НПО УЧЕБНОЙ ТЕХНИКИ «ТУЛАНАУЧПРИБОР»

МЕТОДИЧЕСКОЕ РУКОВОДСТВО ПО ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ

РТРУЛ-1; РТРУЛ-3; РТРУЛ-5; РТРУЛ-14

РАДИОПРИЁМНЫЕ И ПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Тула, 2010 г.

ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ.

РАДИОПРИЕМНЫЕ И ПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Цель работы: ознакомление с теоретическими основами и практическими навыками работы различных элементов радиоприемных устройств.

ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ.

Введение.

Примерную структурную схему приемного устройства можно изобразить в виде пяти функциональных блоков (трактов рис. 1, а).

Усилительный (усилительно-преобразовательный УТ) тракт принимает сигнал (по возможности без потерь) от антенны, отфильтровывает его от помех, смещает спектр входного сигнала на промежуточную частоту, на которой производится основная обработка сигнала, усиливает его. Под обработкой сигнала здесь и далее мы будем понимать все преобразования сигнала (усиление, фильтрацию, ограничение, демодуляцию, регенерацию и т. д.), которые производятся в РПУ для выделения из сигнала заложенной в нем информации.

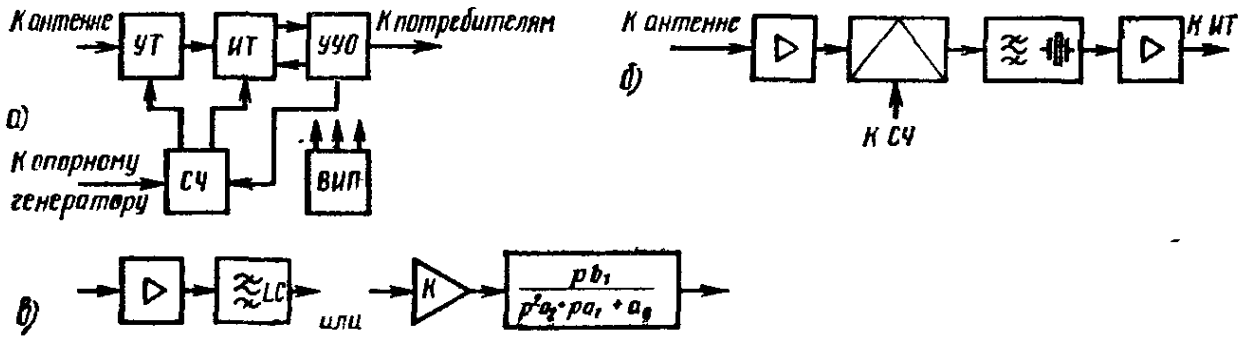

Рис. 1. Примеры структурных схем.

В состав усилительного тракта могут входить вспомогательные узлы — система АРУ, ограничитель, логарифмический усилитель и т. п., влияющие на амплитудную характеристику усилительного тракта, но не вносящие искажений в принимаемую информацию.

Информационный тракт (ИТ) производит основную обработку сигнала. Он включает оптимальный фильтр, в значительной степени определяющий помехоустойчивость приемного устройства, демодулятор сигнала, а также цепи поеледетекторнон обработки (фильтр нижней частоты, регенератор кода и т. п.). В состав информационного тракта могут также входить вспомогательные узлы — следящие системы автоматической подстройки фазы или частоты (ФАП или ЧАП), улучшающие качество работы демодулятора сигнала, а также осуществляющие поиск и сопровождение сигнала по частоте, фазе, задержке.

Синтезатор частот (СЧ) или гетеродинный тракт преобразует частоту внешнего или собственного опорного генератора и формирует из него сетки

частот, необходимые для работы преобразователей частоты УТ. Синтезатор позволяет перестраивать приемное устройство на другую входную частоту. Отдельные синтезаторы могут входить в состав следящих систем. Кроме того, синтезатор может формировать сетки частот, необходимые для работы цифровых устройств обработки сигнала.

Устройство управления и отображения (УУО) реализует в автономном режиме заданный алгоритм работы приемного устройства (включение и выключение, поиск и выбор сигнала, адаптацию к меняющимся условиям работы и т. п.), позволяет оператору вручную управлять приемным устройством и производит отображение состояния и качества работы устройства на соответствующих индикаторах.

Наконец, вторичный источник питания (ВИП) предназначен для преобразования энергии первичного источника (сеть 220 В или борт-сеть 27 В) в форму, удобную для использования непосредственно в приемном устройстве (преобразование напряжения, выпрямление, фильтрация, стабилизация и т. п.).

Если перейти на следующий уровень иерархии, то, например, структурную схему линейного тракта можно изобразить в виде совокупности типовых функциональных узлов — усилителей, преобразователей частоты, устройства АРУ и т. п. (рис. 1, б).

Наконец, каждый типовой функциональный узел может быть представлен соединением нескольких операционных звеньев (элементарных функциональных узлов — рис. 1, в). Операционное звено — это устройство, производящее над электрическими сигналами операцию, соответствующую одной или нескольким алгебраическим операциям — умножение на постоянный коэффициент (усиление), перемножение двух сигналов, интегрирование и т. п. Примерами операционных звеньев являются отдельный каскад широкополосного усилителя, частотный фильтр, инвертор, аналоговый перемножитель сигналов и т. п.

В процессе синтеза функциональных узлов РПУ часто реальное операционное звено заменяется его идеальным аналогом — устройством, параметры которого не зависят от источника сигнала и нагрузки, а функционирование описывается алгебраическим выражением (рис. 1, в). Это позволяет синтезировать структуру типовых функциональных узлов и блоков, не привязываясь к параметрам конкретных ИС, а в дальнейшем, учтя эти параметры, перейти к реальной оптимизированной структуре прибора. Чем ближе будут характеристики реальной микросхемы и идеального звена, тем лучше окажутся параметры узла или блока.

Можно показать, что для построения всех операционных звеньев в аналоговой технике (при известном частотном ограничении) достаточно использовать два звена — усилитель с инвертированием выходного сигнала и перемножитель сигналов. Для придания этим звеньям свойств других звеньев к ним соответствующим образом подключаются линейные двухполюсники — активные или реактивные сопротивления. Для реализации разрывных функций (ограничения сигнала) необходим-также нелинейный двухполюсник — идеальный диод. Перечисленная совокупность двух операционных звеньев в

сочетании с линейным и нелинейным двухполюсниками образует минимальную функционально полную систему аналоговых звеньев, на которых можно реализовать (в идеальном случае) все функциональные узлы приемных устройств. Возможен и другой состав функционально полной системы. В качестве физических аналогов операционных звеньев используются обычно универсальные ИС, в частности, для двух исходных звеньев — операционный усилитель и аналоговый перемножитель.

В цифровой технике минимальную функционально полную систему образуют логические схемы, производящие простейшие операции математической логики — операции конъюнкции (И), дизъюнкции (ИЛИ) и инверсии (НЕ).

Общие сведения о радиоприемных устройствах.

Радиоприемное устройство предназначено для приема каких-либо сообщений или сигналов, поступающих к нему в виде радиоволн. Оно состоит из приемной антенны, приемника и оконечного прибора.

Приемная антенна извлекает из окружающего пространства очень небольшую часть энергии проходящих радиоволн и направляет ее в радиоприемник.

В приемнике осуществляется выделение полезных колебаний и преобразование их к такому виду, который необходим для работы оконечного прибора.

При помощи оконечного прибора воспроизводится, регистрируется или иным способом используется принятая информация. В качестве оконечных приборов применяют акустические или электронно-лучевые устройства, буквопечатающие, фотопечатающие и пишущие аппараты, а также механизмы управления различных автоматических и счетно-решающих систем.

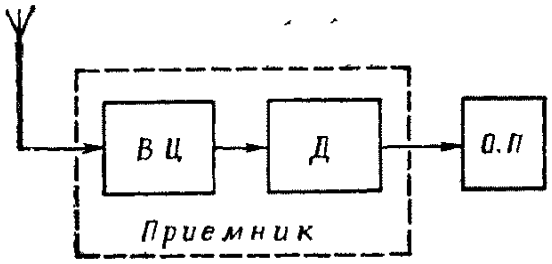

Рис. 2. Структурная схема простого детекторного приемника.

Информация на входе приемника заключена в модулированных колебаниях высокой частоты. Их называют высокочастотными сигналами. Только один из них полезный. Это тот сигнал, который принимается приемником в данный момент. По отношению к нему все остальные сигналы являются помехами.

Принимаемый высокочастотный сигнал может быть модулированным по амплитуде, частоте или фазе. Многие радиолокационные приемники принимают импульсно-модулированные колебания (радиоимпульсы).

После значительного усиления избирательными усилителями принятые высокочастотные колебания детектируются. В результате детектирования получаются низкочастотные сигналы. Именно они и являюгся носителями полезной информации, так как способны привести в действие оконечный прибор. Но для этого низкочастотные (информационные) сигналы должны

иметь определенную мощность или напряжение. Поэтому в приемнике после детектора обычно имеется усилитель низкой частоты или видеоусилитель.

Более подробно последовательность процессов в приемнике рассматривается применительно к его конкретной схеме.

Несмотря на большое разнообразие приемников, можно выделить всего несколько вариантов типовых структурных схем.

На рис. 2 изображена структурная схема самого простого приемника. Он называется детекторным. В этом приемнике всего два элемента. Входная цепь (ВЦ) представляет собой одиночный колебательный контур. За счет его резонансных свойств происходят выделение принимаемых высокочастотных колебаний и значительное подавление помех. Данный процесс называется частотной избирательностью. Затем выделенные колебания детектируются. Созданный низкочастотный (информационный) сигнал приводит в действие оконечный прибор. Успешная работа детекторного приемника возможна только при относительно большой мощности принимаемых сигналов. Его достоинство заключается в отсутствии источников питания.

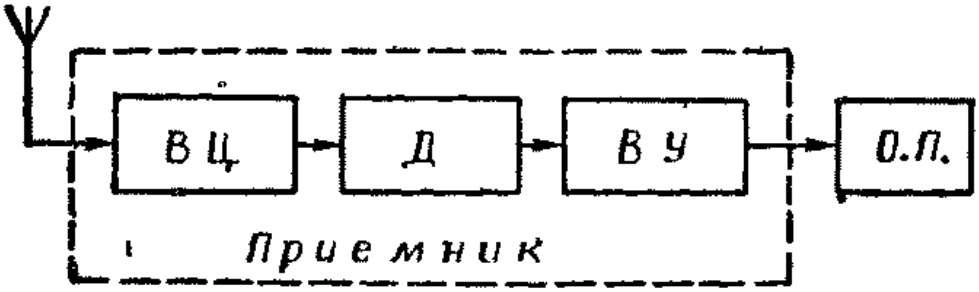

Рис. 3. Структурная схема детекторного приемника с видеоусилителем.

На рис. 3 приведена усложненная схема детекторного приемника специального назначения. В нем после детектора имеется многокаскадный видеоусилитель. Следовательно, данный приемник предназначен для приема импульсных сигналов. Такие приемники применяются в некоторых радиолокационных системах (например, маяках).

На рис. 4 показана обычная схема приемника прямого усиления. Он отличается от детекторного приемника наличием усилителя высокой частоты. В большинстве случаев УВЧ имеет один или два резонансных каскада на лампах или транзисторах. При числе каскадов более двух усилитель высокой частоты работает неустойчиво. Он обладает склонностью к самовозбуждению. Из-за такой опасности УВЧ не может иметь большою коэффициента усиления. Отрицательной особенностью УВЧ является зависимость его показателей от частоты усиливаемых колебаний. Усилитель низкой частоты содержит один или два каскада. Они выполняются на лампах или транзисторах. Избирательными свойствами УНЧ не обладает.

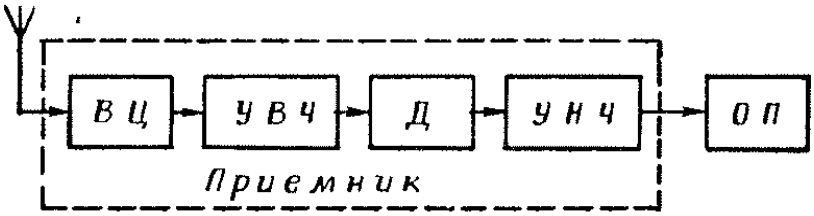

Рис. 4 Структурная схема приемника прямого усиления

На рис. 5 изображена супергетеродинная схема радиолокационного приемника. Ее типичной особенностью является наличие преобразователя частоты (ПЧ) и усилителя промежуточной частоты (УПЧ). Остальные элементы такие же, как и в приемниках прямого усиления. Преобразователь частоты состоит из смесителя (С) и гетеродина (Г).

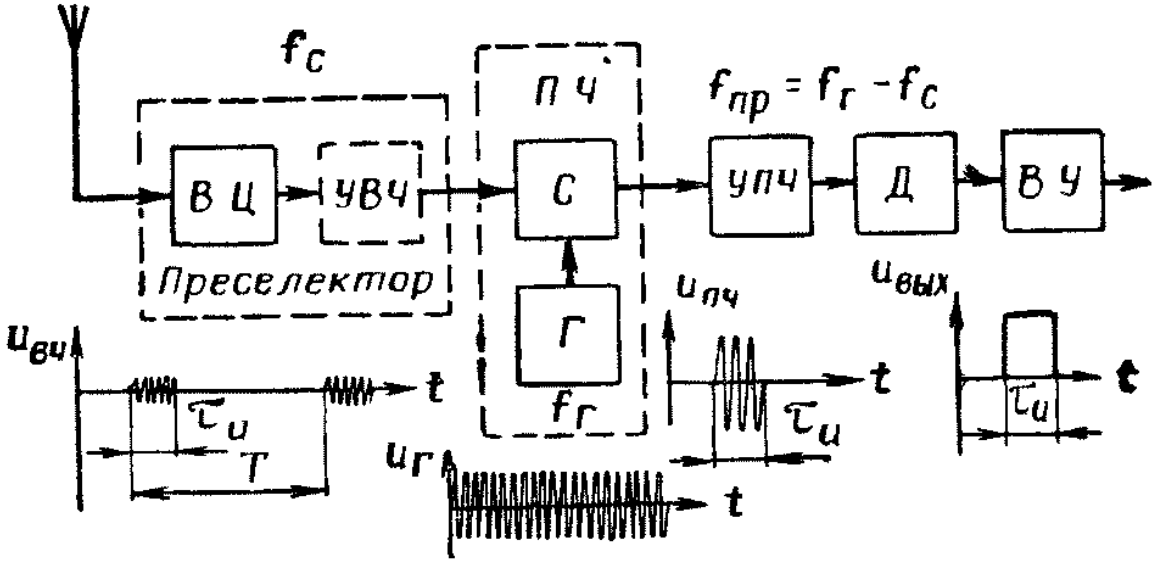

Рис. 5 Структурная схема супергетеродинного приемника импульсных сигналов

Супергетеродинная схема приемника является наиболее совершенной и наиболее распространенной. Поэтому поясним ее более подробно.

