{|Y_{12}|}}, \quad (3.1)$$

где  $k_y=0.8...0.9$  – коэффициент устойчивости;  $|Y_{21}|$  – модуль крутизны на рабочей частоте  $f_0$ ;  $|Y_{12}| \cong 2\pi f_0 C_{12}$ . Лучшими являются транзисторы с большими значениями *активности* –

отношения  $|Y_{21}|/|Y_{12}|$ . Коэффициент усиления транзистора по мощности пропорционален отношению  $|Y_{21}|^2/g_{вх}g_{вых}$ , где  $g_{вх}$ ,  $g_{вых}$  – входная и выходная активные проводимости транзистора на рабочей частоте. Для каскодной схемы активность оценивается отношением  $|Y_{21}|/|Y_{22}|$ .

### 3.2. Выбор и распределение усиления приемника

Общее усиление приемника выбирают так, чтобы обеспечить уверенный неискаженный прием передаваемых сообщений. Общее усиление обеспечивают высокочастотный (до детектора) и низкочастотный (после детектора) тракты приемника. Поскольку проще получить большое усиление на НЧ, усиление ВЧ тракта выбирают по возможности меньшим, как правило – минимально необходимым для нормальной работы детектора (демодулятора) приемника. Общее усиление ВЧ тракта выбирают так, чтобы обеспечить неискаженное детектирование принимаемого сигнала, если его уровень на входе приемника соответствует чувствительности. При приеме на наружную антенну в диапазонах ДВ, СВ, КВ и УКВ коэффициент усиления ВЧ тракта

$$K_{вч, \min} = \frac{U_{вх, \det.}}{\sqrt{2E_{AP}}}, \quad (3.2)$$

где  $U_{вх, \det.}$  – номинальная амплитуда сигнала на входе детектора;  $E_{AP}$  – реальная чувствительность приемника (действующее значение).

При приеме на магнитную антенну чувствительность измеряется напряженностью электрического поля  $E$  в точке приема, обеспечивающей на выходе приемника нормальную выходную мощность. Напряжение на входе 1–го каскада приемника с магнитной антенной (мВ)

$$U_{вх1} = Eh_d Q \varepsilon m_2 \quad (3.3)$$

где  $E$  – обычно задается в мВ/м;  $Q_{\text{Э}}$  – эквивалентная добротность контура ВЦ;  $m_2$  – коэффициент включения входа первого каскада в контур ВЦ;  $h_{\text{д}}$  – действующая высота магнитной антенны, м; на ДВ и СВ  $h_{\text{д}} \approx (0.3 \dots 1.5)$  см. Конструктивная добротность катушки контура магнитной антенны может быть равна 200..300. Коэффициент включения транзистора в контур магнитной антенны определяется по формуле:

$$m_2 = \sqrt{\frac{(Q_K - Q_{\text{Эmax}}) R_{11} \cdot C_{\text{Эmin}} \cdot f_{\text{max}}}{159 \cdot Q_K \cdot Q_{\text{Эmax}}}}, \quad (3.4)$$

где  $R_{11}$  — входное сопротивление транзистора на частоте  $f_{\text{max}}$ , кОм;

$C_{\text{Эmin}}$  — минимальная эквивалентная емкость контура магнитной антенны, пФ;

$f_{\text{max}}$  — максимальная частота поддиапазона, МГц;

$Q_{\text{Эmax}}$  — эквивалентная добротность контура магнитной антенны на  $f_{\text{max}}$ ;

$Q_K$  — конструктивная добротность контура магнитной антенны.

$C_{\text{Эmin}}$  выбирается порядка 50-150 пФ.

На практике большей частью  $m_2 = 0,1 \dots 0,2$ .

В этом случае общее усиление ВЧ тракта

$$K_{\text{вч.min}} = \frac{U_{\text{ex.дем}}}{\sqrt{2} U_{\text{ex1}}}, \quad (3.5)$$

Усиление ВЧ тракта выбирают с запасом

$$K_{\text{вч}} = K_{\text{зап}} K_{\text{вч.min}}, \quad (3.6)$$

где  $K_{\text{зап}}$  – коэффициент запаса усиления (производственный запас), учитывающий разброс параметров электронных приборов, неточность сопряжения контуров, а также старение электронных приборов, расстройку контуров и уменьшение напряжений питания в процессе эксплуатации. В диапазонах ДВ, СВ, КВ принимают  $K_{\text{зап}} = 1.4 \dots 2.0$ , на УКВ –  $K_{\text{зап}} = 2.5 \dots 3.5$ .

Номинальное значение амплитуды сигнала на входе детектора выбирают так, чтобы получить малые искажения и большой коэффициент передачи детектора; в зависимости от типа детектора  $U_{ВХ,ДЕТ}=0.1...2.0$  В.

Для детектирования АМС обычно применяют диодные детекторы на полупроводниковых диодах, работающие в линейном режиме – при  $U_{ВХ,ДЕТ}\geq 0.5...1.0$  В, при этом коэффициент гармоник  $k_{Г}<1$  %, коэффициент передачи детектора  $K_{Д}\approx 0.6...0.8$ . При  $U_{ВХ,ДЕТ}<0.3...0.5$  В диодный детектор работает в квадратичном режиме в динамическом диапазоне входных сигналов 20...30 дБ (при больших сигналах детектор переходит в линейный режим, при малых – растут внутренние шумы).

Диодные АД при правильно выбранном режиме и нагрузке вносят очень небольшие искажения и обеспечивают линейное детектирование в большом динамическом диапазоне входных сигналов – до 60...70 дБ.

Транзисторные АД имеют  $K_{Д}=3...10$  при  $U_{ВХ,ДЕТ}=0.1...0.2$  В, однако детектирование сопровождается значительными нелинейными искажениями ( $k_{Г}=3...10$  %). Искажения возрастают при  $U_{ВХ,ДЕТ}<0.05$  В и  $U_{ВХ,ДЕТ}>0.5$  В. Транзисторные АД применяют в переносных и бортовых приемниках, где важно уменьшение массы, габаритов и потребляемой мощности.

Для детектирования однополосных сигналов (ОПС) используют балансные и кольцевые перемножители (детекторы) на полупроводниковых диодах; входное напряжение таких детекторов  $U_{ВХ,ДЕТ}\leq 20...40$  мВ, коэффициент передачи кольцевого детектора  $K_{Д}=0.4...0.6$ , амплитуда опорного напряжения  $U_{ОП}=1...2$  В.

Для детектирования ЧМС используют дифференциальные ЧД с настроенными в резонанс или с расстроенными контурами, обладающие достаточно высокой крутизной и линейностью характеристики детектирования. Детекторы ЧМС с парой расстроенных контуров имеют наибольший коэффициент передачи, но конструктивно сложнее остальных. Детектор отношений имеет наименьший коэффициент передачи и наибольшие нелинейные

искажения. Крутизна характеристики дифференциального ЧД достигает 10...30 мВ/кГц, дробного ЧД – 4...6 мВ/кГц. Дифференциальному ЧД должен предшествовать ограничитель амплитуды (ОА), амплитуда сигнала на входе ОА на БТ должна быть  $U_{\text{вх,дет}} \geq 0.5...1.0 \text{ В}$  – в зависимости от типа транзистора. Детектор отношений не требует ОА, поэтому его применяют в переносных приемниках, допускающих сравнительно большой уровень искажений. На входе транзистора детектора отношений амплитуда сигнала должна быть не менее 30...50 мВ.

При приеме частотно–манипулированных сигналов (ЧМ<sub>НС</sub>) – частотной телеграфии (ЧТ) и двойной частотной телеграфии (ДЧТ) используют ЧД с взаимно–расстроенными контурами.

Все ФД являются когерентными, строятся с использованием перемножителей и требуют обязательного наличия опорного сигнала. ФД различают по типу используемого перемножителя, наличию или отсутствию ОА и методу создания опорного напряжения. Балансные и кольцевые фазовые детекторы на полупроводниковых диодах отличаются малым уровнем комбинационных составляющих на выходе; амплитуда сигнала на входе ФД должна быть порядка 50...100 мВ, коэффициент передачи около 0.5.

При распределении общего усиления ВЧ тракта по каскадам необходимо учитывать два противоречивых условия:

а) для уменьшения коэффициента шума приемника необходимо увеличивать коэффициенты передачи ВЦ и УРЧ;

б) для повышения многосигнальной избирательности усиление первых каскадов приемника (до фильтра основной селекции) должно быть небольшим, чтобы амплитуда сигнала и помехи на входах первого, второго и последующих каскадов не превышала их диапазона линейности.

Для получения предельно достижимой чувствительности, ограниченной шумами, коэффициенты усиления по мощности первого, второго и последующих каскадов выбирают так, чтобы коэффициент шума приемника за счет каждого последующего каскада возрастал примерно на 10 %. Максималь-

ный коэффициент усиления преселектора выбирают так, чтобы шумы ПЧ мало влияли на общий коэффициент шума приемника:

$$K_{\text{ПР}} = K_{\text{ВЦ}}K_{\text{УРЧ}} \cong (5 \dots 10) \sqrt{F_{\text{ш.ПН}} / F_{\text{ш.УРЧ}}} \quad (3.7)$$

где  $F_{\text{ш.УРЧ}}$  и  $F_{\text{ш.ПЧ}}$  – коэффициенты шума УРЧ и ПЧ соответственно,  $K_{\text{ПР}}$  – коэффициент усиления преселектора по напряжению. Обычно  $K_{\text{ПР}} \leq 5 \dots 10$  для предотвращения перегрузки ПЧ сильными помехами с малой расстройкой.

