

Государственная служба специальной связи и защиты информации Украины
Администрация государственная служба специальной связи и защиты
информации Украины

Одесская Национальная Академия связи им. А.С. Попова

Кафедра Телевидения и Радиовещания

САЛАБАЙ А. В.

ЭСКИЗНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Учебное пособие по курсовому проектированию

ОДЕССА

2012

Салабай А. В. Эскизное проектирование радиоприемных устройств: учебное пособие/Салабай А. В. – Одесса: ОНАЗ им. А. С. Попова, 2012 – с.

Изложены краткие теоретические основы и принципы проведения проектирования радиоприемных устройств. Учебное проектирование, наряду с практическими занятиями, является важной частью изучения курса «Радиоприемные устройства», позволяющее изучить построение радиоприемных устройств на всех уровнях детализации. Методическое руководство предназначено для студентов четвертых курсов высших учебных заведений.

УТВЕРЖДЕНО

методическим советом

академии связи

Протокол № 16 от 23.03.2012 г.

ОДОБРЕНО

на заседании кафедры телевидения

и радиовещания

и рекомендовано к печати.

Протокол № 14 от 04.06.2011 г.

СОДЕРЖАНИЕ

ВСТУПЛЕНИЕ	4
1. ОБЩИЕ УКАЗАНИЯ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ.....	4
2. ВЫБОР ТИПА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ РАДИОПРИЕМНИКА.....	7
2.1. Выбор схемы гетеродина	9
2.2. Выбор структурной схемы главного тракта приема.....	10
2.3. Методика выбора промежуточных частот	13
3. РАЗДЕЛЕНИЕ ДИАПАЗОНА РАБОЧИХ ЧАСТОТ РПрУ НА ПОДДИАПАЗОНЫ.....	16
3.1. Разделение на поддиапазоны с постоянным коэффициентом перекрытия.....	18
3.2. Разделение на поддиапазоны с постоянным интервалом частот	19
4. РАСЧЕТ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ РПрУ	19
5. ВЫБОР КОЛИЧЕСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЙ И НОМИНАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ПРОМЕЖУТОЧНЫХ ЧАСТОТ	24
6. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ НЕРАВНОМЕРНОСТИ АЧХ В ПОЛОСЕ ПРОПУСКАНИЯ И МЕЖДУ ТРАКТАМИ РПрУ	26
7. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ ПРЕСЕЛЕКТОРА	29
7.1. Расчет с учетом неравномерности АЧХ ВЦ.....	30
7.2. Расчет без учета неравномерности АЧХ ВЦ.....	31
7.3. Расчет неперестраиваемой ВЦ с широкополосной АЧХ	33
8. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ ТРАКТА ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ	35
8.1. Расчет УПЧ с одноконтурными каскадами	36
8.2. Расчет УПЧ с двухконтурными полосовыми фильтрами	37
8.3. Расчет УПЧ с фильтром сосредоточенной избирательности	40
8.4. УПЧ с ФСИ на основе пьезокерамики.....	44
9. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ УСИЛЕНИЯ ВЧ ТРАКТА РПрУ	52
9.1. Выбор типа усилительного прибора	57
Приложение 1. Общее описание ИМС 174ХА2.....	74
Литература	78

ВСТУПЛЕНИЕ

Курсовое проектирование призвано способствовать закреплению, углублению и обобщению знаний, полученных студентами в процессе обучения и применению этих знаний к комплексному решению конкретной инженерной задачи. Вместе с этим курсовое проектирование учит студента пользоваться справочной литературой, прививает навыки проведения расчетов, составления технико-экономических записок, готовит студента к выполнению более сложной задачи – дипломному проектированию.

Курсовой проект по радиоприемным устройствам (РПрУ) выполняется после изучения основной части теоретического курса [1, 2, 6, 7]. Он выполняется параллельно с практическими занятиями и лабораторным циклом, направленными закрепить теоретические знания, полученные студентами на лекциях, углубить и расширить их. Курсовой проект призван привить некоторые навыки в подходе к проектированию, производству инженерных расчетов и конструирования.

В методических указаниях рассматриваются вопросы проектирования радиоприемных устройств умеренно высоких частот (ДВ, СВ, КВ, УКВ диапазонов). Предлагаемые методики ориентированы на использование современных схемотехнических решений и элементной базы [6, 7].

При проектировании приемника и разработке его принципиальной схемы рекомендуется познакомиться со схемами, способами переключения диапазонов и другими особенностями радиовещательных приемников, выпускаемых промышленностью [8, 13, 15, 17, 22].

1. ОБЩИЕ УКАЗАНИЯ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ

Курсовой проект, представляемый к защите, должен содержать структурную и принципиальную схемы приемника, конструктивный чертеж и пояснительную записку, выполненную в соответствии с требованиями к оформлению научно-технических отчетов, спецификацию элементов принципиальной схемы.

Пояснительная записка должна содержать следующее:

- титульный лист;
- задание на проектирование;
- введение; излагающее задачи и особенности проектирования;
- эскизный расчет структурной схемы проектируемого приемника;
- электрический расчет радиотракта приемника; включая:
 - расчет преселектора;
 - расчет преобразователя частоты;
 - расчет гетеродина;

- расчет сопряжения настроек контуров гетеродина и преселектора;
- расчет усилителя промежуточной частоты;
- расчет детектора;
- дополнительные расчеты согласно техническому заданию (ТЗ) – конструктивный расчет элементов или расчет коэффициента шума;
- описание принципиальной схемы и конструкции приемника;
- таблицу соответствия результирующих характеристик приемника требованиям технического задания;
- заключение;
- список литературы;
- приложения.

Типовая структурная схема современного приемника содержит основные узлы, изображенные на рисунке.

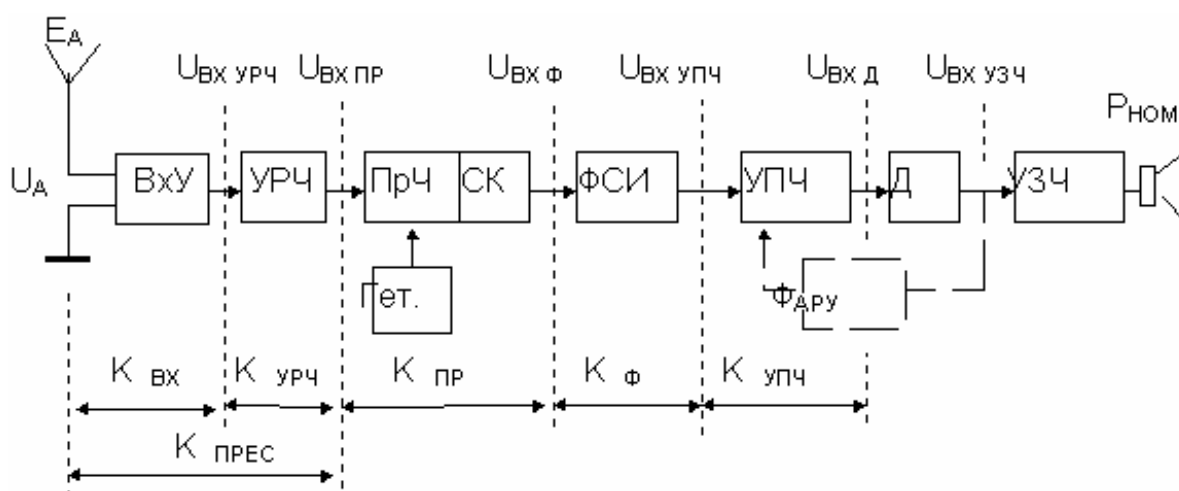


Рисунок 1.1 – Типовая структурная схема приемника

На рисунке обозначены коэффициенты передачи отдельных узлов и уровни напряжений на входе каждого из них при задающем напряжении или напряженности поля, равными чувствительности приемника. В результате эскизного расчета все эти величины должны быть заменены численными значениями.

Тип используемого детектора (АД, ЧД, ОМД) зависит от вида модуляции сигнала. Система АРУ в приемнике ЧМ сигналов, как правило, отсутствует.

При выборе и обосновании структурной схемы устройства, необходимо хорошо представлять взаимосвязь технических характеристик отдельных каскадов или блоков с общими характеристиками устройства.

Некоторые из требований, необходимые для расчета, могут быть опущены в задании и их необходимо выбрать самостоятельно в ходе проектирования. В связи с этим целесообразно расчет разделить на две части: предварительный (эскизный) и окончательный. Предварительный расчет выполняется с целью определить состав структурной схемы, параметры отдельных каскадов, необходимость применения автоматических регулировок. Результаты этого расчета следует считать ориентировочными, и некоторые принятые решения при окончательном расчете могут быть пересмотрены. В окончательный расчет входит полный расчет элек-

трического режима работы либо всех каскадов, либо тех, которые оговорены в техническом задании и их элементов. По полученным результатам составляется полная принципиальная схема спроектированного устройства.

Эскизное проектирование РПрУ производится на основе ТЗ на радиоприемное устройство и необходимо для определения общих системных параметров, предварительного расчета и обоснования структурной схемы РПрУ, определения параметров функциональных блоков. Этот этап включает в себя изучение литературы и ГОСТов по теме проекта, уяснения соотношения параметров проектируемого РПрУ с ГОСТом и с параметрами существующих РПрУ аналогичного назначения. На основе анализа требований технического задания производится выбор недостающих данных и дается обоснование сделанному выбору [3, 5, 10, 15].

После анализа основных технических требований к радиоприемному устройству выполняется эскизное проектирование РПрУ в следующем порядке:

- 1) выбирается структурная схема РПрУ;
- 2) определяется необходимость разделения диапазона рабочих частот РПрУ на поддиапазоны, определяется количество и границы поддиапазонов;
- 3) определяется количество преобразований частоты в РПрУ и выбирается значения промежуточных частот, если это не было задано в ТЗ, не определено классом РПрУ или не было выполнено при определении числа поддиапазонов;
- 4) определяется состав трактов принимаемой частоты, первой промежуточной частоты (при двойном преобразовании частоты), основной промежуточной частоты, низкой частоты и других трактов – исходя из обеспечения требуемых электрических характеристик приемника (чувствительности, односигнальной и многосигнальной избирательности, усиления и др.). Выбирается число каскадов и тип избирательных систем, добротности контуров;
- 5) определяется полоса пропускания и коэффициент прямоугольности АЧХ трактов приемника, исходя из типов принимаемых сигналов, характеристик канала связи и выбранной структурной схемы;
- 6) распределяется избирательность по паразитным каналам приема между трактами приемника;
- 7) выбирается тип преобразователей частоты и детектора, нелинейные элементы в этих каскадах, режим их работы, а также допустимые уровни входных сигналов, обеспечивающих требуемую линейность преобразования и детектирования;
- 8) определяется общий требуемый коэффициент усиления РПрУ, распределяется усиление между трактами приемника, выбирается элементная база и схемотехнические решения усилительных каскадов;
- 9) выбирается схемотехника каскадов приемника, которые целесообразно охватить регулировкой усиления, регулировкой полосы, подстройкой частоты и другими видами регулировок, выбирается принцип и определяется состав системы управления и контроля за работой приемника.

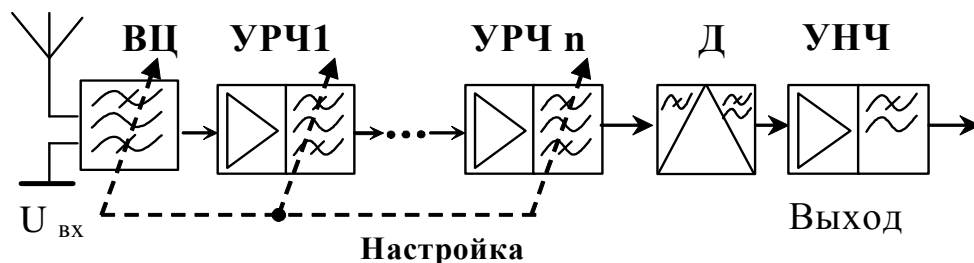
Эскизное проектирование завершается составлением полной структурной схемы РПрУ и кратким ее описанием. Для каждого функционального блока или тракта РПрУ должны быть сформулированы основные параметры, которые составляют техническое задание на проектирование отдельных узлов, а также проведены электрический и конструктивный расчет элементов схем.

2. ВЫБОР ТИПА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ РАДИОПРИЕМНИКА

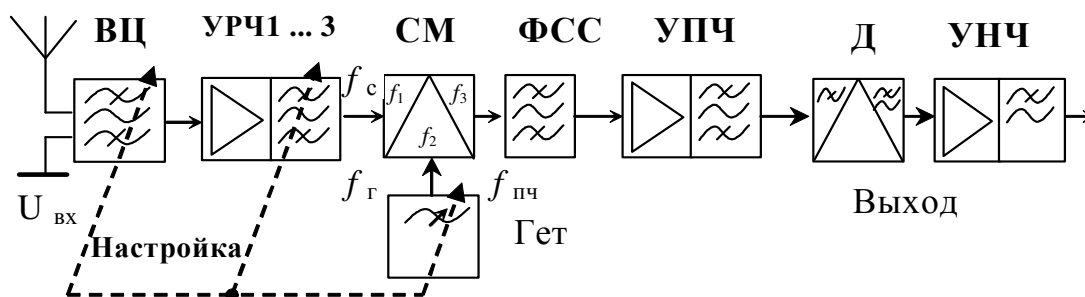
Одним из основных вопросов, который решается при проектировании *радиоприемного устройства* (РПрУ), является вопрос о выборе структурной схемы.

Для выбора той или иной структурной схемы, наиболее полно удовлетворяющей требованиям технического задания, необходимо проанализировать такие требования, как: назначение приемника, диапазон рабочих частот, условия эксплуатации и вытекающая отсюда допустимая степень усложнения схемы и конструкции. Из электрических характеристик определяющими являются *чувствительность, избирательность, уровень искажений* и некоторые другие характеристики в зависимости от специальных требований технического задания.

Структурные схемы приемников различаются построением главного тракта приема (ГТП) или тракта радиочастоты (РЧ), в котором может осуществляться прямое усиление входных сигналов и усиление с преобразованием их частоты. Известны следующие основные структурные схемы приемников: *прямого усиления, сверхрегенеративный* и *супергетеродинный*.



а) структурная схема РПрУ прямого усиления



б) структурная схема супергетеродинного приемника

Рисунок 2.1 – Основные структурные схемы радиоприемных устройств

Приемники прямого усиления имеют относительно низкую чувствительность и избирательность по соседнему каналу приема, изменяющиеся в значительных пределах при перестройках в диапазоне рабочих частот. Трудно реализуются узкие полосы пропускания.

Приемники прямого усиления, в усилительных каскадах которых периодически вводится положительная обратная связь (например, с использованием внешнего генератора накачки), получили название сверхрегенеративного приемника. В такой схеме могут быть обеспечены значительно более высокая чувствительность и узкие полосы пропускания при меньшем числе каскадов, но им присущи большие искажения сигналов и низкая стабильность работы. РПрУ регенеративного типа в настоящее время считаются устаревшими и практически не находят применения.

Приемники супергетеродинного типа позволяют обеспечить узкие полосы пропускания, высокую чувствительность и избирательность в широком диапазоне частот, имеют малый уровень искажений сигнала и хорошую стабильность работы. Однако, это достигается значительным усложнением схемы, что с успехом компенсируется использованием специализированных интегральных схем. РПрУ супергетеродинного типа являются основным типом современного приемника, которому в дальнейшем и будет уделено основное внимание.

Более подробно особенности различных структурных схем РПрУ рассмотрены в общей учебной литературе [1, 3, 6, 7, 13].

Ориентировочные значения некоторых характеристик РПрУ, реализующие различные структурные схемы, приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Характеристики радиоприемников различных типов

Тип РПрУ	Минимальная реализуемая полоса пропускания $\Delta F_{\text{общ мин}}$	Коэффициент прямоугольности $K_{\text{п}}$	Чувствительность в диапазоне волн, мкВ			
			ДВ	СВ	КВ	УКВ
Прямого усиления	$(0,3 \dots 1,0) * d_{\text{э вч}} * f_{\text{с}}$	5 ... 100	1 ... 100	5 ... 100	20 ... 100	40 ... 200
Сверхрегенеративный	$(0,02 \dots 0,2) * d_{\text{э вч}} * f_{\text{с}}$	5 ... 1000	2 ... 5	2 ... 5	5 ... 30	5 ... 50
Супергетеродинный	$(0,3 \dots 0,8) * d_{\text{э пч}} * f_{\text{пч}}$	1,7 ... 2,5	0,2 ... 1	0,5 ... 1,5	1 ... 5,0	2 ... 10

В таблице приняты следующие обозначения:

- $d_{\text{э вч}}$ – результирующее затухание контуров, настроенных на частоту принимаемого сигнала $f_{\text{с}}$;

- $d_{э\text{ пч}}$ – результирующее затухание контуров тракта промежуточной частоты (ПЧ) $f_{\text{пч}}$;
- $K_{\text{п}}$ – коэффициент прямоугольности АЧХ РПрУ по уровню – 20 дБ (100 раз).

В супергетеродинном приемнике могут быть использованы различные варианты преобразования частоты:

- *с переносом спектра принимаемого сигнала* в область частот как ниже минимальной, так и выше максимальной частоты диапазона (поддиапазона) частот приемника. При переносе спектра в область частот ниже минимальной частоты диапазона резко упрощается схема приемника, поскольку уменьшается количество преобразований частоты и количество усилительных каскадов после преобразователя. Однако, при этом труднее получить требуемое ослабление приема по зеркальному каналу. Перенос спектра в область частот выше максимальной частоты диапазона дает возможность резко увеличить ослабление приема по побочным каналам и уменьшить количество комбинационных каналов в диапазоне рабочих частот, что очень важно в профессиональных приемниках связи. Однако, в этом случае, как правило, увеличивается количество преобразований частоты и могут быть трудности при создании фильтров в тракте первой промежуточной частоты (ПЧ);
- *суммарное или разностное преобразование частоты*. Суммарное преобразование частоты дает возможность выбрать относительно низкую частоту первого гетеродина и, следовательно, уменьшить абсолютную нестабильность частоты. Вместе с тем, возрастает число комбинационных каналов приема и усложняется схема перестройки приемника, поскольку настройки преселектора и гетеродина должны изменяться различным образом. Если используется разностное преобразование, то при верхней настройке гетеродина происходит инверсия боковых полос спектра частот сигнала. Это необходимо учитывать при последующей обработке сигналов с несимметричным спектром, например однополосного;
- *разностное преобразование при верхней или нижней настройке гетеродина*.

2.1. Выбор схемы гетеродина

При проектировании структурной схемы РПрУ, прежде всего следует выбрать схему гетеродина, которая обеспечивала бы необходимую стабильность частоты. Важность первоочередного выбора схемы гетеродина обуславливается еще и тем, что схема гетеродина часто определяет основной принцип построения структурной схемы РПрУ: количество преобразований частоты, номиналы промежуточных частот, способ деления диапазона рабочих частот на поддиапазоны, число поддиапазонов и другие схемные решения.

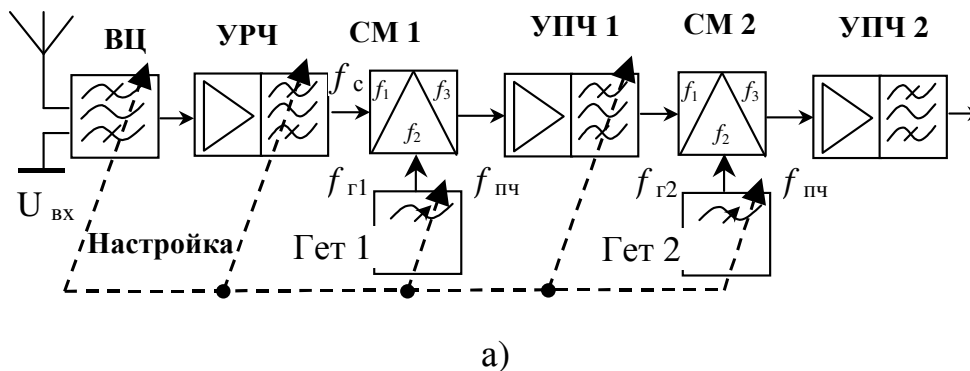
Например, если в целях обеспечения высокой стабильности частоты в приемнике используется кварцевая стабилизация фиксированной частоты первого гетеродина при плавной перестройке в пределах каждого поддиапазона, то подобное построение схемы гетеродина предопределяет применение в приемнике двойного преобразования частоты, так как первая промежуточная частота получается переменной, разделение диапазона рабочих частот на поддиапазоны по равным частотным интервалам и выбор пределов изменения первой промежуточной частоты, равных граничным частотам первого поддиапазона.

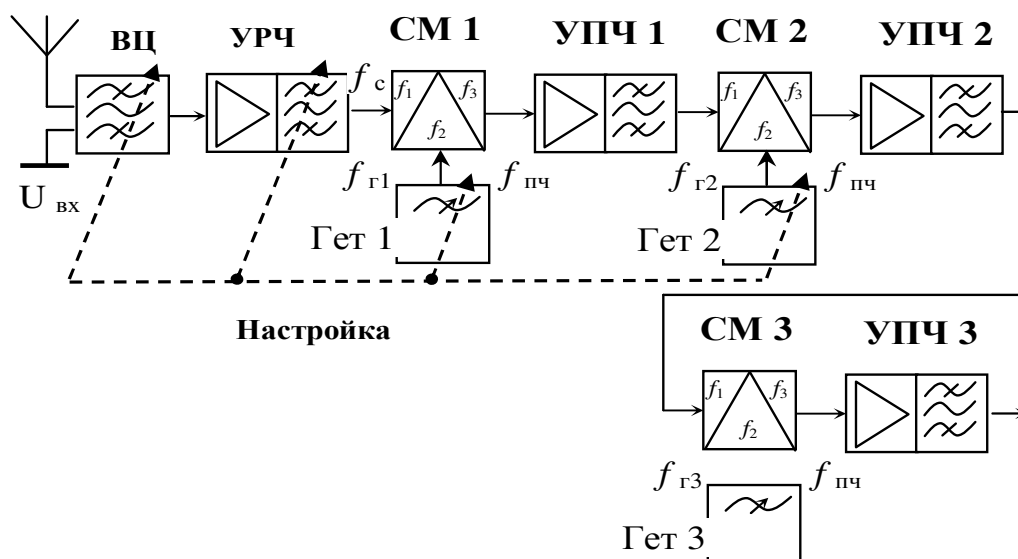
Применение однодиапазонного первого гетеродина с непереключаемым контуром определяет двойное преобразование частоты, значение первых промежуточных частот, способ разделения на поддиапазоны и число поддиапазонов.

Для современных РПрУ характерно многократное преобразование частоты, позволяющее реализовать высокую селективность как по соседнему, так и по зеркальному каналу. Это достигается выбором высокой первой и более низких последующих промежуточных частот. Необходимо учитывать, что многократное преобразование частоты связано с появлением дополнительных *побочных каналов приема*.

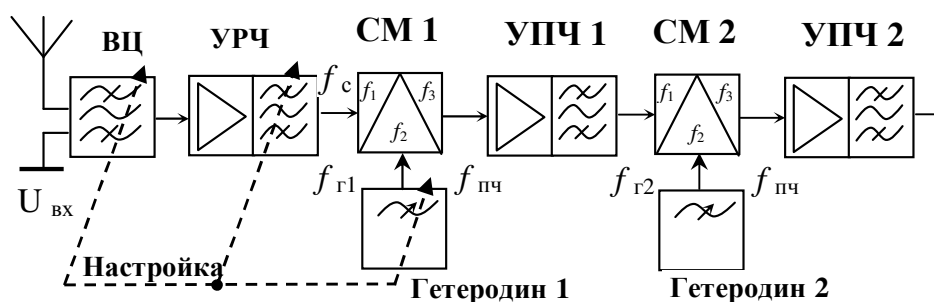
2.2. Выбор структурной схемы главного тракта приема

Существует ряд вариантов структурных схем *главного тракта приема* (ГТП), однако, среди них можно выделить три основных типа (рис. 2.2).





б)



в)

Рисунок 2.2 – Структурные схемы РПрУ с многократным преобразованием частоты

Первый вид главного тракта приема – схема с перестраиваемым трактом первой ПЧ (рис. 2.2, а). Резонансные цепи преселектора (П), включающего в себя входной фильтр и каскады УВЧ, перестраиваемые при настройке приемника на нужную частоту, выбирают из условия обеспечения требуемой селективности по зеркальному каналу по первой ПЧ. Частота первого гетеродина скачком изменяется при переключении поддиапазонов (обычно через 1 или 2 МГц), в пределах поддиапазона она постоянна. При этом первая ПЧ плавно меняется в одинаковых пределах при перестройке во всех поддиапазонах. Частота второго гетеродина изменяется так, чтобы обеспечивать постоянство второй ПЧ.

К недостаткам такого ГТП относятся необходимость в сопряженной перестройке преселектора, УПЧ1 и второго гетеродина. Помимо сложности в реализации, такой вариант имеет большое время перестройки приемника и затрудняет автоматизацию управления РПрУ. Показатели РПрУ меняются из-за изменения характеристик тракта первой ПЧ при перестройке приемника.

По указанной схеме построен ГТП широко известного отечественного приемника Р-250.

Второй вид главного тракта приема – с широкополосным трактом первой ПЧ показан на рис. 2.2, б. Усилитель первой ПЧ не перестраивается при изменении частоты настройки УВЧ. Ширина полосы пропускания УПЧ1 в этом случае должна быть такой, чтобы пропустить все возможные значения первой ПЧ, т. е. равняется ширине поддиапазона (примерно 1 ...2 МГц). Первая ПЧ, как правило, выбирается выше диапазона принимаемых частот.

Чтобы избежать появления зеркального канала по второй ПЧ при широкой полосе пропускания УПЧ1, необходимо брать 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 селективности преселектора для борьбы со всевозможными нелинейными эффектами при приеме. Преселектор ГТП, построенный по схеме рис. 1.2, б, 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 (30 МГц). При высокой первой ПЧ (более 35 МГц) фильтр НЧ подавляет частоты зеркального канала. Однако, в этом случае возрастают требования к линейности тракта УВЧ и преобразователя.

Рассмотренная схема построения ГТП (рис. 1.2,б) нашла широкое применение. По такой схеме построены английские приемники Н 2900 Hydvus фирмы «Маркони», РVR 800 фирмы «Плесси», RA 1218, RA 1220 фирмы «Ракал» и др.