1) Входная цепь служит переходным звеном от приемной антенны к входу первого усилительного каскада. Ее назначение можно рассматривать с различных точек зрения. Выше было отмечено, что вследствие резонансных свойств колебательного контура входная цепь осуществляет предварительную частотную избирательность полезных высокочастотных колебаний. К этому можно добавить, что входная цепь обеспечивает согласование волнового сопротивления антенного фидера с входным сопротивлением приемника. Тем самым достигается возможно большее превышение напряжения сигнала над уровнем помех и шумов. Полезно также отметить, что входная цепь управляет работой первого усилительного каскада за счет энергии, принятой из окружающего пространства. Мощность полезного сигнала входная цепь не

увеличивает.

2) Усилитель высокой частоты в супергетеродинном приемнике есть не всегда, поэтому он изображен пунктиром. Однако чаще УВЧ имеется и обычно состоит из одного каскада. В этом избирательном усилителе происходит преимущественное усиление колебаний полезного высокочастотного сигнала. Одно из главных требований к УВЧ радиолокационного приемника состоит в достижении малого уровня внутренних шумов. Совокупность входной цепи и УВЧ в любом супергетеродинном приемнике называют преселектором. Преселектор осуществляет предварительно селекцию (избирательность) принимаемых сигналов.

3) Преобразователь частоты состоит из смесителя и гетеродина. Он осуществляет преобразование сигнала высокой частоты в сигнал промежуточной частоты. Промежуточная частота ниже несущей частоты принимаемого сигнала, но выше основных частот модуляции. Важной особенностью промежуточной частоты является ее постоянство при любой настройке приемника. Достигается это одновременной перестройкой контуров входной цепи, УВЧ и гетеродина.

Гетеродин представляет собой автоколебательный генератор малой мошности. Он создает непрерывные синусоидальные колебания высокой частоты, которая несколько отличается от несущей частоты принимаемого сигнала. Колебания гетеродина поступают в смеситель и смешиваются там с колебаниями сигнала.

В результате смешивания двух колебаний разных частот образуются так называемые биения. Частота биений равна разности частот сигнала и гетеродина. Результирующее сложное колебание детектируется в смесителе и поэтому на выходе его получается сигнал разностной (промежуточной) частоты.

4) Усилитель промежуточной частоты. Это многокаскадный избирательный усилитель. Он выполняется на пентодах или транзисторах. Отличительной особенностью УПЧ является постоянная настройка его контуров. Они настраиваются один раз (на заводе) и в процессе эксплуатации приемника не перестраиваются.

Постоянная настройка контуров УПЧ позволяет иметь в нем много каскадов, не склонных к самовозбуждению до 12 и более. Технические показатели УПЧ не зависят от настройки приемника, т. е. от настройки контуров входной цепи и УВЧ.

5) Детектор радиолокационного приемника осуществляет преобразование радиоимпульсов промежуточной частоты в видеоимпульсы.

6) Видеоусилитель увеличивает амплитуду импульсов до величины, обеспечивающей нормальную работу индикатора.

Рассмотренная структурная схема радиолокационного приемника является неполной. Обычно в реальном приемнике имеются еще автоматические системы. Наиболее часто к ним относятся система автоматической регулировки усиления (АРУ) и система автоматической

подстройки частоты гетеродина (АПЧ). До входной цепи обычно включается разрядник защиты приемника. Приемник необходимо защищать от мощного зондирующего радиоимпульса передатчика.

На рис. 6 приведена структурная схема супергетеродинного приемника связи. Ее общее построение не отличается от предыдущей схемы. Показанные на ней временные графики достаточно наглядно поясняют основные процессы.

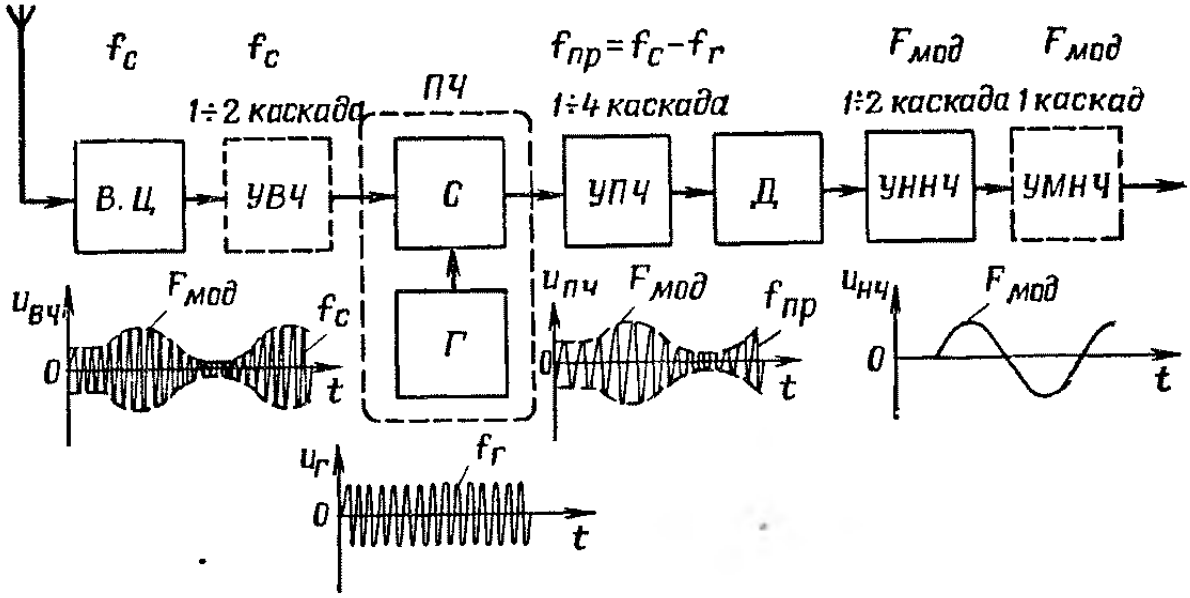

Рис. 6 Структурная схема супергетеродинного приемника связи

Специфическим недостатком любого супергетеродинного приемника является вероятность нежелательного воздействия на его работу зеркальной помехи. Этой помехой называют такие высокочастотные мешающие сигналы, которые, складываясь на входе смесителя с колебаниями гетеродина, образуют биения с промежуточной частотой приемника.

Если $f_c < f_г$, то частота зеркальной помехи $f_{з.п} = f_г + f_{пр}$.

Если $f_c > f_г$, то $f_{з.п} = f_г - f_{пр}$.

Сказанное поясняется рис. 7. Из него видно, что по отношению к частоте гетеродина зеркальная помеха и полезный сигнал симметричны. Поэтому зеркальную помеху иногда называют симметричной помехой.

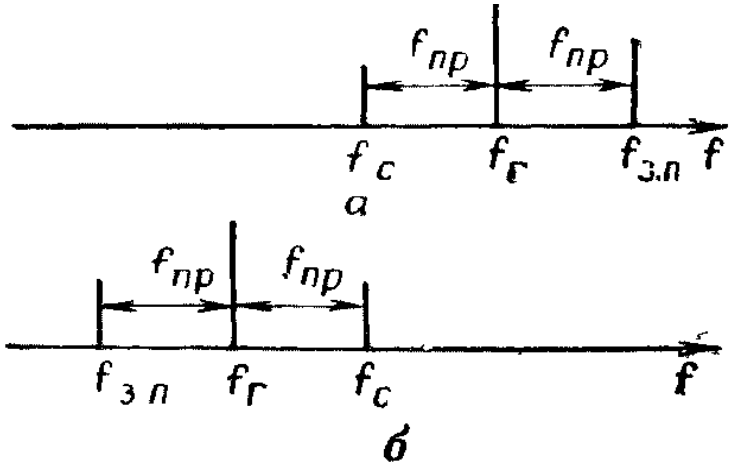

Рис. 7 Частоты полезного сигнала, гетеродина и зеркальной помехи:
а — частота гетеродина выше частоты сигнала;
б — частота гетеродина ниже частоты сигнала

Для устранения приема зеркального сигнала требуется не допустить его до преобразователя частоты. Эту задачу должен успешно выполнять преселектор, т. е. входная цепь приемника и УВЧ.

Мешающие сигналы «соседней» станции (т. е. близкие по частоте к полезному сигналу) устраняются преимущественно в УПЧ. В преселекторе они только слегка ослабляются.

Кроме обычных супергетеродинных приемников применяются приемники с двойным, а инки да и с тройным преобразованием частоты. Возможны также приемники гетеродинные, регенеративные и сверхрегенеративные. Чаще всего они имеют узкоспециальное назначение.

Основные показатели приемника.

Радиоприемник характеризуется определенными качественными показателями.

1) Чувствительность характеризует способность приемника успешно принимать слабые сигналы.

Чувствительностью приемника называется наименьшая величина полезного сигнала в приемной антенне, способная обеспечить нормальную работу оконечного прибора. Условия нормальной работы оконечного прибора специально оговариваются.

Измерять чувствительность можно по напряжению (в микровольтах), по мощности (в микроваттах) или по напряженности поля сигнала в месте приема (в милливольтах на метр). Чувствительность по напряжению определяют у приемников длинных, средних и коротких волн. В диапазоне УКВ (особенно на сантиметровых волнах) ее обычно измеряют по мощности. Измерение чувствительности по напряженности поля характерно для приемников с магнитной (ферритовой) антенной. Чувствительность приемника зависит от его

коэффициента усиления и внутренних шумов.

Коэффициент усиления приемника измеряют при его точной настройке на частоту принимаемых колебаний. При расстройке приемника его усиление и чувствительность понижаются.

Величина внутренних шумов приемника в основном определяется сигнальным трактом. К этому тракту (или части приемника) относятся входная цепь, УВЧ и преобразователь частоты. Уровень шумов на выходе приемника также зависит от полосы пропускания УПЧ.

На практике измерение чувствительности производится путем подачи испытательного сигнала на вход приемника через эквивалент антенны. Испытательный сигнал получается от измерительного генератора. Он должен быть синусоидальным, непрерывным и иметь нормальную модуляцию. Если она амплитудная, то глубина ее соответствует m=0,3, а частота модуляции F=400 гц (или 1000 гц). Если определяется чувствительность приемника ЧМ сигналов, то девиация частоты испытательного сигнала обычно составляет 30% максимально допустимой.

2) Избирательность (селективность) приемника характеризует его способность отделять полезный высокочастотный сигнал от всех мешающих сигналов (т. е. помех), которые возникают в приемной антенне. На практике наиболее опасны помеха от соседней станции и зеркальная помеха.

Избирательность по соседнему каналу обеспечивается усилителем промежуточной частоты. Избирательность по зеркальному каналу обеспечивается преселектором.

Физическая суть частотной избирательности заключается в преимущественном (избирательном) усилении полезного сигнала. Такое усиление получается за счет использования резонансных свойств колебательных контуров.

Количественная оценка избирательности приемника в целом или его отдельных частей осуществляется при помощи коэффициента избирательности и коэффициентов прямоугольности частотной характеристики. Приблизительно об избирательности приемника можно судить по его полосе пропускания.

Коэффициент частотной избирательности приемника равен относительному ослаблению его чувствительности при заданной расстройке, что равноценно ослаблению помехи в такое же число раз.

Величина расстройки, выбираемой для определения избирательности по соседнему каналу, зависит от назначения приемника, его диапазона, вида модуляции и других причин. У связных и радиовещательных приемников длинных, средних и коротких волн избирательность по соседнему каналу определяют для расстройки $\Delta f = 10$ *кгц.*

Избирательность по зеркальному каналу у всех приемников определяется для расстройки $\Delta f = 2 f_{пр}$, , т. е. равной удвоенной промежуточной частоте.

С небольшой точностью определение избирательности приемника можно осуществлять по его частотной характеристике. Пример возможной частотной характеристики приемника приведения рис.8.

По вертикальной оси данного рисунка отложено относительное усиление:

$$y = \frac{K}{K_0}, \tag{1.1}$$

где K_0 — коэффициент усиления на резонансной частоте, т. е. при $\Delta f = 0$;

K — коэффициент усиления на произвольной частоте, т. е. при различной величине Δf.

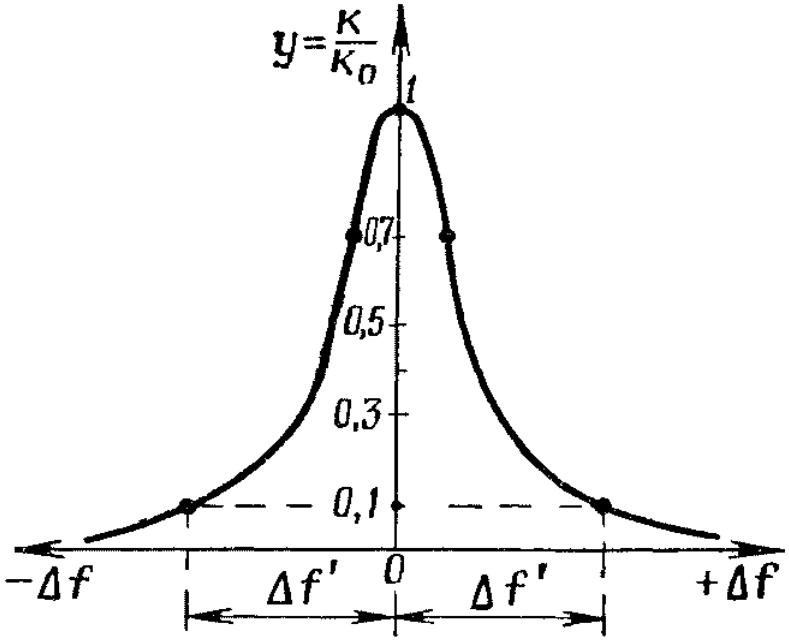

Рис. 8 Пример частотной (резонансной) характеристики приемника

Если, например, частота помехи отличается от частоты полезного сигнала на $\Delta f'$, то в этом случае на выходе приемника отношение сигнала к помехе больше чем на входе в 10 раз. Достигнуто это за счет преимущественного усиления полезного сигнала. В данном примере он усиливается в 10 раз больше, чем помеха.