Общее усиление ВЧ тракта супергетеродинного приемника с однократным преобразованием частоты равно произведению коэффициентов усиления (коэффициентов передачи) отдельных каскадов:

$$K_{\text{ВЧ}} = K_{\text{ВЦ}}K_{\text{УРЧ}}K_{\text{ПЧ}}K_{\text{УПЧ}}, \quad (3.8)$$

где  $K_{\text{ВЦ}}$  – коэффициент передачи ВЦ;  $K_{\text{УРЧ}}$ ,  $K_{\text{ПЧ}}$ ,  $K_{\text{УПЧ}}$  – коэффициенты усиления УРЧ, ПЧ и УПЧ. В приемнике с двойным преобразованием частоты необходимо учесть усиление  $K_{\text{ПЧ2}}$  второго ПЧ и  $K_{\text{УПЧ2}}$  второго УПЧ. Найденное выше общее усиление ВЧ тракта распределяют между отдельными каскадами приемника с учетом известных ориентировочных значений и следующих соображений.

Коэффициент передачи ВЦ обычно находится в пределах  $K_{\text{ВЦ}} = 2 \dots 5$  (нагрузка – ПТ) или  $K_{\text{ВЦ}} = 0.1 \dots 0.5$  (нагрузка – БТ).

В приемниках с переменной настройкой коэффициент усиления преселектора изменяется при перестройке в пределах поддиапазона и при переходе с одного поддиапазона на другой. Соответственно изменяется общее усиление приемника и чувствительность, ограниченная усилением; допустимые пределы изменения – обычно не более, чем в 1.5...2 раза.

Характер изменения усиления (нарастание, убывание) в пределах поддиапазона зависит от схемы контуров и от элемента

перестройки (индуктивность, емкость). При распределении усиления необходимо оценить минимальное значение коэффициента усиления преселектора  $K_{пр.мин}$ ; все последующие каскады должны обеспечить усиление, равное  $K_{вч} / K_{пр.мин}$ .

Коэффициенты усиления каскадов УРЧ, ПЧ и УПЧ обычно выбирают максимально возможными, равными коэффициентам устойчивого усиления с учетом приведенных выше соображений по выбору усиления относительно широкополосных трактов. Формулы для расчета коэффициента устойчивого усиления некоторых каскадов на БТ и ПТ приведены в таблице 3.1. Коэффициент устойчивого усиления транзисторного ПЧ можно оценить приближенно

$$K_{уст.пч} \approx 0.1 K_{уст.упч} \quad (3.9)$$

Вид каскада усилителя	Схема включения АЭ	$K_{уст}$
На полевом транзисторе	С общим истоком С общим затвором	$0.42\sqrt{S/2pf_c C_{c3}}$ $0.1S/2pf_c C_{си}$
На биполярном транзисторе	С общим эмиттером	$\sqrt{0.2 Y_{21y} / Y_{12y} }$ $0.4 Y_{21y} / Y_{22y} $
Каскодный на полевом транзисторе	С общей базой —	$0.42S$ $2pf_c \sqrt{C_{c3}(C_{c3} + C_{из})}$
На биполярном транзисторе	—	$0.42 Y_{21y} $ $\sqrt{ Y_{12\alpha}  *  Y_{22\alpha} }$

## 4. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 4.

### ВЫБОР РЕГУЛИРОВОК И ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ АРУ; РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ

#### 4.1. Выбор регулировок и предварительный расчет АРУ

Технические требования и соображения удобства эксплуатации УП и ОС требуют введения в него ряда ручных и автоматических регулировок. Многие из них предварительно не рассчитываются и лишь принимаются решения об их применении. К ним относятся: автоматическая настройка и подстройка, коррекция шкалы, подстройка входной цепи и др.

Регулировка избирательности в современных УП и ОС применяется в основном ручная. Необходимость такой регулировки учитывается уже при расчете трактов РЧ и ПЧ. При расчете этих трактов намечается вид регулировки избирательности и ее место в схеме приемника.

Изменение выходного напряжения или выходной мощности приемника достигается либо регулировкой коэффициентов усиления ВЧ каскадов, либо изменением напряжения, подаваемого на вход УНЧ. Часто для изменения выходного эффекта в профессиональных приемниках применяются оба вида регулировок с отдельными органами управления.

Во многих случаях, кроме ручной регулировки усиления (РРУ) по ВЧ, применяется автоматическая регулировка усиления (АРУ). Эти регулировки или используются совместно, или же имеется переключатель для их переключения. В радиовещательных приемниках, как правило, применяется АРУ по ВЧ и ручная регулировка напряжения, подаваемого на вход УНЧ. При приеме сигналов с частотной модуляцией регулировка усиления по ВЧ не производится ввиду наличия в схеме приемника ограничителя. В приемниках телевизионных и импульсных сигналов в основном используется регулировка усиления по ВЧ.

Регулировка усиления по НЧ или так называемая регулировка громкости осуществляется обычно введением в цепь детектора потенциометра, с помощью которого можно изменять величину напряжения, подаваемого на вход УНЧ. Предварительно рассчитывать подобную регулировку нет необходимости.

Регулировка усиления каскадов на БТ обычно осуществляется управлением тока базы транзисторов, при этом изменяются также входные и выходные проводимости транзисторов, что приводит к изменению полосы пропускания и расстройке контуров УРЧ и УПЧ. Это необходимо учитывать при проектировании ВЧ тракта; для уменьшения этих эффектов выполняют регулировку в апериодических или резонансных широкополосных каскадах. Регулировка усиления каскадов на ПТ осуществляется путем изменения напряжения смещения на затворах транзисторов. Изменение коэффициентов усиления каскадов происходит за счет изменения крутизны транзисторов и их входного и выходного сопротивлений.

В первую очередь регулировкой должны быть охвачены каскады УПЧ. В случае необходимости могут подвергаться регулировке также каскады УРЧ, но при этом нежелательно регулировать усиление первого каскада, так как это может привести к усилению собственного шума приемника и ухудшить чувствительность. Только в случае крайней необходимости подвергается регулировке смеситель, так как это может привести к увеличению комбинационных помех и отразится на стабильности частоты гетеродина. Расчет РРУ при высокой частоте производится в процессе детального расчета приемника. При расчете структурной схемы можно ограничиться решением вопроса о числе регулируемых каскадов и определением каскадов, в которых ее целесообразно осуществить.

На вход УП и ОС поступают сигналы, амплитуда которых изменяется в широких пределах как вследствие разных условий работы (расстояния до передатчика, размеры и направленность антенн, диапазон частот), так и вследствие изменения уровня сигнала в процессе работы (замирания сигнала).

лов). Пределы изменения уровня входных сигналов в антенне характеризуют динамическим диапазоном

$$D_C = 20 \lg U_{A,\max} / U_{A,\min}. \quad (4.1)$$

АРУ применяют для поддержания выходного напряжения приемника в заданных пределах при изменениях уровня входного сигнала и для расширения динамического диапазона приемника. Динамический диапазон  $D_{ВХ}$  УП и ОС определяется максимальным  $E_{A,\max}$  и минимальным  $E_{A,\min}$  значениями входных сигналов в антенне, в пределах которых УП и ОС сохраняет свои параметры

$$D_{ВХ} = 20 \lg E_{A,\max} / E_{A,\min} \quad (4.2)$$

Напряжение  $E_{A,\max}$  соответствует максимальному выходному напряжению  $U_{\text{вых.}\max}$ , при котором отклонение амплитудной характеристики от линейной или уровень искажений не превышают заданных значений. Напряжение  $E_{A,\min}$  определяет реальную чувствительность УП и ОС и ограничивается внутренними шумами приемника (при этом выходное напряжение сигнала  $U_{\text{вых.}\min}$  превышает напряжение шума на выходе  $U_{\text{ш.}\text{вых}}$  в заданное число раз  $h = U_{\text{вых.}\min} / U_{\text{ш.}\text{вых}}$ ). Как видно, расширение динамического диапазона приемника может быть достигнуто за счет уменьшения  $E_{A,\min}$  (повышения чувствительности приемника) либо за счет замедления роста  $U_{\text{вых}}$  путем регулировки коэффициента усиления приемника.

Основная проблема проектирования УП и ОС состоит в том, чтобы обеспечить  $D_{ВХ} \geq D_C$ . Разработка УП и ОС, способных работать при  $D_{ВХ} = 80 \dots 120$  дБ, является достаточно сложной технической задачей.

Регулирование усиления выполняют в каскадах, работающих при возможно меньших уровнях сигналов – в каскадах УРЧ и первых каскадах УПЧ. Не рекомендуется подавать напряжение АРУ на ПЧ (возможно ухудшение избирательности по побочным каналам приема) и на последний каскад УПЧ (возможны нелинейные искажения при приеме АМС и ОПС).

Необходимый диапазон регулирования усиления приемника

$$D_{py} = D_{вх} - D_{вых}, \quad (4.3)$$

где  $D_{вх}$  – диапазон изменения уровня сигнала на входе приемника, дБ;

$D_{вых}$  – допустимое изменение уровня сигнала на выходе линейного тракта приемника, дБ.