Третий вид главного тракта приема – с постоянной первой и второй ПЧ. Разработка высокостабильных синтезаторов частот, а также кварцевых и керамических фильтров с высокой прямоугольностью частотных характеристик и с малыми уровнями побочных каналов привела к построению ГТП третьего вида (рис. 2.2,в). В этом широко распространенном варианте при перестройке приемника во всем диапазоне частот первая и вторая ПЧ остаются постоянными. Известно, что для увеличения селективности приемника основную селекцию необходимо осуществлять ближе к входу приемника. При постоянной первой ПЧ основную селективность можно обеспечить уже в УПЧ1. Это удастся при использовании современных высокочастотных кварцевых и монокристаллических фильтров. 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 трактов второй ПЧ – усилить принятый сигнал, что можно сделать с помощью обычных апериодических усилителей с соответствующей дополнительной низкочастотной фильтрацией.

При реализации такой схемы необходимы высокие стабильность частот и спектральная частота 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 различным 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 фильтрация обеспечивается с помощью сменных фильтров в тракте второй ПЧ. Преселектор в ГТП с постоянными значениями первой и второй ПЧ может быть как перестраиваемым, так и фильтровым.

По схеме с постоянными значениями ПЧ построены приемники ЕК 070 фирмы «Роде и Шварц», Е 1500 фирмы «АЭГ-Телефункен», РО 153 фирмы «Филипс» и ряда других приемников.

Выбор типа и числа преобразователей частоты в РПрУ определяется следующими основными соображениями. Для уменьшения числа побочных каналов приема и для упрощения РПрУ число преобразований в приемнике должно быть сведено к минимуму. Каждое преобразование частоты должно быть по возможности линейным по сигналу, ибо нарушение этого условия приводит к искажениям сигнала и увеличению числа побочных каналов. Для увеличения чувствительности приемника, преобразователь частоты (особенно первый) должен иметь, по возможности, больший коэффициент передачи по мощности и меньший коэффициент шума. Повышение реальной селективности РПрУ и уменьшение уровня помех в побочных каналах приема достигается включением на входе и выходе преобразователя частоты высокоселективных фильтров.

2.3. Методика выбора промежуточных частот

Следующим важнейшим вопросом, связанным с преобразованием частот в РПрУ, является выбор промежуточных частот. От выбора ПЧ зависит целый ряд показателей приемника, сложность системы стабилизации частот и селективных цепей и т. д.

При выборе ПЧ в первую очередь руководствуются следующими соображениями: ПЧ должна находиться вне диапазона принимаемых частот; она не должна совпадать с частотами мощных станций; для обеспечения более высокой селективности по зеркальному каналу ПЧ должна быть по возможности выше, а для обеспечения высокой селективности по соседнему каналу – как можно ниже, желательно выбирать стандартное значение ПЧ.

Выбор ПЧ во многом определяет сложность гетеродина. При использовании высокой первой ПЧ (примерно 70 ... 80 МГц) коэффициент перекрытия диапазона частот гетеродина будет достаточно малым (около 1,5), что позволит исключить переключение поддиапазонов первого гетеродина. От выбора ПЧ зависит частотный шаг гетеродина, что также отражается на сложности его конструкции.

Наибольший интерес представляет выбор первой ПЧ. Рассмотрим два основных варианта - $f_{ПЧ1} < f_{min}$ и $f_{ПЧ1} > f_{max}$, где f_{min} и f_{max} - крайние частоты диапазона.

При выбор более высокой ПЧ $f_{ПЧ1} > f_{max}$ приемник, называемый инфранином, имеет ряд преимуществ. При высокой ПЧ перестраивается только гетеродин, а преселектор либо не перестраивается вообще (широкополосные преселектор или ФНЧ), либо перестраивается путем переключения входных фильтров (фильтровые преселекторы). Таким образом легче уменьшить уровень помех в паразитных каналах приема (по ПЧ, зеркальному и комбинационным каналам). Одновременно легче устранить неопределенность при настройке, поскольку частота зеркального канала лежит далеко за пределами диапазона настройки цепей преселектора. Высокая первая ПЧ позволяет реализовать малое просачивание напряжения с частотой гетеродина в цепь антенны РПрУ, и, наконец, при высокой первой ПЧ уменьшаются масса и габариты селективных цепей. Однако, выбор высокой $f_{ПЧ1}$ затрудняет сопряжение настройки контуров гетеродина и преселектора, повышает уровень собственных шумов гетеродина. При таком выборе ПЧ1 можно осуществить основную селекцию уже в тракте первой ПЧ приемника, используя для этой цели либо кварцевые фильтры, либо фильтры на керамической основе.

При выборе $f_{ПЧ1} < f_{min}$ упрощается задача обеспечения высокой селективности по соседнему каналу, уменьшаются шумы гетеродина. При низкой ПЧ легче обеспечить требуемую стабильность частот гетеродина. В качестве примера в табл. 2.2 приведены значения ПЧ ряда РПрУ [6].

Таблица 2.2 –Значения промежуточных частот профессиональных РПрУ

Приемник	$f_{ПЧ1}$, МГц	$f_{ПЧ2}$, МГц	$f_{ПЧ3}$, кГц
RO 150	71,6	1,6	-
ML 1000	1,378	0,078	-
Эдисон 058/7	1,235 ... 1,335	0,25	100
E 1500	42,2	0,2	-
ZO M1	2	0,1	-
E 403	73,03	0,3	-
RA 1218	39, 35...40, 65	2...3	1600
RA 1772	35,4	1,4 1	-
Призма	37,8 или 42,8	12,8	128
RO 153	71,4	1,4	-
CR 300	139,3	10,7	200
R 1000	38	1,4	-
H 2540	68,6	1,4	-
PR 2250	65	1,4	-
WJ 8888	82,805	10,7	455
EK 070	81,4	1,4	-

В современных РПрУ первая ПЧ обычно выбирается выше или равной 35...40 МГц.

Существенное влияние на построение структурной схемы приемника имеет требование технического задания в отношении приема тех или иных видов передач. Так, приемник однопольных радиосигналов должен содержать тракты верхней и нижней боковых полон, при работе с подавленной несущей - тракт выделения пилот-сигнала, схему формирования напряжения местной несущей и другие необходимые тракты. Буквопечатающий приемник частотной радиотелеграфии, построенный по принципу ШОУ, должен иметь широкополосный тракт, ограничитель, узкополосный тракт с проходными и разделительными фильтрами. Вид принимаемого сигнала определяет полосы пропускания и требования к амплитудным, частотным и фазовым характеристикам трактов.

3. РАЗДЕЛЕНИЕ ДИАПАЗОНА РАБОЧИХ ЧАСТОТ РПРУ НА ПОДДИАПАЗОНЫ

При проектировании радиоприемника, предназначенного для работы в широком диапазоне частот, общий диапазон рабочих частот, как правило, разделяется на поддиапазоны с относительно малыми коэффициентами перекрытия по частоте, что позволяет получить более высокие и постоянные по диапазону чувствительность и селективность, более плавную настройку, большую точность частоты настройки приемника. Такое разбиение неизбежно, если коэффициент перекрытия РПРУ по диапазону K_d больше коэффициента перекрытия диапазона используемых резонансных систем с переменной настройкой $K_{дп}$:

$$K_d = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} > K_{дп} = \frac{f_{\max п}}{f_{\min п}}, \quad (3.1)$$

где f_{\max} и f_{\min} – максимальная и минимальная частоты настройки РПРУ;

$f_{\max п}$ и $f_{\min п}$ – максимальная и минимальная частоты используемых резонансных систем.

В табл. 3.1 приведены ориентировочные значения номинальных коэффициентов перекрытия поддиапазонов K_d , при которых обеспечивается допустимая неравномерность усиления в полосе и избирательность.

Таблица 3.1 – Номинальные коэффициенты перекрытия поддиапазонов

Участок диапазона частот радиоприемника	Допустимые значения K_d		
	приемники 1-го класса	приемники 2-го класса	приемники 3-го класса
100 кГц и менее	2,5 ... 3,0	2,5 ... 3,2	2,5 ... 3,5
100 ... 1500 кГц	2,0 ... 3,0	2,5 ... 3,0	2,5 ... 3,0
1500 ... 6000 кГц	1,5 ... 2,5	1,7 ... 2,5	1,8 ... 2,8
6 ... 30 МГц	1,1 ... 1,7	1,4 ... 2,0	1,5 ... 2,5
30 ... 300 МГц	1,05 ... 1,2	1,05 ... 1,4	1,1 ... 1,5

Максимальные значения коэффициента перекрытия диапазона различных типов резонансных систем с переменной настройкой приведены в табл. 3.2.

Таблица 3.2 – Допустимые коэффициенты перекрытия поддиапазонов

Тип резонансной системы	$K_{дп}$	
Контур с сосредоточенными параметрами, перестраиваемый:	конденсатором переменной емкости	2,5 ... 3,0
	катушкой переменной индуктивности	1,4 ... 3,0
	варикапом	2,3 ... 2,9
	транзистором реактивным	1,1 ... 1,2
Контур промежуточного типа (гибридный)	1,3 ... 5,0	
Четвертьволновый отрезок коаксиальной линии, перестраиваемый	закорачивающим плунжером	1,4 ... 2,0
	подстроечным конденсатором	1,1 ... 1,2
Объемный резонатор, перестраиваемый	введением штырей или дисков	1,1 ... 2,0
	подвижными плунжерами	1,1 ... 1,8

От числа поддиапазонов частот во многом зависят электрические, конструктивные, эксплуатационные и производственные параметры радиоприемника. Чем меньше коэффициенты перекрытия поддиапазонов, следовательно, больше число поддиапазонов, тем легче обеспечить более высокие и постоянные в пределах каждого поддиапазона усиление и избирательность преселектора, а также чувствительность радиоприемника, тем выше его частотная точность, меньше точек, пораженных комбинационными помехами и интерференционными свистами.

Однако, при большом числе поддиапазонов заметно возрастают габариты и вес приемника, усложняется схема, коммутация и система переключений. Все это приводит к усложнению эксплуатации, снижению надежности, удорожанию производства радиоприемника.

Поэтому, при делении диапазона рабочих частот на поддиапазоны, принимают компромиссное решение, учитывающее все требования, предъявляемые к приемнику. Количество поддиапазонов в профессиональном приемнике следует выбрать тем большим, чем выше по частоте расположен диапазон рабочих частот приемника.

При выборе способа разделения на поддиапазоны следует учитывать:

- группу сложности приемника, его назначение и условия эксплуатации. Знание группы сложности приемника необходимо для оценки комплекса требований к приемнику, в частности частотной точности, чувствительности и селективности и их постоянства в диапазоне рабочих частот приемника, а также для оценки допустимости усложнения схемы и конструкции;
- диапазон рабочих частот и способ перестройки приемника в поддиапазонах;
- вид структурной схемы профессионального приемника, выбранной исходя из требований к стабильности настройки;
- вид системы установки и индикации частоты настройки.

Используемые в практике проектирования РПрУ способы разделения диапазона рабочих частот на поддиапазоны подразделяются на три вида, графически представленные на рис. 3.1:

- с одинаковыми коэффициентами перекрытия по частоте $K_{дн}$ для всех поддиапазонов приемника, $K_{д1} = K_{д2} = \dots = K_{дн} = \text{const}$, где индексами $д1, д2, \dots, дн$ обозначены номера поддиапазонов;
- с одинаковыми частотными интервалами для всех поддиапазонов, $\Delta f_{д1} = \Delta f_{д2} = \dots = \Delta f_{дн} = \text{const}$, где $\Delta f_{д1} = \Delta f_{д1 \text{ max}} - \Delta f_{д1 \text{ min}}$;
- комбинированный способ разделения, при котором сочетаются первые два способа разделения. Нижний участок рабочего диапазона разбивается по способу равных коэффициентов перекрытия поддиапазонов, а верхний – по способу одинаковых частотных интервалов.

1-й способ	
2-й способ	
3-й способ	

Рисунок 3.1 – Методы разбиения на поддиапазоны

3.1. Разделение на поддиапазоны с постоянным коэффициентом перекрытия

При разделении по этому способу контуры тракта частоты сигнала (ВЦ и УРЧ) содержат минимальное число элементов, просты по схеме и конструкции. Однако для сопряжения настроек контуров тракта частоты сигнала и гетеродина в контуры гетеродина приходится включать дополнительные элементы, что снижает стабильность частоты гетеродина.

Коэффициенты перекрытия во всех поддиапазонах $K_{дн}$ одинаковы и не должны превышать, с одной стороны, коэффициент перекрытия контуров в данном диапазоне радиочастот и, с другой стороны, допустимое значение, при котором достигается заданная точность установки частоты настройки приемника. Таким образом, минимальное количество поддиапазонов будет равно:

$$N_{д} = \frac{\lg K_{д}}{\lg K_{дп}}, \quad (3.2)$$

где $K_{дп}$ выбирается из таблицы 3.1.

Принимая ближайшее большее целое число, определяют для него расчетный коэффициент перекрытия поддиапазона с учетом запаса на краях 3%:

$$K'_{дн} = 1,06 \sqrt[N_{д}]{\frac{f_{\max}}{f_{\min}}}, \quad (3.3)$$

и вычисляют граничные частоты каждого поддиапазона:

$$\begin{aligned}
 f_{1 \min} &= 0,94 * f_{\min}, & f_{1 \max} &= K'_{дн} * f_{1 \min}; \\
 f_{2 \min} &= 0,94 * f_{1 \max}, & f_{2 \max} &= K'_{дн} * f_{2 \min}; \\
 & \dots & & \\
 f_{n \min} &= 0,94 * f_{(n-1) \max}, & f_{n \max} &= 1,03 * f_{\max}.
 \end{aligned}$$

3.2. Разделение на поддиапазоны с постоянным интервалом частот

При разделении по способу равных частотных интервалов $\Delta f_{\text{дп}}$ резко возрастает число поддиапазонов, и, следовательно, усложняются схема и конструкция приемника. Однако при таком способе разделения легче выполнить требования к точности установки частоты на верхних поддиапазонах. При разделении по этому способу частотные интервалы во всех поддиапазонах равны и не должны превышать значения, соответствующего максимальному реализуемому коэффициенту перекрытия поддиапазона:

$$\Delta f_{\text{дп доп}} = (K_{\text{дп доп}} - 1) * f_{\text{min}},$$

где расчетный коэффициент перекрытия поддиапазона определяется по формуле 3.3.

Значение $\Delta f_{\text{дп доп}}$ используют для нахождения номинальных граничных частот поддиапазонов при разделении без перекрытия поддиапазонов по частоте:

$$f_{i \text{ min}} = f_{\text{min}} + (i - 1) * \Delta f_{\text{дп}}, \quad f_{i \text{ max}} = f_{i \text{ min}} + i * \Delta f_{\text{дп}}.$$

Как правило, для каждого поддиапазона берется небольшой запас по частоте в начале $\Delta f_{\text{н}}$ и конце $\Delta f_{\text{к}}$ поддиапазона ($\Delta f_{\text{н}} + \Delta f_{\text{к}} = (0,03 \dots 0,05) * \Delta f_{\text{дп}}$) для обеспечения необходимой удобства и точности настройки на краю поддиапазона:

$$f_{i \text{ min}} = f_{\text{min}} + (i - 1) * \Delta f_{\text{дп}} - \Delta f_{\text{н}}, \quad f_{i \text{ max}} = f_{i \text{ min}} + i * \Delta f_{\text{дп}} + \Delta f_{\text{к}}.$$

4. РАСЧЕТ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ РПрУ

Под полосой пропускания линейного тракта приёмника понимают область частот его *амплитудно-частотной характеристики* (АЧХ) от антенного входа до детектора, в пределах которой сохраняется его работоспособность, т.е. обеспечиваются все его основные характеристики, а искажения сигнала находятся в допустимых пределах. Полоса пропускания определяется наиболее узкополосным частотным фильтром тракта.

В техническом задании на проектирование радиоприемника обычно указываются требования к полосе пропускания радиотракта РПрУ, допустимым искажениям АЧХ и ФЧХ в полосе пропускания. Если в ТЗ указывается только вид принимаемого сигнала, то полоса пропускания радиотракта приемника определяется исходя из реальной ширины спектра принимаемого сигнала $\Delta F_{\text{с}}$, доплеровского смещения частоты радиосигнала $\Delta f_{\text{д}}$ и некоторого запаса $\Delta f_{\text{зап}}$, зависящего от нестабильностей частот принимаемого сигнала и гетеродинов приемника а также погрешностей в настройке отдельных контуров РПрУ. В этом случае полоса может быть рассчитана по формуле:

$$\Pi = \Delta F_{\text{с}} + 2 * \Delta f_{\text{д}} + \Delta f_{\text{зап}} \quad (4.1)$$

Первое слагаемое. Ширина спектра принимаемого сигнала ΔF_c зависит от вида передаваемого сообщения, вида используемой модуляции, а также допустимыми частотными или нелинейными искажениями.

При передаче аналогового сообщения необходимо знать максимальную (F_{\max}) и минимальную (F_{\min}) частоты спектра первичного электрического сигнала. Если ширина спектра явно не указана в ТЗ, ее можно оценить, исходя из вида принимаемого сообщения.

Например, для высококачественной передачи телефонного сигнала необходимо передавать спектр сообщения с частотами от 300 до 3400 Гц (стандартный телефонный канал), для хорошей передачи необходим спектр от 300 до 2700 Гц, а для удовлетворительной от 400 до 2000 Гц.

Для радиовещательных сигналов, в зависимости от класса системы, ширину спектра сообщения выбирают равной:

- для второго класса – от 100 Гц до 6000 Гц;
- для первого класса – от 50 Гц до 10000 Гц;
- для высшего класса – от 20 Гц до 15000 Гц.

Телевизионный аналоговый сигнал имеет ширину спектра от 0 Гц до

$$F_{\max} = 0,5 * q * F_k * Z^2,$$

где F_k – частота кадров;

q – соотношение размеров сторон кадра (обычно 4/3);

Z - число строк разложения.

При передаче *дискретных сигналов* необходимо знать скорость передачи данных, по которой рассчитывается ширина спектра передаваемого сообщения.

Для *телеграфного сообщения* в виде периодической последовательности прямоугольных импульсов спектр лежит от 0 Гц до

$$F_{\max} = \frac{n}{2\tau_0} = \frac{nB}{2}, \quad (4.2)$$

где τ_0 - длительность элементарной посылки;

B - скорость телеграфирования;

n - максимальный номер используемой гармоники (обычно $n = 3 \dots 5$), что определяется допустимыми искажениями формы импульса на приеме.

В зависимости от вида модуляции ширина спектра, которую необходимо пропустить до демодулятора, определяется следующими выражениями:

Таблица 4.1 – Ширина спектра сигнала для различных видов модуляции

Вид модуляции	Формула ширины спектра
Двухполосная амплитудная модуляция (АМ)	$\Delta F_c = 2 * F_{\max}$
Однополосная модуляция с подавленной несущей (ОМ)	$\Delta F_c = F_{\max} - F_{\min}$
Однополосная модуляция с полностью или частично подавленной несущей (ОМ)	$\Delta F_c = F_{\max}$
Многоканальная АМ телефония	$\Delta F_c = 2 * N * (\Delta f_{\text{пн}} + F_{\max})$, где N – число каналов; $\Delta f_{\text{пн}}$ - интервал частот между соседними поднесущими.
Частотная модуляция (ЧМ)	$\Delta F_c \approx 2 * F_{\max} (1 + m_{\text{чм}} + \sqrt{m_{\text{чм}}})$, где $m_{\text{чм}} = \frac{\Delta f_m}{F_{\max}}$ - индекс частотной модуляции, Δf_m – максимальное отклонения частоты несущего колебания от номинального значения (девиация частоты).
Узкополосная частотная модуляция (ЧМ) $m_{\text{чм}} \ll 1$	$\Delta F_c \approx 2 * F_{\max}$
Широкополосная частотная модуляция (ЧМ) $m_{\text{чм}} \gg 1$	$\Delta F_c \approx 2 * \Delta f_m$
Многоканальная ЧМ телефонии	$\Delta F_c \approx (8 \dots 9) * 10^3 * N * m_{\text{чм}}$
АМ телеграфным сообщением	$\Delta F_c = 2 * F_{\max} = \frac{n}{\tau_0} = n * B$
ЧМ телеграфным сообщением	$\Delta F_c \approx 2 * B * \sqrt{\frac{2D}{\pi} m_{\text{чм}} + m_{\text{чм}}^2}$, где $m_{\text{чм}} = \frac{\Delta f_m}{B}$ - индекс частотной модуляции, D – заданное ослабление спектра на границах полосы, обычно $D = 100$
Амплитудно-тональной модуляции телеграфным сообщением	$\Delta F_c \approx 2 * (F_{\text{зв}} + 2B)$, где $F_{\text{зв}}$ – частота звукового тона, равная 800...1000 Гц
ФМ телеграфным сообщением	$\Delta F_c = 2 * B$

Второе слагаемое. Степень расширения полосы пропускания радиотракта приемника, вызванная наличием доплеровского смещения частоты радиосигнала Δf_d зависит от относительной скорости движения передатчика и приемника и рассчитывается как:

$$\Delta f_d = f_{\max} * \frac{v}{C}, \quad (4.3)$$

v – радиальная скорость движения передатчика, C – скорость распространения радиоволн ($C \approx 3 * 10^5$ км/с).

Для радиовещательных приемников расширение полосы пропускания за счет доплеровского смещения частоты не учитывают $\Delta f_d = 0$.

Третье слагаемое. Степень расширения полосы пропускания, вызванная нестабильностью частот принимаемого сигнала и гетеродинов приемника, погрешностей в настройке отдельных контуров РПрУ зависит от назначения приемника, способа его настройки, требований к степени автоматизации связи и устойчивости приема.

Для обеспечения беспойсковой и бесподстроечной радиосвязи полоса пропускания приемника должна быть настолько расширена, чтобы спектр радиосигнала оставался в полосе, несмотря на возможную погрешность первоначальной установки частот передатчика и приемника и возможные уходы частот во время работы под влиянием различных дестабилизирующих факторов. При приеме с поиском и подстройкой расхождение частот передатчика и приемника устраняется оператором.

Запас по полосе пропускания $\Delta f_{\text{зап}}$ для РПрУ с однократным преобразованием частоты определяется по формуле:

$$\Delta f_{\text{зап}} = \sqrt{(\delta_c f_{\max})^2 + (\delta_\Gamma f_\Gamma)^2 + (\delta_H f_\Gamma)^2 + (\delta_{\text{ПЧ}} f_{\text{ПЧ}})^2 + (\delta_\Phi f_{\text{ПЧ}})^2}, \quad (4.4)$$

где δ_c – относительная нестабильность несущей частоты сигнала,

δ_Γ – относительная нестабильность частоты гетеродина f_Γ РПрУ,

δ_H – относительная погрешность настройки (установки частоты) РПрУ,

$\delta_{\text{ПЧ}}$ – относительная нестабильность настройки фильтров тракта ПЧ.

Запас по полосе пропускания $\Delta f_{\text{зап}}$ для РПрУ с двукратным преобразованием частоты определяется по формуле:

$$\Delta f_{\text{зап}} = \sqrt{(\delta_c f_{\max})^2 + (\delta_\Gamma f_\Gamma)^2 + (\delta_H f_{\Gamma_1})^2 + (\delta_H f_{\Gamma_2})^2 + (\delta_{\text{ПЧ}} f_{\text{ПЧ}})^2 + (\delta_\Phi f_{\text{ПЧ}})^2}, \quad (4.5)$$

где δ_{Γ_1} и δ_{Γ_2} – относительная нестабильность частоты первого f_{Γ_1} и второго f_{Γ_2} гетеродинов РПрУ соответственно.

Относительная нестабильность несущей частоты сигнала δ_c если она не задана в ТЗ, берется равной нулю.

Относительная погрешность настройки (установки частоты) РПрУ δ_H

зависит от погрешности отсчета частоты настройки по шкале или неточности установки частоты при беспойсковой настройке приемника. Если она не задана в ТЗ или используются цифровые системы настройки и индикации, то значение такой погрешности берется равной нулю.

Относительная нестабильность настройки фильтров тракта ПЧ $\delta_{ПЧ}$ определяется для наименьшей промежуточной частоты (если трактов ПЧ несколько) и зависит от типа используемого фильтра:

- для многозвенных LC-фильтров $(3 \dots 5) \cdot 10^{-4}$ за год;
- для кварцевых или ПАВ фильтров $(1 \dots 5) \cdot 10^{-5}$ за год.

Учитывать нестабильность настройки фильтров имеет смысл при проектировании приемников, предназначенных для приема относительно узкополосных передач и имеющих высокую стабильность гетеродинов. Для эскизного проектирования нестабильность настройки фильтров может быть выбрана равная нулю. Однако, после определения структурной схемы (номинальных частот промежуточных трактов) необходимо уточнить это значение.

Относительная нестабильность частоты гетеродина $\delta_{Г}$ зависит от схемотехнического и конструктивного исполнения гетеродина, типа используемых элементов, диапазона частот и может быть примерно оценен по табл. 4.2.

Таблица 4.2 – Относительная нестабильность частоты гетеродинов.

Вид гетеродина	Диапазоны	
	ДВ, СВ, КВ	УКВ
Транзисторный многодиапазонный однокаскадный с плавной перестройкой	$10^{-3} \dots 10^{-4}$	-
Транзисторный однодиапазонный однокаскадный с плавной перестройкой	$10^{-4} \dots 10^{-5}$	$10^{-3} \dots 10^{-4}$
Транзисторный однодиапазонный однокаскадный без перестройки	10^{-5}	$10^{-3} \dots 10^{-4}$
Транзисторный переключаемый однокаскадный с кварцевой стабилизацией	10^{-5}	-
Транзисторный непереклюаемый однокаскадный с кварцевой стабилизацией и одинарным термостатированием	10^{-6}	-
Транзисторный непереклюаемый однокаскадный с кварцевой стабилизацией и двойным термостатированием	$10^{-7} \dots 10^{-8}$	-
Транзисторный непереклюаемый многокаскадный с умножением частоты и кварцевой стабилизацией	$10^{-6} \dots 10^{-7}$	$10^{-5} \dots 10^{-6}$
На туннельном диоде	-	$10^{-4} \dots 10^{-5}$
На отражательном клистроне	-	$10^{-3} \dots 10^{-6}$
Синтезатор частоты с опорным кварцевым генератором	$10^{-7} \dots 10^{-8}$	-
Синтезатор частоты с опорным молекулярным генератором	10^{-10}	

Меньшие значения относятся к гетеродинам, в которых приняты меры повышения стабильности частоты (температурная стабилизация контура, стабилизация питающих напряжений). Следует также учитывать, что транзисторные однокаскадные гетеродины с кварцевой стабилизацией можно применять на частотах до 10 МГц, многокаскадные с умножением частоты - на частотах до 10 ГГц, гетеродины на туннельных диодах - на частотах до 0,5 ... 100 ГГц, на отражательных клистродах - на частотах до 3 ... 50 ГГц.