Из сказанного следует, что определить избирательность приемника—это значит узнать во сколько раз (или на сколько децибел) ослабляется конкретная помеха по сравнению с полезным сигналом в процессе их одновременного прохождения через избирательный тракт приемника.

Поэтому уравнение избирательности имеет следующий вид:

$$\sigma = \frac{1}{y} = \frac{K_0}{K}, \tag{1.2}$$

где σ — коэффициент избирательности или просто избирательность при заданной расстройке.

Если, например, при $\Delta f = \Delta f'$ получается $y_1 = 0{,}1$, то $\sigma_1 = 10$. Величина σ_1 показывает, что данная помеха ослабляется в 10 раз. В дальнейшем индексы при обозначении σ всегда будут соответствовать конкретной помехе. Избирательность (точнее коэффициент избирательности) по соседнему каналу будем обозначать $\sigma_{с.к}$, а избирательность по зеркальному каналу $\sigma_{з.к}$.

Выше отмечалось, что избирательность приемника можно определять в децибелах. Тогда имеются ввиду следующие соотношения:

$$\sigma_{с.к\,(дб)} = 20 \lg \sigma_{с.к}; \tag{1.3}$$

$$\sigma_{з.к\,(дб)} = 20 \lg \sigma_{з.к}. \tag{1.4}$$

3) Полоса пропускания приемника характеризует качество его работы. Чем она шире, тем меньше искажений претерпевают в нем усиливаемые сигналы. Однако при слишком широкой полосе пропускания велико влияние внешних помех и внутренних шумов, а они ограничивают чувствительность приемника. Кроме того, расширение полосы пропускания приводит к ухудшению избирательности приемника.

Сочетание хорошей избирательности с достаточной полосой пропускания получается в том случае, когда частотная характеристика приемника близка к прямоугольной. Частотную характеристику примерно прямоугольного вида получают за счет применения связанных контуров или при помощи особой настройки одиночных контуров различных каскадов приемника. Примеры частотных характеристик, поясняющие взаимную связь полосы пропускания приемника с его избирательностью, приведены на рис. 9.

В верхней части этого рисунка показаны частотные спектры трех станций, близких по частоте. Приемник настроен на частоту f'_0 Для неискаженного приема он должен равномерно усиливать все боковые частоты принимаемой станции и не усиливать сигналы соседних станций. На нижней части рисунка показаны возможные варианты частотных характеристик приемника с необходимыми пояснениями. Полоса пропускания является условным понятием, так как может определяться на различных уровнях частотной характеристики. Наиболее часто ее определяют на уровне 0,707 от максимального и обозначают $2\Delta f_{0,7}$ или $\Pi_{0,7}$.

4) Выходная мощность или выходное напряжение, обеспечивающие нормальную работу оконечного прибора. В приемниках связи и в радиовещательных приемниках оконечный прибор потребляет определенную мощность. Она должна обеспечиваться выходным каскадом приемника. Обычно это единицы ватт или доли ватта.

В радиолокационных приемниках оконечным прибором является электронно-лучевая трубка. Для ее нормальной работы требуются видеоимпульсы с амплитудой в несколько десятков вольт. Их мощность может быть небольшой.

5) Диапазон рабочих волн. Он зависит от назначения приемника. В

пределах рабочего диапазона приемник обычно может перестраиваться. Перестройка бывает плавной или дискретной. При плавной настройке прием возможен на любой волне диапазона. При дискретной настройке прием осуществляется только на фиксированных волнах. Очень часто весь диапазон рабочих волн разделяется на несколько поддиапазонов. Коэффициент перекрытия поддиапазона обычно не бывает больше трех. Приемники различных диапазонов волн заметно отличаются конструктивным выполнением преселектора и преобразователя частоты.

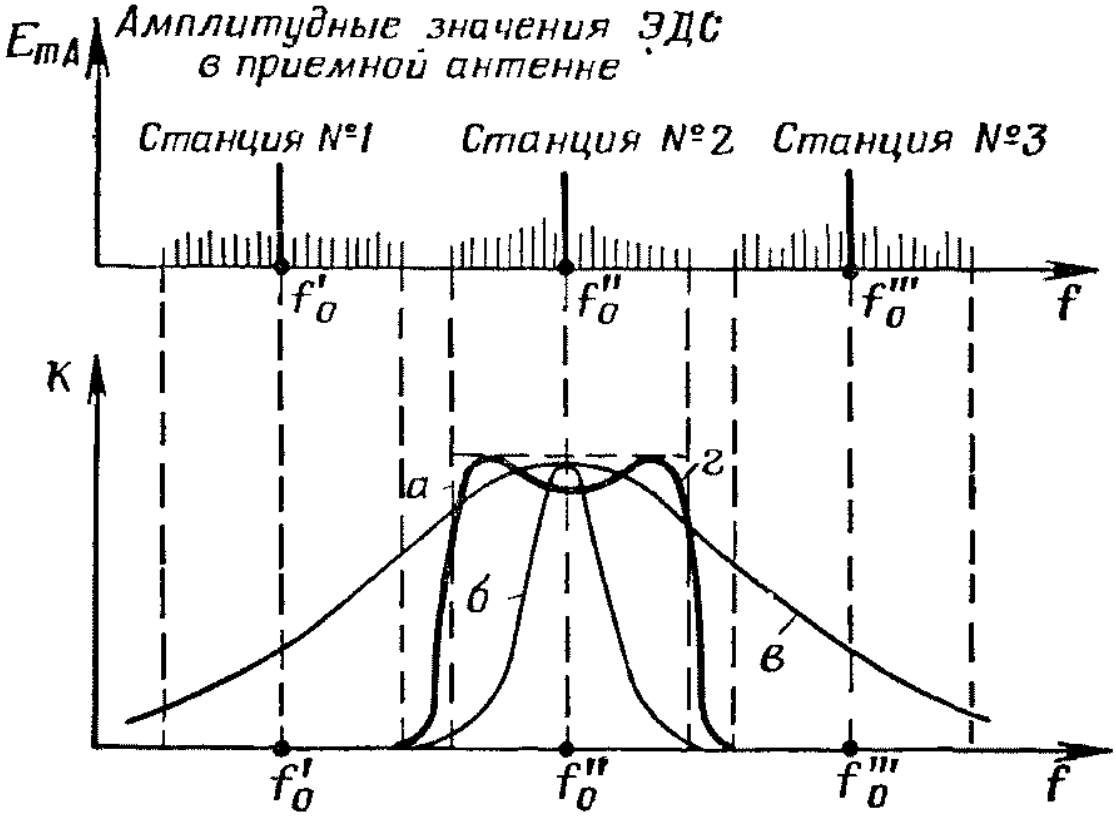

Рис. 9 Примеры различных резонансных характеристик приемника:

а — желательная форма резонансной характеристики; *б* — хорошая избирательность, но малая полоса пропускания; *в* — широкая полоса пропускания, но плохая избирательность; *г* — хорошая избирательность и достаточная полоса пропускания

Общие сведения о модуляции.

Гармонические колебания тока, напряжения или электромагнитного поля характеризуются тремя параметрами: амплитудой, частотой и начальной фазой. Так, например, уравнение гармонического тока имеет следующий вид:

$$i = I_m \sin(\omega t + \varphi). \qquad (2.1)$$

Непрерывные колебания с постоянной амплитудой, частотой и начальной фазой не могут содержать какой-либо информации. Такие колебания могут лишь свидетельствовать о факте своего существования. Для передачи информации (информационных сигналов) необходимо как-то изменять параметры электромагнитных колебаний, излучаемых антенной радиопередающего устройства.

Процесс изменения любого из параметров гармонического колебания в соответствии с передаваемой информацией называется модуляцией.

При непрерывных методах передачи информационных сигналов модуляция может быть амплитудной (АМ), частотной (ЧМ), фазовой (ФМ) либо импульсной.

В случае одновременного изменения двух параметров гармонического колебания имеет место смешанная модуляция, например амплитудно-фазовая (АФМ) или амплитудно-частотная (АЧМ).

При импульсном методе работы передатчика его антенной излучаются кратковременные радиоимпульсы, отделенные друг от друга сравнительно большой временной паузой. В этом случае в соответствии с передаваемой информацией изменяется какой-либо из параметров излучаемых радиоимпульсов.

При импульсном методе работы передатчика его антенной излучаются кратковременные радиоимпульсы, отделенные друг от друга сравнительно большой временной паузой. В этом случае в соответствии с передаваемой информацией изменяется какой-либо из параметров излучаемых радиоимпульсов.

Для целей радиолокации используется простейшая разновидность импульсной модуляции, при которой в пространство излучаются радиоволны постоянной частоты, амплитуды, длительности и скважности (рис.10).

Кроме импульсной модуляции, в некоторых радиолокационных устройствах применяют также частотную модуляцию.

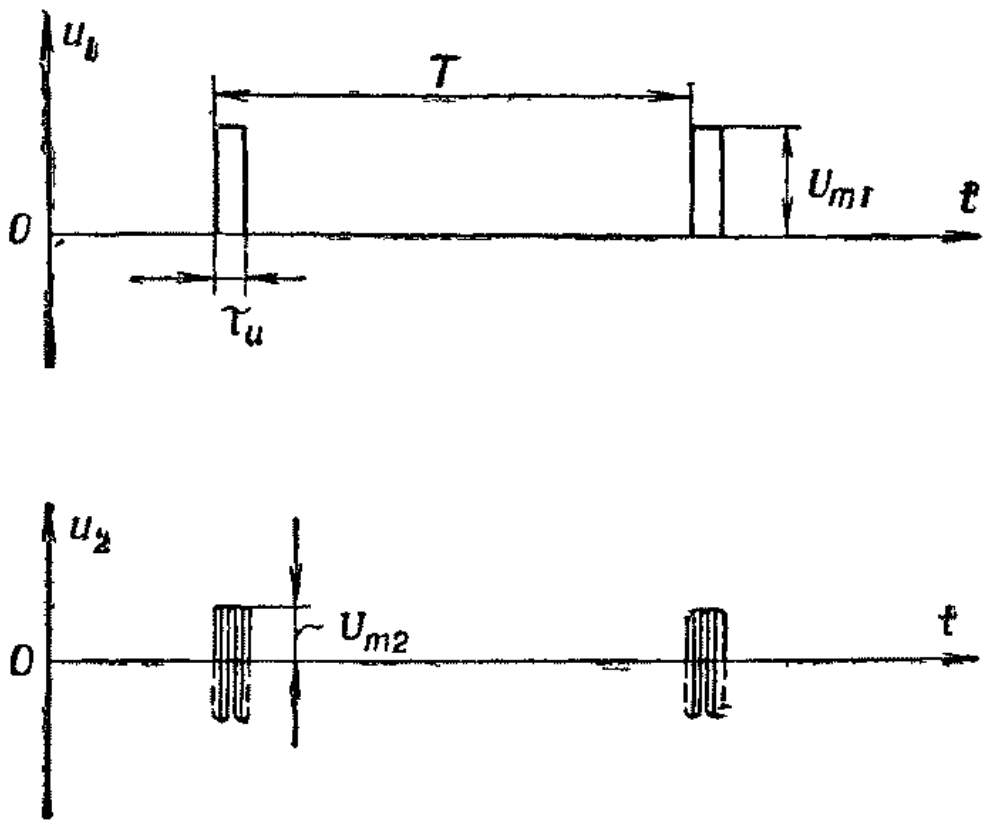

Рис. 10 Импульсная модуляция, используемая в РЛС:

u_1 — видеоимпульсы; u_2 — радиоимпульсы

В любом радиотехническом устройстве приходится встречаться с преобразованием электрических колебаний. Чтобы использовать высокочастотные колебания для передачи сигналов, необходимо каким-либо образом воздействовать на них, передавая их в виде раздельных посылок определенной длительности либо изменяя их амплитуду, фазу или частоту в соответствии с передаваемым сигналом. При приеме этих колебаний .необходимо на основании изменения одного из параметров высокочастотных колебаний или длительности посылок восстановить передаваемый сигнал. Происходящие при этом процессы изменения формы, частоты или фазы будем в дальнейшем - называть преобразованием колебаний

Виды преобразований и типовые схемы преобразователей электрических колебаний чрезвычайно многочисленны и разнообразны. Мы рассмотрим здесь лишь наиболее важные и распространенные из них.

Все виды преобразований можно разделить на два основных типа: линейные, и нелинейные, Первые, осуществляемые в линейных цепях, подчиняющихся закону Ома, могут приводить, только к изменениям амплитудных и фазовых соотношений в спектре сложного сигнала. В нелинейных цепях происходят более сложные преобразования, приводящие к изменению самого состава спектра сигнала, т. е. появлению на выходе таких составляющих, которых не было во входном сигнале. К линейным относятся цепи, параметры которых не зависят от действующих в них токов и напряжений. В нелинейных же цепях изменение токов и напряжений приводит к изменениям их активных и реактивных сопротивлений, вследствие чего напряжения и токи оказываются не пропорциональными один другому, а связанными более сложными зависимостями. Одно и то же устройство часто может играть роль как линейного, так и нелинейного элемента в зависимости от способа его использования. Например, если использовать лампу на участке *АБ* ее характеристики, идеализированной в виде ломаной линии (рис. 11), то она будет вести себя как линейный элемент. Если же использовать ее на участке *ВВ,* то лампа ведет себя как нелинейный элемент и с ее помощью можно осуществлять преобразования колебаний. Ознакомимся сначала с одним из важнейших видов преобразований высокочастотных колебаний — модуляцией. Наиболее проста и распространена амплитудная модуляция.

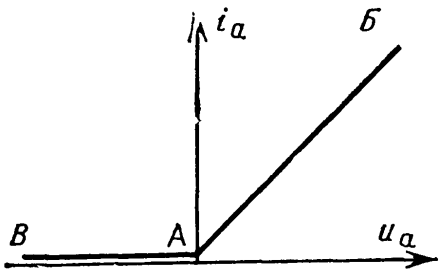

Рис. 11 Области использования лампы в качестве линейного и нелинейного элемента

Амплитудная модуляция.