Значение  $D_{вх}$  зависит от параметров систем связи и условий распространения радиоволн, обычно находится в пределах 40...100 дБ; в КВ диапазоне  $D_{вх}$  достигает значений 80...120 дБ. Допустимый диапазон изменения уровня сигнала на выходе зависит от группы сложности и назначения приемника, обычно  $D_{вых} = 2...10$  дБ. Это накладывает жесткие требования на работу системы АРУ.

Достижимое значение диапазона регулирования в одном каскаде ограничено увеличением нелинейных искажений и ухудшением температурной стабильности при малых токах коллектора (истока):  $D_{py1} = 14...16$  дБ для БТ,  $D_{py1} = 20...24$  дБ для ПТ.

Считая, что все управляемые каскады идентичны, определим необходимое число регулируемых каскадов.

$$N_p \geq \lg D_{py} / \lg D_{py1} \quad (4.4)$$

Полученное выражение округляется до большей целой величины и принимается за необходимое число регулирующих каскадов.

В транзисторных приемниках одновременно с изменением усиления регулирующих каскадов меняются входные и выходные проводимости, поэтому целесообразно в качестве регулирующих каскадов использовать реостатные или трансформаторные широкополосные УПЧ или УРЧ.

Если это неравенство не выполняется, то необходимый диапазон регулирования не может быть получен в выбранной схеме. Для получения требуемого  $D_{вых}$  необходимо либо увеличить число регулируемых каскадов УРЧ или УПЧ, либо дополнить

схему управляемыми делителями напряжения – на входе приемника, в преселекторе или в тракте УПЧ.

## **4.2. Результаты расчета структурной схемы**

На основании проведенного предварительного расчета УПиОС составляется его структурная схема с указанием числа каскадов и особенностей каждого тракта, приводится схема подключения АРУ и АПЧ. Результаты расчета сводятся в итоговую таблицу, где указываются основные показатели каждого каскада: коэффициент усиления (передачи), полоса пропускания, избирательность по соседнему и побочным каналам приема, допустимые частотные искажения и т.д.

## 5. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №5.

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ, УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИО И ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ, ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ И АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА

#### 5.1. Электрический расчет входной цепи для случая емкостной связи антенны с колебательным контуром

Исходные данные:

Диапазон КВ1 – 9,4...12,1 МГц («Рига 103»), рис. 5.1:

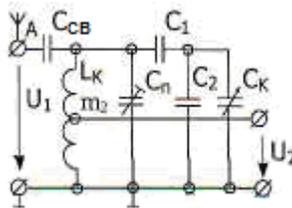


Рис.5.1. Схема входной цепи радиоприемника

$C_{св} = 6,8$  пФ,  $L_k = 1,8$  мкГн,  $m_2 = 0,27$  (коэффициент включения нагрузки),  $C_{ант} = 200$  пФ,  $Q_{эср} = 25$ ;

$C_k \min \dots C_k \max (10 \dots 430)$  пФ.  $C_{сх} = 20$  пФ,  $f_{пр} = 465$  кГц,  $f_r > f_c$ .

Определить основные показатели ВЦ на трех частотах заданного поддиапазона (на средней частоте и на крайних частотах):

Резонансный коэффициент передачи  $K_{овхц}$ , полосу пропускания на уровне  $0,707 \cdot 2\Delta f_{0,707}$ , избирательность по соседнему  $\sigma_c$ , зеркальному  $\sigma_{зк}$  и прямому  $\sigma_{пр}$  каналам. Построить по этим данным графики зависимости соответствующих показателей от частоты настройки ВЦ. Рассчитать и построить графики АЧХ ВЦ на трех частотах (на средней и на крайних частотах) заданного поддиапазона. Объяснить полученные зависимости.

Решение представлено в общем виде:

$$K_{\text{оэч}} = m_2 m_{02} L_K C_A Q_{\text{эср}}, \quad (5.1)$$

где  $C_A = \frac{C_{\text{Ант}} \cdot C_{\text{св}}}{C_{\text{Ант}} + C_{\text{св}}}$  (5.2)

$$2\Delta f_{0.707} = \frac{f_o}{Q_{\text{эср}}}; \quad (5.3)$$

Выяснить  $\frac{\Delta f}{f_o} \leq 0,1$  - область малых расстроек, можно использовать упрощенные формулы  $\Delta f = 9 \kappa \Gamma \Omega$  .

$$\sigma_c = \sqrt{1 + (Q_{\text{эср}} \frac{2\Delta\Delta}{f_o})^2} \quad (5.4)$$

$\sigma_{\text{зк}} = \frac{f_o}{f_{\text{зк}}} \left| Q_{\text{ср}} \left( \frac{f_{\text{зк}}}{f_o} - \frac{f_o}{f_{\text{зк}}} \right) \right| = Q_{\text{эср}} \left| 1 - \frac{f_o^2}{f_{\text{зк}}^2} \right|$  - область больших рас-  
строек (5.5)

$$f_{\text{зк}} = f_o + 2f_{\text{нр}} \quad (5.6)$$

$$\Delta f = 930 \text{ кГц}, \quad \frac{\Delta f}{f_c} \geq 0,1$$

$$\sigma_{\text{нр}} = Q_{\text{эср}} \left| 1 - \frac{f_o^2}{f_{\text{нр}}^2} \right| \quad (5.7)$$

## 5.2. Электрический расчет входной цепи для случая индуктивной связи антенны с колебательным контуром (работа на удлиненную антенную цепь)

Исходные данные для расчета схемы:

Диапазон СВ – 525...1607 кГц («Рига 103»), рис. 5.2:

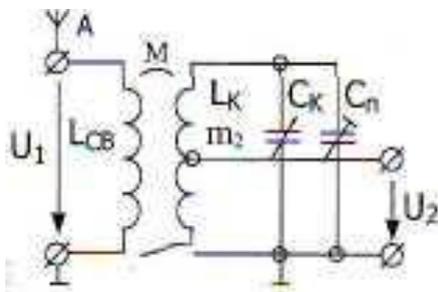


Рис.5.2 Схема входной цепи радиоприемника

$$K_{CB}=0,4, m_2=0,3$$

$$C_{Ant}=150 \text{ пФ}, Q_{эср}=25, C_{kmin} \dots C_{kmax} (10 \dots 430) \text{ пФ}.$$

$$C_{сх}=20 \text{ пФ}, K_{удл}=1,4, f_{пр}=465 \text{ кГц}, fr > fc.$$

Определить основные показатели ВЧ на трех частотах (на средней частоте и на крайних частотах) заданного поддиапазона: резонансный коэффициент передачи  $K_{овч}$ , полосу пропускания на уровне  $0,707 \cdot 2\Delta f_{0,707}$ , избирательность по соседнему  $\sigma_c$ , зеркальному  $\sigma_{зк}$  и прямому  $\sigma_{пр}$  каналам. Построить по этим данным графики зависимости соответствующих показателей от частоты настройки ВЧ. Рассчитать и построить графики АЧХ ВЧ на трех частотах. Объяснить полученные зависимости.

Решение в общем виде:

$$K_{оaxч} = \frac{K_{cв} Q_{эcp} m_2 \sqrt{\frac{L_k}{L_{cв}}}}{\left| 1 - \frac{f_A^2}{f_o^2} \right|}, \quad (5.8)$$

где  $f_a = \frac{f_{0min}}{K_{yдл}}$  (5.9)

Т.к.  $f_a < f_{min}$ , работа на удлиненную антенную цепь

$$K_{оaxч} = K_{cв} Q_{эcp} m_2 \sqrt{\frac{L_k}{L_{cв}}} \quad (5.10)$$

$$L_k = \frac{K_{\partial}^2 - 1}{4\pi^2 f_{оmax} (C_{kmax} - C_{kmin})}, \quad (5.11)$$

$$K_{\partial} = \frac{f_{оmax}}{f_{оmin}}, \quad (5.12)$$

$$L_{cв} = \frac{1}{4\pi^2 f_A^2 C_A}, \quad (5.13)$$

$$C_A = C_{АНТ}, \quad L_{cв} = L_A.$$

Проверить  $\frac{\Delta f}{f_c} \leq 0,1$  - область малых расстроек, используя упрощенные формулы для расчета  $\sigma_c$  формула (5.4).

$$\Delta f = 930 \text{ кГц}, \quad \frac{930}{525} \geq 0,1 \text{ - область больших расстроек}$$

$$\sigma_{зк} = Q_{эср} \frac{\left| 1 - \frac{f_A^2}{f_{зк}^2} \right| \cdot \left| \frac{f_{зк}^2}{f_o^2} - 1 \right|}{\left| 1 - \frac{f_A^2}{f_o^2} \right|} \quad (5.14)$$

Упрощенная формула для расчета:

$$\sigma_{зк} = Q_{эср} \left| \frac{f_{зк}^2}{f_o^2} - 1 \right|, \quad (5.15)$$

$$\sigma_{нр} = Q_{эср} \frac{\left| 1 - \frac{f_A^2}{f_{нр}^2} \right| \cdot \left| \frac{f_{нр}^2}{f_o^2} - 1 \right|}{\left| 1 - \frac{f_A^2}{f_o^2} \right|}. \quad (5.16)$$

Полоса пропускания определяется по формуле (5.3)

### 5.3. Электрический расчет входной цепи для случая индуктивно-емкостной связи антенны с колебательным контуром

Исходные данные для расчета схемы:

Диапазон - СВ – (525...1607) кГц, рис. 5.3:

$m_2 = 0,3$  (коэффициент включения нагрузки).