Требования по обеспечению связи без поиска и без подстройки целесообразно предъявлять к каналам связи с высокой стабильностью частоты. В противном случае необходимая полоса пропускания радиотракта приемника существенно больше реальной ширины спектра принимаемого сигнала, что приведет к ухудшению чувствительности и избирательности по соседнему каналу приема. Уменьшая полосу пропускания радиотракта приемника, можно повысить чувствительность и селективность приемника. Однако при этом повышаются требования к стабильности частоты гетеродинов. При проектировании сложных приемников, например профессиональных связных, это противоречие можно разрешить при использовании синтезаторов частоты, а в более простых приемниках - системы *автоматической подстройки частоты* (АПЧ).

При наличии системы АПЧ полоса пропускания радиотракта приемника вычисляется по следующим формулам:

- для частотной АПЧ:

$$\Pi = \Delta F_c + (2 \cdot \Delta f_d + \Delta f_{\text{зап}}) / k_{\text{АПЧ}},$$

где $k_{\text{АПЧ}}$ – коэффициент автоподстройки системы ЧАП, в практических схемах $k_{\text{АПЧ}} \approx 10 \dots 30$ для полевых и $k_{\text{АПЧ}} \approx 10 \dots 20$ для биполярных транзисторов;

- для фазовой АПЧ:

$$\Pi \approx \Delta F_c .$$

Если в процессе эксплуатации допускается прием с поиском и подстройкой, то запас по полосе можно не предусматривать, т. е. $\Pi \approx \Delta F_c$.

5. ВЫБОР КОЛИЧЕСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЙ И НОМИНАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ПРОМЕЖУТОЧНЫХ ЧАСТОТ

Число преобразований частоты и номинальные значения промежуточных частот $f_{\text{пч}}$ определяются, исходя из удовлетворения следующих двух требований:

- ослабления помехи на паразитных каналах приема (прежде всего на зеркальном) в заданное число раз;
- обеспечения необходимой избирательности по соседнему каналу при конструктивно осуществимых добротностях контуров избирательных систем тракта промежуточной частоты.

При выборе значений промежуточных частот в приемнике необходимо учитывать следующее:

1. Промежуточная частота $f_{пч}$ должна быть вне диапазона рабочих частот.
2. Промежуточные частоты желательно выбирать в области частот, где работает наименьшее количество близко расположенных мощных радиопередатчиков.
3. Для обеспечения на выходе детекторного каскада хорошей фильтрации промежуточной частоты величина ПЧ должна быть выше верхней частоты модуляции по крайней мере в 5 ... 10 раз.
4. При приеме импульсных сигналов промежуточная частота $f_{пч}$ выбирается из условия обеспечения неискаженной формы видеоимпульса $\tau_{и}$ и постоянства его длительности. Для этого необходимо, чтобы за время длительности импульса укладывалось не менее 10 ... 20 периодов колебаний промежуточной частоты $T_{пч} = 1/f_{пч} \leq (0,05 \dots 0,1)\tau_{и}$ или $f_{пч} \geq (10 \dots 20)/\tau_{и}$. Если требуется обеспечить малое время установления фронта импульса $\tau_{ф}$, то $f_{пч} \geq (5 \dots 10)/\tau_{ф}$.
5. Чем ниже выбрано значение ПЧ, тем:
 - а) больше устойчивое усиление на один каскад УПЧ;
 - б) проще реализовать заданную форму АЧХ или ФЧХ тракта и соответственно обеспечить заданную избирательность по соседнему каналу;
 - в) меньше зависимость усиления и полосы пропускания тракта ПЧ от разброса паразитных емкостей усилительных элементов;
 - г) меньше величина коэффициента шума.
6. Чем выше выбрано значение ПЧ, тем:
 - а) легче обеспечить заданную избирательность по зеркальному каналу, поскольку увеличивается относительная расстройка;
 - б) больше подавляется преселектором собственное паразитное излучение гетеродина приемника;
 - в) лучше фильтрация промежуточной частоты на выходе детекторного каскада;
 - г) более качественно воспроизводится форма импульсных сигналов.

При окончательном выборе номиналов промежуточных частот рекомендуется учитывать, что в настоящее время для профессиональных приемников УКВ диапазона установлены стандартные промежуточные частоты 10,7; 30; 60; 100 и 120 МГц, в соответствии с которыми изготавливаются типовые блоки УПЧ и измерительная аппаратура. Для приемников коротких и более длинных волн стандартных значений промежуточных частот не предусмотрено, однако типовыми являются следующие промежуточные частоты: 100...115; 128; 210...215; 420...475; 530...750; 910...930; 1600; 2200; 3000 и 4500 кГц.

Для радиовещательных и телевизионных РПрУ установлены стандартные значения промежуточных частот:

- прием сигналов с АМ - 465 кГц;
- прием сигналов с ЧМ – 10,7 МГц;
- прием ТВ сигналов: тракт ПЧ видео с АМ – 36 МГц; тракт ПЧ звука с ЧМ – 6,5 МГц.

Выбор стандартных значений $f_{ПЧ}$ позволяет использовать в тракте ПЧ интегральные фильтры сосредоточенной избирательности (ФСИ), выпускаемые промышленностью.

Поскольку требования по обеспечению избирательности по зеркальному и соседнему каналам являются противоречивыми, а усложнение этих трактов по каким-либо соображениям нежелательно, возникает необходимость нескольких преобразований частоты. При проектировании профессиональных РПрУ, когда требуется получить очень высокую и постоянную в полосе избирательность и реализовать специальные требования к форме АЧХ или ФЧХ, также возникает необходимость в неоднократном преобразовании частоты. В этом случае первая ПЧ выбирается по возможности более высокой для обеспечения большей избирательности по зеркальному каналу. Вторая (или последняя) ПЧ выбирается по возможности более низкой для удобства реализации АЧХ заданной формы и обеспечения заданной избирательности по соседнему каналу.

В частности, два и более преобразования частоты неизбежны при выборе одной из следующих структурных схем:

- а) с однодиапазонным первым гетеродином при количестве поддиапазонов более трех;
- б) с кварцованным первым гетеродином и плавно перестраиваемым вторым гетеродином;
- в) с использованием принципа компенсации уходов частоты первого и второго гетеродинов.

6. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ НЕРАВНОМЕРНОСТИ АЧХ В ПОЛОСЕ ПРОПУСКАНИЯ И МЕЖДУ ТРАКТАМИ РПРОУ

Исходные данные: Неравномерность АЧХ высокочастотного тракта РПрУ - $\gamma_{ВЧ}$

Результат: Неравномерность АЧХ входной цепи $\gamma_{ВЦ}$, неравномерность каждого каскада УРЧ $\gamma_{УРЧ}$, неравномерность каждого тракта ПЧ $\gamma_{УПЧ1}$, $\gamma_{УПЧ2}$.

Неравномерность высокочастотного тракта РПрУ $\gamma_{ВЧ}$, которая указана в

ТЗ, задает уровень отсчета полосы пропускания сквозного тракта приемника. Поскольку АЧХ сквозного тракта получается как произведение АЧХ всех трактов РПрУ (см рис. 5.1), то фактически она определяется АЧХ наиболее узкополосного тракта – тракта последней ПЧ, который обеспечивает основную избирательность РПрУ по соседнему каналу.

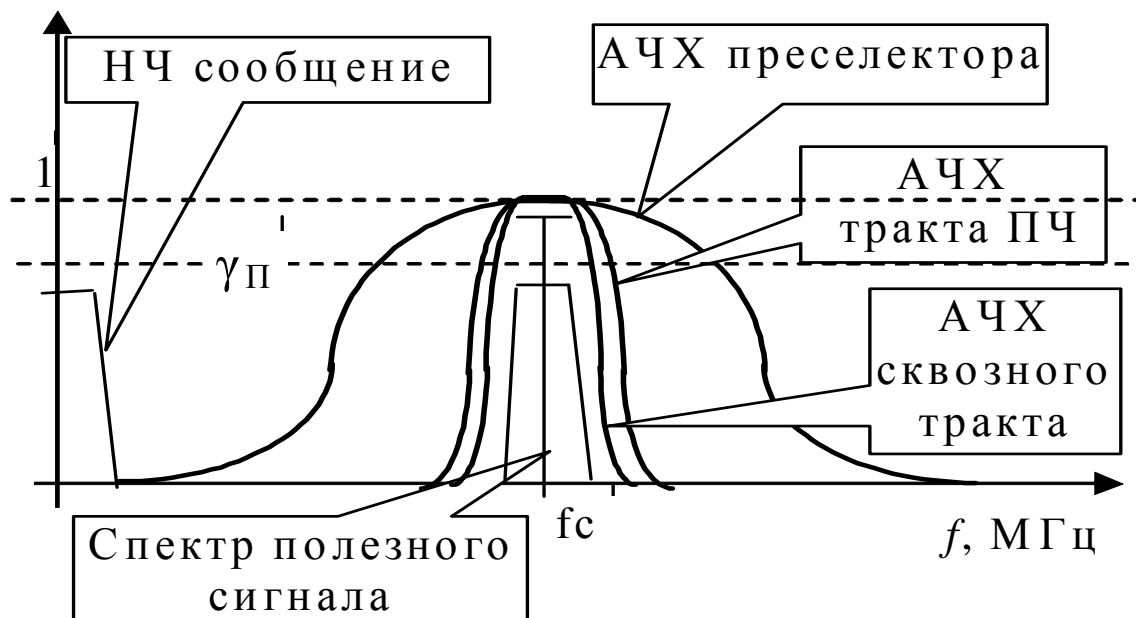


Рисунок 6.1 – Сквозная АЧХ радиотракта приемника

Тем не менее, при проектировании стоит задача распределения общей неравномерности между трактами и каскадами РПрУ. Такое распределение необходимо делать, если РПрУ должен работать в диапазонах ДВ и СВ, в которых преселектор вносит существенный вклад в формирование сквозной АЧХ.

Общая неравномерность АЧХ в полосе пропускания тракта ВЧ приемника определяется выражением:

$$\gamma_{\text{ВЧ}} = \gamma_{\text{ПС}} * \gamma_{\text{УПЧ}} = \gamma_{\text{ВЦ}} * \gamma_{\text{УРЧ}} * \gamma_{\text{УПЧ1}} * \gamma_{\text{УПЧ2}}, \quad (6.1)$$

где $\gamma_{\text{ПС}} = \gamma_{\text{ВЦ}} * \gamma_{\text{УРЧ}}$ – неравномерность АЧХ преселектора, включающего входные цепи и усилитель радиочастоты,

$\gamma_{\text{ВЦ}}$ – неравномерность АЧХ входных цепей РПрУ,

$\gamma_{\text{УРЧ}}$ – неравномерность АЧХ усилителя радиочастоты РПрУ,

$\gamma_{\text{УПЧ1}}$ – неравномерность АЧХ тракта первой промежуточной частоты РПрУ,

$\gamma_{\text{УПЧ2}}$ – неравномерность АЧХ тракта второй промежуточной частоты РПрУ.

Неравномерность АЧХ в полосе распределяется между трактами, исходя из компромисса между сложностью (или возможностью) реализации фильтров трактов преселектора и промежуточной частоты. Чем больше значение допус-

тимой неравномерности выбрано для фильтра, тем проще его физическая реализация. Т.е. чем больше выбрано значение допустимой неравномерности преселектора, тем проще реализовать такой фильтр, но тем сложнее будет реализовать фильтры тракта ПЧ.

Для реализации АЧХ с малой неравномерностью в тракте ПЧ могут понадобиться сложные фильтры сосредоточенной селекции (ФСС). Если в ТЗ указана высокая избирательность по соседнему каналу (например, для профессиональных РПрУ) или специальные требования к форме АЧХ (например, для ТВ приемников) это еще более усложнит реализацию таких фильтров.

Для реализации преселектора с небольшой неравномерностью в полосе, с учетом обеспечения заданной избирательности по зеркальному каналу, возможно будет необходимо использовать несколько каскадов ВЦ и/или УРЧ. Если учесть, что все эти каскады являются перестраиваемыми, а число контуров в каждом каскаде выбирается не больше двух (один контур является предпочтительным), то может возникнуть проблема физической реализуемости тракта.

Таким образом, выбор неравномерности АЧХ для преселектора $\gamma_{ВЦ}$ является приоритетным и зависит от типа (назначения) РПрУ, вида и числа фильтров в преселекторе, диапазона рабочих частот и ориентировочного значения рекомендуемой неравномерности одного каскада:

- для одноконтурного фильтра в диапазоне ДВ и СВ $\gamma_{ВЦ} = 0,6 \dots 0,8$;
- для двухконтурного фильтра в диапазоне ДВ и СВ $\gamma_{ВЦ} = 0,7 \dots 0,8$;
- для одноконтурного фильтра в диапазоне КВ $\gamma_{ВЦ} \approx 1$;
- для одноконтурного фильтра в диапазоне УКВ $\gamma_{ВЦ} = 1$.

Меньшее значение неравномерности выбирают для бытовых вещательных приемников, большее для профессиональных.

Рекомендуемые значения получены исходя из физически реализуемой (конструктивной) добротности контура $Q_k \leq 120 \dots 150$, выполненного на LC-элементах. Использование таких контуров в диапазоне ДВ и СВ обеспечивает полосу пропускания преселектора соразмерную с требуемой полосой пропускания тракта ПЧ и, следовательно, неравномерность АЧХ входных цепей на этих диапазонах нужно обязательно учитывать. В диапазонах КВ и УКВ полоса пропускания преселектора гораздо больше полосы пропускания тракта ПЧ и влияние неравномерности преселектора можно не учитывать, т.е. выбирают $\gamma_{ВЦ} \approx 1$.

Чем больше каскадов содержит преселектор, тем меньшую неравномерность должен иметь каждый каскад, поскольку неравномерность всего преселектора рассчитывается как произведение неравномерностей каскадов:

$$\gamma_{ПС} = \gamma_{ВЦ} * \gamma_{УРЧ1} * \gamma_{УРЧ2} . \quad (6.2)$$

Как правило, в супергетеродинных приемниках используют один каскад входной цепи, содержащий одно или двухконтурную избирательную цепь и один или два одинаковых каскада с одноконтурными УРЧ.

Если проектируемый приемник имеет два диапазона, то для дальнейшего расчета тракта ПЧ необходимо выбирать неравномерность АЧХ преселектора для худшего случая, т.е. берется наименьшее значение $\gamma_{\text{ВЦ}}$.

Предварительно выбранное значение неравномерности АЧХ преселектора используется для расчета значения неравномерности АЧХ тракта ПЧ:

$$\gamma_{\text{упч}} = \gamma_{\text{вч}} / \gamma_{\text{пс}} . \quad (6.3)$$

Если в приемнике используется два тракта ПЧ, то производят, дальнейшее разбиение неравномерности согласно формуле:

$$\gamma_{\text{упч}} = \gamma_{\text{упч1}} \times \gamma_{\text{упч2}} , \quad (6.4)$$

причем для тракта более низкой частоты выбирают возможно меньшее значение неравномерности.

После выбора значений неравномерности для всех каскадов РПрУ осуществляется контрольная проверка путем подстановки значений неравномерности в исходную формулу (6.1).

Правильность распределения неравномерности проверяют, проводя предварительный расчет преселектора и тракта ПЧ (разделы 7 и раздел 8), и, если результаты не удовлетворяют требованиям ТЗ, необходимо вернуться вновь к распределению неравномерности АЧХ между трактами.

7. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ ПРЕСЕЛЕКТОРА

- Исходные данные:**
- диапазон частот настройки $f_{\text{min}} \dots f_{\text{max}}$,
 - полоса пропускания П тракта ВЧ,
 - значение промежуточной частоты $f_{\text{пч}}$,
 - требуемая избирательность по зеркальному каналу $\sigma_{\text{ЗК}}$,
 - неравномерность АЧХ входной цепи $\gamma_{\text{ВЦ}}$ в полосе пропускания;
 - допустимое изменение усиления в диапазоне $H_{\text{доп}}$.
- Результат:**
- вид избирательных систем входной цепи и УРЧ,
 - эквивалентная добротность контуров Q_3 ,
 - расчетная избирательность по зеркальному каналу $\sigma_{\text{ЗК}}$ каскадов и всего тракта в целом.

Преселектор РПрУ состоит из входной цепи и одного или двух усилителей радиочастоты. Основная задача преселектора – обеспечение избирательности по паразитному зеркальному каналу приема и увеличение реальной чувствительности РПрУ за счет уменьшения коэффициента шума РПрУ в целом.

Методика предварительного расчета преселектора различается для случая учета неравномерности АЧХ входной цепи $\gamma_{ВЦ} < 1$ (Вариант 1), и для случая не учитывающего эту неравномерность $\gamma_{ВЦ} = 1$ (Варианты 2 и 3).

7.1. Расчет с учетом неравномерности АЧХ ВЦ

Случай цепи с $\gamma_{ВЦ} < 1$ характерен для диапазонов ДВ и СВ, когда необходимо учитывать вносимые ВЦ искажения АЧХ. В этом случае вначале рассчитывают допустимую эквивалентную добротность контура:

$$Q_3 = \frac{f_{\min}}{\Pi} \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma_{ВЦ}}\right)^2 - 1}. \quad (7.1)$$

Далее рассчитывают избирательность одноконтурной ВЦ по зеркальному каналу:

$$\sigma_{ЗКР} = \sqrt{1 + Q_3^2 y^2}, \quad (7.2)$$

где $y = \frac{f_{\max} + 2f_{ПЧ}}{f_{\max}} - \frac{f_{\max}}{f_{\max} + 2f_{ПЧ}}$ – относительная расстройка зеркального канала.

Если расчетное значение избирательности по зеркальному каналу больше требуемого:

$$\sigma_{ЗКР} > \sigma_{ЗК}, \quad (7.3)$$

то предварительный расчет ВЦ окончен и, в качестве преселектора, принимается одноконтурная ВЦ.

Если условие обеспечения требуемой избирательности (7.3) не выполняется, то переходим к оценке возможности использования двух одноконтурных каскадов в качестве ВЦ – один контур во входной цепи, второй – в УРЧ. При этом эквивалентная добротность контура рассчитывается по формуле:

$$Q_3 = \frac{f_{\min}}{\Pi} \sqrt{\frac{1}{\gamma_{ВЦ}} - 1}, \quad (7.4)$$

а общая избирательность преселектора по зеркальному каналу по формуле:

$$\sigma_{ЗКР} = (\sqrt{1 + Q_3^2 y^2})^2. \quad (7.5)$$

Если расчетное значение избирательности по зеркальному каналу больше требуемого (условие (7.3) выполняется), то предварительный расчет ВЦ окончен и, в качестве преселектора принимается одноконтурная ВЦ и одноконтурный УРЧ.

Если заданные технические параметры не выполняются, то необходимо увеличить число контуров преселектора или перераспределить величину частотных искажений между преселектором и УПЧ. Если требуется число контуров преселектора больше двух, то целесообразно перейти от схемы одноконтурной входной цепи к диапазонному двухконтурному полосовому фильтру. При заданной полосе пропускания полосовой фильтр может обеспечить более высокую избирательность с меньшими частотными искажениями в пределах полосы пропускания. Кроме того, двухконтурный фильтр уменьшает возможность перекрестной модуляции и его полоса более устойчива при изменении параметров антенны. Использование двухконтурного фильтра во входной цепи без использования УРЧ улучшает неравномерность АЧХ входной цепи $\gamma_{ВЦ}$, но ухудшает шумовые параметры РПрУ за счет большего ослабления ВЧ сигнала таким фильтром.

Для двухконтурного фильтра во входной цепи (при условии одинаковых контуров и критической связи между контурами) эквивалентная добротность контура рассчитывается по формуле:

$$Q_3 = \frac{f_{\min}}{\Pi} \sqrt[4]{4\left(\frac{1}{\gamma_{ВЦ}^2} - 1\right)}, \quad (7.6)$$

а общую избирательность преселектора по зеркальному каналу по формуле:

$$\sigma_{ЗКР} = (\sqrt{1 + Q_3^2 y^2})^2. \quad (7.7)$$

Если в приемнике с несколькими поддиапазонами на СВ и ДВ используется двухконтурная входная цепь, а на коротких волнах - одноконтурная входная цепь и одноконтурный УРЧ, то на СВ и ДВ усилительный прибор работает в схеме апериодического усилителя высокой частоты.

7.2. Расчет без учета неравномерности АЧХ ВЦ

Случай цепи $\gamma_{ВЦ} \approx 1$ характерен для диапазонов КВ и УКВ, когда вносимыми ВЦ искажениями АЧХ можно пренебречь. В это случае эквивалентную добротность контура Q_3 выбирают исходя из конструктивной добротности Q_K по формуле:

$$Q_3 = \frac{Q_K}{q}, \quad (7.8)$$

где q – коэффициент шунтирования контура, показывающий во сколько раз уменьшается добротность контура при включении его в схему и зависящий от используемых электронных приборов. Оба параметра выбираются, исходя из заданного диапазона настроек РПрУ по данным табл. 7.1.

Таблица 7.1 – Конструктивная добротность контура и коэффициент шунтирования для различных диапазонов настроек РПрУ

Диапазон частот МГц	Перестраиваемый контур Q_k	Неперестраиваемый контур Q_k	Коэффициент шунтирования	
			полевой транзистор	биполярный транзистор
< 0,1	10 ... 40	10 ... 50	1	1,4 ... 1,6
0,1 ... 0,2	30 ... 50	100 ... 170	1	1,5 ... 1,7
0,2 ... 0,4	30 ... 50	120 ... 200	1	1,6 ... 1,8
0,4 ... 0,6	30 ... 50	150 ... 200	1	1,7 ... 1,9
0,6 ... 1,0	40 ... 80	200 ... 250	1	1,8 ... 2,0
1,0 ... 5,0	50 ... 120	150 ... 200	1	2,0 ... 2,2
5,0 ... 30,0	70 ... 150	100 ... 150	1,1	2,2 ... 2,5
30,0 ... 300,0	70 ... 120	90 ... 130	1,2	2,5 ... 3,0

Условия выбора конструктивной добротности и коэффициента шунтирования:

1. Меньшие значения параметра q соответствуют меньшим значениям частоты.
2. Поскольку преселектор содержит перестраиваемые цепи, то выбирают конструктивную добротность для перестраиваемого контура.
3. При использовании согласованных антенн или при согласовании ВЦ профессиональных РПрУ по критерию минимума коэффициента шума (согласование по шумам), коэффициент шунтирования контура берут равным $q = 2$.

Определяем достаточность использования одноконтурной ВЦ для обеспечения требуемой избирательности по зеркальному каналу по формуле (7.2). Если выполняется условие (7.3), то предварительный расчет ВЦ окончен и в качестве преселектора принимается одноконтурная ВЦ.

Если условие обеспечения требуемой избирательности (7.3) не выполняется, то переходим к оценке возможности использования двух одноконтурных каскадов в качестве ВЦ - один контур во входной цепи, второй - в УРЧ. Для этого, используя то же значение эквивалентной добротности, рассчитываем избирательность ВЦ по формуле (7.5) для двух контуров. Если расчетное значение избирательности по зеркальному каналу больше требуемого, то предварительный расчет ВЦ окончен и в качестве преселектора принимается одноконтурная ВЦ и одноконтурный УРЧ.

Если условие обеспечения требуемой избирательности (7.3) не выполняется, то переходим к оценке возможности использования трех одноконтурных каскадов в качестве ВЦ – один контур во входной цепи, два других – в двух каскадах одноконтурных УРЧ. Для этого, используя то же значение эквивалентной добротности, рассчитываем избирательность ВЦ по формуле для трех одинаковых контуров.

Если расчетное значение избирательности по зеркальному каналу больше требуемого, то предварительный расчет ВЦ окончен и, в качестве преселектора принимается одноконтурная ВЦ и два одноконтурных каскада УРЧ. Если условие не выполняется необходимо вернуться к Разделу 3 эскизного расчета и переработать проектирование структурной схемы и/или выбора значений первой промежуточной частоты с целью обеспечения возможности повышения избирательности по зеркальному каналу РПрУ. После этого предварительный расчет преселектора необходимо повторить.

7.3. Расчет неперестраиваемой ВЦ с широкополосной АЧХ

В случае, если заданный диапазон перестройки РПрУ относительно небольшой, что характерно для УКВ диапазона и растянутых КВ диапазонов, возможно использование неперестраиваемого входного контура, настроенного на центральную частоту диапазона и пропускающий весь диапазон возможных частот настройки РПрУ.

Такой контур будет иметь относительно небольшую эквивалентную добротность, которая рассчитывается по формуле:

$$Q_{э н} = \frac{f_{cp}}{f_{max} - f_{min}}, \quad (7.9)$$

где $f_{cp} = \frac{f_{max} + f_{min}}{2}$ – средняя частота диапазона.

С использованием полученного значения добротности неперестраиваемого контура $Q_{э н}$ проверяется, может ли один контур обеспечить заданную избирательность по зеркальному каналу (расчет выполняют по формуле: (7.2) и проверяют по формуле (7.3)). Если один контур не обеспечивает заданную избирательность, проверяют возможность использования двух одинаковых неперестраиваемых контуров (расчет выполняют по формуле (7.5) и проверяют по формуле (7.3)), или трех контуров (расчет выполняют по формуле:

$$\sigma_{ЗКР} = (\sqrt{1 + Q_{э н}^2})_3 \quad (7.10)$$

и проверяют по формуле (7.3)). Если один из этих вариантов удовлетворяет требованиям ТЗ, то предварительный расчет преселектора закончен.

Если три неперестраиваемых контура не обеспечивают требуемой избирательности по зеркальному каналу, то необходимо использовать один перестраиваемый высокодобротный контур во входной цепи и провести расчеты по формулам (7.1) и (7.2) с проверкой по формуле (7.3).

При выборе схемы и числа каскадов в преселекторе следует также учитывать, что преселектор должен обеспечивать неравномерность усиления в диапазоне настроек меньшую допустимой неравномерности, заданной в ТЗ:

$$H = K_{прес max} / K_{прес min} < H_{доп}.$$

Поэтому целесообразно выбирать такой вид связи между отдельными кас-

кадами преселектора, при котором можно получить противоположный характер изменения резонансного коэффициент усиления в каждом каскаде. Например, если в преселекторе применяется резонансный усилитель, коэффициент усиления которого растет с ростом частоты, то входная цепь должна быть построена по схеме, при которой резонансный коэффициент передачи с ростом частоты уменьшается.