Предположим, что нужно передать простой звуковой сигнал одного тона (частоты) и постоянной амплитуды. Для этого прежде всего необходимо превратить акустические (звуковые) колебания в электрические. Задача эта обычно решается с помощью микрофона. Полученное от микрофона переменное напряжение непосредственно или после усиления подают на модулятор. Это напряжение (рис. 12, а) подчиняется закону:

$$u_{зв} = U_{зв} \sin \Omega t, \qquad (2.2)$$

где Ω — частота звукового сигнала.

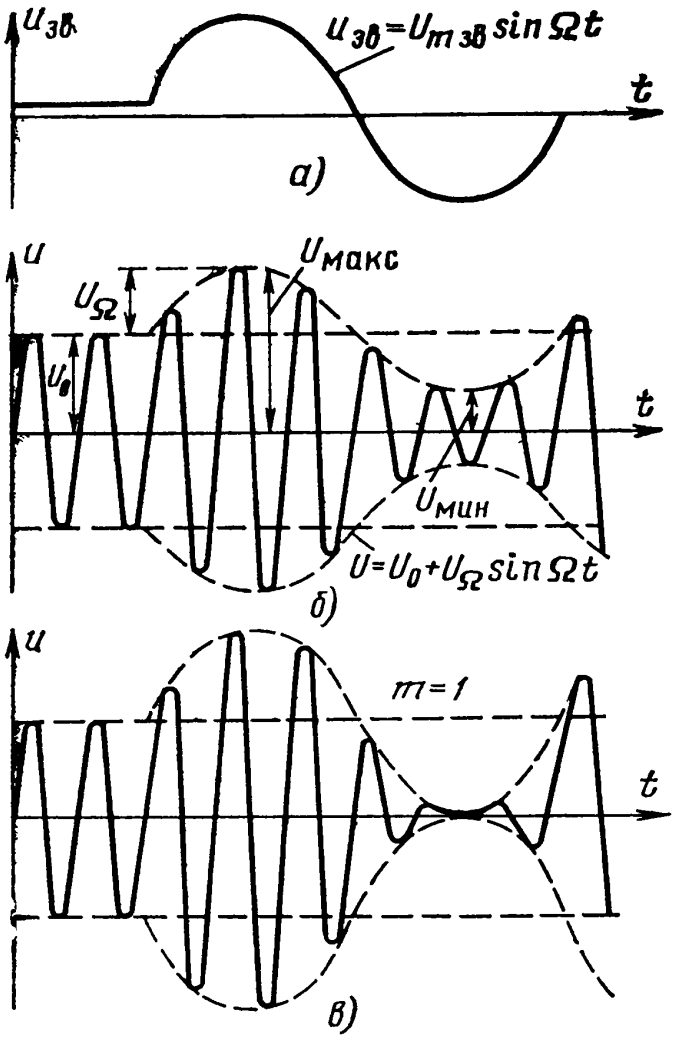

Рис. 12 Амплитудно-модулированные колебания:
а — модулирующее напряжение; *б* — модулированные колебания при $m<1$; *в* — модулированные колебания при $m=1$

При амплитудной модуляции (АМ) амплитуда высокочастотных колебаний должна изменяться в соответствии с этим законом (рис. 12,6), т. е. убывать при отрицательном полупериоде напряжения сигнала и возрастать при положительном:

$$U = U_0 + U_\Omega \sin \Omega t, \tag{2.3}$$

где U — мгновенное значение амплитуды высокочастотных колебаний; U_0 — амплитуда высокочастотных колебаний при отсутствии модуляции, т. е. когда

звуковой сигнал, воздействующий на микрофон, не поступает, и U_Ω — максимальное отклонение амплитуды колебаний от значения U_0 при воздействии звукового сигнала на микрофон. Это выражение часто записывают в виде:

$$U = U_0 \left(1 + \frac{U_\Omega}{U_0} \sin \Omega t\right). \qquad (2.3)$$

Относительное максимальное изменение амплитуды высокочастотных колебаний называют коэффициентом (глубиной) модуляции:

$$U_\Omega / U_0 = m. \qquad (2.4)$$

Его часто выражают в процентах:

$$U_\Omega / U_0 \cdot 100\% = m \text{ или } [\%]. \qquad (2.5)$$

Амплитуда колебаний U имеет максимальное значение при $\sin \Omega t = 1$

$$U_{\text{макс}} = (1 + m) U_0; \qquad (2.6)$$

минимальное значение при $\sin \Omega t = -1$:

$$U_{\text{мин}} = U_0 (1 - m). \qquad (2.7)$$

Из суммы равенств (2.6) и (2.7) получаем:

$$U_0 = \frac{1}{2} (U_{\text{макс}} + U_{\text{мин}}), \qquad (2.8)$$

а из разности

$$m = \frac{U_{\text{макс}} - U_{\text{мин}}}{2 U_0}. \qquad (2.9)$$

Из равенств (2.8) и (2.9) следует, что:

$$m = \frac{U_{\text{макс}} - U_{\text{мин}}}{U_{\text{макс}} + U_{\text{мин}}}. \qquad (2.10)$$

Очевидно, что наибольший коэффициент модуляции будет в том случае, когда амплитуда колебаний изменяется от $U_{\text{мин}} = 0$ до $U_{\text{макс}} = 2U_0$; при этом, как следует из выражения (2.10), m=1 или m=100%.

График колебаний для этого случая изображен на рис. 12 в.

Уравнение высокочастотных колебаний, модулированных по амплитуде, можно записать в виде:

$$u = U \sin \omega t = U_0 (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t, \qquad (2.11)$$

где ω — частота высокочастотных колебаний. Раскрыв скобки, получим:

$$u = U_0 \sin \omega t + U_0 m \sin \Omega t \sin \omega t. \qquad (2.12)$$

Так как:

$$\sin \alpha \cdot \sin \beta = 1/2 [\cos (\alpha - \beta) - \cos (\alpha + \beta)]$$

то уравнение АМ колебаний может быть представлено в виде:

$$u = U_0 \sin \omega t + \frac{U_0 m}{2} \cos (\omega - \Omega) t - \frac{U_0 m}{2} \cos (\omega + \Omega) t . \qquad (2.13)$$

Следовательно, АМ колебания представляют собой результат сложения трех высокочастотных колебаний. Наибольшей амплитудой обладают колебания с частотой ω, которую принято называть несущей частотой. Две другие составляющие имеют одинаковые амплитуды, не превышающие половины амплитуды колебаний несущей частоты, и частоты, лежащие ниже и выше несущей частоты и отличающиеся от нее на значение, равное частоте модулирующего сигнала. Эти частоты принято называть соответственно нижней и верхней боковыми частотами.

То, что простые АМ колебания состоят из трех высокочастотных колебаний с постоянными амплитудами, можно также показать графически. Колебания боковых частот создают биения — колебания с несущей частотой и огибающей амплитуд, изменяющейся с разностной частотой 2Ω. Колебания складываются с колебаниями несущей частоты, имеющими постоянную амплитуду. При нарастании и спадании амплитуды колебаний биений они сначала увеличивают амплитуду общего суммарного колебания, а при изменении фазы на 180° (это происходит после перехода амплитуды колебаний биений через нуль) уменьшают амплитуду общего колебания (рис. 13, а). Этот процесс можно изобразить также в векторной форме (рис. 13, 6). Если вектор колебаний несущей частоты в начальный момент времени t=0 занимает вертикальное положение, то согласно выражению (2.13), которое можно переписать в виде:

$$u = U_0 \sin \omega t + \frac{U_0 m}{2} \sin [(\omega - \Omega) t - 90°] + \frac{U_0 m}{2} \sin [(\omega + \Omega) t + 90°], \qquad (2.14)$$

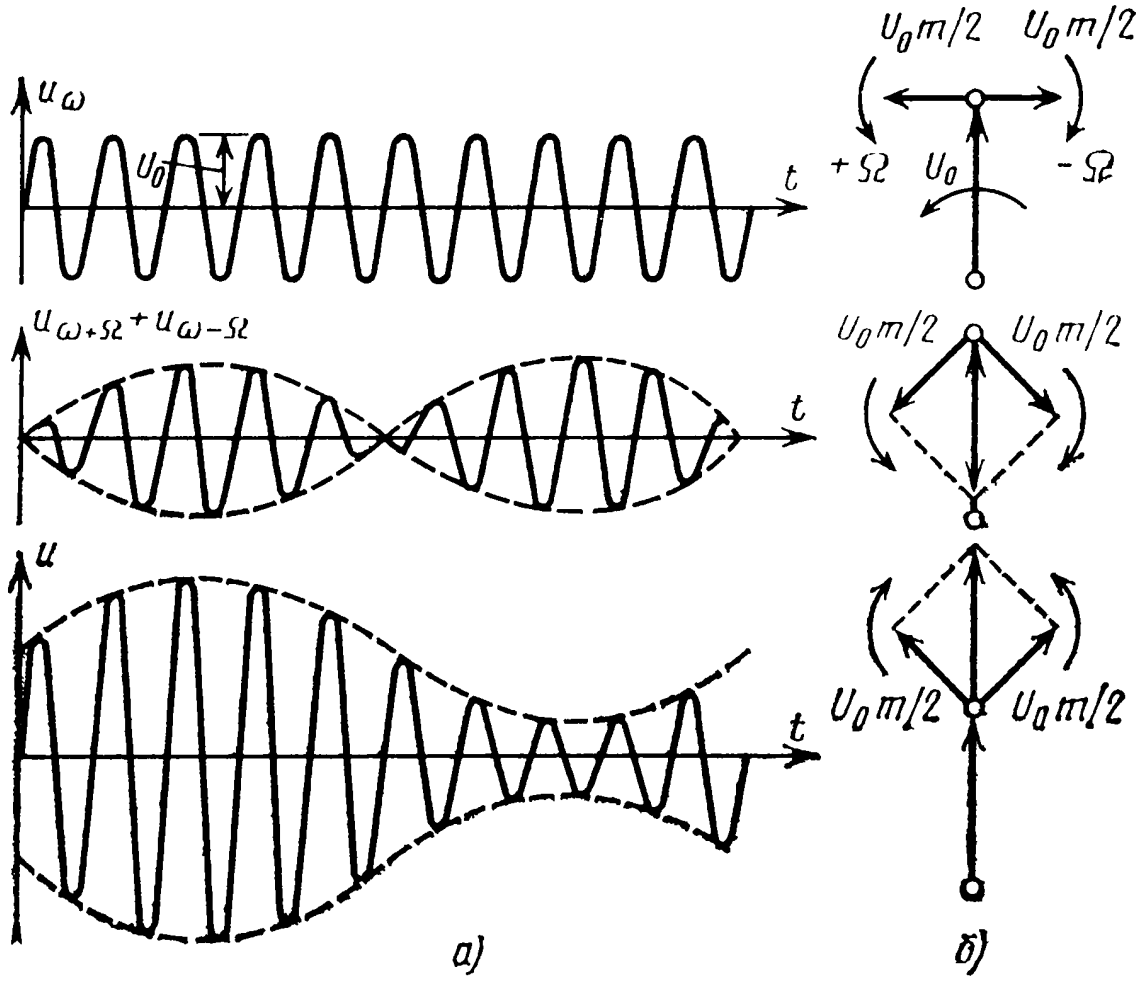

Рис. 13 Составляющие АМ колебаний и их векторное изображение

вектор колебания нижней боковой частоты изобразится горизонтальным вектором, направленным вправо, а вектор колебаний верхней боковой частоты таким же вектором, направленным влево.

Поскольку вектор колебания верхней боковой частоты вращается против часовой стрелки с частотой $\omega + \Omega$, а вектор колебания несущей частоты совершает такое же движение с частотой ω, то вектор колебания верхней боковой частоты будет вращаться относительно последнего против часовой стрелки с угловой скоростью $+\Omega$. Вектор же колебания нижней боковой частоты по той же причине будет вращаться относительно вектора колебания несущей частоты с постоянной угловой скоростью $-\Omega$, т. е. по часовой стрелке. По диаграммам на рис. 13 нетрудно проследить, что вектор, равный сумме векторов колебаний боковых частот, в любой момент времени направлен вдоль вектора, колебания несущей частоты, то уменьшая, то увеличивая его длину.

Для качественного воспроизведения человеческой речи необходимо передавать полосу звуковых частот от 100 до 3400 Гц, а музыки — от 50 до 10 000 Гц. Поэтому при передаче модулированных колебаний происходит излучение колебаний целого спектра высоких частот, границы которого

определяются максимальной верхней и минимальной нижней боковыми частотами (рис. 14):

$$f_0 + F_{макс} \text{ и } f_0 - F_{макс}$$

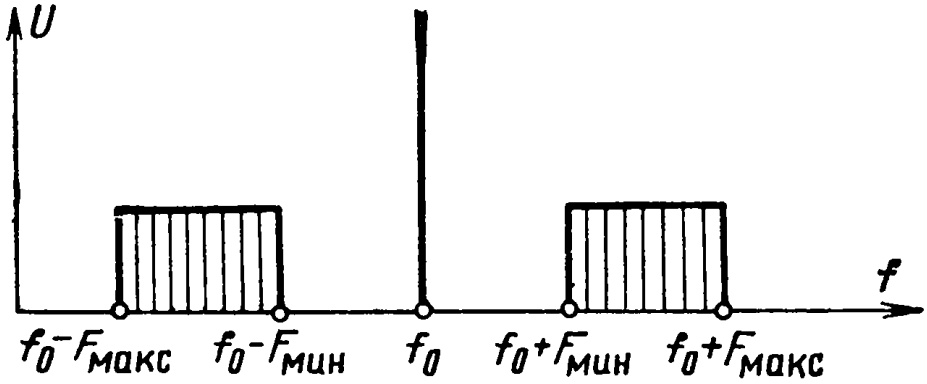

Рис. 14 Спектр АМ колебаний

Следовательно, при АМ передатчик занимает полосу частот, ширина которой равна двум максимальным частотам модуляции 2 Fмакс.

Когда говорят, что радиостанция работает на частоте f, то имеют в виду ее несущую частоту f_0 . Две радиостанции не могут работать без взаимных помех, если их несущие частоты различаются меньше, чем на сумму их максимальных частот модуляции. Поэтому несущие частоты радиовещательных станций некоторых диапазонов различаются не менее чем на 9 кГц.