$C_{св} = 6,8$  пФ,  $K_{удл} = 1,3$ ,  $C_{ант} = 150$  пФ,

$Q_{эср} = 25$ ,  $C_{к\ min} - C_{к\ max} (10...430)$  пФ,  $K_{св} = 0,4$

$C_{сх} = 20$  пФ,  $f_{нр} = 465$  кГц,  $f_r > f_c$ .

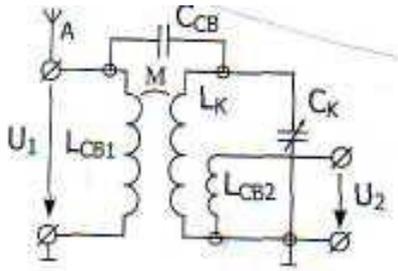


Рис. 5.3 Схема входной цепи радиоприемника

Определить основные показатели ВЦ на трех частотах заданного поддиапазона (на средней частоте и на крайних частотах):

резонансный коэффициент передачи  $K_{\text{овх.ц}}$ , полосу пропускания на уровне  $0,707 \cdot 2\Delta f_{0,707}$ , избирательность по соседнему  $\sigma_c$ , зеркальному  $\sigma_{зк}$  и прямому  $\sigma_{пр}$  каналам. Построить по этим данным графики зависимости соответствующих показателей от частоты настройки ВЦ. Рассчитать и построить графики АЧХ ВЦ на трех частотах (на средней и на крайних частотах) заданного поддиапазона. Объяснить полученные зависимости.

Решение представлено в общем виде:

$$K_{\text{овх.ц}} = \frac{K_{cв} \sqrt{\frac{L_k}{L_{cв}} + \frac{C_{cв}}{C_{\vartheta}}}}{\left| 1 - \frac{f_A^2}{f_o^2} \right|} \cdot m_2 Q_{\vartheta cр} \quad (5.17)$$

Расчет  $f_A$ ,  $L_k$ ,  $K_{\vartheta}$  производится по формулам (5.9, 5.11, 5.12)

$$C_{\vartheta \max} = \frac{1}{f_{o \min}^2 40 L_k}, \quad (5.18)$$

$$C_{\vartheta \min} = \frac{1}{f_{o \max}^2 40 L_k}, \quad (5.19)$$

Расчет  $C_A$ ,  $(2\Delta f)_{0.707}$ ,  $L_{св}$  производится по формулам (5.2, 5.3, 5.13)

Избирательность ВЧ с индуктивно-емкостной связью на частотах  $f < f_o$  определяется по формулам, как для схемы с индуктивной связью (работа на удлиненную антенную цепь), а для случая  $f > f_o$  - как для случая емкостной связи антенны с колебательным контуром.

#### 5.4. Электрический расчет резонансного усилителя с автотрансформаторным включением контура

Исходные данные для расчета схемы:

Диапазон – КВ-2 (5,65 - 7,4) МГц, Рига 103, рис. 5.4:

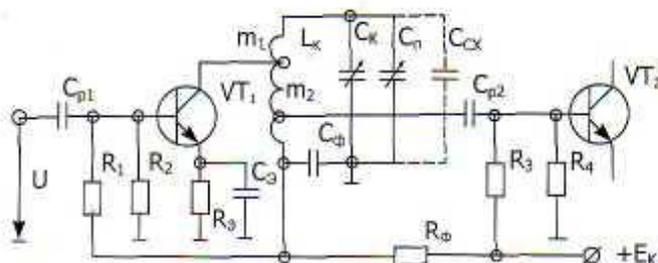


Рис. 5.4 Схема каскада одноконтурного резонансного УРЧ

Транзистор ГТ-322А ( $q_{11} = 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ ,  $q_{22} = 6 \cdot 10^{-6} \text{ См}$ ,  $|Y_{21}| = 35 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ ,  $|Y_{12}| = \omega C_{12}$ ,  $C_{12} = 1,8 \text{ пФ}$ ) для частот  $f \ll f_s$ .

Полная емкость контура на КВ-2  
 $C_{\text{max}} = C_{k \text{ min}} + C_{cx} \approx 110 \text{ пФ}$

Коэффициент включения контура УРЧ  
 $m_1 = m_2 = 0,19$ .

$Q_{\text{ср}} = 30$ ,  $f_{\text{пр}} = 465 \text{ кГц}$ .

Определить основные показатели резонансного усилителя на частоте  $f_o = 7,4 \text{ МГц}$ :

резонансный коэффициент усиления -  $K_o$ , коэффициент устойчивости усиления –  $K_{уст}$ , полосу пропускания -  $2\Delta f_{0,707}$ , избирательность по соседнему  $\sigma_c$ , зеркальному  $\sigma_{зк}$  и прямо-му  $\sigma_{пр}$  каналам. Рассчитать и построить график АЧХ УРЧ.

Решение представлено в общем виде:

$$K_o = \frac{m_1 m_2 |Y_{21}|}{q_3}, \quad (5.20)$$

$$\text{где } q_3 = m_1^2 q_1 + q_k + m_2^2 q_2, \quad (5.21)$$

$q_1 = q_{22}$  - выходная проводимость транзистора и

$q_2 = q_{11} = 0,5 q_{11}$  - входная проводимость транзистора следующего каскада – преобразователя частоты.

$$q_3 = \frac{1}{R_3} = \frac{2\pi f_o C_{\text{эmin}}}{Q_3} \quad (5.22)$$

$$K_{ycm} = \sqrt{\frac{2(1 - K_y) |Y_{21}|}{|Y_{12}|}}, \quad (5.23)$$

$K_y = 0,84$ ;

$$\sigma_c = \sqrt{1 + \left[ Q_{\text{эcp}} \left( \frac{2\Delta\Delta}{f_o} \right) \right]^2}, \quad (5.24)$$

т.к.  $\frac{\Delta f}{f_o} \leq 0,1$ ,  $\Delta f = 9$  кГц;

$$\sigma_{зк} = \sqrt{1 + \left[ Q_{\text{эcp}} \left( \frac{f_{зк} - f_o}{f_o} - \frac{f_o}{f_{зк}} \right) \right]^2}, \quad (5.25)$$

$f_{зк} = f_o = 2f_{пр}$ ,  $\frac{\Delta f}{f_o} \geq 0,1$ ,

$$\sigma_{np} = \sqrt{1 + \left[ Q_{эср} \left( \frac{f_{np}}{f_o} - \frac{f_o}{f_{np}} \right) \right]^2} \quad (5.26)$$

Полоса пропускания определяется по формуле (5.3)

## 5.5. Электрический расчет резистивного усилителя

Исходные данные для расчета схемы:

Диапазон - СВ – (525...1607) кГц, Рига 103, рис. 5.5:

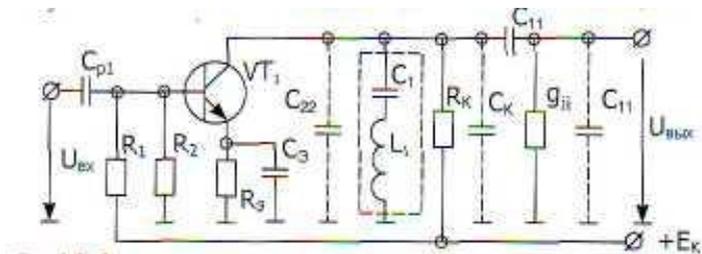


Рис. 5.5. Схема каскада апериодического УРЧ

Транзистор ГТ-322А ( $q_{11} = 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ ,  $q_{22} = 6 \cdot 10^{-6} \text{ См}$ ,  $|Y_{21}| = 35 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ ,  $|Y_{12}| = \omega C_{12}$ ,  $C_{12} = 1,8 \text{ пФ}$ ) для частот  $f \ll f_s$ .

Емкость режекторного контура  $C_1 = 120 \text{ пФ}$ ,

$f_{np} = 465 \text{ кГц}$ ,

$C_{сх} = 20 \text{ пФ}$ .

Сопротивление нагрузки  $R_n = 330 \text{ Ом}$ ,

Добротность режекторного контура  $Q_{реж} = 50$ .

Определить основные показатели резистивного усилителя:

коэффициент усиления -  $K_o$ , избирательность по прямому  $\sigma_{np}$  каналу. Рассчитать и построить график АЧХ усилителя в полулогарифмическом масштабе, определить верх-

ную граничную частоту  $f_{гр}$  полосы пропускания усилителя в диапазоне от 100 кГц до 3Гр.

Решение предоставлено в общем виде:

$$K_o = \frac{Y_{21}}{q_3}, \quad (5.27)$$

$q_3 = q_{22} + \frac{1}{R_H} + q_{ex2}$  - активная составляющая проводимости нагрузки (без учета режекторного контура) (5.28)

Нагрузкой УРЧ является входная проводимость

$$q_{ex2} = q_{11np} = 0,5 q_{11}$$

и входная емкость ( $C_{ex2} = C_{11np} = C_{11}$ ) транзистора следующего каскада – преобразователя частоты, который выполнен на таком же транзисторе, что и УРЧ.

На частоте прямого канала сопротивление нагрузки практически равно сопротивлению последовательного контура

$$\text{при резонансе } Z_{\mathcal{D}} = r_p = \frac{\rho}{Q_{резж}} \quad (5.29)$$

причем  $r_p \ll R_H$ ,  $\rho$  - волновое сопротивление.