Правильный выбор схемы преселектора во многом определяет такие важнейшие характеристики РПрУ, как чувствительность и селективность. Известно, что чувствительность приемника определяется его коэффициентом шума $K_{ш}$. Общий $K_{ш}$ зависит от коэффициентов шума и коэффициентов передачи отдельных каскадов приемника, причем в наибольшей степени $K_{ш}$ определяется коэффициентами шума входного устройства и УВЧ; поэтому от правильного выбора каскадов преселектора с точки зрения шумов и усиления во многом зависит чувствительность всего РПрУ. Для получения минимального $K_{ш}$ 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 УВЧ преселектора всех возможных способов снижения нелинейных эффектов.

Характерной деталью преселектора современных РПрУ является аттенюатор, включаемый, как правило, между антенной и УВЧ 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 между антенной и первым усилительным элементом часто включается в перестраиваемом преселекторе двухконтурный (реже трехконтурный) полосовой фильтр, который обеспечивает 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.

8. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ ТРАКТА ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

- Исходные данные:**
- значение промежуточной частоты $f_{ПЧ}$,
 - полоса пропускания Π тракта ПЧ ,
 - требуемая избирательность по зеркальному каналу $\sigma_{СК}$,
 - неравномерность АЧХ тракта ПЧ $\gamma_{ПЧ}$,
- Результат:**
- вид избирательных систем тракта ПЧ,
 - эквивалентная добротность контуров Q_z ,
 - число контуров или звеньев в фильтрах,
 - расчетная избирательность по соседнему каналу $\sigma_{СК}$ каскадов и всего тракта в целом.

Тракт ПЧ предназначен для обеспечения основного усиления в приемнике и избирательности по соседнему каналу. Тракт промежуточной частоты приемника, в зависимости от числа преобразований частоты, включает тракт первой промежуточной частоты, тракт второй ПЧ и т.д. Каждый из трактов ПЧ содержит преобразователь частоты и усилитель с избирательной системой.

В приемниках АМ сигналов для улучшения прямоугольности АЧХ желательно, чтобы эта характеристика имела чебышевскую форму. При такой форме АЧХ фильтр имеет максимальную крутизну скатов амплитудно-частотной характеристики при заданной полосе пропускания и очень большой неравномерности АЧХ внутри полосы пропускания. Фазо-частотная характеристика (ФЧХ) такого фильтра нелинейная, однако, для приема сигналов с АМ это не имеет особого значения. Допуская большую неравномерность, можно увеличить крутизну скатов АЧХ, т. е. улучшить коэффициент прямоугольности и избирательность по соседнему каналу.

В приемниках ЧМ сигналов стремятся к линейности ФЧХ, поскольку нелинейная ФЧХ приводит к нелинейным искажениям детектированного сигнала. В этом случае ширина полосы пропускания и форма АЧХ должны быть подчинены задаче обеспечения малых нелинейных искажений ФЧХ. При этом обычно используют максимально гладкую форму АЧХ (характеристика Баттерворта) или характеристику, приближающуюся к Гауссовой. Такие фильтры, соответственно, называют Баттервортовскими или Гауссовскими.

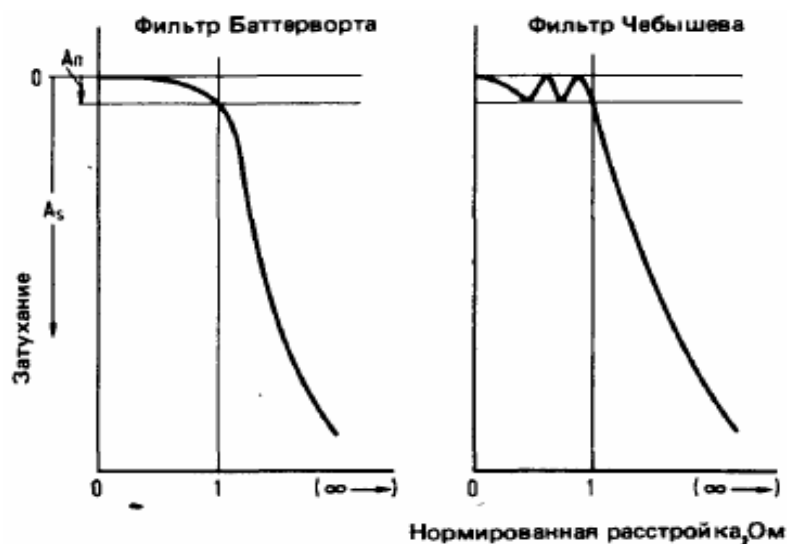


Рисунок 8.1 – Типичные АЧХ различных типов фильтров

Требование линейности ФЧХ эквивалентно требованию к равномерной характеристике группового времени запаздывания (ГВЗ) в полосе пропускания, которая используется для характеристики РПрУ многоканальных систем связи. Характеристики ГВЗ и ФЧХ связаны дифференциальным и интегральным преобразованием – дифференциал от ФЧХ является ГВЗ, интеграл от ГВЗ - ФЧХ.

Поскольку в ряде систем радиосвязи, например в многоканальных аналоговых и цифровых радиорелейных и спутниковых системах, для предотвращения искажений сигналов к линейности ФЧХ (неравномерности характеристики ГВЗ) РПрУ предъявляются весьма жесткие требования, при построении соответствующих УПЧ принимаются специальные меры по линеаризации фазовых характеристик. Иногда требуется обеспечить ФЧХ специальной формы, например квадратичной. Наиболее распространенный способ корректировки или формирования ФЧХ заключается в том, что сначала формируют требуемую АЧХ, а затем включают корректирующие цепи (фазовые звенья), реализующие требуемую ФЧХ, но не изменяющие АЧХ. Кроме того, близкую к линейной ФЧХ имеют полосовые фильтры с гауссовской (бесселевой) формой АЧХ.

Таким образом, селективная система тракта ПЧ должна удовлетворять требованиям к полосе пропускания (с заданным ослаблением на краях), селективности по соседнему каналу и может быть реализована в виде:

- УПЧ с одноконтурными каскадами, настроенными на одну частоту;
- УПЧ с двухконтурными полосовыми фильтрами;
- УПЧ с фильтром сосредоточенной избирательности.

8.1. Расчет УПЧ с одноконтурными каскадами

УПЧ с одноконтурными каскадами, настроенными на одну частоту, являются наиболее простыми, характеризуются простотой настройки, хорошей пе-

реходной характеристикой, линейной ФЧХ (характеристика Баттерворта), хорошей стабильностью характеристик при изменении параметров активных элементов. Недостатками их являются низкая прямоугольность АЧХ и низкая избирательность по соседнему каналу, особенно при широких полосах пропускания. Такие фильтры целесообразно использовать, если требуется небольшое усиление (не более 10^3) при невысоких требованиях к прямоугольности АЧХ и избирательности по соседнему каналу $\sigma_{СК}$.

В этом случае эквивалентную добротность контура Q_3 , выбирают, исходя из конструктивной добротности Q_K , значения которой приведены в табл. 7.1. Далее рассчитывают избирательность одноконтурного фильтра ПЧ по соседнему каналу:

$$\sigma_{СК} = (\sqrt{1 + Q_3^2 y^2})^{N_{ПЧ}}, \quad (8.1)$$

где $y = \frac{f_{ПЧ} + 2\Delta f_{СК}}{f_{ПЧ}} - \frac{f_{ПЧ}}{f_{ПЧ} + 2\Delta f_{СК}}$ - относительная расстройка соседнего канала;

$N_{ПЧ}$ – число одноконтурных каскадов в тракте ПЧ.

Как правило, одноконтурный тракт ПЧ используется только в очень простых и дешевых бытовых приемниках, имеющих очень посредственные характеристики избирательности при наихудших коэффициентах прямоугольности АЧХ тракта.

8.2. Расчет УПЧ с двухконтурными полосовыми фильтрами (ДПФ)

УПЧ с двухконтурными полосовыми фильтрами характеризуются сравнительно высокой прямоугольностью и хорошей стабильностью формы АЧХ.

При малой связи между контурами η (η меньше или равной критической $\eta_{КР} = 1$) ДПФ имеет линейную ФЧХ, т.е. реализует характеристики Баттерворта и максимально подходит для проектирования тракта ПЧ при приеме сигналов с частотной модуляцией.

При критической связи $\eta = 1$ получается одновершинная резонансная кривая фильтра с уплощением в верхней части (максимально гладкая форма).

При увеличении связи между контурами ДПФ прямоугольность АЧХ улучшается, однако при связи больше критической ухудшается форма ФЧХ, усложняется настройка и усиливается зависимость АЧХ и ФЧХ от изменений параметров активных элементов. Коэффициент усиления этих усилителей больше, чем усилителей с одноконтурными настроенными каскадами, но меньше, чем усилителей с одноконтурными взаимно расстроенными каскадами (при равных полосах пропускания).

ДПФ с сильной связью между контурами η (η больше критической) реализует характеристики Чебышева и максимально подходит для проектирования тракта ПЧ при приеме сигналов с амплитудной модуляцией.

Для целей эскизного проектирования расчет тракта ПЧ с использованием ДПФ будем проводить по следующей методике:

1. Выберем параметр связи между контурами исходя из вида модуляции принимаемого сигнала:

– для АМ $\eta = k \cdot Q_3 = 1,5 \dots 2$ (связь больше критической),

– для ЧМ $\eta = k \cdot Q_3 = 1$ (критическая связь),

где k – коэффициент связи между контурами;

Q_3 – эквивалентная добротность каждого контура.

2. Задавшись числом полосовых фильтров $n_{пч}$, определяют неравномерность АЧХ одного фильтра, т.е. уровень отсчета полосы пропускания, приходящийся на один полосовой фильтр:

$$\gamma_{1 \text{ пч}} = \sqrt[n_{пч}]{\gamma_{пч}} . \quad (8.2)$$

3. По полученному значению уровня отсчета полосы $\gamma_{1 \text{ пч}}$ и выбранному параметру связи η определяем обобщенную расстройку на границе полосы пропускания. Для этого воспользуемся кривыми, приведенными на рис. 8.2, проведем горизонтальную прямую на уровне η до пересечения с кривой рассчитанной неравномерности $\gamma_{1 \text{ пч}}$. Опустив вертикальную линию на ось обобщенной расстройки найдем искомое значение.

4. Рассчитываем необходимую добротность контуров фильтра по формуле:

$$Q_3 = \frac{\xi_{п} f_{пч}}{\Pi} , \quad (8.3)$$

где $\xi_{п} = \frac{2 \cdot \Delta f}{f_{пч}} \cdot Q_3$ (для $\Delta f = 0,5 \cdot \Pi$) – обобщенная расстройка на краях полосы пропускания, определенная в Разделе 4.

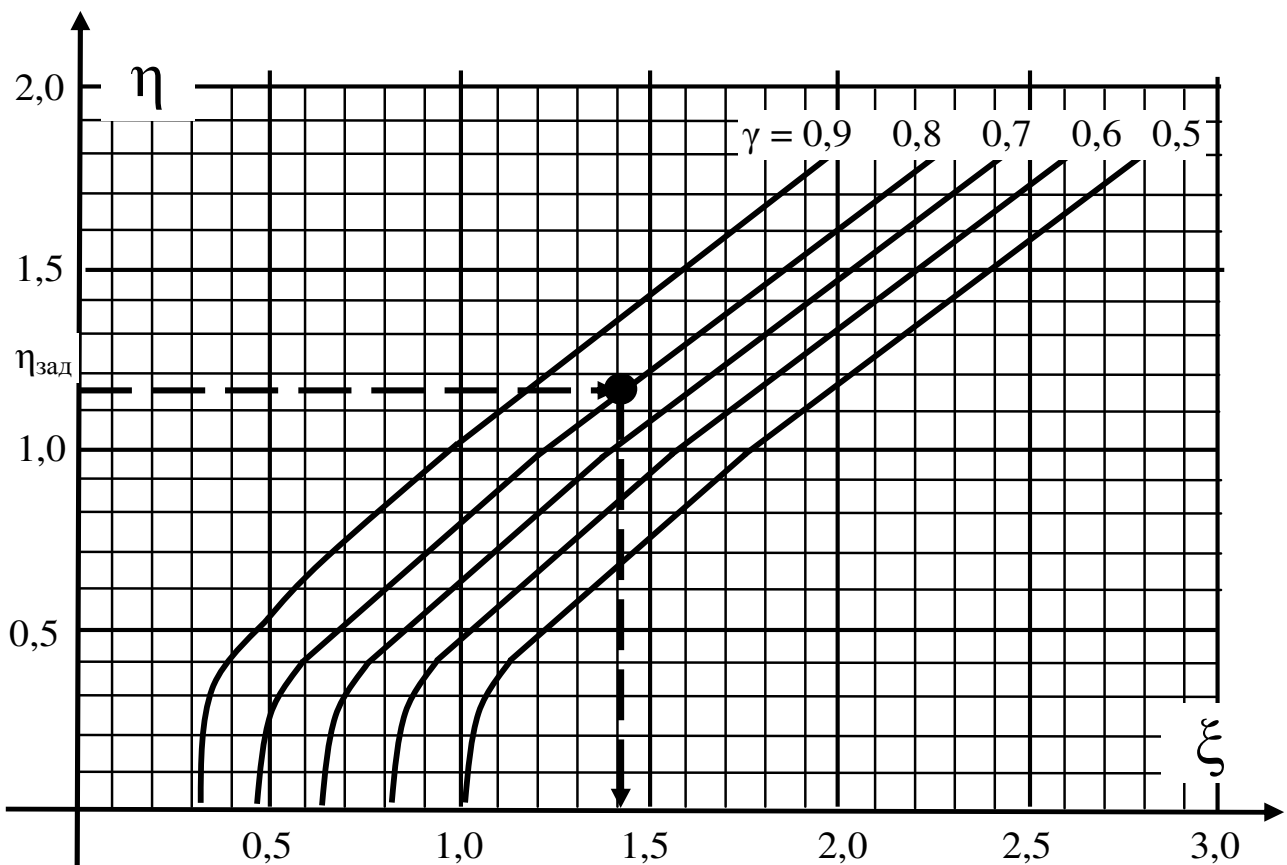


Рисунок 8.2 – Относительные уровни полосы пропускания

5. Рассчитываем избирательность по соседнему каналу всего тракта ПЧ по формуле:

$$\sigma_{СК} = \left(\frac{\xi_{СК}^4 + 4}{4} \right)^{\frac{n_{ПЧ}}{2}}, \quad (8.4)$$

где $\xi_{СК} = \frac{2 * \Delta f_{СК}}{f_{ПЧ}} * Q_3$ – обобщенная расстройка соседнего канала.

Если расстройка соседнего канала не задана в техническом задании, то ее выбирают равной:

$\Delta f_{СК} = 10$ кГц – для приема аналоговых сигналов с АМ;

$\Delta f_{СК} = 250$ кГц – для приема аналоговых сигналов с ЧМ;

$\Delta f_{СК} = 8$ МГц – для телевизионных РПр .

Двухконтурные полосовые фильтры целесообразно применять в том случае, если требуемая избирательность по соседнему каналу обеспечивается не более чем тремя фильтрами. Следует учитывать то, что при приеме сигналов с АМ выбор параметра связи $\eta > 1$ улучшит избирательность тракта ПЧ, так как в этом случае (при заданной полосе пропускания) представляется возможным использование контуров с более высокой добротностью. Если требуется большее число двухконтурных фильтров, то применяют фильтр сосредоточенной селекции.

УПЧ построенные с использованием одноконтурных или двухконтурных фильтров называют УПЧ с распределенной селекцией (распределенной избирательностью). Характерной особенностью тракта с распределенной избирательностью является то, что колебательные системы, обеспечивающие требуемую избирательность, одновременно определяют и усиление каскада, поскольку являются нагрузками его активных элементов. При этом каждый каскад тракта вносит определенный вклад и в усиление сигнала ПЧ, и в обеспечение избирательности.

Однако, изменение избирательности вызывает изменение усиления и наоборот. Это обстоятельство не позволяет независимо изменять усиления и избирательность, что является одним из существенных недостатков данного метода конструирования. Такая структурная схема УПЧ целесообразна, если задана относительно невысокая избирательность по соседнему каналу при высоком коэффициенте усиления, а также когда указаны конструктивные особенности или необходимо обеспечить регулировку полосы пропускания.

8.3. Расчет УПЧ с фильтром сосредоточенной избирательности (ФСИ)

В УПЧ с сосредоточенной избирательностью функции избирательности и усиления разделены между каскадами: усиление сигнала обеспечивают широкополосные резонансные или апериодические усилители (например, в виде ИМС), а АЧХ тракта (а значит избирательность и полоса пропускания) обеспечивается фильтром сосредоточенной избирательности (ФСИ), который включается на входе тракта ПЧ. Включение сосредоточенного фильтра на входе тракта позволяет повысить реальную (многосигнальную) избирательность, ослабить влияние разброса параметров активных элементов на устойчивость тракта и форму АЧХ.

Построение УПЧ с сосредоточенной избирательностью имеет определенные преимущества:

- а) функции усиления и избирательности в нем разделены, что позволяет оптимизировать схемотехнические решения и получить наилучшие качественные показатели приемника;
- б) уменьшается влияние нестабильностей параметров активных элементов на избирательность;
- в) улучшается технологичность, т.к. облегчается интегральное построение узла и контроль за усилением и избирательностью.

С точки зрения уменьшения перекрестных и интермодуляционных помех, целесообразно размещать ФСИ ближе к началу УПЧ. Если смеситель транзисторный, то рекомендуется ФСИ ставить в качестве нагрузки транзисторного смесителя, а если смеситель диодный, то размещать ФСИ после первого усилительного элемента в качестве нагрузки усилителя.

Поскольку оконечный каскад УПЧ слабо избирательный, широкополосный, то он не должен влиять на характеристику ФСИ. Каскад находится перед детектором и работает с большими уровнями сигналов, поэтому имеет небольшой коэффициент усиления $K_{ок} \approx 2 \dots 5$.

Наиболее высокая прямоугольность АЧХ достигается в фильтрах сосредоточенной селекции - многозвенных LC-фильтрах, пьезокерамических, пьезоэлектрических, электромеханических фильтрах и фильтрах на ПАВ. Если требуется очень узкая полоса пропускания (десятки или сотни герц), применяют пьезоэлектрические фильтры, например кварцевые.

ФСИ на LC-элементах еще достаточно распространены из-за своей универсальности, благодаря которой возможно реализовать широкополосные ($\Pi/f_{ПЧ} > 0,05$) или узкополосные ($\Pi/f_{ПЧ} \leq 0,05$) фильтры, а также широкому частотному диапазону и возможности одновременного согласования полных сопротивлений каскадов.

Наибольшее распространение получили LC-фильтры, образованные каскадным включением элементарных полосовых звеньев, согласованных между собой по характеристическому сопротивлению ρ_0 . В таком звене используется емкостная (как показано на рис. 8.3 а) или индуктивная связь (рис. 8.3 б) между контурами.

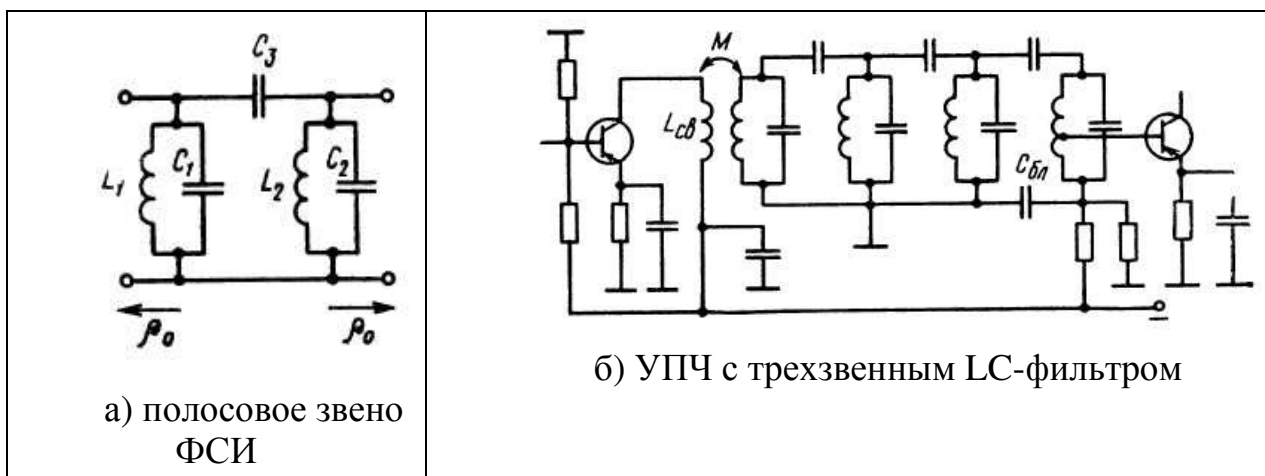


Рисунок 8.3 – Фильтр сосредоточенной избирательности

Все элементы звена выражаются через частоты среза:

$$f_1 = f_{ПЧ} - \Pi/2 \text{ и } f_2 = f_{ПЧ} + \Pi/2$$

следующим образом:

$$L_1 = L_2 = (f_2 - f_1) * \rho_0 / 2\pi * f_1 * f_2;$$

$$C_1 = C_2 = f_1 / 2\pi * f_2 * (f_2 - f_1) * \rho_0;$$

$$C_3 = (f_1 + f_2) / 4\pi * f_1 * f_2 * \rho_0.$$

В транзисторных УПЧ обычно $\rho_0 = 1 \dots 50$ кОм. Вносимые таким ФСИ потери $L \approx 4,34 * n * f_{ПЧ} / \Pi * Q_k$, дБ, где n - число контуров; Q_k - их собственная добротность. Для согласования ФСИ с выходом предыдущего и входом следующего каскадов применяется автотрансформаторное или трансформаторное подключение первого и последнего контуров, как это показано на схеме УПЧ с трехзвенным фильтром (рис. 8.3 б).

Фильтры сосредоточенной избирательности такого типа могут проектироваться как с Чебышевскими АЧХ, так и с АЧХ Баттерворта (максимально плоские АЧХ), причем необходимое число звеньев и добротности контуров оказываются различными при одинаковых требованиях к ширине полосы и избирательности. Фильтры с АЧХ Баттерворта обладают более линейной ФЧХ (менее неравномерной характеристикой ГВЗ).

Многозвенные ФСИ на LC-фильтрах, согласованных по характеристическому сопротивлению, обеспечивают максимально гладкую характеристику Баттерворта и являются наиболее универсальным по применению. Предварительный расчет таких ФСИ проводят графоаналитическим методом в следующем порядке:

1. Рассчитываем необходимую эквивалентную добротность контуров фильтра Q_3 , исходя из требуемой полосы пропускания:

$$Q_3 = \frac{2\sqrt{2}f_{ПЧ}}{\Pi} \quad (8.5)$$

Для физической реализации фильтра рассчитанная эквивалентная добротность Q_3 должна быть меньше конструктивно выполнимой Q_k , которую для неперестраиваемых фильтров тракта ПЧ выбираем согласно данным Табл. 7.1. Если условие $Q_3 < Q_k$ выполняется, то такой фильтр реализовать можно и переходим к п.2. Если условие не выполняется, то такой фильтр реализовать нельзя и необходимо вернуться к этапу выбора структурной схемы и значений промежуточных частот РПрУ.

2. Рассчитываем вспомогательные величины:

$$\text{относительную расстройку по соседнему каналу } \alpha = \frac{2 * \Delta f_{СК}}{\Pi};$$

$$\text{обобщенное затухание ФСИ } \beta = \frac{2 * f_{ПЧ}}{\Pi Q_3}.$$

3. Далее по кривым избирательности по соседнему каналу для одного звена ФСИ, приведенных на рис. 8.4, находим требуемую избирательность одного звена ФСИ.

4. Определяем число звеньев N требуемых для обеспечения заданной избирательности :

$$N = \sigma_{СК} / \sigma_{СК1},$$

причем значение N округляют до ближайшего большего целого числа. Необходи-

димо также учитывать, что количество контуров в ФСИ на один больше числа звеньев, т.е. равно $N+1$, поскольку два крайних контура являются согласующими полувзвьями.

5. Выбирают величину характеристического сопротивления фильтра ρ исходя из следующих ограничений:

$$\rho = 20 \dots 100 \text{ кОм} \quad \text{и} \quad \rho * f_{ПЧ} < 100.$$

Характеристическое сопротивление ρ целесообразно выбирать равным выходному сопротивлению предыдущего или входному сопротивлению последующего каскада.

6. Рассчитывают коэффициенты трансформации первого p_1 и последнего p_2 контуров ФСИ:

$$p_1 = \begin{cases} \sqrt{\frac{R_{ВЫХ}}{\rho}}, & \text{если } \rho < R_{ВЫХ} \\ 1, & \text{если } \rho \geq R_{ВЫХ} \end{cases}$$
$$p_2 = \begin{cases} \sqrt{\frac{R_{ВХ}}{\rho}}, & \text{если } \rho < R_{ВХ} \\ 1, & \text{если } \rho \geq R_{ВХ} \end{cases}$$

где $R_{ВЫХ}$ и $R_{ВХ}$ - выходное сопротивление предыдущего и входное сопротивление последующего каскада.