Для неискаженной передачи и воспроизведения необходимо также, чтобы передатчик и приемник обладали достаточно широкой полосой пропускания, т. е. чтобы колебания боковых частот существенно не ослаблялись по сравнению с колебаниями несущей частоты. При этом очень важно, чтобы контуры были возможно точнее настроены на несущую частоту. В случае их неточной настройки колебания одной из боковых частот окажутся ослабленными больше, чем колебания другой боковой частоты, и сигнал будет сильно искажен. Такие -искажения, например, имеют место при плохой настройке приемника.

Дальность передачи при АМ определяется интенсивностью колебаний боковых частот, несущих информацию, амплитуда которых всегда меньше амплитуды колебания несущей частоты. Из выражения (2.13) видно, что амплитуда колебаний боковых частот пропорциональна коэффициенту модуляции и, следовательно, дальность передачи будет тем больше, чем больше глубина модуляции передатчика.

В транзисторных каскадах передатчиков модуляция на базу может осуществляться как изменением напряжения смещения, так и изменением напряжения возбуждения. Для осуществления базовой модуляции смещением модулирующее напряжение вводится в цепь базы транзистора последовательно с напряжением смещения и напряжением возбуждения, как показано на рис. 15.

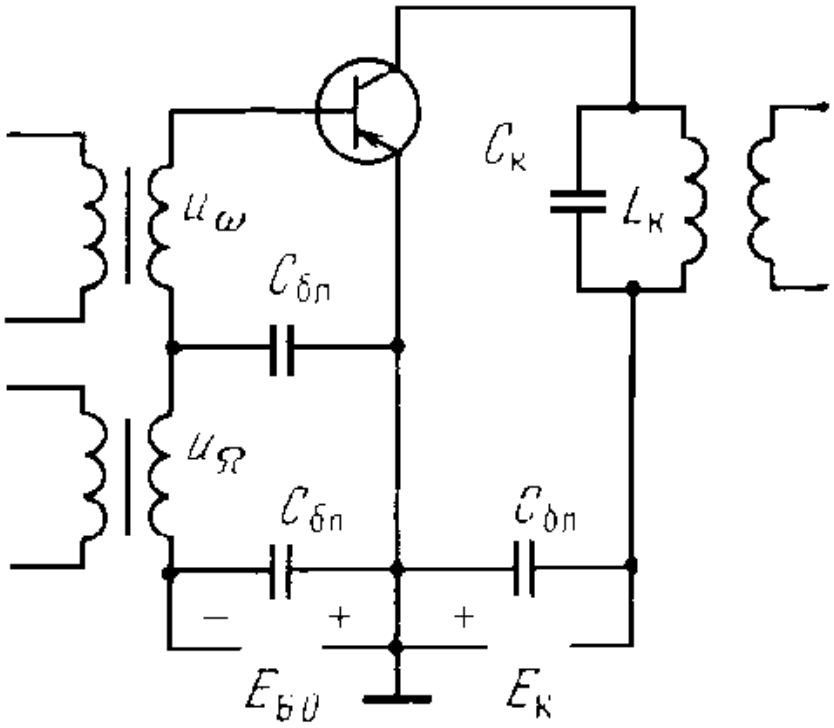

Рис. 15 Схема базовой модуляции смещением

Также в транзисторных генераторах осуществляется коллекторная модуляция. Она также характеризуется высоким КПД, но требует значительных мощностей от модулятора и возбудителя. Для повышения линейности модуляции и уменьшения мощности возбудителя чаще всего используют одновременную синфазную коллекторную модуляцию в оконечном и предоконечном каскадах (рис. 16).

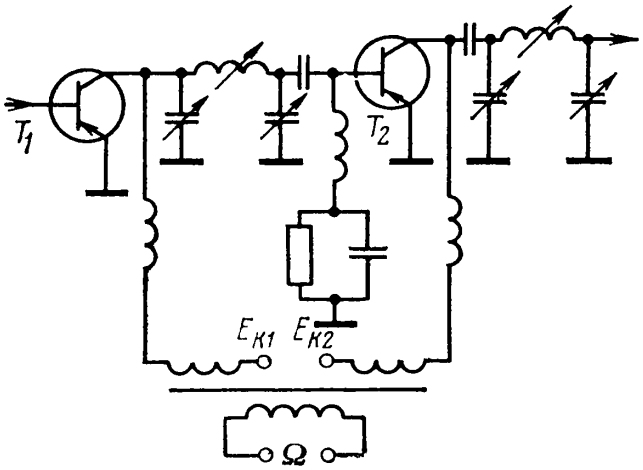

Рис. 16 Коллекторная модуляция в двух каскадах

Тогда при уменьшении напряжения на коллекторе выходного каскада одновременно уменьшается напряжение возбуждения, и базовый ток возрастает в меньшей степени, чем при простой коллекторной модуляции. Одновременно уменьшается требуемая мощность возбуждения и улучшается линейность модуляции. Для получения достаточного КПД мощного модулятора, требуемого при анодной и коллекторной модуляции, модуляторы выполняют в виде двухтактных усилителей низкой частоты, работающих в режиме класса В.

Особенности амплитудной модуляции транзисторных генераторов связаны с возникающей в процессе модуляции нестабильностью входного и выходного сопротивлений транзистора.

Для уменьшения влияния этой нестабильности на режим генератора и частоту генерируемых колебаний в схемах амплитудной модуляции на транзисторах целесообразно применять неполное включение колебательного контура в коллекторную цепь транзистора. Кроме того, вследствие сильного влияния изменений температуры на параметры транзисторов, необходимо использовать схемы температурной стабилизации транзисторов и ставить модулируемые каскады в облегченный температурный режим.

Во избежание влияния модулируемого каскада на режим и частоту задающего генератора в многокаскадных транзисторных передатчиках модуляция, как правило, осуществляется в одном из последних или в оконечном каскаде передатчика. В зависимости от того, в какую цепь модулируемого транзистора вводится модулирующий сигнал, различают схемы с коллекторной и базовой модуляцией (*Рис. 17*, *а* и *б* соответственно).

Коллекторная модуляция транзисторных генераторов эквивалентна анодной модуляции ламповых генераторов и осуществляется в перенапряженном режиме, поскольку вследствие малой проницаемости транзистора коллекторное напряжение слабо влияет на коллекторный ток. Лишь в перенапряженном режиме при больших значениях тока базы изменение коллекторного напряжения транзистора существенно влияет на амплитуду первой гармоники коллекторного тока.

Следует иметь в виду, что потери энергии в цепи базы, возникающие в перенапряженном режиме, значительно нагружают предыдущий каскад высокой частоты. Кроме того, при выборе напряжения источника $E_к$ необходимо учитывать возможность превышения допустимых значений коллекторного напряжения, поскольку в процессе коллекторной модуляции напряжение на коллекторе может достигать значения $2E_к$.

Базовая модуляция транзисторных генераторов осуществляется в недонапряженном режиме. Схема базовой модуляции и статическая модуляционная характеристика приведены на *Рис. 17*, *б*.

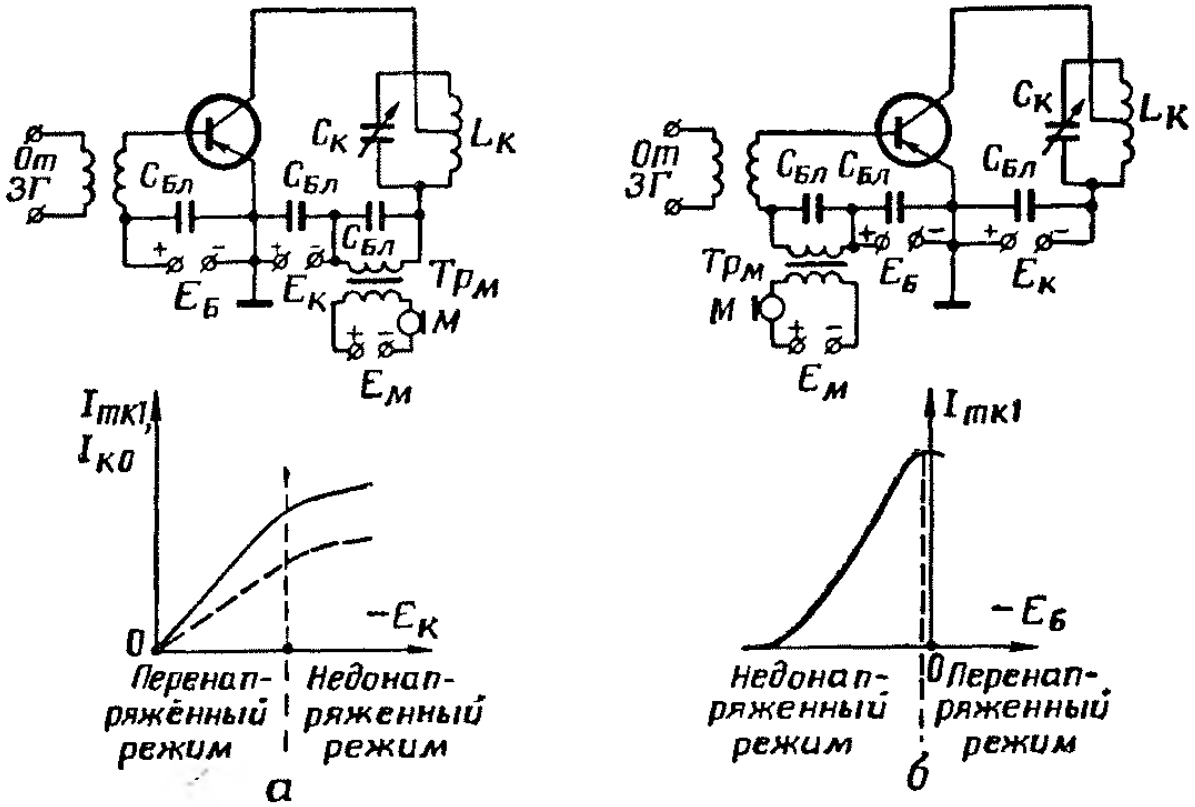

Рис. 17 Схемы модуляции транзисторных генераторов и их статические модуляционные характеристики:

а — при коллекторной модуляции; *б* — при базовой модуляции

Частотная модуляция.

При частотной модуляции амплитуда высокочастотных колебаний остается постоянной, а в соответствии с передаваемым сигналом изменяется частота высокочастотных колебаний ω (рис. 18).

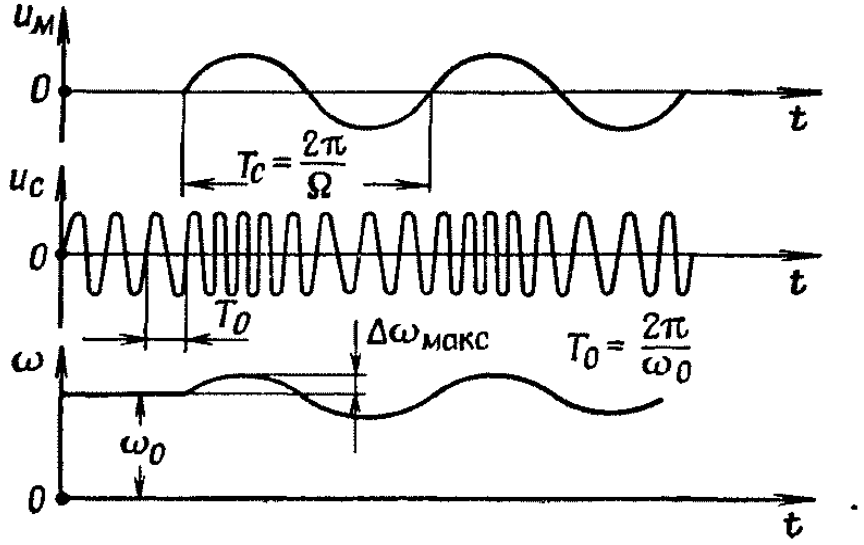

Рис. 18 Частотно-модулированные колебания

Изменение частоты $\Delta\omega$ при неискаженной модуляции должно быть пропорционально амплитуде модулирующего сигнала. Если модулирующий сигнал изменяется по косинусоидальному закону с частотой Ω, то угловая частота модулируемого колебания изменяется следующим образом:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega_{макс} \cos \Omega t, \qquad (3.1)$$

где ω_0 — несущая частота модулированного колебания, т. е. среднее значение частоты;

$\Delta\omega_{макс}$ — максимальное отклонение частоты в процессе модуляции от своего среднего значения, называемое девиацией частоты.

Угловая частота представляет собой скорость изменения фазы во времени :

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt}.$$

Отсюда фаза колебаний в момент t (так называемое текущее значение фазы) определится по формуле:

$$\varphi = \int_0^t \omega dt + \varphi_0,$$ где φ_0 — начальная фаза.

Используя формулу (3.1) , получим

$$\varphi = \int_0^t \omega_0 dt + \int_0^t \Delta\omega_{макс} \cos \Omega t \, dt + \varphi_0.$$

Отсюда после интегрирования:

$$\varphi = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega_{макс}}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0. \qquad (3.2)$$

Из формулы (3.2) видно, что, когда модуляции нет ($\Delta\omega$=0), текущая фаза изменяется по линейному закону $\varphi = \omega_0 t + \varphi_0$.

При частотной модуляции, когда $\Delta\omega \neq 0$, текущая фаза высокочастотного колебания непрерывно изменяется относительно значения $\varphi = \omega_0 t + \varphi_0$.

Это изменение происходит по синусоидальному закону

с амплитудой $\frac{\Delta\omega_{макс}}{\Omega}$ и частотой модулирующего сигнала.

Из рис. 18 видно, что в положительный полупериод модулирующего сигнала $u_м$ частота, а следовательно, и фаза ЧМ колебаний увеличиваются. Поэтому в положительный пол у период модулирующего сигнала ЧМ колебания

опережают по фазе колебания несущей частоты (колебания при отсутствии модуляции), а в отрицательной — отстают от них.

Амплитуда изменения фазы (девиация фазы) при частотной модуляции $\Delta\varphi_{макс.}$ называется индексом частотной модуляции. Индекс частотной модуляции прямо пропорционален девиации частоты и обратно пропорционален величине модулирующей частоты. Индекс частотной модуляции обозначим m_f.

$$m_f = \Delta\varphi_{макс} = \frac{\Delta\omega_{макс}}{\Omega} = \frac{\Delta f_{макс}}{F}, \tag{3.3}$$

где

$$\Delta f_{макс} = \frac{\Delta\omega_{макс}}{2\pi}; \quad F = \frac{\Omega}{2\pi}.$$

Если модулирующий сигнал не является однотонным, а состоит из колебаний различных частот, то в формулу (3.3) для определения индекса модуляции должно входить максимальное значение модулирующей частоты $F_{МАКС}$:

$$m_f = \frac{\Delta f_{макс}}{F_{макс}}.$$

Как видно из формулы (3.2), при частотной модуляции одновременно с изменением частоты изменяется и фаза высокочастотных колебаний, т. е. частотная модуляция всегда сопровождается фазовой модуляцией.