Избирательность УРЧ по прямому каналу

$$\sigma_{np} = \frac{Y_{21} R_{\mathcal{D}}}{Y_{21} r_p} = \frac{R_{\mathcal{D}}}{r_p}, \quad (5.30)$$

где  $R = \frac{1}{q_3}$ .

$$\rho = \frac{1}{\omega_{np} c_1}, \quad (5.31)$$

$$r_p = \frac{1}{\omega_{np} c_1 Q_{резж}}, \quad (5.32)$$

$$K(f_{np}) = \frac{K_o}{\sqrt{2}}, \quad (5.33)$$

$$K(f_{np}) = \frac{Y_{21}}{\sqrt{q_3^2 + (\omega_{np} C_{cx})^2}}, \quad (5.34)$$

$$\frac{K_o}{\sqrt{2}} = \frac{Y_{21}}{\sqrt{q_3^2 + (2\pi f_{np} C_{cx})^2}}, \quad \text{и} \quad (5.35)$$

$$f_{np} = \frac{\sqrt{2 \frac{|Y_{21}|^2}{K_o^2} - q_3^2}}{2\pi C_{cx}}. \quad (5.36)$$

## 5.6. Электрический расчет резонансного усилителя промежуточной частоты с двухконтурным полосовым фильтром

Исходные данные для расчета схемы (рис.5.6)

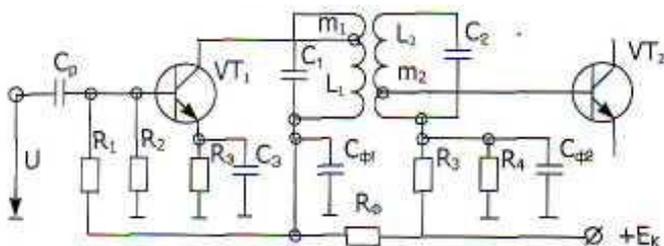


Рис. 5.6. Схема каскада УПЧ с двухконтурным полосовым фильтром

$f_{np} = 465$  кГц, емкости контуров:  $Q_{31}=Q_{32}=Q_3=105$ , коэффициенты включения контура в коллекторную цепь активного элемента  $m_1=0,2$ , коэффициент включения нагрузки

$m_2=0,05$ . Параметр связи между контурами равен  $\beta = 2,41$  в режиме широкой полосы, транзистор ГТ-322А ( $q_{11} = 1,1 \cdot 10^{-3}$  См,  $q_{22} = 6 \cdot 10^{-6}$  См,  $|Y_{21}| = 35 \cdot 10^{-3}$  См,  $|Y_{12}| = \omega C_{12}$ ,  $C_{12} = 1,8$  пФ) для частот  $f \ll f_s$ ,  $C_1 = C_2 = 510$  пФ.

Определить основные показатели резистивного усилителя:

резонансный коэффициент усиления -  $K_o$ , коэффициент устойчивости усиления -  $K_{уст}$ , полосу пропускания -  $2\Delta f_{0,707}$ , избирательность по соседнему каналу -  $\sigma_c$ .

Решение представлено в общем виде:

$$K_o = \frac{m_1 m_2 |Y_{21}|}{q_3} \cdot \frac{\beta}{1 + \beta^2} = \frac{\beta}{1 + \beta^2} R_3 |Y_{21}| m_1 m_2 \quad (5.37)$$

$$R_3 = \frac{1}{\omega_{np} c_1} Q_3, \quad (5.38)$$

$$q_3 = \frac{1}{R_3}$$

$$2\Delta f_{0,707} = \frac{f_o}{Q_3} \cdot \sqrt{\beta^2 - 1 + \sqrt{2(\beta^4 + 1)}} \quad (5.39)$$

$$\sigma_c = \frac{1}{1 + \beta^2} \sqrt{(1 + \beta^2 - \xi_{ck}^2)^2 + 4\xi_{ck}^2}, \quad (5.40)$$

где  $\xi_{ck}$  - обобщенная расстройка соседнего канала.

$$\xi_{ck} = Q_3 \frac{2\Delta f_{ck}}{f_{np}}, \quad (5.41)$$

$$\Delta f_{ck} = 9 \text{ кГц},$$

$$K_{ycm} = \sqrt{\frac{2(1 - K_y) |Y_{21}|}{|Y_{12}|}} \quad (5.42)$$

$K_y = 0,84$ .

## 5.7. Электрически расчет преобразователя частоты

Исходные данные для расчета схемы (рис.5.7.):

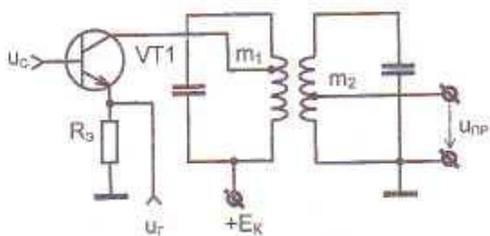


Рис.5.7. Схема транзисторного преобразования частоты  $f_c=3,95$  МГц.

$f_{np}=465$  кГц, транзистор ГТ-322А,  $f_r > f_c$ .

Модуль крутизны прямой передачи  $|Y_{21}| = 30 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ .

Эквивалентное резонансное сопротивление контуров фильтра  $R_{эp}=10$  кОм, коэффициент включения контура в коллекторную цепь активного элемента  $m_1=0,5$ , коэффициент включения нагрузки  $m_2=0,2$ .

Сопротивление в цепи эмиттера  $R_{э}=1290$  Ом, фактор связи  $\beta=1$ .

Определить основные показатели преобразователя частоты:

резонансный коэффициент передачи преобразователя частоты –  $K_{онp}$  при простом преобразовании, рассчитать частоты побочных каналов приема ПЧ без преселектора, в линейном и нелинейном режимах работы, ограничиться первыми тремя гармониками гетеродина.

Решение представлено в общем виде:

$$K_{онp} = \frac{m_1 m_2 |Y_{21}| R_{эp}}{1 + |Y_{21}| R_{э}} \cdot \frac{\beta}{1 + \beta^2} \quad (5.43)$$

Крутизна преобразования может быть найдена из приближенного соотношения:

$$|Y_{21}|_{np} = (0,3 \dots 0,5) |Y_{21}|.$$

В линейном режиме работы ПЧ (при малом уровне сигнала на входе) частоты основного и побочных каналов приема определяются по формуле:

$$f_c = |nf_r \pm f_{np}| \quad (5.44)$$

$$f_r = f_c + f_{np},$$

где  $n=0,1,2,3$  – номера гармоники напряжения гетеродина.

В нелинейном режиме работы ПЧ (при больших уровнях сигнала на входе) возникают дополнительные побочные каналы приема.

$$|nf_r \pm mf_{np}| = f_{np}, \quad (5.45)$$

где  $m$  – номер гармоники тока сигнала.

$$|nf_r \pm f_{np}| = mf_c,$$

$$f_c = \left| \frac{n}{m} f_r \pm \frac{f_{np}}{m} \right|, \quad (5.46)$$

В частном случае  $m=n$

$$f_c = \left| f_r \pm \frac{f_{np}}{m} \right|. \quad (5.47)$$

## 5.8. Электрический расчет амплитудного детектора

Исходные данные для расчета (рис.5.8.):

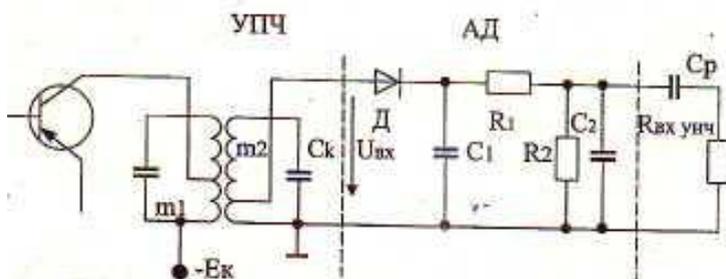


Рис. 5.8. Эквивалентная схема амплитудного детектора

Входное напряжение АД  $U_{вх}=0,8$  В.

Нижняя и верхняя частоты модуляции входного АМ – сигнала  $F_n, F_v - (50-8500)$ Гц;

Коэффициент частотных искажений на нижней частоте  $M_n - 1,2$ ;

входное сопротивление УНЧ (нагрузка АД) –  $R_{вх унч}=1,0$  кОм;

максимальный коэффициент модуляции входного сигнала  $m_{max}=0,8$ ;

эквивалентная добротность контура УПЧ с учетом шунтирующего действия АД,  $d_0=0,02$ ;

эквивалентная добротность контура УПЧ без учета шунтирующего действия АД,  $d_0=0,008$ ;

емкость контура УПЧ  $C_k=510$  пФ;

$f_{пр}=465$  кГц;

параметры диода выбираются из справочника.

Для диода Д1А ( $R_{ид}=100$  Ом,  $S_q=10 \cdot 10^{-3} C_m$ ,  $S_{ак}=1$  пФ,  $R_{иобр}=400$ ,  $R_{ообр}=1/S_{обр}$ )

Определить:

нагрузку АД, обеспечивающую неискаженное детектирование АМ – сигнала с заданными параметрами, основные показатели детектора:

коэффициент передачи  $K_{пр}$ , входное сопротивление  $R_{вх}$ , коэффициент частотных искажений на верхней модулирующей частоте  $M_v$ , коэффициент подключения детектора к контуру УПЧ –  $m_2$ .