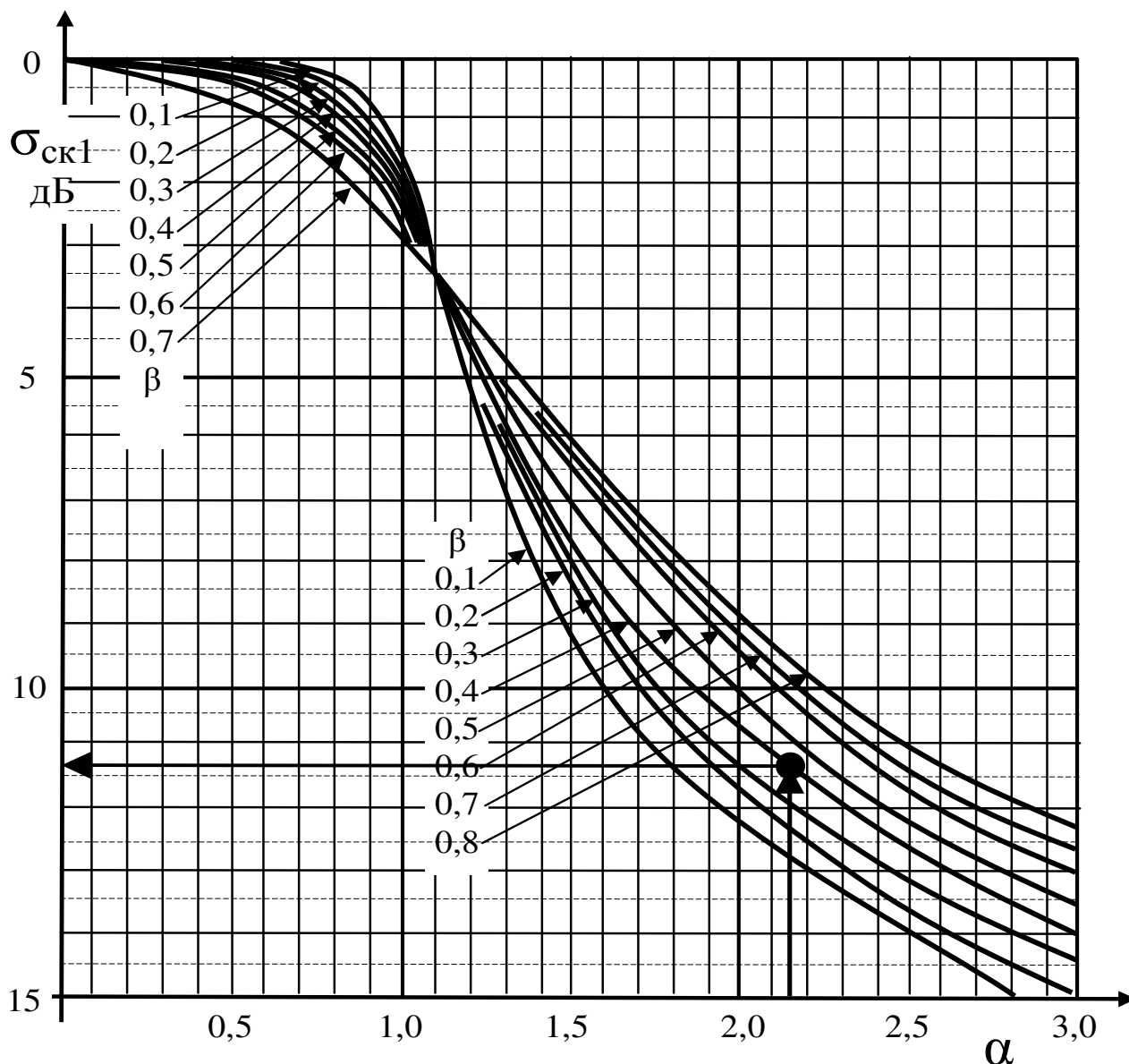


Рисунок 8.4 – Кривые избирательности по соседнему каналу для одного звена ФСИ

Необходимо отметить, что ФСИ включают непосредственно на выходе преобразователя частоты (ПЧ) для того, чтобы максимально подавить нежелательные комбинационные частоты на выходе ПЧ и наилучшим образом выделить полезный принимаемый сигнал.

На этом предварительный расчет ФСИ на LC-элементах закончен.

8.4. УПЧ с ФСИ на основе пьезокерамики

ФСИ на основе пьезокерамики (ПКФ) представляют собой электроакустические фильтры, выполненные на подложке из пьезокерамики, обладающие близкой к идеальной характеристикой односигнальной избирательности, хорошими массогабаритными и механическими показателями, при этом относительно дешевые и простые в производстве. Такие фильтры работают на частоте

тах от 100 КГц до 10 МГц, обладают высокой температурной и временной стабильностью, невысокими потерями в полосе пропускания.

Пьезоэлектрическими свойствами обладают многие вещества, но наиболее широкое применение для создания фильтров находят монокристаллы кварца и поликристаллическое вещество - пьезокерамика на основе титаната бария, ниобата лития, танталат лития, германата висмута, используются и некоторые синтетические кристаллы. Из пьезоэлектрика под определенными углами по отношению к его кристаллофизическим осям вырезают образцы в форме пластин, стержней, дисков, линз и т. д., на которые наносят электродное покрытие, образуя пьезоэлементы (ПЭ). Последние могут иметь также вид пленки, нанесенной на какую либо пассивную подложку. Снабженные системой крепления и токоотводами ПЭ называют пьезоэлектрическими резонаторами, которые могут помещаться в корпусе или быть бескорпусными. Пьезоэлементы представляют собой функциональные узлы, которые входят в состав пьезоэлектрических устройств, в частности фильтров. Основные электрические и эксплуатационные параметры пьезоэлектрических фильтров в значительной степени определяются характером деформаций ПЭ (растяжение - сжатие, изгиб, кручение) и тем, в какой части пьезоэлектрика эти деформации происходят во всем объеме или на поверхности и в приповерхностном слое. В первом случае в ПЭ возможно существование объемных, во втором – поверхностных акустических волн.

В фильтрах с объемными акустическими волнами энергия электрических сигналов в результате пьезоэлектрического эффекта с помощью входного преобразователя превращается в энергию упругих колебаний акустической системы (резонатора). Эти резонаторы осуществляют формирование АЧХ фильтра и имеют добротность порядка $10^3 \dots 10^6$.

Избирательные свойства такого резонатора отражаются эквивалентной схемой в виде последовательной цепи $L_{кв}$ (характеризующий колеблющуюся массу кварцевой пластины), $C_{кв}$ (величину, обратную упругости пластины) и $r_{кв}$ (учитывает потери на трение, а также потери энергии при преобразовании механических колебаний в электрические), параллельно которой подключена емкость электродов C_0 (рис. 8.5).

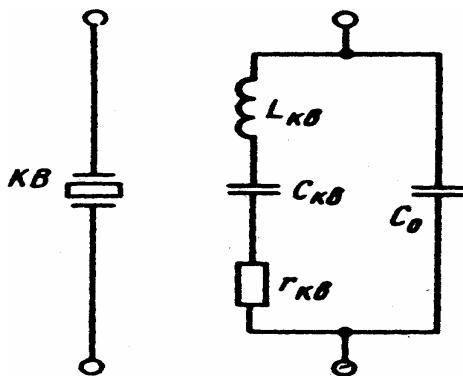


Рисунок 8.5 – Эквивалентная схема кварцевого резонатора

Такой двухполосник обладает комплексным сопротивлением, на частотной зависимости которого имеются две характерные частоты:

- последовательного $f_{\text{ПОС}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{КВ}}C_{\text{КВ}}}}$ и
- параллельного $f_{\text{ПАР}} = f_{\text{ПОС}} \times \sqrt{1 + \frac{C_{\text{КВ}}}{C_0}}$ резонансов.

На частоте $f_{\text{ПОС}}$ сопротивление резонатора минимально и равно $r_{\text{КВ}}$, на частоте $f_{\text{ПАР}}$ – максимально. Между частотами $f_{\text{ПОС}}$ и $f_{\text{ПАР}}$ реактивное сопротивление пьезоэлемента имеет индуктивный характер, вне этого диапазона, называемого резонансным промежутком, $(f_{\text{ПАР}} - f_{\text{ПОС}})/f_{\text{ПОС}} \approx C_{\text{КВ}}/(2 \cdot C_0)$ – емкостный. Кроме параметров эквивалентной схемы ПЭ характеризуется также добротностью $Q = 2\pi f_{\text{ПОС}}L_{\text{КВ}}/r_{\text{КВ}}$, нестабильностью частоты при изменениях температуры (ТКЧ – температурный коэффициент частоты), времени и механических воздействиях, относительным уровнем и частотой паразитных резонансов и др.

В выходном преобразователе происходит обратное преобразование энергии упругих колебаний в энергию электрических сигналов. Специальные звенья на входе и выходе электроакустического фильтра согласуют его соответственно с возбуждающей и нагрузочной электрическими цепями. Улучшение коэффициента прямоугольности и уменьшение потерь в полосе пропускания таких фильтров по сравнению с LC-фильтрами являются следствием значительно более высокой добротности акустических резонаторов.

Дискретные кварцевые ПЭ работают на частотах от сотен герц до десятков мегагерц, а при возбуждении на механических гармониках – до 300... 400 МГц, они высокодобротны ($Q = 10^4 \dots 10^6$) и термостабильны (ТКЧ составляет $5 \cdot 10^{-7} 1/^\circ\text{C}$). Пьезокерамические ПЭ работают на частотах 0,1 ... 100 МГц, обладают добротностью около 10^3 и ТКЧ около $5 \cdot 10^{-5} 1/^\circ\text{C}$.

Фильтры на дискретных кварцевых и пьезокерамических резонаторах строятся по дифференциально-мостовым схемам (Рис. 8.6 а) или в виде Г- или Т-образных схем (принципиальная схема двухзвенного фильтра приведена на рис. 8.6 а, б, а примерная АЧХ на рис. 8.6 в).

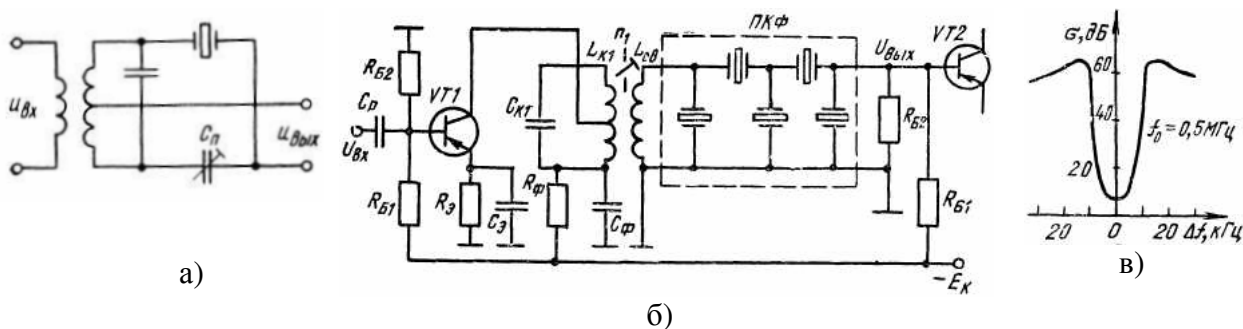


Рисунок 8.6– Схема УПЧ с пьезокерамическим фильтром

В дифференциально-мостовых фильтрах резонатор и подстроечный конденсатор C_{Π} включены в плечи равновесного моста, а число реактивных двухполюсников уменьшено до двух за счет использования дифференциального трансформатора, играющего роль фазоинверсного звена. Условие пропускания выполняется на участке между последовательным и параллельным резонансами, а относительная полоса пропускания равна $\Pi/f_{\Pi\text{ч}} < 4 \cdot 10^{-3}$. Вместо конденсатора C_{Π} может включаться второй резонатор, при этом $\Pi/f_{\Pi\text{ч}} < 8 \cdot 10^{-3}$. Особенностью дифференциально-мостовых фильтров является слабая зависимость ширины полосы пропускания от нагрузки.

Каскадное включение звеньев в ПКФ лестничном фильтре позволяет получать самые различные типы АЧХ - максимально плоские, чебышевские, бesselевы и др., повышая при этом затухание в полосе заграждения.

В отличие от ФСС, выполненных на LC-контурах, ПКФ не обладают монотонно возрастающей АЧХ при больших расстройках. Это приводит к тому, что при высокой селективности по соседнему каналу, имеющего минимальную расстройку, ПКФ не обеспечивают достаточной фильтрации сигналов с частотой гетеродина и комбинационных частот, имеющих большую расстройку. Усиленные последующими широкополосными каскадами напряжение гетеродина детектируется и по цепи АРУ может поступать на регулируемые каскады. Кроме того в детекторе имеет место эффект подавления слабого сигнала сильной помехой гетеродина. В результате снижается усиление УПЧ и ухудшается работа АРУ. Для устранения указанных недостатков необходимо дополнительно к ПКФ включать одиночный LC-контур. Малая критичность ПКФ к изменению нагрузочных сопротивлений позволяет подключать такие фильтры ко входу следующего каскада непосредственно (без разделительной емкости).

Основные параметры ПКФ приведены в табл. 8.1.

Таблица 8.1 – Основные параметры пьезокерамических фильтров

Тип	Средняя частота, кГц	Полоса П, кГц	$\sigma_{\text{СК}}$, дБ, не менее	$\gamma_{\text{ФСИ}}$, дБ, не более	Согласующие сопротивления, кОм	
					$R_{\text{ВХ}}$	$R_{\text{ВЫХ}}$
ПФ1П-1М	$465 \frac{+2}{-1,8}$	7 ... 9,5	40	8	1,2	0,6
ПФ1П-2	$465 \frac{+2}{-1,8}$	8,5 ... 12,5	40	8	1,2	0,6
ПФ1П-022	465 ± 2	10,5 ... 14,5	26	9,5	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-023	465 ± 2	8 ... 11,5	40	9,5	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-024	465 ± 2	8 ... 11,5	35	9,5	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-025	465 ± 2	8 ... 11,5	30	9,5	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-026	465 ± 2	7 ... 10,5	26	9,5	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-027	465 ± 2	8 ... 11,5	35	9,5	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-041	465 ± 2	4,6 ... 7,8	55	12	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-042	465 ± 2	4,6 ... 7,0	50	12	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-043	465 ± 2	4,6 ... 7,0	46	12	$2 \pm 10\%$	$2 \pm 10\%$
ПФ1П-049a	10700 ± 100	150 ... 200	-	10	0,33	0,33
ПФ1П-049б	10700 ± 100	150 ... 200	-	10	0,33	0,33

Примечания:

- 1) $\gamma_{\text{ФСЧ}}$ – неравномерность АЧХ в полосе пропускания (затухание на краю полосы);
- 2) $R_{\text{ВХ}}$ ($R_{\text{ВЫХ}}$) – согласующие сопротивления со стороны входа (выхода);
- 3) P – полоса пропускания на уровне - 6 дБ;
- 4) Расстройку по соседнему каналу принимают равной ± 9 кГц,
- 5) Неравномерность затухания в полосе пропускания фильтров ПФ1П-049 не превышает 3 дБ, остальных фильтров - не более 2 дБ,
- 6) Полоса пропускания фильтра ПФ1П-049а на уровне - 26 дБ - не более 505 кГц, фильтра ПФ1П-049б - не более 585 кГц.

Параметры пьезоэлектрических фильтров для приемников ЧМ сигналов и профессиональных РПрУ, для которых значение промежуточной частоты выбирается на этапе эскизного проектирования приведены в табл. 8.2.

Таблица 8.2 – Основные параметры специальных пьезокерамических фильтров

Тип	Средняя частота, кГц	Полоса П, кГц	$K_{\text{П}1000}$, не более	$\gamma_{\text{ФСЧ}}$, дБ, не более	Согласующие сопротивления $R_{\text{ВХ}}$ ($R_{\text{ВЫХ}}$), кОм
ПФ2П-35	128	0,03	7,6	10	20
ПФ2П-36	128	0,15 ± 0,02	7	14	5,6
ПФ2П-37	128	1,2 ± 0,01	3	20	5,6
ПФ2П-174	100	0,05 ± 0,01	6	18	0,5
ПФ2П-189	98,475	2,1...2,6	1,5	10	-
ПФ2П-190	101,525	2,1...2,6	1,5	10	-
ПФ2П-264-1	10 000	11 ± 3	8	6	5(0,25)
ПФ2П-264-2	10 500	11 ± 3	8	6	5(0,25)
ПФ2П-264-3	10 500	11 ± 3	8	6	150(400)
ПФ2П-266	465	0,9 ± 0,07	9	10	5,6
ПФ2П-271	21900	50 ± 10	9,5	-	-
ПФ2П-276	10 700	30	3	6	1,6
ПФ2П-293	5 000	3,5	4,3	5	2,2
ПФ2П-325	10 700	15	4	6	1,5
ПФ2П-379	10 700	18	3,6	6	1,5
ПФ2П-436	10 700	15	2,7	5	3,5

Примечания:

- 1) $K_{\text{П}1000}$ – коэффициент прямоугольности АЧХ на уровне -60дБ;
- 2) P - полоса пропускания на уровне - 3 дБ;
- 3) Полоса пропускания на уровне - 1,5 дБ.
- 4) В скобках указано согласующее сопротивление на выходе.
- 5) Коэффициент прямоугольности на уровне - 80 дБ

В последние годы широкое распространение получили пьезоэлектрические фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ). ПАВ - это упругие возмущения, распространяющиеся в тонком (порядка длины волны) приповерхностном слое твердого тела. С точки зрения обработки сигналов ПАВ обладают двумя важ-

ными свойствами: очень малой скоростью распространения (1...5 км/с, т. е. примерно на пять порядков ниже, чем электромагнитные волны) и возможностью взаимодействия с планарными структурами на поверхности звукопровода. Первое свойство позволяет создавать фильтры на ПАВ в микроминиатюрном исполнении в диапазоне частот от единиц МГц до единиц ГГц, при этом нижняя граница определяется размерами подложек, а верхняя - возможностями изготовления преобразователей. Второе свойство позволяет простыми средствами сформировать комплексную частотную характеристику. Кроме того, планарная конструкция фильтров на ПАВ делает их легко сопрягаемыми с ИС.

В простейшем случае фильтр на ПАВ (рис. 9.7) имеет на пьезоэлектрической подложке два встречно-штыревых преобразователя (ВШП), представляющие собой расположенные на одной стороне пьезоподложки нанесенные методом фотолитографии штыревые электроды чередующейся полярности, образующие гребенчатую структуру. Один из них (ВШП1) преобразует за счет пьезоэффекта входной сигнал в ПАВ, второй (ВШП2) осуществляет обратное преобразование.

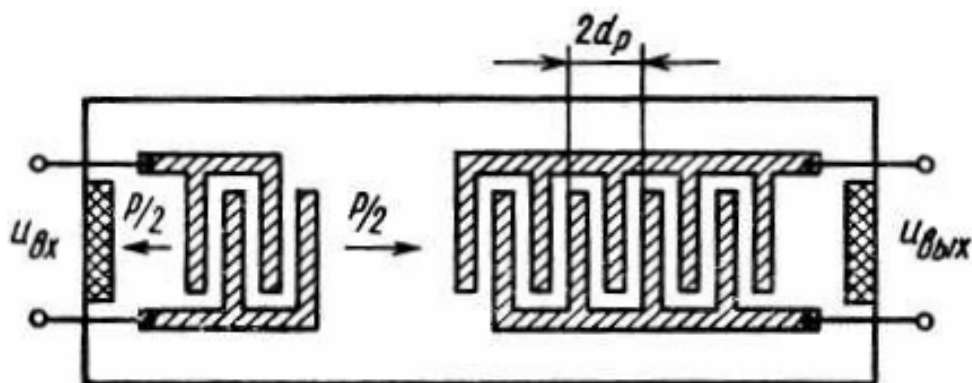


Рисунок 8.7 – Фильтр на основе ПАВ

При подаче электрического сигнала на ВШП1 последний создает на поверхности подложки электрическое поле, вызывающее из-за пьезоэффекта упругие деформации, распространяющиеся от преобразователя в виде ПАВ. Поскольку рассматриваемый ВШП1 является двунаправленным, половина энергии этих волн распространяется в направлении ВШП2, где происходит обратное преобразование акустических волн в выходной электрический сигнал.

Если длина возбуждаемой ПАВ равна удвоенному шагу решетки преобразователя d_p , т. е. $d_p = v/2f_{ПЧ}$, где v - скорость распространения ПАВ (для кварца $3,15 \cdot 10^3$ м/с, для ниобата лития $3,48 \cdot 10^3$ м/с), акустические колебания синфазно складываются и наступает резонанс на частоте $f_{ПЧ}$. Другая половина энергии распространяется в противоположном от ВШП2 направлении и гасится поглотителем. Существуют и однонаправленные ВШП с меньшими энергетическими потерями.

Основу фильтра на ПАВ составляет по существу линия задержки с $N+1$ отводом, роль которых играют электроды ВШП. Время задержки между соседними отводами T_n ($n = 0, 1, 2, \dots, N$), а для первого отвода полагают $T_0 = 0$. Волна сигнала распространяется по подложке, и в результате выходное напряжение на шинах, со-

единяющих электроды ВШП, является суммой сигналов, поступивших через каждый отвод, причем на n -м отводе сигнал имеет задержку τ_n и интенсивность, в первом приближении пропорциональную длине электрода и характеризуемую весовым коэффициентом a_n :

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ВХ}}(t) * \sum_{n=0}^N a_n e^{-j\omega\tau_n}. \quad (8.6)$$

Следовательно, импульсный отклик фильтра описывается выражением:

$$h(t) = U_{\text{ВЫХ}}(t) / U_{\text{ВХ}}(t) = \sum_{n=0}^N a_n e^{-j\omega\tau_n} \quad (8.7)$$

Видно, что выходной сигнал представляет собой линейную комбинацию входного, взятого в различные моменты времени с различными весовыми коэффициентами, т.е. ВШП осуществляет цифровую фильтрацию, что позволяет непосредственно связать структуру преобразователя с его частотными свойствами. Так, полоса пропускания преобразователя обратно пропорциональна его протяженности в направлении распространения ПАВ. Форма АЧХ определяется законом изменения перекрытия штырей, или аподизацией. Таким образом, изменяя геометрию планарной встречно-штыревой структуры, мы получаем возможность формировать заданную АЧХ. Построенные на таком принципе фильтры называются трансверсальными.

Из (8.7) следует, что, если ВШП состоит из равных по длине ($a_0=a_1 = \dots = a_N$) и расположенных на одинаковых расстояниях друг от друга ($T_1 = T_2 = \dots = T_N$) электродов, как это показано на рис. 8.7, АЧХ фильтра имеет вид $K_{\phi}(\omega) = |\sin \omega\tau_N / \omega\tau_N|$.

Если же путем изменения степени перекрытия соседних электродов по длине (которое называют аподизацией) придать огибающей весовых коэффициентов вид $a_n = \sin(n\pi\Pi/2f_{\text{ПЧ}}) / (n\pi\Pi/2f_{\text{ПЧ}})$, ФСИ будет иметь АЧХ близкую к прямоугольной с максимально плоской вершиной.

Таким образом, АЧХ и закон аподизации связаны преобразованием Фурье и задача синтеза фильтра с заданной частотной характеристикой сводится к воспроизведению в форме огибающей весовых коэффициентов преобразователя (обычно ВШП) импульсной характеристики фильтра, которая, как известно, связана с АЧХ этим же преобразованием.

Число электродов обычно составляет от нескольких единиц до нескольких сотен. При их расположении на равных расстояниях АЧХ симметричны; если функция аподизации симметрична относительно центрального электрода, то ФЧХ фильтра линейна. Однако поскольку фильтры на ПАВ не относятся к классу минимально-фазовых цепей, они могут иметь произвольную форму АЧХ при достаточно линейной ФЧХ.

Помимо аподизации ВШП для формирования необходимых АЧХ применяют также изменение ширины, неравномерную расстановку или удаление части электродов, размещение дополнительных электродов на пути распростране-

ния ПАВ между ВШП1 и ВШП2 или отражательных решеток за пределами этого промежутка. Полосы пропускания ФСИ на ПАВ $\Delta \approx (1 \dots 2)/\tau_N$, поэтому получение узкой полосы сопряжено с увеличением геометрических размеров вследствие удлинения линии задержки.

Чтобы характеристики фильтра не искажались, необходимо его согласование с внешними цепями. Для этой цели используются согласующие трансформаторы и последовательные или параллельные индуктивности, предназначенные для компенсации статических емкостей ВШП. Пример схемы ФСИ на ПАВ приведен на рис. 8.8 а, АЧХ – на рис. 8.8 б.

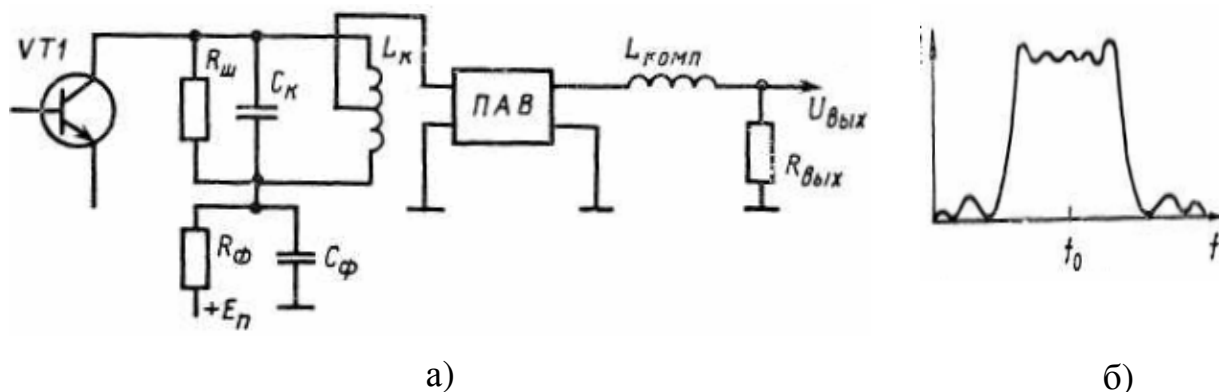


Рисунок 8.8 – Схема УПЧ с ПАВ фильтром

Фильтры на ПАВ обладают рядом важных достоинств, делающих их весьма перспективными для использования в радиоприемных устройствах. Прежде всего в таких фильтрах могут реализовываться АЧХ, не только близкие к прямоугольным ($K_{п1000} = 1,2 \dots 2$), но и сложной, в частности, несимметричной формы, необходимой, например, при приеме телевизионных сигналов. При этом ФЧХ остается линейной, что существенно для РПрУ ряда современных систем связи.

Фильтры на ПАВ сравнительно просто реализуются в диапазоне 5 ... 1500 МГц, причем нижний предел ограничен размерами подложки, а верхний - в основном технологическими возможностями изготовления ВШП. Относительные полосы пропускания могут быть как очень узкими $(1 \dots 50) \cdot 10^{-4}$, так и весьма широкими (30... 80%) при малых (до 10 дБ) потерях в полосе. Таким фильтрам свойственны высокая стабильность параметров и надежность, технологичность и повторяемость параметров, хорошая совместимость с ИМС.

Основные параметры некоторых серийных фильтров на ПАВ приведены в табл. 8.3.

Таблица 8.3 – Основные параметры фильтров на ПАВ

Средняя частота, МГц	Полоса частот П, МГц	Коэффициент прямоугольности $K_{П1000}$, не более	Затухание в полосе пропускания, дБ, не более	$\gamma_{ФСЧ}$, дБ, не более	Затухание вне полосы частот $K_{П1000}$, дБ не менее
10,7	0,38	1,5	20	-	-
140	40	-	20	0,1	40
168	12	1,2	14	-	-
225	6	-	10	0,3	60
287	6	-	10	-	70
300	40	-	6	-	-
306	40	1,35	17	0,6	60
328	3	2	5	0,5	-
920	30	1,6	34	-	50

Область применения фильтров на ПАВ очень широка: локационные приемники, в частности, согласованные ЛЧМ-фильтры, телевизионные фильтры, фильтрация ЧМ сигналов и др. Возможность управляемого изменения условий распространения ПАВ с помощью планарных структур, расположенных между ВШП1 и ВШП2, позволяет реализовать адаптивную фильтрацию в многоканальных системах пространственно-временной обработки.

9. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ УСИЛЕНИЯ ВЧ ТРАКТА РПрУ

- Исходные данные:**
- минимальная э.д.с. в антенне E_A или минимальная напряженность поля в точке приема E ;
 - вид модуляции сигнала и вид полезного сообщения;
 - назначение РПрУ;
- Результат:**
- минимальные расчетные коэффициенты усиления всех каскадов РПрУ;
 - типы усилительных приборов и их параметры.

Необходимый коэффициент усиления по напряжению высокочастотного тракта РПрУ определяется требуемым для нормальной работы напряжением на входе детектора U_D и минимальной э.д.с. в антенне E_A или минимальной напряженностью поля E , т.е. чувствительностью, заданной в техническом задании.

Коэффициент усиления радиотракта приемника определяют по формуле:

$$K_{вч} = \frac{U_D}{E_A \sqrt{2}}, \quad (9.1)$$

или, если задана величина напряженности поля, следует пользоваться формулой:

$$K_{вч} = \frac{U_{д}}{E_A h_{д} \sqrt{2}}, \quad (9.2)$$

где $h_{д}$ – действующая высота ферритовой или штыревой антенны.

Для приемников ЧМ сигналов под напряжением на входе детектора $U_{д}$ понимается напряжение на входе амплитудного ограничителя.

Действующая высота ферритовой антенны для диапазонов ДВ, СВ обычно не превышает 0,01 ... 0,03 м. Если длина штыревой антенны $l < 1,5$ м, то в диапазонах КВ и УКВ действующая высота антенны примерно равна $h_{д} = \frac{1}{2}l$, а длину штыревой антенны можно выбрать исходя из физической реализуемости. Как правило в этих диапазонах действующая высота равна 0,2 ... 0,5 м.

Минимальная амплитуда напряжения несущей, подводимой к детектору $U_{д}$, обеспечивающая допустимые нелинейные искажения, определяется, исходя из вида модуляции сигнала и типа используемого демодулятора (детектора).

Максимальный уровень сигнала необходим для линейной работы простого диодного детектора АМ сигналов, что объясняется необходимостью работы в линейном режиме.

В транзисторных демодуляторах АМ (или ОМ) предполагается наличие дополнительных внутренних усилителей, что уменьшает требуемый уровень сигнала на входе на порядок.

Приемник ЧМ сигналов отличается тем, что в нем используется частотный детектор с амплитудным ограничителем. Как правило, в простых радиовещательных приемниках используется дробный частотный детектор, в котором совмещаются функции частотного детектирования и амплитудного ограничителя. Применение АРУ в тюнере ЧМ сигналов необязательно, однако целесообразно применение системы автоматической подстройки частоты. В более качественных приемниках используют частотные демодуляторы с отдельным амплитудным ограничителем.

Примерные значения амплитуды для различных решений можно выбрать из табл. 9.1.

Таблица 9.1 – Значения амплитуды несущего сигнала на входе детектора

Тип детектора	$U_{д}$ [В]
Диодный детектор для приема АМ сигналов	0,5 ... 1,5 (*)
Транзисторный демодулятор АМ или ОМ сигналов	0,05 ... 0,1
ЧМ детектор с амплитудным ограничителем	0,1 ... 0,5
ЧМ дробный детектор (детектор отношения)	0,05 ... 0,1

* – в линейном режиме работы.

Произведение коэффициентов усиления всех каскадов высокочастотного тракта должно удовлетворять условию:

$$K_{ВЦ} * K_{УРЧ1} * K_{УРЧ2} * K_{ПР1} * K_{УПЧ1} * K_{ПР2} * K_{УПЧ2} * \dots \geq K_{ВЧ}$$

где $K_{ВЦ}$ – коэффициент передачи по напряжению входной цепи,

$K_{УРЧ}$ – коэффициент усиления каскада УРЧ,

$K_{ПР}$ – коэффициент усиления преобразователя,

$K_{УПЧ}$ – коэффициент усиления каскада УПЧ.

Ориентировочное значение коэффициента передачи по напряжению $K_{ВЦ}$ для ненастроенной антенны можно взять из табл. 9.2.

Таблица 9.2 – Значение коэффициента передачи по напряжению $K_{ВЦ}$ для ненастроенной антенны

Тип входной цепи	$K_{ВЦ}$
Одноконтурная ВЦ в диапазоне ДВ	0,1 ... 0,2
Одноконтурная ВЦ в диапазоне СВ	0,2 ... 0,4
Одноконтурная ВЦ в диапазоне КВ	0,3 ... 0,6
Двухконтурная ВЦ в диапазоне ДВ	0,1 ... 0,2
Двухконтурная ВЦ в диапазоне СВ	0,2 ... 0,3
Ферритовая антенна в диапазонах ДВ, СВ	3 ... 6

Коэффициент передачи одноконтурной входной цепи при согласовании с фидером равен:

$$K_{ВЦ} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{0Э}}{\rho_{\phi}}} m \quad (9.3)$$

где ρ_{ϕ} – волновое сопротивление фидера,

$R_{0Э}$ – резонансное сопротивление контура с учетом шунтирования его усилительным прибором;

m – коэффициент включения усилительного прибора в контур (для полевых транзисторов можно полагать $m \approx 1$, для биполярных - 0,05 ... 0,1).

В диапазоне КВ резонансное сопротивление контура рассчитывается как:

$$R_{0Э} = \frac{2Q_{Э}}{\omega_c C_K},$$

где $C_K = (80 \dots 100)$ пФ – емкость контура.

В диапазоне УКВ при использовании полевых транзисторов:

$$R_{0Э} \approx R_{ВХ},$$

где $R_{ВХ}$ – входное сопротивление полевого транзистора.

Для обеспечения хорошей линейности преобразования и усиления последующих каскадов, улучшения характеристики реальной избирательности и обеспечения большого динамического диапазона тракт преселектора должен иметь небольшое усиление, необходимое лишь для обеспечения требуемой реальной чувствительности приемника. По таким же причинам, как и в преселекторе, в приемниках с двойным преобразованием частоты ограничивают усиления в тракте первой промежуточной частоты.

Для обеспечения широкого динамического диапазона приемника по сигналу в тракте основной промежуточной частоты усиление целесообразно распределить между отдельными каскадами таким образом, чтобы последний каскад имел возможно больший коэффициент усиления. Кроме того, желательно, чтобы усилительный элемент последнего каскада УПЧ и его рабочий режим обеспечивали линейное усиление сигнала с относительно большими амплитудами. Необходимо также, чтобы динамический диапазон приемника сохранялся неизменным при регулировке усиления, т. е. приемник должен принимать одинаково хорошо и слабые и сильные сигналы. Для сохранения динамического диапазона при приеме достаточно сильных сигналов целесообразно иметь на входе приемника аттенуатор с регулируемым затуханием.

Для обеспечения требуемого коэффициента усиления ВЧ тракта при наименьшем количестве усилительных приборов следует выбирать такой тип усилительного прибора, у которого будет обеспечивать наибольший устойчивый коэффициент усиления, т.е. иметь наибольшее отношение:

$$\frac{|y_{21}|}{C_{12}},$$

где y_{21} – модуль крутизны характеристики усилительного прибора на рабочей частоте;

C_{12} - проходная емкость (паразитная емкость выход – вход усилительного элемента).

У транзисторов, включенных по схеме с общим истоком (эмиттером), C_{12} – емкость затвор-сток (коллектор-база).

Коэффициент усиления одноконтурного УРЧ или УПЧ в первом приближении можно считать равным максимально устойчивому коэффициенту усиления усилителя $K_{уст}$. Для схемы с общим эмиттером (общим истоком):

$$K_{уст} = \sqrt{\varepsilon \frac{|y_{21}|}{|y_{12}|}},$$

где $\varepsilon = 0,2 \dots 0,4$ – коэффициент запаса устойчивости усиления.

Для усилителей с двухконтурными полосовыми фильтрами, у которых параметр связи между контурами $\eta = 1$, можно принять:

$$K_{УПЧ} = 1/2 K_{уст} .$$

Для преобразователей частоты, если полагать, что в качестве нагрузки у них будут применены фильтры, однотипные с используемыми в УПЧ, можно считать:

$$K_{\text{ПЧ}} = (1/2 \dots 1/3) K_{\text{УПЧ}} .$$

В том случае, если в техническом задании на проектирование задается значение реальной чувствительности (для профессиональных РПрУ) или в приемнике используется антенна с малой действующей высотой, то при выборе активных элементов необходимо учитывать их шумовые свойства, которые определяют шумовые параметры РПрУ в целом.

При заданной реальной чувствительности E_A проектируемый приемник должен иметь коэффициент шума:

$$Ш < \frac{E_A - \varepsilon_{\text{П}}^2 h_{\text{Д}}^2 \Pi_{\text{Ш}}}{2kT_0 q \Pi_{\text{Ш}} r_A} , \quad (9.4)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана;

T_0 – абсолютная температура, примерно равная 293°К;

r_A – активная составляющая сопротивления антенны;

$\Pi_{\text{Ш}}$ – шумовая (эффективная) полоса пропускания, приблизительно равная полосе пропускания приемника;

q – заданное соотношение сигнал/шум на выходе линейного тракта приемника;

$\varepsilon_{\text{П}}$ – удельная напряженность поля внешних помех, определяемая по эмпирическим графикам, приведенным на рис. 9.1.

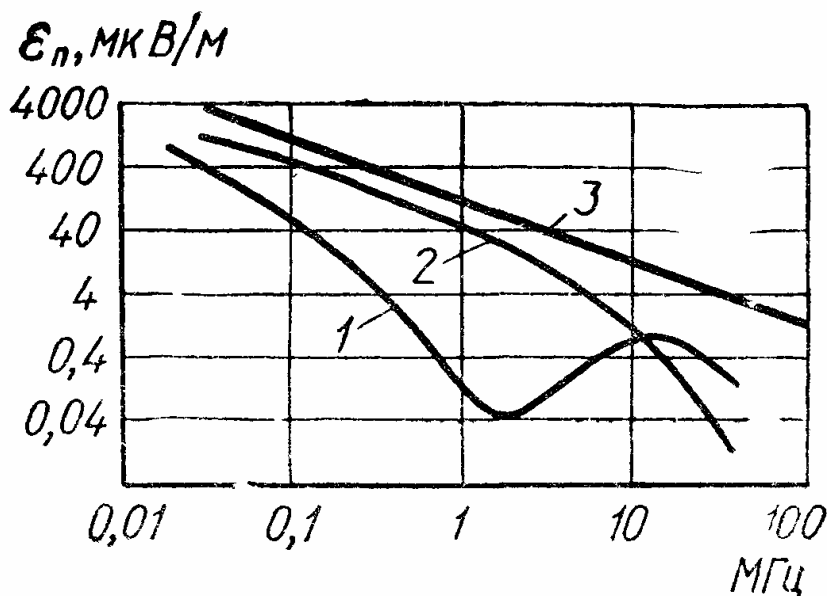


Рисунок 9.1– Удельная напряженность поля внешних помех $\varepsilon_{\text{П}}$

1 – средний уровень атмосферных помех днем;

2 – средний уровень атмосферных помех ночью;

3 – средний уровень индустриальных помех в городе.

При большом уровне помех внешних помех второе слагаемое может оказаться большим, чем первое, что означает невозможность обеспечить требуемую чувствительность при выбранной полосе пропускания тракта приемника. В этом случае возможно (и достаточно часто) чувствительность РПрУ задают без учета внешних помех. В таких случаях в (9.4) полагают напряженность поля внешних помех $\varepsilon_{\Pi} = 0$.

Для реализации требуемого значения коэффициента шума Ш, полученного из соотношения (9.4), минимальное значение коэффициента шума выбранного усилительного элемента должно удовлетворять условию:

$$\text{Ш}_{\text{УСЭЛ}} < (0,5 \dots 0,8) \text{ Ш.}$$

9.1. Выбор типа усилительного прибора

В современных РПрУ в качестве усилительных элементов широко используют интегральные микросхемы и полевые транзисторы, хотя и биполярные транзисторы также находят применение. Конкретный тип транзистора УРЧ выбирают из следующих соображений:

1. В пределах диапазона рабочих частот модуль проводимости прямой передачи (y_{21}) должен оставаться приблизительно постоянным. Это достигается выбором транзистора с большой граничной частотой усиления, намного больше верхней частоты настройки приемника.
2. Коэффициент шума транзистора должен быть по возможности малым.
3. Коэффициент устойчивого усиления на высшей рабочей частоте ($K_{\text{УСТ}}$) желательно иметь как можно больше.

Эквивалентная П-образная схема замещения усилительного элемента, т.е. транзистора или микросхемы, имеет вид, приведенный на рис. 9.2. Соответствующие данные по у-параметрам приводятся в справочной литературе.

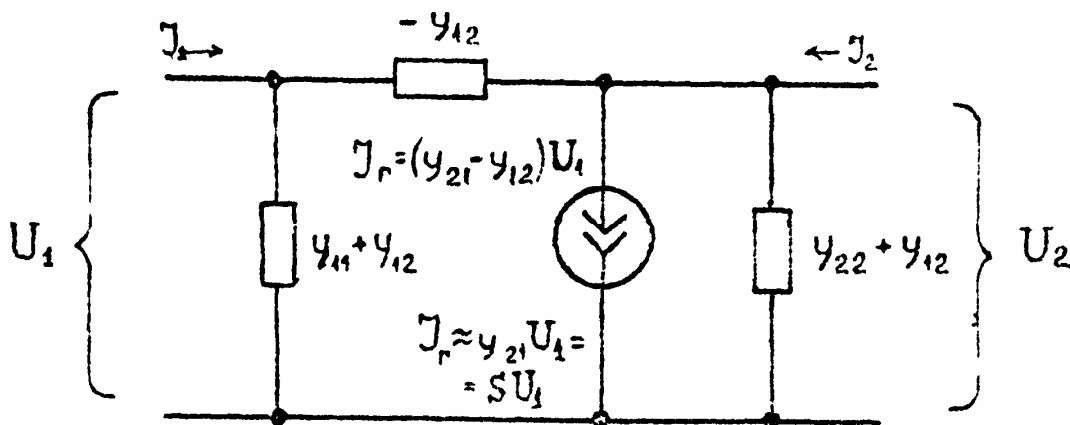


Рисунок 9.2 – Эквивалентная П-образная схема замещения транзистора

Полевые транзисторы.

Преимущества полевых транзисторов:

– высокое входное и выходное сопротивления, что позволяет обеспечить более высокую эквивалентную добротность контуров и получить более высокую избирательность тюнеров, что особенно важно для преселекторов;

– полевые транзисторы обладают меньшим уровнем тепловых шумов, чем биполярные, что позволяет получить более высокую реальную чувствительность приемников.

В связи с этим во входных каскадах РПрУ, определяющих такие параметры, как реальная чувствительность, избирательность по зеркальному каналу, реальная избирательность могут в полной мере проявиться названное преимущества полевых транзисторов.

Полевые транзисторы работают при токе 5...10 мА и имеют небольшие значения y_{21} . Высокое входное сопротивление полевого транзистора позволяет сильнее связывать его с колебательными контурами, получая при этом большие значения коэффициента усиления. Основное преимущество ПТ в существенно лучших параметрах многосигнальной избирательности, определяемых отношением y_{21}/y_{21} .

Полевые транзисторы используют в каскадах приемника, как правило, по схеме с общим истоком (ОИ). Для анализа и расчета полевой транзистор можно представить в виде линейного активного четырехполюсника (рис. 9.2), причем его y -параметры определяют следующими выражениями:

$$Y_{11} = \frac{1}{R_{зи}} + \omega^2 R_{и} C_{зи} C_{си} + i\omega(C_{зи} + C_{зс}) - \text{входная проводимость};$$

$$G_{11} = \frac{1}{R_{зи}} + \omega^2 R_{и} C_{зи} C_{си}; \quad C_{11} = C_{зи} + C_{зс} \approx C_{зи};$$

$$Y_{22} = \left(\frac{1}{R_{си}} + \omega^2 R_{и} C_{зи} C_{си} + i\omega(C_{си} + C_{зс}) \right) - \text{выходная проводимость};$$

$$G_{22} = \frac{1}{R_{си}} + \omega^2 R_{и} C_{зи} C_{си}; \quad C_{22} = C_{си} + C_{зс} \approx C_{си};$$

$$Y_{21} \approx S - \text{проводимость прямого действия (крутизна)};$$

$$Y_{12} \approx i\omega C_{зс} - \text{проводимость обратного действия}.$$

В этих выражениях индексы З, И, С обозначают соответственно *затвор*, *исток*, *сток*.

Для современных высокочастотных полевых транзисторов достаточно типичны следующие значения параметров:

$$S = 3 \dots 20 \text{ мА/В}, C_{зи} = 1 \dots 10 \text{ пФ}, C_{зс} = 0,05 \dots 1,5 \text{ пФ}, C_{си} = 0,5 \dots 7 \text{ пФ}, \\ R_{зи} \approx 10^{10} \text{ Ом}, R_{си} = 10^5 \text{ Ом}, R_{и} = 50 \text{ Ом}.$$

Рекомендуемыми типами полевых транзисторов для применения в курсовом проекте являются КП305, 2П305, КП306, КП307, КП350, 2П350 и др. Рекомендуемая схема включения полевого транзистора с управляющим p-переходом, например, в каскад усилителя радиочастоты, может иметь вид, показанный на рис. 9.3.

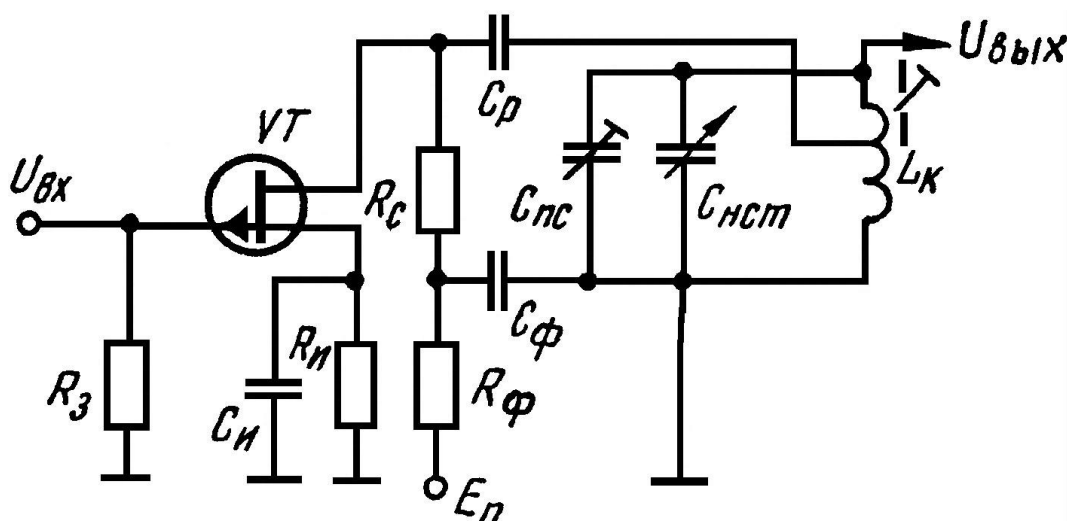


Рисунок 9.3 – Схема УРЧ на биполярном транзисторе с ОИ и автотрансформаторным включением контура

Полевые транзисторы по сравнению с биполярными позволяют получить большее усиление по напряжению, обладают более высокими входными и выходными сопротивлениями, малой проходной емкостью (обеспечивают устойчивую работу на высоких частотах), меньшим уровнем собственных шумов, обеспечивают малый уровень нелинейных и перекрестных искажений, более высоким быстродействием и термостабильностью. Поскольку полевые транзисторы обладают высоким входным сопротивлением, применяется полное включение входного контура в цепь затвора и частичное включение выходного контура по соображениям устойчивости.

Биполярные транзисторы.

Биполярные транзисторы обладают большей проводимостью прямой передачи (y_{21}) и работают при небольшом потребляемом токе (1...2 мА).

Выбирают биполярный транзистор на основе его частотных свойств, а также с учетом допустимой мощности рассеивания коллектора и допустимых значений напряжений и токов на электродах транзистора. Поскольку радиочастотные каскады РПрУ являются маломощными, то следует применять транзисторы малой и средней мощности, а основными являются частотные свойства. Выбирать транзистор следует так, чтобы рабочая частота f_p была значительно ниже граничной частоты транзистора по крутизне $f_{y_{21}}$, т.е. чтобы выполнялось неравенство:

$$f_p \leq 0,3 f_{y_{21}}$$

В этом случае параметры транзистора можно считать практически независимыми от изменения рабочей частоты. Предпочтение следует отдавать кремниевым транзисторам, поскольку их параметры меньше зависят от изменения температуры. Отметим, что подходящими транзисторами являются КТ-306, КТ307, КТ-312, КТ-315, КТ-339 и др.

Выбрав тип транзистора, можно переходить к расчету его Y -параметров. Отметим, что усилительные и преобразовательные каскады на биполярных транзисторах могут строиться по схемам с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ) и общим коллектором (ОК). В РПрУ наибольшее применение находит схема с общим эмиттером (ОЭ). Поэтому методику расчета Y -параметров приведем для этой схемы включения транзистора (ОЭ).

Для расчета Y -параметров используют следующие параметры транзистора, приводимые в справочниках:

h_{21} – коэффициент усиления тока в схеме с ОЭ на низкой частоте;

$|h_{21}|$ – модуль коэффициента усиления тока на некоторой заданной высокой частоте $f_{зад}$;

C_K – емкость коллекторного перехода;

τ_K – постоянная времени цепи обратной связи на высокой частоте ($\tau_K = C_K r_B$, где r_B – объемное сопротивление базы);

$h_{11Б}$ – входное сопротивление в схеме с ОБ.

Если $h_{11Б}$ в справочнике не указано, то его можно определить по приближенной формуле:

$$h_{11Б} \approx \frac{25}{I_K},$$

где I_K – рабочий ток коллектора, мА.

Граничная частота коэффициента усиления тока в схеме с ОЭ $f_{ГР}$ или по-другому f_T (на этой частоте $|h_{21}| = 1$) либо приводится в справочнике, либо вычисляется по формуле:

$$f_{ГР} = f_{зад} \times |h_{21}|.$$

Граничная частота по крутизне определяется как:

$$f_S = f_{ГР} \frac{h_{21Б}}{r_B}.$$

В расчетных формулах для определения y -параметров используют следующие вспомогательные коэффициенты:

$$a = f_p / f_S ; b = f_p / f_{ГР} ,$$

где f_p – рабочая частота.

Необходимо отметить, что если транзистор используется в режиме по постоянному току, отличном от того, для которого приведены значения параметров в справочнике, то новые соответствующие значения параметров определяются по формулам:

$$h'_{11Б} = h_{11Б} I_K / I'_K, \quad h'_{21Э} = h_{21Э} I_K / I'_K,$$

в которых значок "штрих" соответствует новому выбранному режиму.

Расчетные формулы для определения y -параметров транзистора имеют следующий вид:

$$G_{11} = \frac{1 + h_{21Э} ab}{h_{21Э} h_{11Б} (1 + a^2)} - \text{активная составляющая входной проводимости};$$

$$C_{11} = \frac{h_{21Э} b - a}{2\pi f_p h_{21Э} h_{11Б} (1 + a^2)} - \text{входная емкость};$$

$$G_{22} = \frac{2\pi f_p \tau_K a}{h_{11Б} (1 + a^2)} - \text{активная составляющая выходной проводимости};$$

$$C_{22} = C_K + \frac{\tau_K}{h_{11Б} (1 + a^2)} - \text{выходная емкость}$$

$$y_{21Э} = \frac{h_{21Э}}{(1 + h_{21Э}) h_{11Б}} - \text{полная прямая проводимость прямой передачи};$$

$$|y_{21Э}| = S = \frac{y_{21Э}}{\sqrt{1 + a^2}} - \text{модуль прямой проводимости на рабочей частоте};$$

$$|y_{12Э}| \approx \omega C_{12} - \text{модуль полной проводимости обратной передачи};$$

$$C_{12} \approx \frac{C_K}{1 + a^2} - \text{емкость обратной передачи на рабочей частоте}.$$

В режиме преобразования частоты эквивалентные параметры транзистора видоизменяются следующим образом:

$$S_{ПР} = |y_{21ПР}| = (0,25 \dots 0,5) * S.$$

На частоте сигнала $G_{11ПР} = (0,5 \dots 0,8) * G_{11}$, $C_{11ПР} \approx C_{11}$, на промежуточной частоте $G_{22ПР} = (0,5 \dots 0,8) * G_{22}$, $C_{22ПР} \approx C_{22}$.

Другим возможным методом определения эквивалентных y -параметров транзистора является использование графиков параметров транзисторов, полученных экспериментально путем измерений и приведенных в справочниках [14]. Рекомендуемая схема включения биполярного транзистора с ОЭ для каскада УРЧ приведена на рис. 9.4.

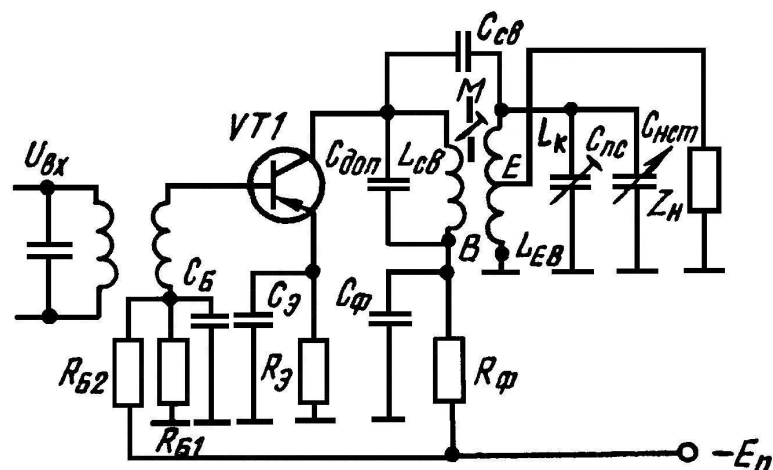


Рисунок 8.4 – Схема УРЧ на биполярном транзисторе с ОЭ и трансформаторным включением контура

Схема с ОЭ позволяет получить наибольшее усиление по мощности вследствие относительно большого входного сопротивления. Особенностью использования биполярных транзисторов является частичное включение контура, как по входу так и по выходу, из-за низких сопротивлений.