Однако, несмотря на то, что девиация частоты и девиация фазы связаны прямо пропорциональной зависимостью $\Delta\omega_{макс}=\Omega\Delta\varphi_{макс}$, ФМ сигнал и ЧМ сигнал нельзя отождествлять. Действительно, при сложном модулирующем сигнале девиация частоты зависит не только от девиации фазы, но и от частоты модулирующего сигнала. При фазовой модуляции в соответствии с передаваемым сигналом изменяется фаза несущих колебаний (девиация фазы пропорциональна амплитуде модулирующего сигнала). Получающуюся же при фазовой модуляции девиацию частоты нельзя считать пропорциональной амплитуде модулирующего сигнала,

так как связывающий девиацию частоты и фазы коэффициент пропорциональности Ω изменяется в процессе модуляции.

Поэтому, например, прием ФМ колебаний на приемник, предназначенный для приема ЧМ колебаний, практически невозможен без предварительного преобразования фазовой модуляции в частотную. Для такого преобразования можно использовать интегрирующую цепь RC. Напряжение иа выходе такой цепи связано с напряжением на входе соотношением

$$U_{\text{вых}} = \frac{\frac{1}{\Omega C}}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{(\Omega C)^2}}} U_{\text{вх}},$$

или при $R \gg \frac{1}{\Omega C}$, пренебрегая вторым слагаемым в знаменателе,

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{1}{\Omega RC} U_{\text{вх}}. \qquad (3.4)$$

Из формулы (3.4) следует, что амплитудно-частотная характеристика интегрирующей цепи $K(\Omega)$ обратно пропорциональна частоте сигнала

$$K(\Omega) = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{\Omega RC}.$$

Поэтому если модулирующий сигнал в фазовом модуляторе пропустить через интегрирующую цепь RC, то девиация частоты при фазовой модуляции перестает зависеть от частоты модулирующего сигнала, т. е. ФМ сигнал превращается в частотно-модулированный.

Фазовая модуляция для радиосвязи не применяется, однако использование фазового модулятора с интегрирующей цепью является довольно распространенным способом получения ЧМ колебаний.

Исходя из формул (3.2) и (3.3) и полагая для простоты начальную фазу $\varphi_0 = 0$, выразим ток в антенне при наличии частотной модуляции:

$$i_{\text{А}} = I_m \cos\varphi = I_m \cos(\omega_0 t + m_f \sin\Omega t). \qquad (3.4)$$

Определим спектр колебаний при однотонной модуляции (при $\Omega = \text{const}$). Раскрыв скобки в выражении (1.100) по известным тригонометрическим формулам, получим

$$i_{\text{А}} = I_m [\cos\omega_0 t \cdot \cos(m_f \sin\Omega t) - \sin\omega_0 t \cdot \sin(m_f \sin\Omega t)]. \qquad (3.5)$$

Разложение сложных функций $\cos(m_f \sin \Omega t)$ и $\sin(m_f \sin \Omega t)$ в ряд Фурье возможно только с помощью так называемых функций Бесселя:

$$\cos(m_f \sin \Omega t) = J_0(m_f) + 2J_2(m_f)\cos 2\Omega t + 2J_4(m_f)\cos 4\Omega t + \ldots;$$

$$\sin(m_f \sin \Omega t) = 2J_1(m_f)\sin \Omega t + 2J_3(m_f)\sin 3\Omega t + \ldots$$

Подставив в выражение (3.5) эти ряды и используя известные тригонометрические формулы для косинуса суммы и разности двух углов, получим

$$i_A = I_m [J_0(m_f)\cos \omega_0 t + J_1(m_f)\cos(\omega_0 + \Omega)t - J_1(m_f)\cos(\omega_0 - \Omega)t +$$
$$+ J_2(m_f)\cos(\omega_0 + 2\Omega)t + J_2(m_f)\cos(\omega_0 - 2\Omega)t + \ldots \quad (3.6)$$

Во всех вышеприведенных формулах множители типа $J_n(m_f)$ являются математическими функциями Бесселя n-го порядка. Графики функций Бесселя различного порядка показаны на Рис. 19 .

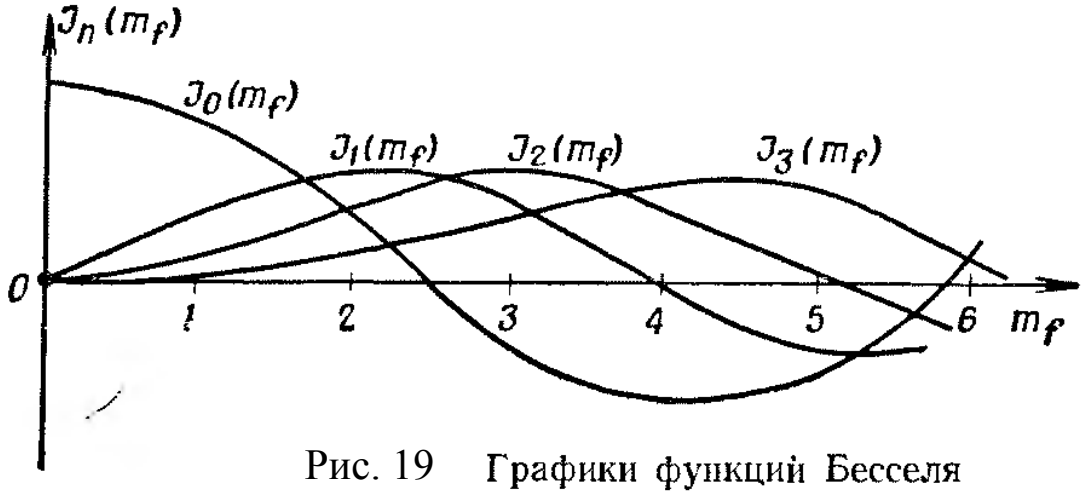

Рис. 19 Графики функций Бесселя

Как видно из этого рисунка, значение функции нулевого порядка $J_0(m_f)$ максимально при индексе модуляции $m_f = 0$. Функции $J_1(m_f)$, $J_2(m_f)$, $J_3(m_f)$ и т. д. приобретают максимальные значения при различных индексах модуляции. Отсюда следует, что спектр ЧМ сигнала содержит бесконечный ряд колебаний боковых частот, амплитуды которых являются функциями индекса модуляции. На практике при определении ширины спектра принято учитывать только боковые частоты, амплитуды колебаний которых составляют более 5% амплитуды колебаний несущей частоты.

На Рис. 20 показаны спектры ЧМ колебаний при различных индексах модуляции m_f. Как следует из рисунка, при $m_f < 1$ спектр ЧМ сигнала имеет ширину около $2F_{макс}$, так как заметную амплитуду имеют лишь колебания первой пары боковых частот. Такая частотная модуляция называется узкополосной. Недостатком узкополосной частотной модуляции является плохое качество воспроизведения сигнала, поэтому для радиовещания используется широкополосная ЧМ, т. е. модуляция при значениях индекса модуляции, равных 5—8.

Ширина спектра частот, занимаемого ЧМ сигналом, при широкополосной модуляции может быть приближенно оценена удвоенным значением девиации частоты $2\Delta f_{макс}$.

Для радиовещания используется частотная модуляция с девиацией частоты Δf=80 кГц. Максимальное значение частоты модулирующего сигнала можно считать равным 15 кгц.

Отсюда индекс модуляции при ЧМ радиовещании:

$$m_f = \frac{80}{15} = 5{,}3,$$

а полоса частот, занимаемая ЧМ сигналом, приближенно равна 160 кгц.

Поэтому при широкополосной частотной модуляции спектр сигнала получается в пять — десять раз шире, чем при амплитудной модуляции.

Следовательно, число ЧМ передатчиков, которое можно разместить в том или ином диапазоне волк, в пять — десять раз меньше, чем при амплитудной модуляции. Это является главным недостатком частотной модуляции, ограничивающим область ее применения короткими и ультракороткими волнами.

К преимуществам частотной модуляции по сравнению с амплитудной следует отнести большую помехоустойчивость. Действительно, при частотной модуляции атмосферные и промышленные помехи, изменяя амплитуду сигнала, не изменяют закон модуляции и поэтому могут быть устранены в приемнике путем ограничения амплитуды сигнала. Большая помехоустойчивость позволяет улучшить качество воспроизведения сигнала и повысить реальную чувствительность приемника.

В режиме ЧМ колебаний передатчик работает при постоянных амплитудах, что позволяет повысить КПД и лучше использовать мощность генераторных ламп и транзисторов

Постоянство амплитуды ЧМ сигнала позволяет уменьшить нелинейные искажения сигнала при его усилении.

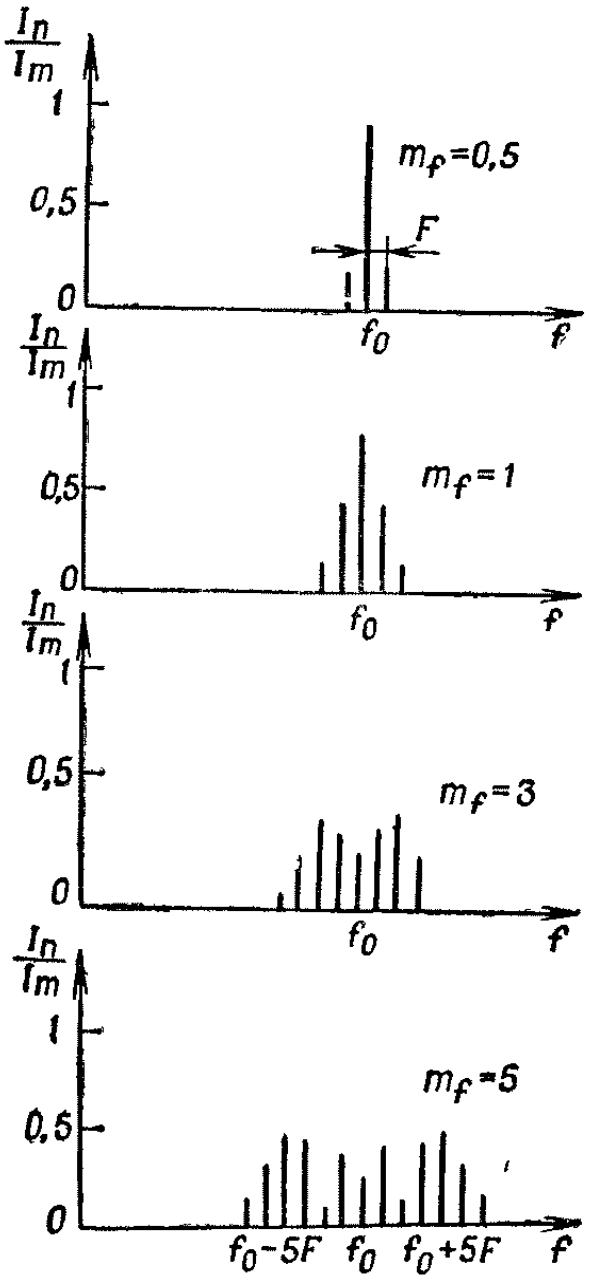

Рис. 20 Спектры ЧМ колебаний при различных индексах модуляции

Одна из возможных простейших схем ЧМ модулятора приведена на рис. 21. Модулирующее напряжение, снимаемое с электронного микрофона МКЭ-3 (МКЭ-333, МКЭ-389, М1-А2 "Сосна"), через конденсатор С1 поступает на базу транзистора VT1, на котором выполнен задающий генератор. Так как управляющее напряжение приложено к базе транзистора VT1, то, изменяя напряжение смещения на переходе база-эмиттер, и, соответственно, емкость цепи база-эмиттер, которая является одной из составных частей колебательного контура задающего генератора, осуществляется частотная модуляция передатчика. Этот контур включает в себя также катушку индуктивности L1, расположенную по высокой частоте между базой транзистора VT1 и массой, и конденсаторами С3 и С4. Конденсатор С4 включен в цепь обратной связи емкостной трехточки, являясь одним из плеч делителя Сбз-С4, с которого и снимается напряжение обратной связи. Емкость конденсатора С4 позволяет регулировать уровень возбуждения. Во избежание влияния шунтирующего резистора R2 в цепи эмиттера транзистора VT1 на колебательный контур, которое может вызвать чрезмерное расширение полосы частот резонансной кривой, последовательно с резистором R2 включен дроссель Др1, блокирующий прохождение токов высокой частоты. Индуктивность этого дросселя должна быть около 20 мкГн. Катушка L1 бескаркасная, диаметром 3 мм намотана проводом ПЭВ 0,35 и содержит 7-8 витков. Для получения максимально возможной мощности необходимо правильно выбрать генерирующий элемент (транзистор VT1) и установить оптимальный режим работы генератора. Для этого необходимо применять транзисторы, верхняя граничная частота которых должна превышать рабочую частоту генератора не менее чем в 7-8 раз. Этому условию наиболее полно отвечают транзисторы типа n-p-n КТ368, хотя можно использовать и более распространенные транзисторы КТ315 или КТ3102.

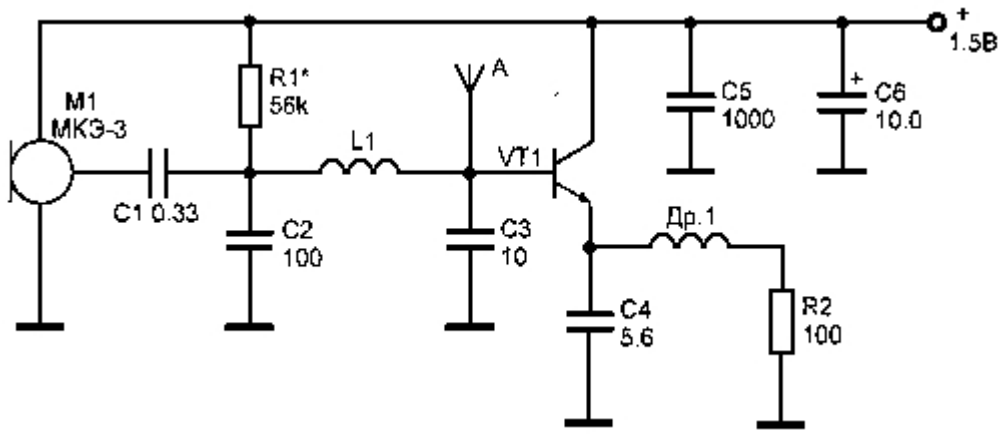

Рис. 21. Простейшая схема ЧМ передатчика на одном транзисторе.