Решение представлено в общем виде:

При расчете АД обычно требуется обеспечить достаточно большое входное сопротивление, высокий коэффициент передачи и отсутствие искажений. Расчёт последовательного АД можно начать с выбора сопротивления нагрузки.

Входное сопротивление АД  $R_{вх} \approx R_{н\sim}/2$ , где  $R_{н\sim}$  – сопротивление нагрузки АД по переменному току. Обычно входное сопротивление должно быть достаточно большим и не шунтировать контур последнего каскада УПЧ. Для полупроводниковых АД с разделенной нагрузкой, см. рисунок 5.8.

$$R_{н\sim} = \frac{\left( R_1 + \frac{R_2 R_{вхунч}}{R_2 + R_{вхунч}} \right) \cdot R_{iооб}}{R_1 + \frac{R_2 R_{вхунч}}{R_2 + R_{вхунч}} + R_{iооб}}, \quad (5.48)$$

где  $R_{iооб} = I/S_{ооб}$ ,  $R_1, R_2$  – сопротивления нагрузки.

При  $R_{iооб} \gg (R_1 + R_2)$  влияние  $R_{iооб}$  можно не учитывать. При увеличении  $R_{н\sim}$  уменьшаются также нелинейные искажения, обусловленные нелинейностью характеристики детектирования.

Если не требуется высокое входное сопротивление АД, а  $R_{вхунч}$  – мало, то для повышения коэффициента передачи АД

выбирают  $R_H = (0,5 \dots 0,8) R_{\text{вхунч}}$ , где  $R_H$  - сопротивление нагрузки АД по постоянному току. Для схемы рис. 4.1.:

$$R_H = \frac{(R_1 + R_2) \cdot R_{\text{ioоб}}}{R_1 + R_2 + R_{\text{ioоб}}}. \quad (5.49)$$

При  $R_{\text{ioобр}} \gg (R_1 + R_2)$  приблизительно  $R_H = (R_1 + R_2)$ . Для устранения нелинейных искажений, возникающих из-за неравенства нагрузок детектора по постоянному и переменному току (вследствие влияния разделительной цепи  $C_p R_{\text{вхунч}}$ ). Необходимо обеспечить выполнение соотношения

$$\frac{R_{H\sim}}{R_H} \geq m_{\text{max}} \quad (5.50)$$

С этой целью нагрузка АД разделяется на вход УНЧ подключается к резистору  $R_2$ . Искажения отсутствуют при выполнении неравенства

$$R_2 \leq \frac{(1 - m_{\text{max}}) R_H}{2} \cdot \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{4}{1 - m_{\text{max}}} \cdot \frac{R_{\text{вхунч}}}{R_H}} \right) \quad (5.51)$$

Выбрав значения  $R_H$  и  $R_2$ , находим  $R_1 = R_H - R_2$ .

Емкость нагрузки детектора выбирается из условия обеспечения безинерционной работы:

$$\tau_H = R_H C_H \leq \frac{\sqrt{1 - m^2}}{2\pi B m}. \quad (5.52)$$

Коэффициент передачи детектора с разделенной нагрузкой

$$K_{\text{ДР}} = K_{\text{Д}} \frac{R_2 R_{\text{вхунч}}}{R_1 (R_2 + R_{\text{вхунч}}) + R_2 R_{\text{вхунч}}}, \quad (5.53)$$

где  $K_{\text{Д}} = \cos \theta$  - коэффициент передачи детектора с неразделенной нагрузкой.

При  $SR_H > 50$  ( $\theta < \pi/6$ )

$$\theta \approx 3 \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_q R_H}} \quad (5.54)$$

Входное сопротивление АД

$$R_{BX} = \frac{R_H}{2 + 3R_H / R_{iооб}}. \quad (5.55)$$

Коэффициент подключения  $m_2$  детектора к контуру УПЧ выбирается так чтобы получить требуемое значение эквивалентной добротности:

$$m_2 = \sqrt{\frac{(d_{\text{э}} - d_o) R_{BX}}{\rho}}, \quad (5.56)$$

где  $\rho = 1/2\pi \cdot f_{np} \cdot C_k$  - характеристическое сопротивление контура УПЧ.

Частотные искажения на нижних частотах возникают в основном за счет разделительной цепи, поэтому при известном  $R_{\text{вхунч}}$  выбирается значение емкости  $C_p$  так, чтобы выполнялись требования по частотным искажениям на нижней частоте модуляции

$$C_p \geq \frac{1}{2\pi\pi_H R \sqrt{M_H^2 - 1}}, \quad (5.57)$$

$$\text{где } R = R_{\text{вхунч}} + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

Коэффициент частных искажений на высшей частоте модуляции для АД с разделенной нагрузкой определяется из выражения:

$$M_B \approx \sqrt{1 + (2\pi\pi_B C_1 R_{ид})^2} \cdot \sqrt{1 + \left(2\pi\pi_B C_2 \frac{R_1 R_2}{R_H}\right)^2}, \quad (5.58)$$

где  $R_{ид} \approx \frac{\pi}{S\theta}$  - динамическое внутреннее сопротивление детектора; емкость  $C_2$ , обеспечивающая дополнительную фильтрацию на промежуточной частоте, выбирается из условия  $C_2 = (0,5 \dots 0,8) / f_{пр} R_1$ , а затем определяют  $C_1 = C_n - C_2$ . При выборе емкости  $C_2$  необходимо учитывать емкость монтажа и выходную емкость следующего каскада.

Коэффициент фильтрации напряжения промежуточной частоты детектора с отдельной нагрузкой равен

$$K_{\phi} \approx \frac{2\pi n_p C_1 C_2 R_1}{(C_{AK} + C_{MI})}, \quad (5.59)$$

где  $C_{MI} = 2 \dots 5$  пФ – емкость монтажа цепи диода.

## 5.9. Электрический расчет УПЧ с фильтром сосредоточенной селекции (ФСС)

Исходные данные для расчета схемы (рис. 5.9)

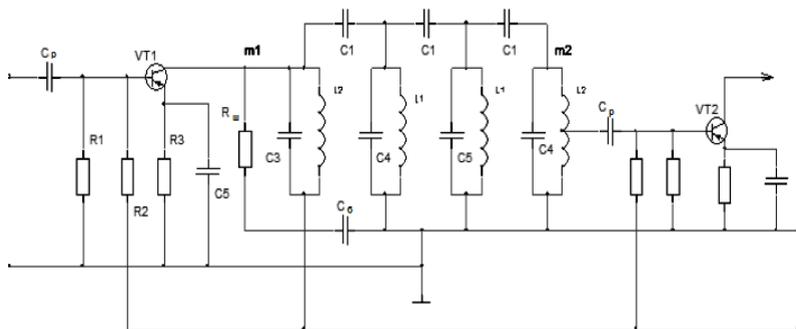


Рис. 5.9. Схема каскада УПЧ с ФСС.

Строгий расчет каскада УПЧ с ФСС довольно сложен, приводится метод упрощенного графического расчета.

$f_{пр} = 465$  кГц, входное сопротивление следующего каскада  $R_{вх2} = 1,2$  кОм,

входная емкость следующего каскада  $C_{вх} = 60\text{пФ}$ ,  
 выходное сопротивление транзистора  $R_{вых} = 100\text{кОм}$ ,  
 крутизна активного элемента  $|Y_{21}| = 10 \cdot 10^{-3} \text{См}$ ,  
 максимальный устойчивый коэффициент усиления  
 $K_y = 14$ ,  
 расчетная полоса пропускания ФСС  $\text{Пр} = 8 \text{кГц}$ ,  
 число звеньев ФСС  $\text{Пф} = 3$ ,  
 обобщенное затухание ФСС  $\beta_{\text{ф}} = 0,5$

Определить коэффициент усиления  $K_0$ , данные контуров  
 фильтра, коэффициенты включения фильтра  $m_1$  и  $m_2$ .

Решение представлено в общем виде:

По графику [6] и данным  $\text{Пф}$  и  $\beta_{\text{ф}}$  определяется коэффициент  
 передачи фильтра —  $K_{\text{ф}}$ ; определяется допустимая величина  
 $R$ , исходя из условия получения максимального устойчивого  
 усиления

$$R \leq \frac{K_y^2}{K_{\text{ф}}^2 \cdot |Y_{21}|^2 \cdot R_{\text{вх}2}} \quad (5.60)$$

Коэффициент включения  $m_1$  и  $m_2$

$$m_1 = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}1}}{R}}, \quad m_2 = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}2}}{R}} \quad (5.61)$$

Если  $m_1 > 1$ , то ставится дополнительное шунтирующее сопро-  
 тивление  $R_{\text{ш}}$  и принимается  $m_1 = 1$ , тогда

$$R_{\text{ш}} \leq \frac{R \cdot R_{\text{вх}1}}{R_{\text{вх}1} - R} \quad (5.62)$$

Если  $m_1 < 1$ ,  $m_2 \leq 1$ , то сопротивление  $R_{\text{ш}}$  не ставится.  
 Определяется действительное сопротивление ФСС

$$R' = \frac{R_{III} \cdot R_{\text{ввх}}}{R_{III} + R_{\text{ввх}}} \quad (5.63)$$

Определяется коэффициент усиления каскада

$$K_0 = K_\phi \cdot |Y_{21}| \cdot R' \cdot m_1 \cdot m_2 \quad (5.64)$$

Сравнивается  $K_0$  и  $K_y$ , если  $K_0 < K_y$ , то условие устойчивости выполнено.