Интегральные схемы.

Интегральные схемы (ИС) по сравнению с дискретными элементами значительно повышают эффективность использования объема, надежность и экономичность. Применение ИС создает основу для комплексной микроминиатюризации радиоприемной аппаратуры, уменьшения габаритов и массы устройств, повышения надежности, позволяет расширить функциональность и повысить качественные показатели. Из-за сравнительно невысокого частотного диапазона и худших шумовых свойств, по сравнению с дискретными элементами, функциональные устройства на ИС выполняют для преобразователей частоты и тракта ПЧ. Возможность использования большого числа активных элементов позволяет выполнять сложные устройства обработки сигналов – вплоть до реализации всего радиовещательного РПрУ на одной ИМС.

Увеличение функциональной сложности современных приемных устройств, интеграция ряда функций смежных устройств позволяет помимо традиционных задач усиления, избирательности и преобразования по частоте сигнала в РПрУ решать задачи по поиску и обнаружению сигнала, демодуляция, синхронизации по несущей, поднесущей и тактовой частотам, слежение за задержкой сигнала, оптимальное выделение сигнала из смеси с шумом или другими мешающими сигналами, адаптация к неизвестному сигналу, управление активной антенной решеткой и т. п. В состав современных РПрУ, в том числе и вещательных, входят синтезаторы частоты, устройства цифрового управления и отображения информации, управляющие микропроцессоры.

Вместе с тем, невозможность выполнения в интегральном исполнении реактивных элементов ставит задачу разработки специальных схемотехнических решений для каскадов.

Выбор микросхем производится в соответствии с их функциональным назначением, степенью универсальностью и конструктивным выполнением. По числу выполняемых функций ИС можно разделить на *универсальные* (или многофункциональные), обычно малой и средней степени интеграции, используемые в различных узлах аппаратуры, и *специализированные*, средней и большой степени интеграции, состоящие из определенным образом соединенных универсальных узлов, предназначенные для выполнения одной, вполне определенной функции в различных приборах. Очевидно возможен и промежуточный случай. Кроме того, различают ИС общего применения, выпускаемые специализированными предприятиями для нужд всей промышленности, и частного применения, выпускаемые для применения в конкретном приборе или ограниченном числе приборов.

В табл. 9.3 приведено примерное распределение ИС в соответствии со степенью универсальности с основными выполняемыми функциями.

Таблица 9.3 – Функциональное распределение ИС

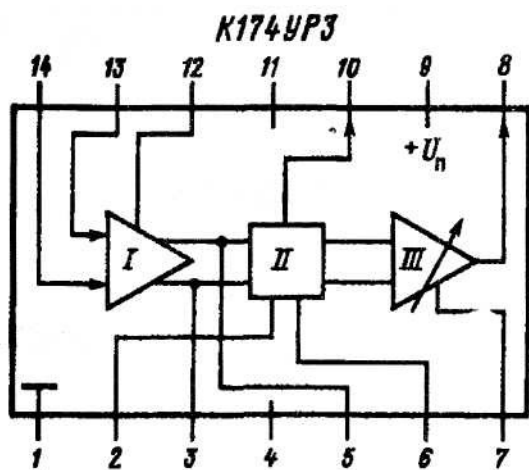
Степень универсальности	Классы ИС	Выполняемые функции
Большая	Многофункциональные усилители	Усиление постоянного тока, низкочастотных и высокочастотных сигналов, сложение сигналов, регулируемое усиление, генерация, фильтрации, ограничение, АМ, ЧМ и ФМ демодуляция, частотное преобразование, умножение частоты
	Аналоговые перемножители	Частотное преобразование, перемножение сигналов, умножение частоты, регулировка усиления, модуляция, АМ, ЧМ и ФМ демодуляция
Средняя	Широкополосные усилители (в том числе с регулировкой усиления), повторители	Усиление высокочастотного, импульсного и гармонического сигналов, широко и узкополосное усиление, генерация, развязка каскадов
	СВЧ широкополосные усилители, смесители	Узкополосное и широкополосное усиление СВЧ сигналов, усиление с малыми шумами, демодуляция СВЧ сигналов
	Аналого-цифровые схемы	Преобразование аналог-цифра, цифра-аналог, перемножение цифровых и аналоговых сигналов, цифровое управление усилением
	Дискретно-аналоговые	Фильтрация, согласованная фильтрация, спектральный анализ, преобразование аналог-цифра, цифра-аналог
Малая	Специализированные узлы РПрУ (фильтры, генераторы, демодуляторы, ФАП)	В соответствии с назначением ИС-
	Субсистемы РПрУ (субсистема АМ РПрУ, ЧМ РПрУ, цифровые синтезаторы)	

Выбор ИС по электрическим параметрам производится в процессе расчета соответствующего узла и обычно не вызывает затруднений. Выбор ИС по конструктивному выполнению производится в соответствии ее стоимостью, условиями эксплуатации прибора, требованиями к габаритам прибора. Применение бескорпусных ИС возможно только при использовании гибридно-пленочной технологии изготовления узлов и блоков РПрУ при обязательной общей герметизации этих узлов и блоков.

В качестве примера приведем ИМС усилителя промежуточной частоты 174УРЗ и многофункциональную ИМС приемников ЧМ сигналов КР174ХА51. Общие параметры многофункциональных ИМС приемников АМ и ЧМ сигналов К174ХА2 и КР174ХА34АМ приведены в приложении 1.

Общее описание 174УРЗ.

Микросхема представляет собой тракт обработки ЧМ-сигналов промежуточной частоты универсального использования. Содержит усилитель-ограничитель, синхронный демодулятор и предварительный усилитель низкой частоты с выключением внешним управляющим током для организации бесшумной настройки. Предназначена для применения в радиовещательных приемниках. Структурная схема приведена на рис. 9.4 а, принципиальна – на рис. 9.4 б. В табл. 9.4 и на рис. 9.5 приведены основные электрические параметры микросхемы. Корпус типа 201.14-1. Масса не более 1,5 г.



Назначение выводов

- 1 - питание ($-U_n$);
- 2 - фазосдвигающий контур;
- 3 – 5 - выходы усилителя-ограничителя;
- 6 - фазосдвигающий контур;
- 7 - управление усилителем НЧ;
- 8 - выход НЧ;
- 9 - питание ($+U_n$);
- 10 - выход частотного демодулятора;
- 12 - блокировка;
- 13 - вход промежуточной частоты;
- 14 - блокировка.

а) структурная схема

I - усилитель-ограничитель;

II - частотный демодулятор;

III - предварительный усилитель низкой частоты.

Рисунок 9.4 а – Структурная схема ИС 174УРЗ

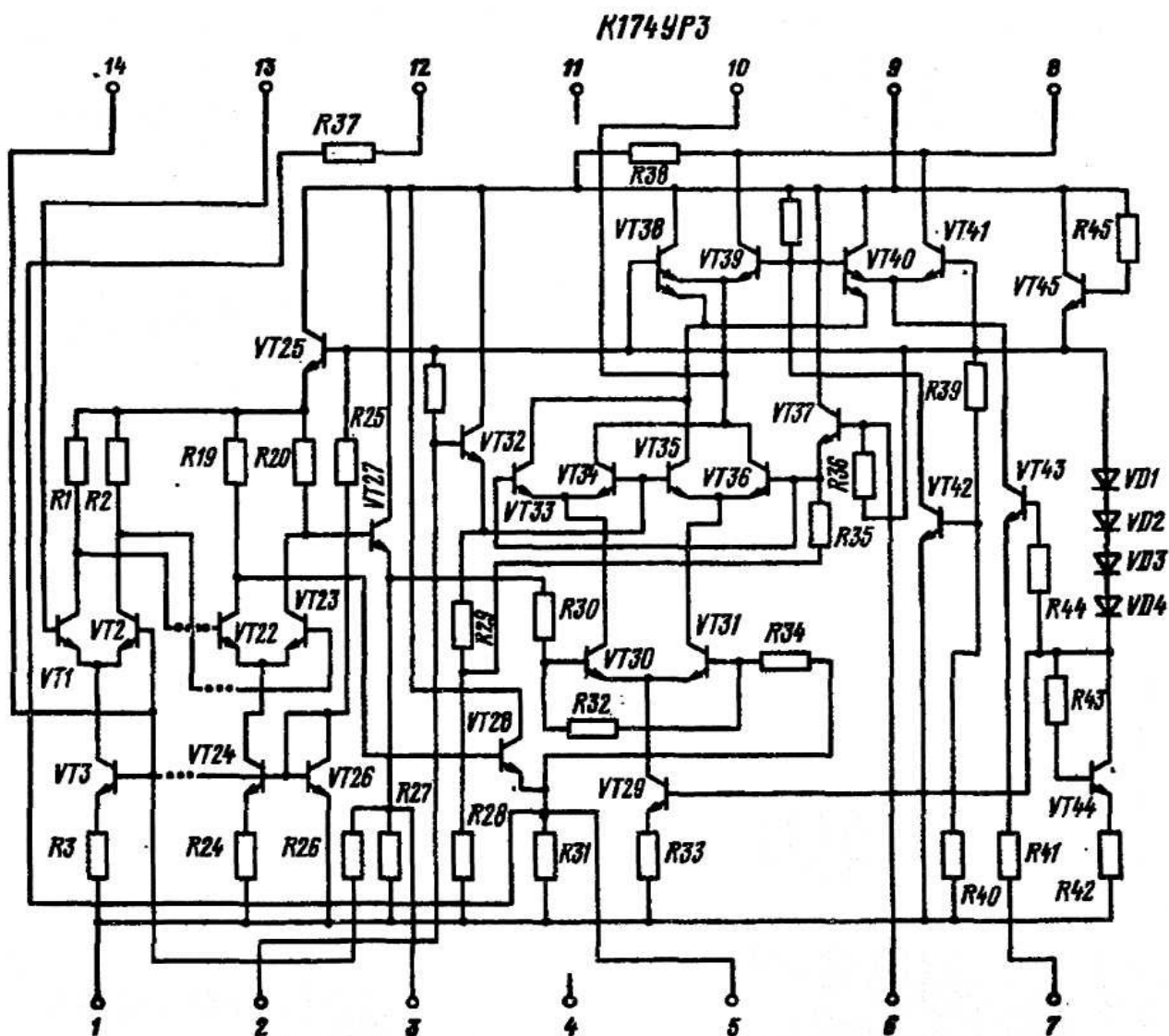
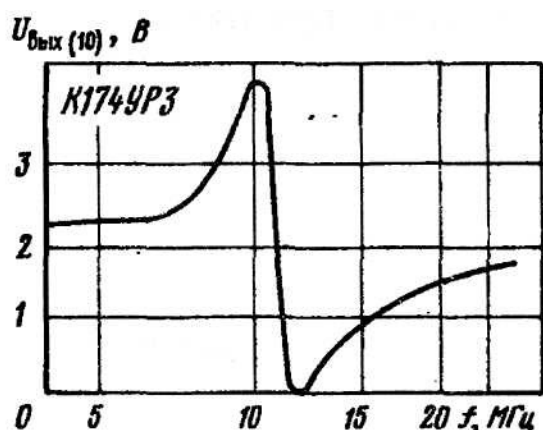


Рисунок 9.4 б –Принципиальная схема ИС 174УР3

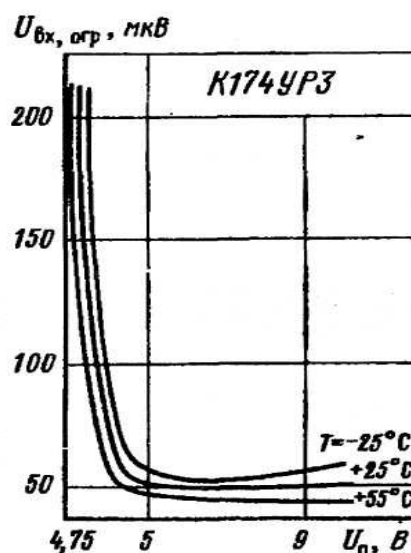
Таблица 9.4 –Электрические параметры ИС 174УР3

Номинальное напряжение питания	6 В
Ток потребления при $U_{п} = 6 В$, $T = +25^{\circ}C$, не более	12 мА
Выходное напряжение НЧ при $U_{п} = 6 В$, $f = 10,7 МГц$, $f_m = 1 кГц$, $\Delta f = \pm 50 кГц$, $U_{вх} = 1 мВ$, не менее	100 мВ
	при $T = +25^{\circ}C$
	при $T = +55^{\circ}C$
Входное напряжение при начале ограничения при $U_{п} = 6 В$, $f = 10,7 МГц$, $f_m = 1 кГц$, $\Delta f = \pm 50 кГц$, $T = +25^{\circ}C$, не более	100 мкВ
Коэффициент подавления амплитудной модуляции при $U_{п} = 6 В$, $f = 10,7 МГц$, $f_m = 1 кГц$, $\Delta f = \pm 50 кГц$, $U_{вх} = 1 мВ$, $T = +25^{\circ}C$, не менее	40 дБ
Коэффициент подавления амплитудной модуляции при $U_{п} = 6 В$, $f = 10,7 МГц$, $f_m = 1 кГц$, $\Delta f = \pm 50 кГц$, $U_{вх} = 0,5 мВ$, $T = +25^{\circ}C$, не более	2%
Ток управления по выводу 7	0,05–1 мА
Изменение выходного напряжения на выводе 8 при подаче управляющего тока на вход 7, не менее	60 дБ

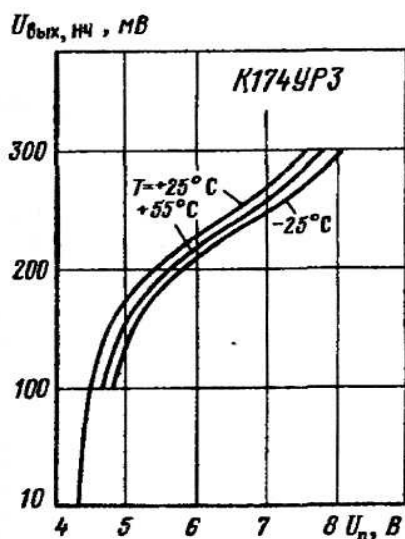
Входное сопротивление на частоте 15 МГц, не менее	3,9 кОм
Выходное сопротивление, не более	1,5 кОм
Пределыные эксплуатационные данные	
Напряжение питания	5 ... 9 В
Максимальное входное напряжение	300 мВ
Максимальное сопротивление по постоянному току между выводами 12 и 13	500 Ом
Температура окружающей среды	-25 ... +55° С



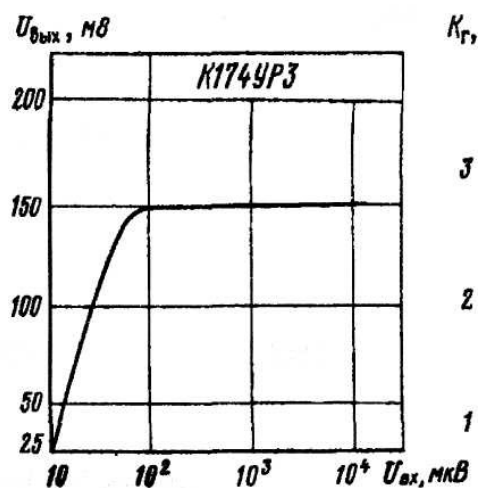
Зависимость выходного постоянного напряжения (с вывода 10) от расстройки частоты входного сигнала относительно частоты настройки опорного контура при $U_{п} = 6$ В, $f = 10,7$ МГц, $U_{вх} = 500$ мкВ



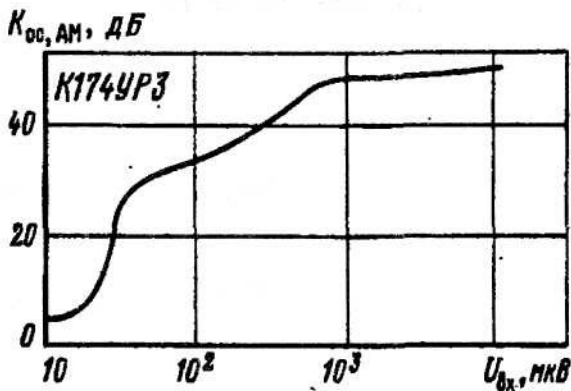
Зависимости входного напряжения начала ограничения от напряжения питания при $f=10,7$ МГц, $\Delta f=\pm 50$ кГц



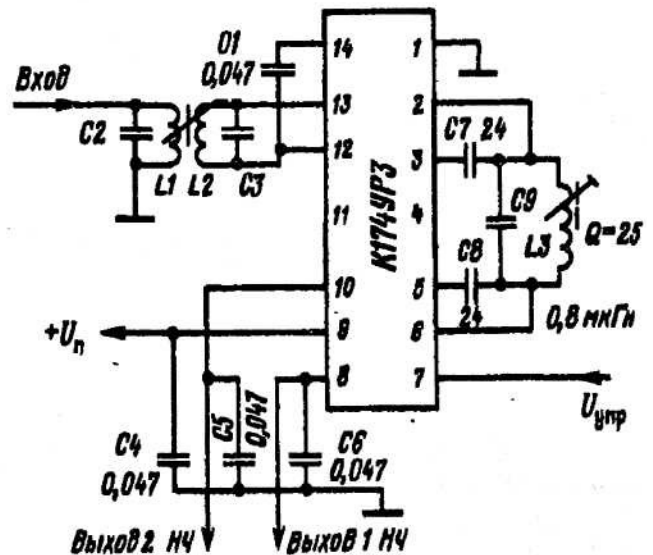
Зависимости выходного напряжения низкой частоты от напряжения питания при $f=10,7$ МГц, $\Delta f=\pm 50$ кГц



Амплитудная характеристика $U_{п}=6$ В, $f=10,7$ МГц, $\Delta f=\pm 50$ кГц, $T=+25^{\circ}$ С



Зависимость коэффициента ослабления амплитудной модуляции от входного напряжения при $U_{п}=6В$, $f=10,7 МГц$, $T=+25^{\circ}С$



Типовая схема включения

Рисунок 9.5 – Основные характеристики ИС К174УРЗ

Общее описание К174ХА42 - однокристального ЧМ радиоприемника.

Микросхемы К174ХА42А и К174ХА42Б предназначены для работы в экономичных радиовещательных и связных приемниках частотно-модулированных сигналов. Микросхемы содержат все функциональные узлы супергетеродинного ЧМ приемника (от антенного входа до выхода ЗЧ) и требуют для его реализации минимум навесных элементов: резонансный LC-контур, несколько конденсаторов и один резистор.

Регулировка такого приемника сводится к настройке контура гетеродина - установке границ диапазона. Это стало возможным благодаря низкой промежуточной частоте - 70 кГц, что позволяет использовать для селекции сигнала ненастраиваемые RC-фильтры.

Большие значения девиации входного сигнала 50 и 75 кГц при низкой ПЧ приводят к появлению искажений сигнала ЗЧ. Для их устранения использована система обратной связи по частоте, которая уменьшает ("сжимает") девиацию в пять раз - до 10 и 15 кГц соответственно. Микросхема оснащена высокоэффективной корреляционной системой подавления шума (бесшумной настройки - БШН). Она подавляет звуковой сигнал при неточной настройке, при входном сигнале с уровнем, близким к уровню шума, и при настройке на зеркальный канал.

ИС К174ХА42А рассчитан для работы в связных радиоприемных устройствах, а К174ХА42Б - в радиовещательных приемниках бытового назначения. Микросхема К174ХА42 может также найти применение и в радиотрактах телевизионной аппаратуры, в телефонах с радиоканалом, в системах личной и служебной радиосвязи, устройствах поискового вызова, охранных устройствах, в аппаратуре телеуправления. Небольшое число требуемых внешних элементов, простота настройки и низкая стоимость делают ее весьма привлекательной для широкого использования в радиолюбительских конструкциях.

Упрощенная функциональная схема ИС К174ХА42А изображена на рис. 9.6. ЧМ приемник построен по супергетеродинной схеме с однократным преобразованием частоты. Входной сигнал после усиления смешивается с сигналом гетеродина. Благодаря относительно низкой промежуточной частоте (ПЧ) сигнала, снимаемого с выхода смесителя, амплитуда побочных составляющих преобразования настолько мала, что они практически отсутствуют на входе усилителя сигнала промежуточной частоты.

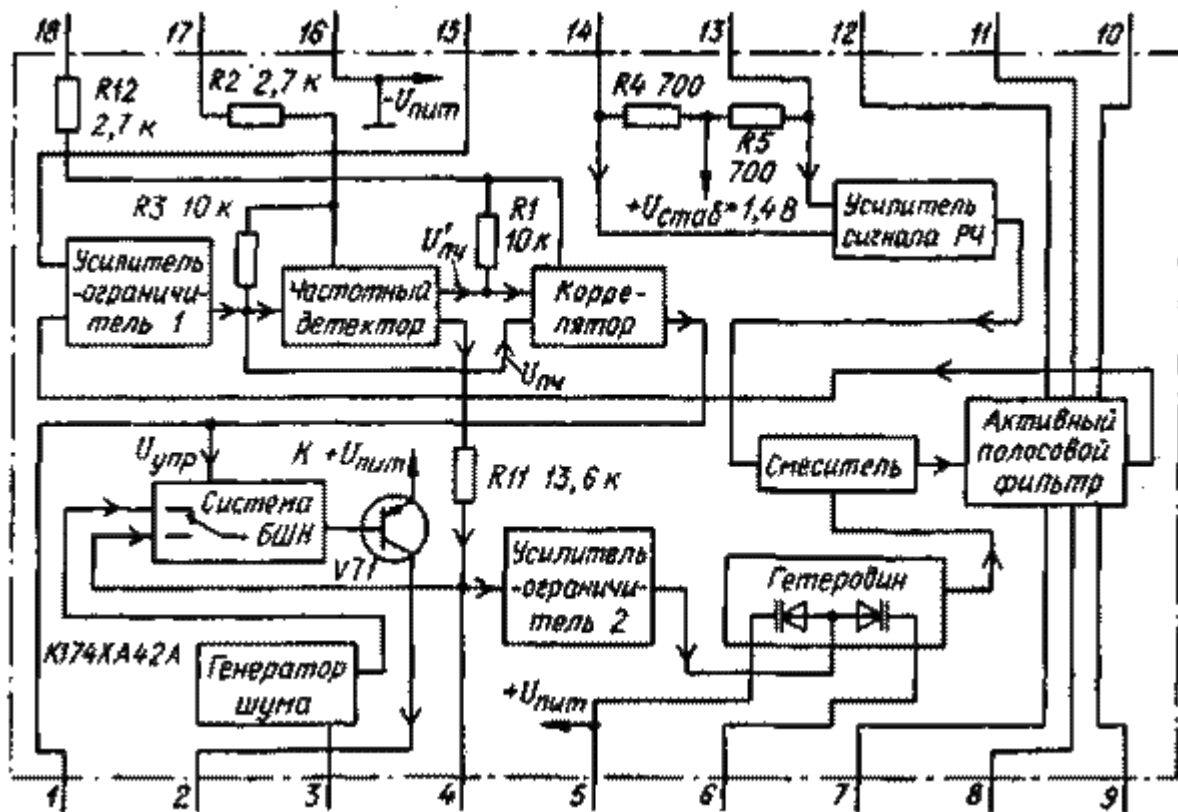


Рисунок 9.6 – Функциональная схема ИС К174ХА42А

Назначение выводов ИМС К174ХА42А: 1 – подключение конденсатора фильтра коррелятора, 2 – выход усилителя ЗЧ (с открытым коллектором), 3 – подключение конденсатора генератора шума, 4 – подключение конденсатора фильтра петли ОС по частоте, 5 – плюсовой вывод питания, 6 – подключение LC-контура гетеродина, 7-12 – подключение конденсаторов полосового фильтра ПЧ, 13,14 – вход усилителя сигнала радиочастоты, 15 – подключение конденсатора входной цепи усилителя-ограничителя 1, 16 – общий вывод (минусовой вывод питания), 17 – подключение конденсатора фазовращателя частотного детектора, 18 – подключение конденсатора фазовращателя коррелятора.

Для подавления внеполосных сигналов предусмотрен активный полосовой фильтр ПЧ четвертого порядка. Выходной сигнал фильтра усилитель-ограничитель 1 нормирует по амплитуде. Усилитель-ограничитель 1 имеет большие коэффициент усиления (более 90 дБ) и динамический диапазон. Преобразованный сигнал ПЧ поступает на вход частотного детектора и одновременно на вход коррелятора.

Частотный детектор представляет собой преобразователь частота-напряжение. Демодулированное напряжение низкой частоты поступает, во-

первых, на второй усилитель-ограничитель и далее на гетеродин, замыкая в системе петлю обратной связи по частоте, и, во-вторых, на вход коммутатора системы бесшумной настройки (БШН) и затем на предусилитель ЗЧ и выход приемника.

Выходной сигнал коррелятора используют для управления коммутатором системы БШН, подавляющей межстанционные помехи.

Кроме указанных узлов, микросхема содержит внутренний стабилизатор питающего напряжения (на схеме не показан), выходной усилитель ЗЧ (он изображен на схеме в виде транзистора VT1) и генератор шума, входящий в систему БШН. Генератор шума имитирует ЧМ шум и подключается коммутатором к входу предусилителя ЗЧ при переходах от одной принимаемой станции к другой или при неточной настройке. Шумовой сигнал в этих случаях свидетельствует о работоспособности приемно-усилительного тракта. В микросхеме К174ХА42Б управление генератором шума не предусмотрено.

В приемнике применена частотная демодуляция с обратной связью по частоте - выходной ЗЧ сигнал демодулятора использован для соответствующего смещения частоты гетеродина в противофазе с сигналом ПЧ. Этим достигнуто уменьшение девиации частоты сигнала ПЧ и, как следствие, практически полное отсутствие гармонических искажений выходного сигнала. Необходимая степень "сжатия девиации" получается, если емкость колебательного контура гетеродина $C_0 = C_k + C_{\text{пар}} + C_{\text{вар}}$ выбрать из эмпирического соотношения: $C_0 = F_0/2$ (C_k - емкость контурного конденсатора, $C_{\text{пар}}$ - паразитная емкость контура, $C_{\text{вар}}$ - емкость варикапа - элемента перестройки, емкость везде в пикофарадах; F_0 - частота настройки контура, в мегагерцах). Это выражение, применимое для всех значений частоты в диапазонах УКВ-1 и УКВ-2, позволяет определить параметры контура гетеродина - емкость конденсатора, а затем индуктивность катушки.