Импульсная модуляция.

Существуют следующие основные методы модуляции импульсов:

1) амплитудная импульсная модуляция (АИМ);

2) широтная импульсная модуляция (ШИМ), в процессе которой происходит изменение ширины импульсов, т. е. их длительности;

3) фазовая импульсная модуляция (ФИМ), в процессе которой изменяется фазовый сдвиг, или время излучения радиоимпульсов внутри тактовых интервалов;

4) частотная импульсная модуляция (ЧИМ), в процессе которой происходит изменение частоты радиоимпульсов.

Графики, иллюстрирующие различные виды импульсной модуляции, приведены на Рис. 22

Иногда используется также специальный вид импульсной кодовой модуляции, при которой плавная кривая сигнала заменяется ступенчатой, т. е. применяется так называемое квантование сигнала Рис. 23 . При импульсно-кодовой модуляции число, амплитуда, длительность, фазовый сдвиг или полярность излучаемых импульсных сигналов зависят в каждый данный отрезок времени от дискретного уровня квантованного сигнала.

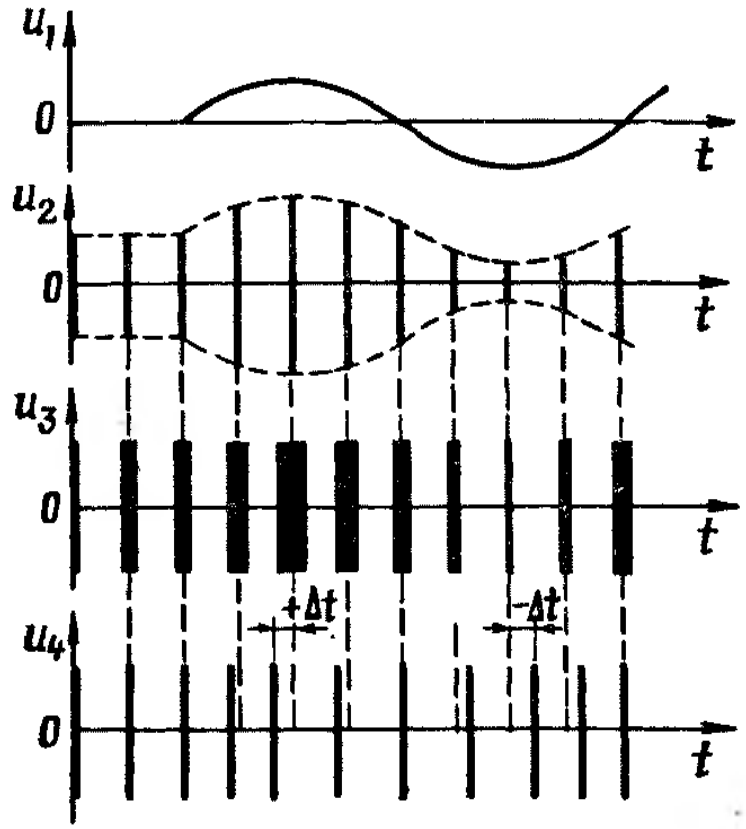

Рис. 22 Различные виды импульсной модуляции

u_1 — модулирующий сигнал; u_2 — промодулированные импульсы при АИМ; u_3 — промодулированные импульсы при ШИМ, u_4 — промодулированные импульсы при ФИМ

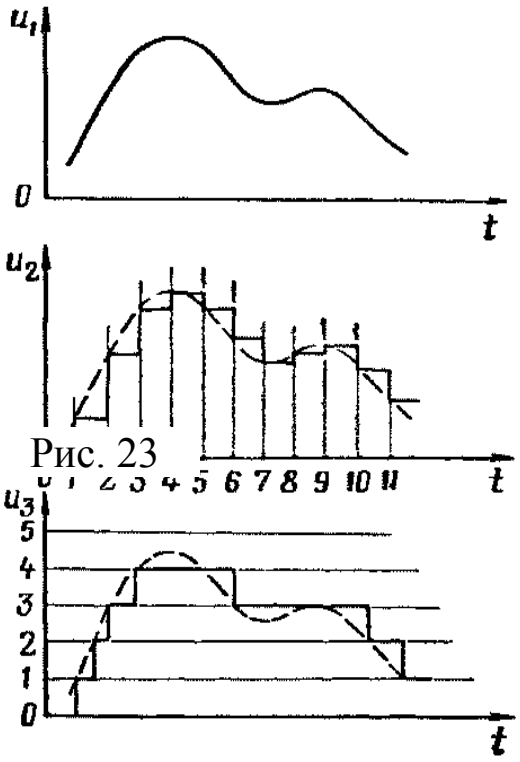

Рис. 23

Рис. 23 **Квантование сигнала:**

u_1 — исходный сигнал; u_2 — сигнал, квантованный по времени, u_3 — сигнал, квантованный по уровню

Исторически первым видом импульсной модуляции был предложенный в 1927 г. А. Н. Щукиным метод широтно-импульсной модуляции, сокращенно ШИМ. Колебания при ШИМ имеют вид, представленный на рис. 24. Импульсы высокочастотных колебаний излучаются через одинаковые промежутки времени Δt, причем длительность каждого из них соответствует значениям модулирующего сигнала в момент излучения. При таком виде модуляции амплитуда импульсов не изменяется, что позволяет срезать в приемном устройстве помехи, искажающие амплитуды принятых импульсов. Его недостатком является необходимость выбора полосы пропускания по самому короткому импульсу. При этом она получается излишне широкой для всех остальных более длительных импульсов. Расширение же полосы пропускания приемника приводит к приему большого количества помех.

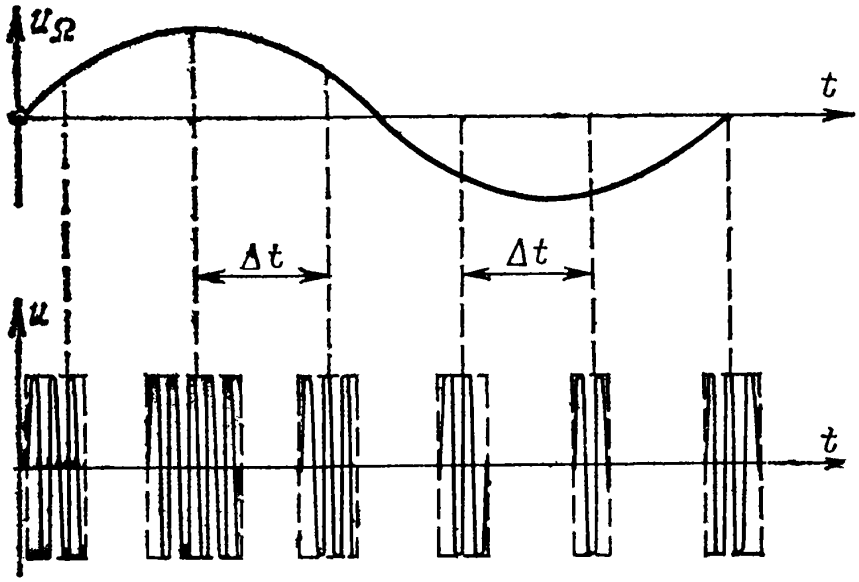

Рис. 24 . Колебания при ШИМ

Фактически, широтно-импульсная модуляция (ШИМ, англ. Pulse-width modulation (PWM)) — приближение желаемого сигнала (многоуровневого или непрерывного) к действительным бинарным сигналам (с двумя уровнями - вкл/выкл), так, что, в среднем, за некоторый отрезок времени, их значения равны. Формально, это можно записать так:

$$\int_{t1}^{t2} x(t)\,dt = \sum A * \triangle T_i$$

где x(t) - желаемый входной сигнал в пределе от t1 до t2, а ΔTi - продолжительность **i** -го ШИМ импульса, каждого с амплитудой A. ΔTi подбирается таким образом, что суммарные площади (энергии) обеих величин приблизительно равны за достаточно продолжительный промежуток времени, равны также и средние значения величин за период:

$$\frac{\int_{t1}^{t2} x(t)\,dt}{t2 - t1} = \frac{\sum A * \triangle T_i}{t2 - t1}$$

Управляемыми "уровнями", как правило, являются параметры питания силовой установки, например, напряжение импульсных преобразователей регуляторов постоянного напряжения или скорость электродвигателя. Для импульсных источников *x(t) = Uconst* стабилизации.

ШИП — широтно-импульсный преобразователь, генерирующий ШИМ-сигнал по заданному значению управляющего напряжения. Основное достоинство ШИМ — высокий КПД его усилителей мощности, который достигается за счёт использования их исключительно в ключевом режиме. Это значительно уменьшает выделение мощности на силовом преобразователе (СП).

ШИМ есть импульсный сигнал постоянной частоты и переменной скважности, то есть отношения периода следования импульса к его длительности:

Таким образом, для импульсного сигнала справедливы следующие соотношения:

$$S = \frac{T}{\tau} = \frac{1}{D}$$

где S— скважность, D— коэффициент заполнения, T— период импульсов, τ— длительность импульса.С помощью задания скважности (длительности импульсов) можно менять среднее напряжение на выходе ШИМ.

Генерируется аналоговым компаратором, на отрицательный вход которого подаётся опорный сигнал в виде «пилы» или «треугольника», а на положительный — собственно сам модулируемый непрерывный аналоговый сигнал. Частота импульсов соответствует частоте «зубьев» пилы. Ту часть периода, когда входной сигнал выше опорного, на выходе получается единица, ниже — нуль.

В цифровой технике, выходы которой могут принимать только одно из двух значений, приближение желаемого среднего уровня выхода при помощи ШИМ является совершенно естественным. Схема настолько же проста: пилообразный сигнал генерируется N-битным счётчиком. Цифровые устройства (ЦШИП) работают на фиксированной частоте, обычно намного превышающей реакцию управляемых установок (передискретизация). В периоды между фронтами тактовых импульсов, выход ЦШИП остаётся стабильным, на нём действует либо низкий уровень либо высокий, в зависимости от выхода цифрового компаратора, сравнивающего значение счётчика с уровнем приближаемого цифрового сигнала V(n). Выход за много тактов можно трактовать как череду импульсов с двумя возможными значениями 0 и 1, сменяющими друг-друга каждый такт T. Частота появления единичных импульсов получается пропорциональной уровню приближаемого сигнала ~V(n). Единицы, следующие одна за другой, формируют контур одного, более широкого импульса. Длительности полученных импульсов переменной ширины ~V(n), кратны периоду тактирования T, а частота равна 1/(T*2N). Низкая частота означает длительные, относительно T, периоды постоянства сигнала одного уровня, что даёт невысокую равномерность распределения импульсов.

Описанная цифровая схема генерации подпадает под определение

однобитной (двухуровневой) импульсно-кодовой модуляции (**ИКМ**). 1-битную ИКМ можно рассматривать в терминах ШИМ как серию импульсов частотой 1/T и шириной 0 либо T. Добиться усреднения за менее короткий промежуток времени позволяет имеющаяся передискретизация. Высоким качеством обладает такая разновидность однобитной ИКМ, как импульсно-плотностная модуляция (pulse density modulation), которая ещё именуется импульсно-частотной модуляцией.

Восстанавливается непрерывный аналоговый сигнал арифметическим усреднением импульсов за много периодов при помощи простейшего фильтра низких частот. Хотя обычно даже этого не требуется, так как электромеханические составляющие привода обладают индуктивностью, а объект управления (ОУ) — инерцией, импульсы с выхода ШИП сглаживаются и ОУ, при достаточной частоте ШИМ-сигнала, ведёт себя как при управлении обычным аналоговым сигналом.

На рис. 25 наведена схема широтно-импульсного модулятора. На логических элементах U1.1 и U1.2 собран генератор прямоугольных импульсов частотой 48 кГц, на U1.3 и U1.4 – одновибратор, скважность его зависит от входного напряжения Uin. Полоса частот модулятора от 0 до 16 кГц, коэффициент нелинейных искажений около 1%, зависит от начального смещения на транзисторе Q1 и задаётся переменным резистором.

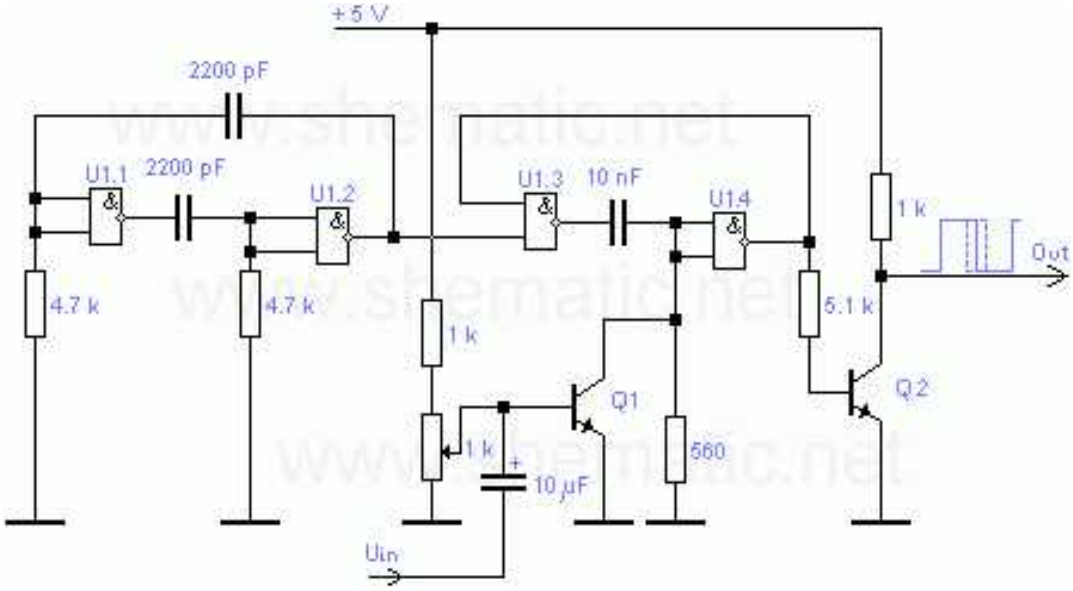

Рис. 25 Широтно-импульсный модулятор на логических элементах.