Определяются емкости звеньев фильтра

$$C_1 = \frac{159}{f_{np} R'} \text{ [пф]} \quad (5.65)$$

$$C_2 = \frac{318 \cdot 10^3}{\Pi_p R'} - 2C_1 \text{ [пф]} \text{ [пф]} \quad (5.66)$$

$$C_3 = \frac{1}{2} C_2 - m_1^2 C_{\text{ввх}} \text{ [пф]} \quad (5.67)$$

$$C_4 = \frac{1}{2} C_2 - m_2^2 C_{\text{вх}} \text{ [пф]} \quad (5.68)$$

Индуктивности звеньев

$$L_1 = \frac{\Pi_p R'}{4\pi f_{np}^2} \text{ [мкГн]} \quad (5.69)$$

$$L_2 = 2L_1 \text{ [мкГн]} \quad (5.70)$$

## 5.10. Электрический расчет УПЧ и ПЧ с системой сосредоточенной избирательности на пьезомеханическом фильтре

Исходные данные для расчета схемы (рис. 5.10)

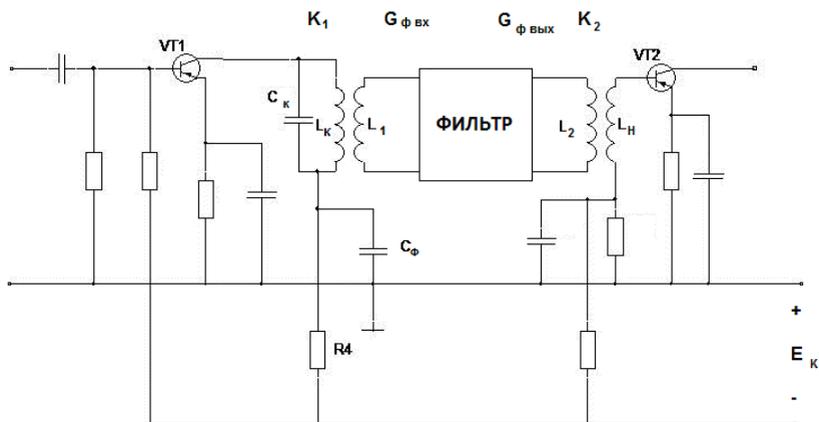


Рис. 5.10. Схема согласования фильтра с коллекторной и базовой цепями.

средняя частота полосы пропускания  $f_0 = 465$  кГц  
полоса пропускания на уровне 6 дБ,  $\text{Пф} = 8$  кГц,  
селективность при расстройке от средней частоты на  $\pm 9$  кГц = 34 дБ,  
неравномерность ослабления (затухания) внутри полосы пропускания  $B_n = 4$  дБ,  
вносимое ослабление (затухание) внутри полосы пропускания  $L_\phi = 12$  дБ,  
конструктивная добротность ненагруженного согласующего контура  $Q_k = 100$ ,

параметры транзистора предыдущего каскада (выбран транзистор ГТ-313Б)  $g_{22} = 50 \cdot 10^{-6} \text{ См}$ ,  $|Y_{21}| = 0,09 \text{ См}$ ,

$$C_{22} = 4 \text{ пФ},$$

Параметры транзистора следующего каскада (выбран транзистор ГТ-308Б)

$$g_{11} = 9 \cdot 10^{-4} \text{ См}, C_{11} = 40 \text{ пФ}$$

$$\text{коэффициенты связи } K_1 = K_2 = (0,5..0,9)$$

Исходя из данных анализа параметров фильтров, выбираем пьезомеханический фильтр ПФ1П-4-3.

Параметры выбранного фильтра приведены в приложении, табл. п. 2.

Расчет проводится по методике, изложенной в разделе 2.8, в соответствии с эквивалентной схемой, рис. 2.1.

Решение представлено в общем виде:

$$P_{ck} = (4..5)P_{\phi}, \quad (5.71)$$

$$A_{ce} = (5 + \beta)/(5 - \beta), \quad (5.72)$$

$$\beta = 2f_0 / P_{ck} Q_{\kappa}, \quad (5.73)$$

$$L_{\kappa} = 1 / Q_{\kappa} \pi f_0 (A_{ce} - 1) g_{22}, \quad (5.74)$$

$$L_2 = 1.5 R_{\text{вых}} / \pi f_0 K_2^2, \text{ где } R_{\text{вых}} - \text{параметр фильтра} \quad (5.75)$$

$$L_n = 1.5 / \pi f_0 g_n, \text{ где } g_n = g_{11} = 1 / R_n \quad (5.76)$$

$$n_1 = \sqrt{0.5(A_{ce} + 1)R_{\text{вх}} g_{22}}, \text{ где } R_{\text{вх}} - \text{параметр фильтра} \quad (5.77)$$

$$n_2 = \sqrt{R_n / R_{\text{вых}}}, \quad (5.78)$$

$$L_1 = L_{\kappa} \cdot (n_1 / K_1), \quad (5.79)$$

$$C_{\kappa} = 1 / 4\pi^2 f_0^2 L_{\kappa} - C_{22} - C_M, \text{ где } C_M - \text{емкость монтажа} \quad (5.80)$$

$$K'_{0\phi} = \frac{10^{-L_{\phi}/20} \cdot K_2^2 \cdot |Y_{21}|}{\sqrt{2g_{11}g_{22}(A_{ce} + 1)}}, \text{ где } L_{\phi}, \text{ смотри раздел 2.8} \quad (5.81)$$

$$K_{0\phi}'' = \frac{10^{-L_{\phi}/20} \cdot |Y_{21}| \sqrt{R_{\text{ex}}}}{\sqrt{2g_{22}(A_{c\phi} + 1)}}. \quad (5.82)$$

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебном пособии по практическим занятиям по дисциплине «Устройства приема и обработки сигналов» рассмотрены вопросы, ориентированные на курсовое проектирование:

- выбор типа структурной схемы, определение числа поддиапазонов и их границ, расчет полосы пропускания, выбор промежуточной частоты;
- выбор средств обеспечения избирательности по побочным и соседнему каналам приема;
- выбор электронных приборов и распределение усиления приема;
- выбор регулировок;
- представлены в общем виде электрические расчеты каскадов высокочастотного тракта.

## ПРИЛОЖЕНИЕ

### Основные справочные параметры фильтров

Таблица П1

#### Основные параметры пьезокерамических фильтров

№	Тип фильтра	$f_{\text{ПР}}$ , кГц	$P_{\text{Ф}}$ , кГц	$\sigma_{\text{ФС}}$ , дБ (раз) не менее	$\sigma_{\text{ФП}}$ не менее	$L_{\text{Ф}}$ , дБ(раз) не более	$R_{\text{ВХ}}$ , кОм	$R_{\text{ВЫХ}}$ , КОм
1	ПФ1П-1М	465±2 -1,8	7...9,5	40(100)	2(1,26)	8(2,5)	1,2	0,6
2	ПФ1П-2	465±2 -1,8	8,5...12,5	40(100)	2(1,26)	8(2,5)	1,2	0,6
3	ПФ1П-022	465±2	8,5...14,5	26(20)	2(1,26)	9,5(3)	2±10 %	2±10 %
4	ПФ1П-023	465±2	8...11,5	40(100)	2(1,26)	9,5(3)	2±10 %	2±10 %
5	ПФ1П-024	465±2	8...11,5	35(56)	2(1,26)	9,5(3)	2±10 %	2±10 %
6	ПФ1П-025	465±2	8...11,5	30(32)	2(1,26)	9,5(3)	2±10 %	2±10 %
7	ПФ1П-026	465±2	7...10,5	26(20)	2(1,26)	9,5(3)	2±10 %	2±10 %
8	ПФ1П-027	465±2	8...11,5	33(56)	2(1,26)	9,5(3)	2±10 %	2±10 %
9	ПФ1П-041	465±2	4,6...7,8	55(562)	2(1,26)	12(4)	2±10 %	2±10 %
10	ПФ1П-042	465±2	4,6...7,0	50(316)	2(1,26)	12(4)	2±10 %	2±10 %
11	ПФ1П-043	465±2	4,6...7,0	46(200)	2(1,26)	12(4)	2±10 %	2±10 %
12	ФП1П1-61,02	465±2	8...11,5	30(32)	2(1,26)	12(4)	1,2	0,6
13	*ФП1П8-3-1	10700	240	60(1000)	1(1,12)	6...10, 2...3,16	0,33	0,33
14	*ФП1П8-3-2	10700	240	60(1000)	1(1,12)	10...15 3,1...5,6	0,33	0,33
15	**ФП1П6-1,2	10700 ±100	190...280	34(50)	1(1,12)	10(3,16 )	0,33	0,33

Продолжение  
Таблица П1

Примечания:

- $f_{ПР}$  - средняя частота полосы пропускания;
- $П_{\phi}$  - полоса пропускания на уровне 6 дБ;
- $\sigma_{\phi С}$  - селективность при расстройке от средней частоты на  $\pm 9$ кГц;
- $\sigma_{\phi П}$  - неравномерность ослаблений (затухания) внутри полосы пропускания;
- $L_{\phi}$  - вносимое ослабление (затухание) внутри полосы пропускания;
- $R_{ВХ}, R_{ВЫХ}$  - согласующие сопротивления со стороны источника сигнала и нагрузки соответственно;
- \* - гарантированное ослабление (затухание) в полосе задержания при расстройке  $\pm(0,6...2)$  МГц от средней частоты — не менее 60 дБ.
- \*\* - гарантированное относительное затухание в диапазоне частот 8 МГц и 12 МГц — не менее 34 дБ.