Активный полосовой фильтр ПЧ микросхемы состоит из трех звеньев: ФВЧ второго порядка, полосового фильтра первого порядка и ФНЧ первого порядка (см. фрагмент схемы на рис. 9.7; нумерация конденсаторов соответствует рис. 9.6).

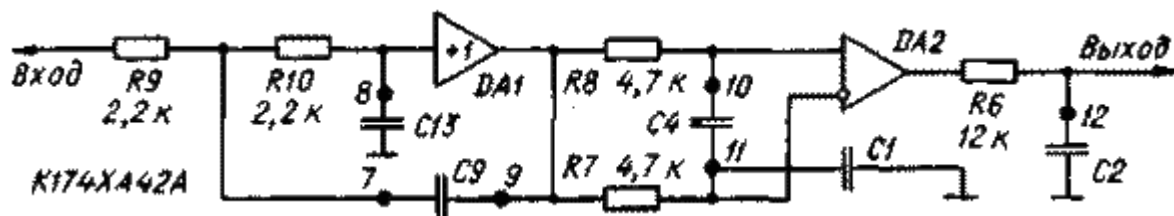


Рисунок 9.7 – Активный полосовой фильтр ПЧ микросхемы К174ХА42А

Жирными точками обозначены выводы микросхемы. Номиналы внешних конденсаторов и значения частоты среза звеньев при ПЧ 70 кГц определяют для передаточной функции системы по известным соотношениям:

$$\text{звено ФНЧ-II: } C_9 = 3300 \text{ пф, } C_{13} = 180 \text{ пф, } f_0 = 94 \text{ кГц;}$$

звено ПФ-I: $C_4 = 330$ пф, $C_1 = 3300$ пф, $f_B = 103$ кГц, $f_H = 10,3$ кГц;

звено ФНЧ-I: $C_2 = 150$ пф, $f_o = 88,4$ кГц.

Использованное схемотехническое решение полосового фильтра обеспечивает высокую избирательность, минимальную потребляемую мощность и хороший динамический диапазон. Амплитудно-частотная характеристика полосового фильтра изображена на рис. 9.8.

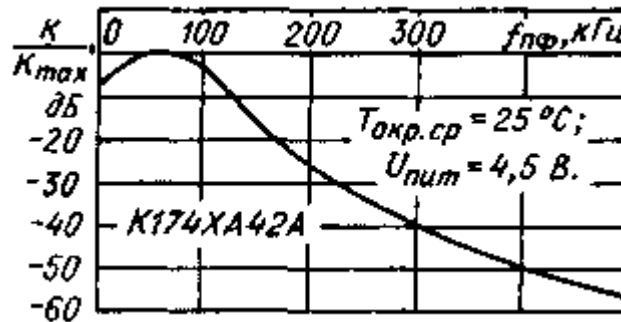


Рисунок 9.8 – Амплитудно-частотная характеристика полосового фильтра

Типовые схемы включения микросхем К142ХА42А и К174ХА42Б представлены на рис. 9.9,а и б соответственно.

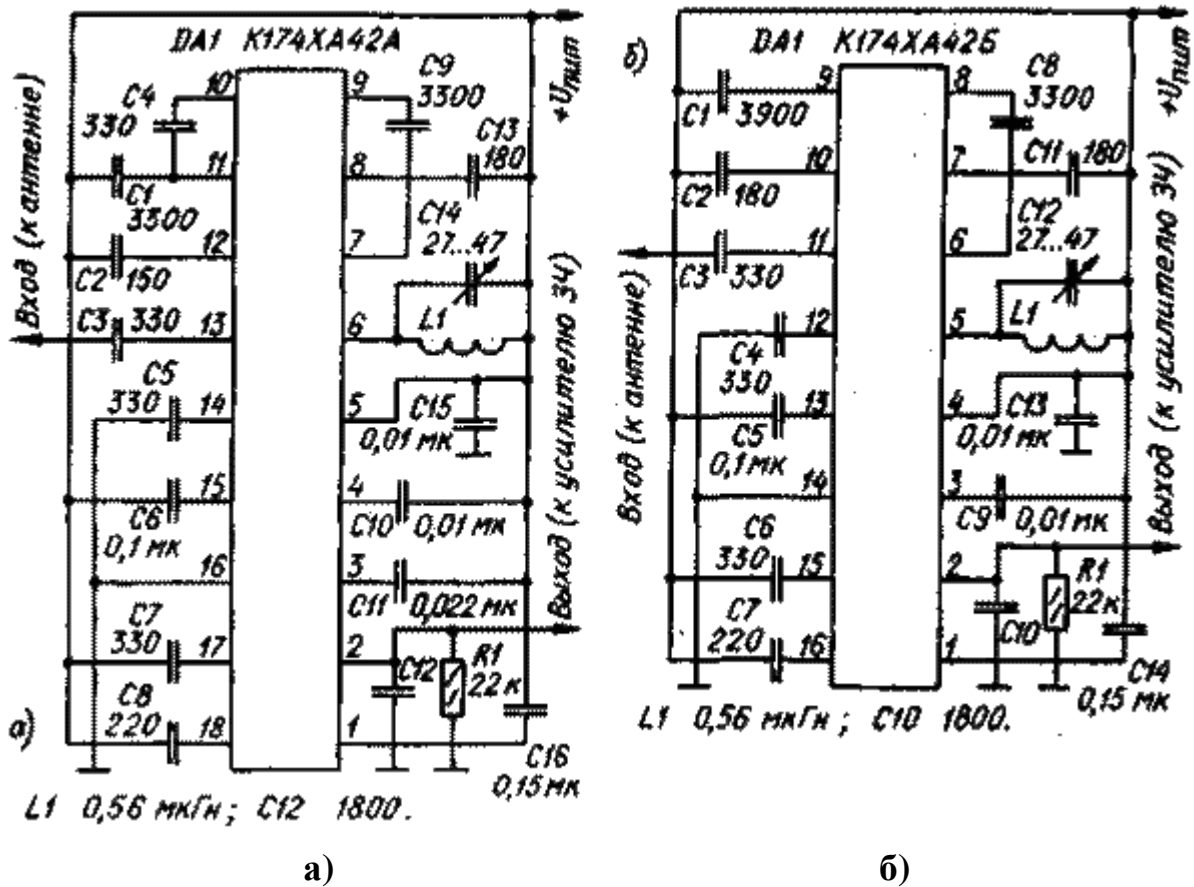


Рисунок 9.9 – Типовые схемы включения ИМС К142ХА42А и К174ХА42Б.

Для подавления сигналов паразитных каналов приема служит система БШН. Работа системы основана на корреляции сигнала ПЧ и того же сигнала, задержанного и инвертированного. Оба сигнала подводят к входу коррелятора. Если прямой сигнал $U_{пч}$ представляет собой последовательность когерентных импульсов постоянного периода (как это и бывает в случае приема радиовещательной станции), то задержка сигнала $U'_{пч}$ должна быть равна периоду следования. Такой сигнал получают инвертированием прямого сигнала. Инвертирование и задержку сигнала выполняет фазовый фильтр (на схеме рис. 9.9 не показан).

При точной настройке на станцию формы обоих сигналов идентичны и имеют высокую степень корреляции. При расстройке фаза сигнала $U'_{пч}$ смещается относительно прямого - корреляция мала. В результате действия помех или шума возникают значительные изменения периода и формы сигнала $U'_{пч}$, в этих случаях корреляции практически нет.

По результату сравнения этих сигналов коррелятор вырабатывает сигнал управления коммутатором, плавно включающим усилитель ЗЧ при высокой корреляции или генератор шума при слабой. Этим исключается прохождение на выход приемника различных щелчков, помех и резких звуков.

Необходимое для работы частотного демодулятора и коррелятора образцовое напряжение формируют внутренние активные фазовращатели, выполненные на операционных усилителях с единичным коэффициентом усиления; фазовращатель (фазовый фильтр) обеспечивает сдвиг фазы сигнала на $\pi/2$ на частоте $f_{пч} = K/C_{\phi}$, где C_{ϕ} - емкость конденсатора, подключенного к выводу 17 микросхемы (см. рис. 9.9). При сопротивлении резисторов R_2 и R_3 микросхемы, указанных на этой схеме, и емкости конденсатора C_{ϕ} , равной 330 пф (C_7 на рис. 9.9), $f_{пч} = 70$ кГц. Входной и выходной сигналы $U_{пч}$ и $U'_{пч}$ остаются равными по напряжению при любой частоте.

В корреляторе внутренний фазовращатель с внешним конденсатором, подключенным к выводу 18, сдвигают фазу еще на $\pi/2$. Таким образом, общий сдвиг фазы сигналов будет равным 180° . После инвертирования одного из сигналов происходит их сравнение.

Корреляционная система БШН с обратной связью по частоте в конечном счете обеспечивает единственный канал приема и точную настройку на станцию. Выходной сигнал коррелятора (с вывода 1) может быть использован для управления индикатором настройки.

Конденсатор C_{16} (см. рис. 9.9 а) определяет постоянную времени системы бесшумной настройки. Фильтр R_1C_{12} задает постоянную времени цепи коррекции предискажений сигнала ЗЧ. От емкости конденсатора C_{11} зависит уровень шума, поступающего в ЗЧ тракт; чем больше емкость, тем громче шум. Если необходимо обеспечить абсолютно бесшумную настройку, этот конденсатор не подключают.

Конденсатор C_{10} входит в состав фильтра петли ОС по частоте. Он устраняет побочные составляющие сигнала ПЧ на выходе частотного детектора и определяет постоянную времени цепи ОС.

Конденсатор C_{15} – фильтр в цепи питания микросхемы. Конденсатор C_5 превращает симметричный РЧ вход микросхемы в несимметричный. Конденсатор C_6 – фильтровый в цепи местной обратной связи усилителя-ограничителя 1, а C_7 и C_8 – фазосдвигающие конденсаторы фазовых фильтров частотного детектора и коррелятора соответственно.

Таблица 9.5 – Основные электрические характеристики при $T_{окр.ср} 25 \pm 10^\circ\text{C}$

Номинальное напряжения питания, В	4,5
Потребляемый ток, мА, не более	8
Частота входного ВЧ сигнала, МГц	1,5...150
Чувствительность (входное напряжение ограничения по уровню -3 дБ), мкВ	6
Выходное напряжение ЗЧ, мВ	100
Коэффициент нелинейных искажений, %, не более	0,5
Сопrotивление нагрузочного резистора в цепи открытого коллектора усилителя 34, кОм, не более,	
при напряжении питания 4,5 В.	22
при напряжении питания 9 В	47
Отношение сигнал/шум, дБ, не менее	50
Коэффициент подавления составляющей АМ, дБ, не менее	50

Значения этих параметров измерены при следующих условиях: напряжение питания 4,5 В, входная частота РЧ сигнала 69 МГц, девиация частоты ± 50 кГц, модулирующая частота 1 кГц; при измерении коэффициента подавления АМ глубина модуляции равна 30%.

Предельно допустимые значения параметров

- Напряжение питания, В 2,7...9
- Наибольшее входное напряжение РЧ, мВ 200
- Рабочий температурный интервал, С -10...+55

На рис. 9.10 показаны типичные зависимости выходного напряжения ЗЧ, а на рис. 9.11 – коэффициента гармоник от напряжения входного РЧ сигнала.

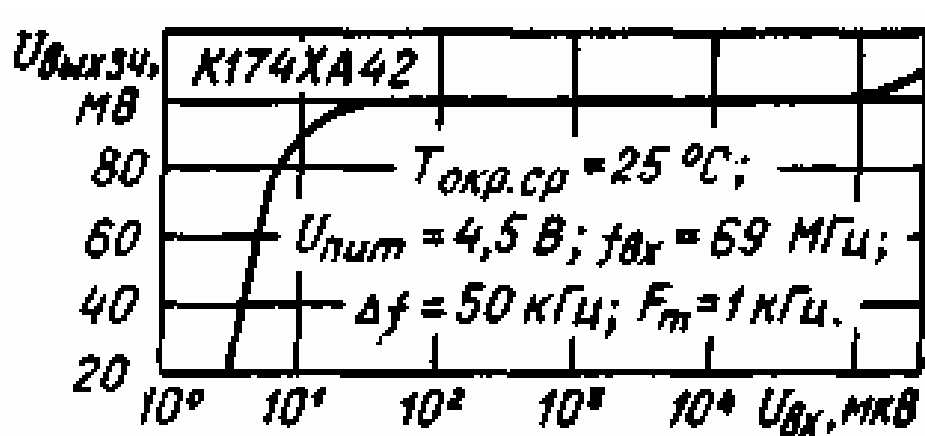
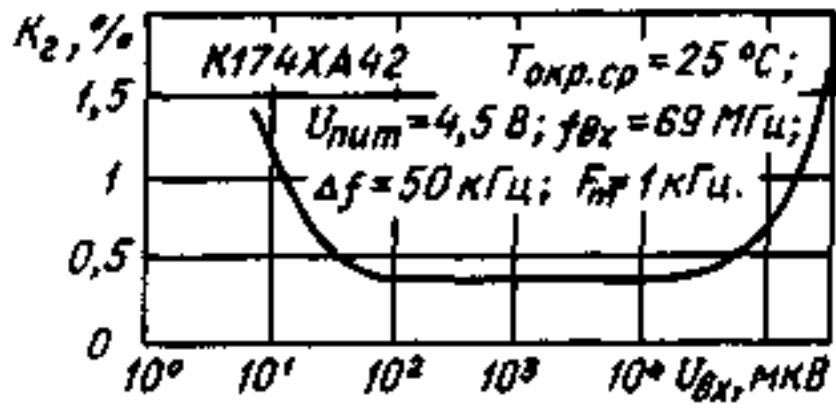


Рисунок 9.10 – зависимости уровня выходного напряжения от напряжения входного РЧ сигнала

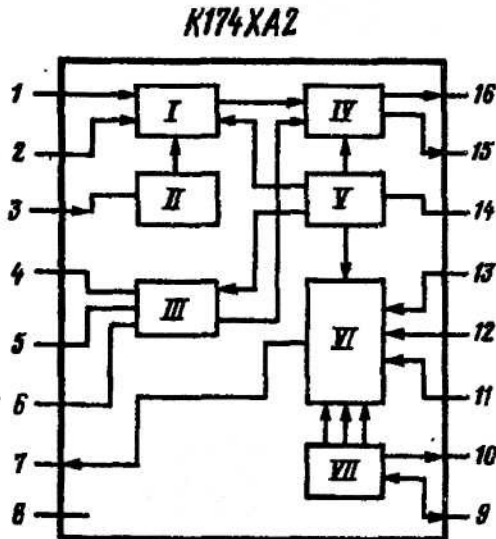


б)

Рисунок 9.11 – зависимости коэффициента гармоник от напряжения входного РЧ сигнала

Приложение 1

Общее описание ИМС K174XA2. ИМС представляет собой многофункциональную микросхему радиоприемного тракта, выполняющую функции усиления и преобразования сигналов с частотой до 27 МГц. В состав микросхемы входят: усилитель ВЧ сигналов с АРУ, смеситель, гетеродин, усилитель ПЧ с АРУ. Корпус типа 238.16-2. Масса не более 1,5 г.

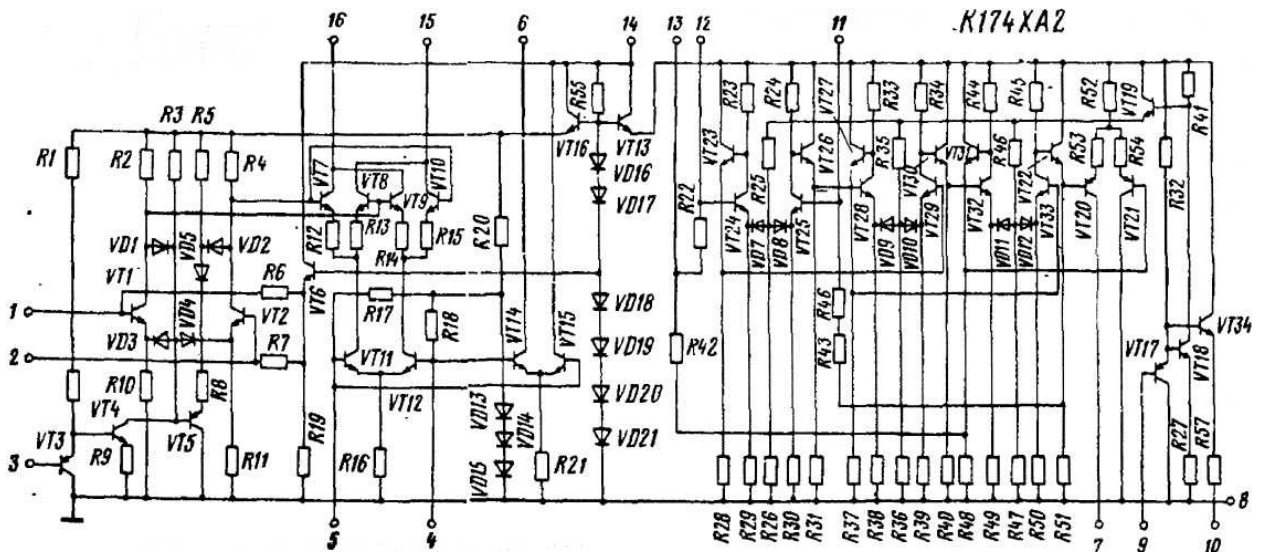


а) структурная схема

I – УВЧ; II – усилитель АРУ, III – гетеродин, IV – смеситель, V – стабилизатор напряжения, VI – УПЧ, VII – усилитель АРУ

Назначение выводов

- 1 – вход 1 усилителя высокой частоты;
- 2 – вход 2 усилителя высокой частоты;
- 3 – вход усилителя АРУ;
- 4, 5, 6 – выводы гетеродина;
- 7 – выход усилителя промежуточной частоты;
- 8 – общий вывод, питание (-Un);
- 9 – вход усилителя АРУ УПЧ;
- 10 – выход усилителя индикации;
- 13 – вывод усилителя промежуточной частоты;
- 12 – вход усилителя промежуточной частоты;
- 14 – вход стабилизатора напряжения, питание (+Un);
- 16 – выходы смесителя.



б) принципиальная схема

Таблица П.1 – Электрические параметры

Номинальное напряжение питания	9 В	
Ток потребления при $U_{п} = 9$ В, $T = +25^{\circ}\text{C}$, не более	16 мА	
Отношение сигнал-шум при $U_{п} = 9$ В, $f_{вх}=1\text{МГц}$, $U_{вх}=10\text{мкВ}$, $m=0,8$, $T=+25^{\circ}\text{C}$, не более	24 дБ	
Выходное напряжение низкой частоты при $U_{п} = 9$ В, $f_{вх}=1\text{МГц}$, $f_{пч}=465\text{кГц}$, $F_{м} = 1$ кГц, $m=0,8$, $T=+25^{\circ}\text{C}$, при $U_{вх}=20$ мкВ, не менее	60 мВ	
при $U_{вх}=5 \times 10^5$ мкВ	100...560 мВ	
Изменение выходного напряжения низкой частоты при изменении напряжения источника питания в диапазоне 4,8 ...9 В при $f_{вх}=1\text{МГц}$, $F_{м} = 1$ кГц, $m=0,3$, $U_{вх}=10$ мкВ, $T=+25^{\circ}\text{C}$, не более	6 дБ	
Верхнее значение частоты входного сигнала при $U_{п} = 9$ В, $T=+25^{\circ}\text{C}$, не менее	27 МГц	
Коэффициент гармоник при $U_{п} = 9$ В, $f_{вх}=1\text{МГц}$, $f_{пч}=465\text{кГц}$, $F_{м} = 1$ кГц, $m=0,8$, $T=+25^{\circ}\text{C}$ не более:	при $U_{вх} = 5 \times 10^5$ мкВ	10%
	при $U_{вх}=3 \times 10^4$ мкВ	8%
Входное сопротивление УПЧ при $U_{п} = 9$ В, $T=+25^{\circ}\text{C}$, не менее	3 кОм	
Входное сопротивление УВЧ при $U_{п} = 9$ В, $T=+25^{\circ}\text{C}$, не менее	3 кОм	
Предельные эксплуатационные данные		
Напряжение питания	4,8-15 В	
Максимальное входное напряжение	2 В	
Максимальная температура кристалла	+125° С	
Температура окружающей среды	-25...+55° С	

Типовая схема включения микросхемы К174ХА2: L1 - 5 секций по 16 витков провода ЛЭП 5x0,06; L2 - 8 витков провода ПЭВТЛ-0Л8 (обе катушки размещены на ферритовом стержне Ф400НН диаметром 8 и длиной 63 мм); контур гетеродина и фильтры ПЧ намотаны на пластмассовых двухсекционных каркасах, которые помещены в ферритовые чашки марки 1000НМ диаметром 6,1 и высотой 4 мм, сердечник 1000НМ размером 2x10мм; L3-88 + 12 витков провода ЛЭП 3x0,06 мм; L4-22 витка ПЭВТЛ-0,0У мм; L5 L7 L9-40x2 провода ЛЭП 3x0,06 мм; L6-45 витков провода ПЭВТЛ-0,09 мм; L8-12 витков провода ПЭВТЛ-0,09 мм

Принципиальная схема малогабаритного КВ-приемника [22]. Входной контур и контур гетеродина намотаны на полистироловом цилиндрическом каркасе диаметром 7,5 мм и содержат: L1-5 витков провода ПЭЛШО-0,3 мм; L2-4 витка теми же проводами соответственно. Катушки фильтров ПЧ намотаны на пластмассовых двухсекционных каркасах, которые помещены в ферритовые чашки марки 1000НМ диаметром 6,1 и высотой 4 мм и имеют подстроечный сердечник 1000НМ размером М3x 10 мм; L5-6 витков, L6 - 115 витков, L7 - 100 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,12 мм.

Общее описание КР174ХА36А, КР174ХА36А и К174ХА36Б - интегральная схема (ИС) радиоприемного устройства, предназначенного для приема АМ сигналов. Основные электрические параметры при температуре 25°С и диапазоне напряжений питания для К174ХА36А от 2 В до 9 В, для К174ХА36Б от 2 В до 3.3 В.

Таблица П.3 – Основные характеристики

Номер вывода	Назначение вывода
1	Контур гетеродина
2	Общий вывод
3	Вход усилителя радиочастоты 1
4	Вход усилителя радиочастоты 2
5	Индикатор настройки
6	Вход предварительного усилителя ЗЧ инвертирующий
7	Вход предварительного усилителя ЗЧ не инвертирующий
8	Выход предварительного усилителя ЗЧ
9	Общий вывод предварительного усилителя ЗЧ
10	Питание +Ucc
11	Выход детектора
12	Фильтрующий конденсатор АРУ
13	Преддетекторный LC-контур
14	Вход усилителя промежуточной частоты
15	Блокировочный конденсатор УПЧ
16	Выход смесителя

Литература

1. Буга Н. Н. Радиоприемные устройства / Буга Н. Н., Фалько А. И., Чистяков Н. И. – М.: Радио и связь, 1986.
2. Радиоприемные устройства:[учебник для вузов]/[Н. Н. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин и др.]; под ред. Н. Н. Фомина. – М.: Радио и связь, 1996.
3. Белкин М. К. Справочник по учебному проектированию приемоусилительных устройств; под ред. Белкина М. К. – К.: Высш. шк., 1982.
4. Сборник задач и упражнений по курсу "Радиоприемные устройства": Учеб. пособ.; под ред. В. И. Сидорова. – М.: Радио и связь, 1984.
5. Проектирование радиоприемных устройств; под общей ред. А. П. Сиверса. – М.: Советское радио, 1976.
6. Головин О. В. Профессиональные радиоприемные устройства декаметрового диапазона / Головин О. В. – М.: Радио и связь, 1985.
7. Радиоприемные устройства/[В. Н. Банков, Л. Г. Барулин, еще один автор]; под ред. Л. Г. Барулина. – М.: Радио и связь, 1984.
8. Алексеев Ю. П. Бытовая радиоприемная и звуковоспроизводящая аппаратура: справочник / Алексеев Ю. П. – М.: Радио и связь, 1994.
9. Атаев Д. И. Аналоговые ИМС для бытовой радиоаппаратуры: справочник / Атаев Д. И., Болотников В. А. – М.: МЭИ, 1993.
10. Бобров Н. В. Расчет радиоприемников/Бобров Н.В. – М.: Радио и связь, 1981.
11. ГОСТ 5651-89. Устройства радиоприемные бытовые. Общие технические условия.
12. Калантаров П. Л. Расчет индуктивностей / Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. – Л.: Энергоатомиздат, 1986.
13. Кононович Л. М. Современный радиовещательный приемник / Кононович Л. М. – М.: Радио и связь, 1986.
14. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: справочник; под ред. Б. Л. Перельмана. – М.: Радио и связь, 1981.
15. Горшелев В. Д. Основы проектирования радиоприемников / Горшелев В. Д., Красноцветова З. Г., Федорцев Г. Ф. – Л.: Советское радио, 1976.
16. Бобров Н. В. Радиоприемные устройства / Бобров Н. В. – М.: Советское радио. 1976.
17. Палшков В. В. Радиоприемные устройства: учеб. пособ./Палшков В. В. – М.: Радио и связь, 1984.

18. Радиоприемные устройства; под ред. В.И.Сифорова. – М.: Советское радио, 1974.
19. Радиоприемные устройства; под ред. А. Г. Зюко. – М.: Связь, 1975.
20. Музыка Э. Н. Расчет высокочастотных каскадов радиоприемных устройств на транзисторах/Музыка Э. Н., Пустоверов В. Е, Сеницкий Б.Г. – М.: Энергия, 1975.
21. Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства/ Чистяков Н.И. – М.: Советское радио, 1978.
22. Каскады радиоприемников на полевых транзисторах; под ред. Н.Г. Петрова. – М.: Энергия, 1974.
23. Аналоговые интегральные микросхемы: справочник. – М.: Радио и связь, 1981.

Учебное издание

САЛАБАЙ Александр Васильевич

**ЭСКИЗНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ
РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ**

Учебное пособие

Редактор

В. Т. Гусак

Компьютерная верстка

Е. С. Корнейчук

Здано в набір 10.05.2012 Підписано до друку 12.06.2012

Формат 60/88/16 Зам. № 4884

Тираж 100 прим. Обсяг: 5,0 ум. друк. арк.

Віддруковано на видавничому устаткуванні фірми RISO
у друкарні редакційно-видавничого центру ОНАЗ ім. О.С. Попова
ОНАЗ, 2012