Таблица П2

Основные параметры пьезомеханических фильтров

Но- мер	Тип фильтра	$f_{ПР}$ , кГц	$П_{\phi}$ , кГц	$\sigma_{\phi С}$ ,дБ (раз) не ме- нее	$\sigma_{\phi П}$ ,дБ (раз) не ме- нее	$L_{\phi}$ , дБ(раз) не бо- лее	$R_{ВХ}$ , кОм	$R_{ВЫХ}$ , кОм
1	ПФ1П- 4-1	465 $\pm 2$	7...10	16(6.3)	1(1,1)	3,5(1,5)	2,0	1,0
2	ПФ1П- 4-2	465 $\pm 2$	7...10	24(15,8)	2(1,25)	7(2,25)	2,0	1,0
3	ПФ1П- 4-3	465 $\pm 2$	7...10	34(50)	4(1,58)	12(4)	2,0	1,0
4	ПФ1П- 5-3	465 $\pm 2$	9...14	26(20)	4(1,58)	12(4)	2,0	1,0

## Основные параметры пьезоэлектрических фильтров

Но- мер	Тип фильтра	$f_{ПР}$ , кГц	$П_{\phi}$ , кГц	$K_{п10}$ оо не бо- лее	$L_{\phi}$ , дБ(раз) не более	$R_{ВХ}$ , кОм	$R_{ВЫХ}$ , кОм
1	ПФ2П-35	128	0,03	7,6	10(3,16)	20	20
2	ПФ2П-36	128	0,15±0,02	7	14(5)	5,6	5,6
3	ПФ2П-37	128	1,2±0,01	3	20(10)	5,6	5,6
4	*ПФ2П-174	100	0,05±0,01	6	18 (7,94)	0,5	0,5
5	ПФ2П-189	98,475	2,1...2,6	1,5	10 (3,16)	-	-
6	ПФ2П-190	101,52	2,1...2,6	1,5	10 (3,16)	-	-
7	ПФ2П-261-1	10000	11±3	8	6 (2)	5	0,25
8	ПФ2П-264-2	10500	11±3	8	6 (2)	5	0,25
9	ПФ2П-264-3	10500	11±3	8	6 (2)	150	400
10	*ПФ2П-266	465	0,9±0,07	9	10 (3,16)	5,6	5,6
11	ПФ2П-271	21900	50±10	9,5	-	-	-
12	**ПФ2П-276	10700	30	3	6 (2)	1,6	1,6
13	ПФ2П-293	5000	3,5	4,3	5 (1,78)	2,2	2,2
14	**ПФ2П-325	10700	15	4	6 (2)	1,5	1,5
15	**ПФ2П-379	10700	18	3,6	6 (2)	1,5	1,5
16	**ПФ2П-436	10700	15	2,7	5 (1,78)	3,5	3,5

## Примечания:

- $K_{п1000}$  - коэффициент прямоугольности;
- $П_{\phi}$  - полоса пропускания на уровне 3 дБ;
- \* полоса пропускания на уровне 1,5 дБ;
- \*\* коэффициент прямоугольности на уровне 80 дБ.

## Основные параметры электромеханических фильтров (ЭМФ)

Но- мер	Тип филь- тра	$f_{ПР}$ , кГц	$P_{\phi}$ , кГц	$\sigma_{\phi c}$ ,дБ (раз) не менее	$\sigma_{\phi п}$ ,дБ (раз) не менее	$L_{\phi}$ дБ(раз) не более	$R_{В}$ х, к О м	$R_{В}$ ых, кО м
1	ЭМФП-5- 465-6	$465 \pm$ 1,5	5,6...6 ,4	56(631)	2,5(1,33)	8,5(2,66)	1	10
2	ЭМФП-5- 465-9	$465 \pm$ 1,5	8,4...9 ,6	42(126)	3(1,41)	7,0(2,25)	1	10
3	ЭМФП-5- 465-13	$465 \pm$ 1,5	12,2... 13,8	26(20)	3,5(1,5)	8,0(2,5)	1	10
4	ЭМФП-6- 465	$465 \pm$ 1,5	$6 \pm$ 0,8	56(631)	2,5(1,33)	9,0(2,82)	1	10

## Примечания:

- $P_{\phi}$  - полоса пропускания на уровне 3 дБ;
- $\sigma_{\phi c}$  - селективность при расстройке от средней частоты на  $\pm 10$  кГц;

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Румянцев К.Е. Прием и обработка сигналов: учебное пособие / К.Е. Румянцев. М.: Издательский центр «Академия», 2004. 528 с.
2. Поликарпов Э.Д. Проектирование устройств приема и обработки сигналов: учебное пособие / Э.Д. Поликарпов, В.В. Бутенко, А.Н. Самойлов, 2-е изд., перераб. и доп. Воронеж: ВГТУ, 2007. 192 с.
3. Колосовский Е.А. Устройства приема и обработки сигналов: учеб. пособие / Е.А. Колосовский. М.: Горячая линия – Телеком, 2007. 456 с.
4. Входные цепи и усилители высокой частоты: методическое руководство к лабораторным работам № 1-2 по дисциплине «Устройства приема и обработки сигналов» для студентов специальности 210302 «Радиотехника» очно-заочной формы обучения / Воронеж гос. техн. ун-т; сост. Э.Д. Поликарпов. Воронеж, 2006. 44с.
5. Исследование преобразователя частоты и амплитудного детектора: методические указания к лабораторным работам №3-4 по дисциплине «Устройства приема и обработки сигналов» для студентов специальности 210302 «Радиотехника» очно-заочной формы обучения / Воронеж гос. техн. ун-т; сост. Э.Д. Поликарпов. Воронеж, 2008. 32с.
6. Проектирование радиоприемных устройств: учеб. пособие / С.М. Клич и др.; под ред. А.П. Сиверса. М.: Советское радио, 1976. 488с.

## СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	3
1. Практическое занятие № 1. Выбор типа структурной схемы, определение числа поддиапазонов и их границ, расчет полосы пропускания, выбор промежуточной частоты.....	4
1.1. Выбор типа структурной схемы.....	4
1.2. Определение числа поддиапазонов и их границ.....	10
1.3. Расчет полосы пропускания. Определение требований к системе АПЧ.....	19
1.4. Выбор промежуточной частоты.....	26
2. Практическое занятие № 2. Выбор средств обеспечения избирательности по побочным и соседнему каналам приема.....	28
2.1. Выбор схемы тракта радиочастоты (преселектора).....	28
2.2. Проектирование преселектора с одиночными колебательными контурами.....	32
2.3. Проектирование преселектора с двухконтурным полосовым фильтром во входной цепи.....	35
2.4. Проектирование тракта промежуточной частоты.....	37
2.5. Проектирование УПЧ с одиночными резонансными контурами, настроенными на промежуточную частоту.....	38
2.6. Проектирование УПЧ с двухконтурным полосовым фильтром.....	39
2.7. Проектирование УПЧ с фильтром сосредоточенной селекции (ФСС).....	41
2.8. Проектирование УПЧ и ПЧ с системой сосредоточенной избирательности на пьезокерамических, пьезоэлектрических и электромеханических фильтрах.....	44

3. Практическое занятие № 3. Выбор электронных приборов; выбор и распределение усиления приемника.....	49
3.1. Выбор электронных приборов.....	49
3.2. Выбор и распределение усиления приемника.....	51
4. Практическое занятие № 4. Выбор регулировок и предварительный расчет АРУ;	
результаты расчета структурной схемы.....	57
4.1. Выбор регулировок и предварительный расчет АРУ ...	57
4.2. Результаты расчета структурной схемы.....	61
5. Практическое занятие № 5. Электрический расчет входных цепей, усилителей радио и промежуточной частоты, преобразователя частоты и амплитудного детектора.....	62
5.1. Электрический расчет входной цепи для случая емкостной связи антенны с колебательным контуром.....	62
5.2. Электрический расчет входной цепи для случая индуктивной связи антенны с колебательным контуром (работа на удлиненную антенную цепь).....	64
5.3. Электрический расчет входной цепи для случая индуктивно-емкостной связи антенны с колебательным контуром.....	66
5.4. Электрический расчет резонансного усилителя с автотрансформаторным включением контура.....	68
5.5. Электрический расчет резистивного усилителя.....	70
5.6. Электрический расчет резонансного усилителя промежуточной частоты с двухконтурным полосовым фильтром.....	72
5.7. Электрический расчет преобразователя частоты.....	74
5.8. Электрический расчет амплитудного детектора.....	76

5.9. Электрический расчет УПЧ с фильтром сосредоточенной селекции (ФСС).....	80
5.11. Электрический расчет УПЧ и ПЧ с системой сосредоточенной избирательности на пьезомеханическом фильтре.....	83
Заключение.....	85
Приложение.....	86
Библиографический список.....	90

Учебное издание

Поликарпов Эдуард Дмитриевич

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ:  
ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАНЯТИЯ

В авторской редакции

Компьютерный набор А.Н. Каспаревича

Подписано в печать 15.11.2010.

Формат 60x84/16. Бумага для множительных аппаратов.

Усл. печ. л. 5,8 . Уч.–изд. л. 4,1. Тираж 250 экз.

Заказ №

ГОУВПО «Воронежский государственный  
технический университет»  
394026 Воронеж, Московский просп., 14