Детектирование колебаний.

Детектор приемника предназначен для выделения полезной информации из принятых модулированных колебаний высокой частоты. Следовательно, в детекторе происходит процесс, обратный процессу модуляции. Он называется детектированием.

В приемниках прямого усиления детектор ставится после усилителя напряжения высокой частоты, в супергетеродинных приемниках — после усилителя напряжения промежуточной частоты. Такой детектор можно назвать сигнальным, поскольку он осуществляет процесс преобразования модулированного напряжения высокой или промежуточной частоты в напряжение того полезного сигнала, для приема которого и предназначается радиоприемное устройство.

Поскольку модуляция может быть амплитудной или частотной, то и детекторы бывают амплитудные и частотные.

Амплитудные детекторы применяются для детектирования немодулированных или амплитудно-модулированных колебаний. Такие колебания могут быть непрерывными или импульсными.

Частотные детекторы применяются для детектирования частотно-модулированных колебаний. Они представляют собой совокупность преобразователя модуляции с амплитудным детектором.

Амплитудный детектор бывает необходим и для других целей. Без амплитудного детектирования невозможно осуществить процесс преобразования частоты, а он совершенно необходим в супергетеродинном радиоприемнике. Амплитудные детекторы применяются также в системах автоматической подстройки частоты гетеродина приемника и в системах автоматической регулировки усиления.

Во всех случаях процесс детектирования основан на использовании нелинейных свойств какого-либо электронного прибора. Ламповые детекторы бывают диодные, сеточные и анодные. Полупроводниковые детекторы бывают диодные и транзисторные.

О свойствах детектора судят по его параметрам. Основными параметрами детектора являются коэффициент передачи напряжения $K_п$ и входное сопротивление $R_{вх}$. Чем они больше, тем лучше детектор.

Полупроводниковый диод отличается от вакуумного диода наличием обратной проводимости. Поэтому входное сопротивление детектора на полупроводниковом диоде сравнительно мало. Данное обстоятельство вынуждает применять слабую связь полупроводникового детектора с контуром предыдущего каскада (УПЧ или УВЧ). Она бывает трансформаторной или автотрансформаторной. Значительно реже используется полное включение контура.

Простейшая схема диодного детектора на полупроводниковом диоде изображена на Рис. 26 Она выполнена с последовательным включением нагрузки. Нагрузка представлена резистором $R_н$ и конденсатором $C_н$. На практике параллельно этим элементам будет включено входное сопротивление следующего каскада $R_{вх.\,сл}$. Поэтому полное сопротивление нагрузки

$$R_{н.п} = \frac{R_н \cdot R_{вх.\,сл}}{R_н + R_{вх.\,сл}}. \qquad (4.1)$$

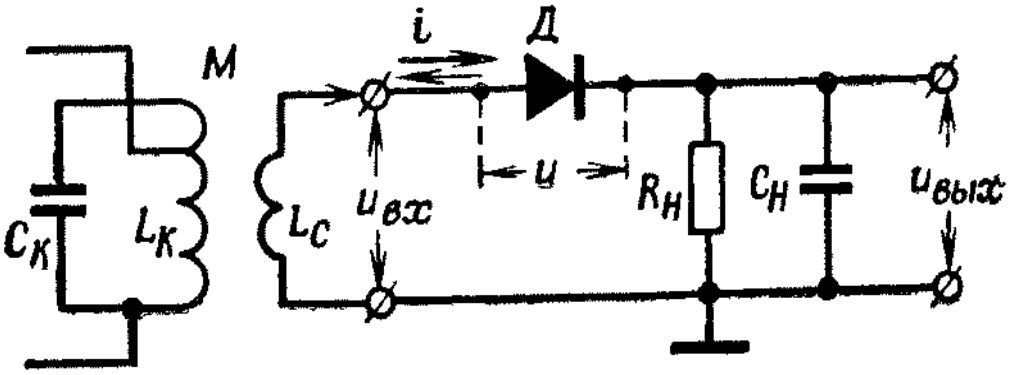

Рис. 26 Простейшая схема диодного детектора на полупроводниковом диоде

Если следующий за детектором каскад ламповый, то $R_{вх\ сл} \gg R_н$ и $R_{н\,п} \approx R_н$, а если он транзисторный, то $R_{н\,п} < R_н$.

Для определения качественных показателей детектора необходимо знать характеристику диода и величину входного напряжения, которое при расчетах допустимо считать немодулированным. Типичная характеристика полупроводникового диода изображена на Рис. 27 Обычно для детектирования используются точечные германиевые диоды. Кремниевые диоды применяются значительно реже ввиду большей величины прямого сопротивления.

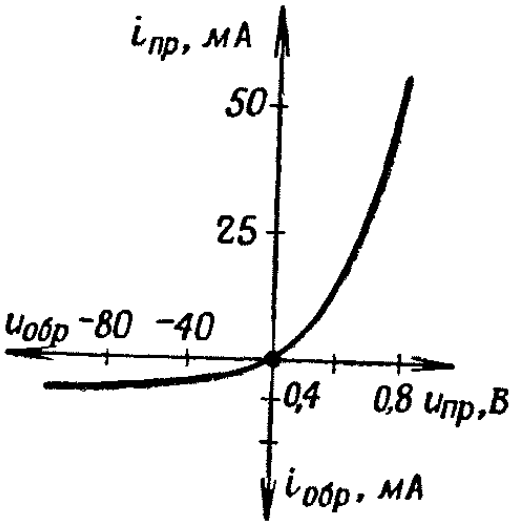

Рис. 27 Типичная характеристика полупроводникового детекторного диода

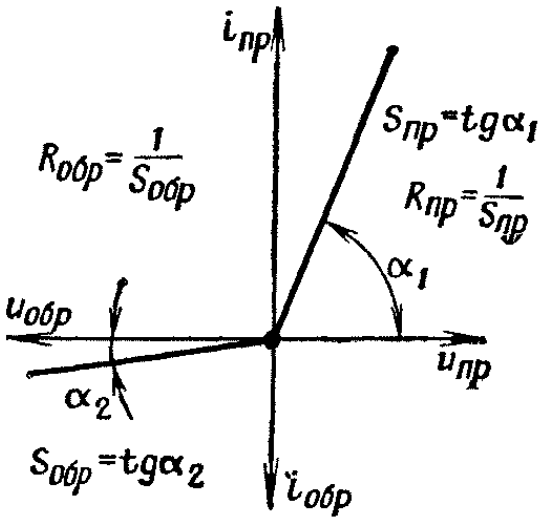

Рис. 28 Идеализированная характеристика полупроводникового детекторного диода

Если амплитуда входного напряжения достаточно велика (единицы вольт), то детектор работает в режиме, который условно называют «линейным». Если амплитуда входного напряжения мала (милливольты), то детектор работает в режиме, который называют «квадратичным».

В «линейном» режиме результаты детектирования практически не зависят от формы характеристики диода. Они определяются только крутизной ее прямолинейного участка и обратным сопротивлением диода. Поэтому при детектировании сильных (больших) сигналов характеристику диода можно изображать в идеализированном виде (Рис. 28). Поскольку практически $S_{пр} \gg S_{обр}$, то при детектировании больших сигналов коэффициент передачи детектора получается примерно 0,5—0,8. При этом он не зависит от амплитуды детектируемого сигнала.

В этих условиях входное сопротивление детектора имеет величину

$$R_{вх} \approx \frac{R_{н\ п} \cdot R_{обр.}}{3R_{н\ п} + 2R_{обр.}} \qquad (4.2)$$

Если следующий за детектором каскад выполнен на транзисторе, то в большинстве случаев $R_{н.\ п} \ll R_{обр}$. Тогда с достаточной точностью

$$R_{вх} \approx \frac{R_{н\ п}}{2}. \qquad (4.3)$$

Наиболее часто входное сопротивление детектора на полупроводниковом диоде получается порядка сотен ом.

Физические процессы, происходящие в детекторе при детектировании амплитудно-модулированных колебаний, показаны на Рис. 28-1 Из рисунка видно, что среднее значение тока диода

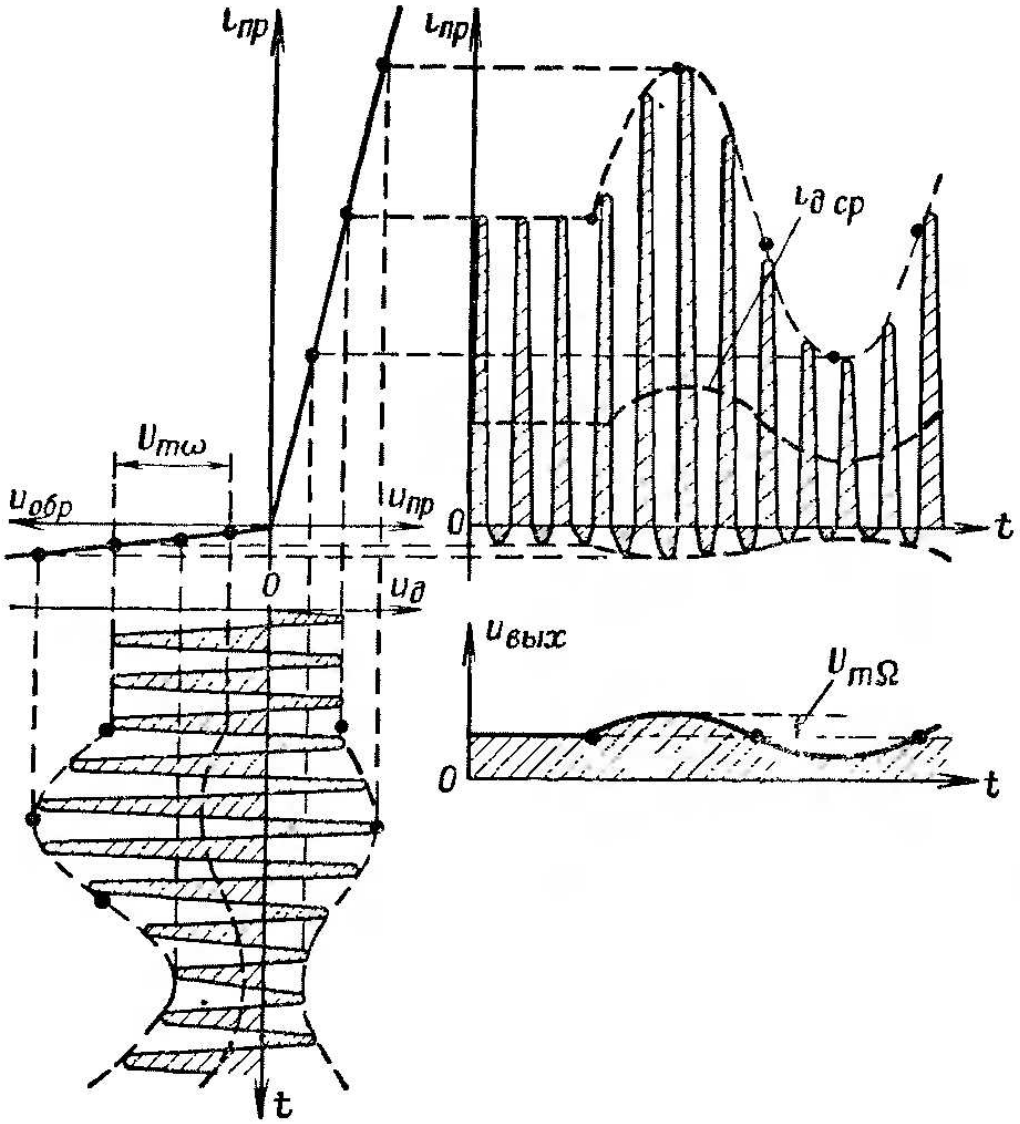

Рис. 28-1 Графики процесса детектирования амплитудно-модулированных колебаний полупроводниковым диодом

изменяется по закону модуляции детектируемого сигнала. Следовательно, и выходное напряжение соответствует огибающей высокочастотного сигнала.

В переносных и карманных транзисторных приемниках напряжение на входе детектора обычно мало. Поэтому режим детектирования оказывается квадратичным. В этом режиме детектор имеет сравнительно большое входное сопротивление (тысячи ом), но очень небольшой коэффициент передачи напряжения. При этом $K_п$ зависит от характеристики диода и амплитуды входного напряжения. Наиболее часто $K_п = 0{,}1—0{,}4$. Величина входного сопротивления квадратичного детектора может быть найдена приблизительно по уравнению

$$R_{вх} \approx \frac{R_{н.\,п} \cdot R_{обр}}{R_{н.\,п} + 2R_{обр}}.$$

Поскольку обратное сопротивление полупроводникового диода зависит от температуры, то и параметры детектора зависят от нее. Эта зависимость очень заметна в квадратичном детекторе и мало ощутима при детектировании сильных сигналов.

Достоинствами детектора на полупроводниковом диоде являются полное отсутствие источников питания, длительный срок службы, малые габариты и хорошие показатели.

Искажения информационного сигнала в диодном детекторе.

Выделяемый в детекторе информационный сигнал может оказаться искаженным. Если информационный сигнал сложный, то искажения могут быть нелинейные и частотные.

а) **Нелинейные искажения.** Основная причина нелинейных искажений заключается в инерционности детектора, из-за которой огибающая детектируемого напряжения может воспроизводиться неточно. Поясним сказанное примером. На Рис. 29 видно, что напряжение на нагрузке детектора $u_н$ обусловлено процессом заряда и разряда конденсатора $C_н$. Заряд происходит через диод, а разряд через резистор $R_н$. Если элементы $C_н$ и $R_н$ выбраны правильно, то усредненное напряжение $u_н$ соответствует огибающей детектируемого колебания. Но частота огибающей и глубина модуляции не постоянны. На практике они могут изменяться в широких пределах.

На Рис. 30 показан процесс образования напряжения $u_н$ при достаточно высокой модулирующей частоте и значительной глубине модуляции. Там видно, что напряжение $u_н$ во время разряда конденсатора $C_н$ изменяется медленнее, чем уменьшается амплитуда входного напряжения. Напряжение на нагрузке детектора не успевает следовать за изменениями амплитуды высокочастотного колебания. В этом случае напряжение на выходе детектора не соответствует огибающей входного напряжения. Информационный сигнал получается искаженным.

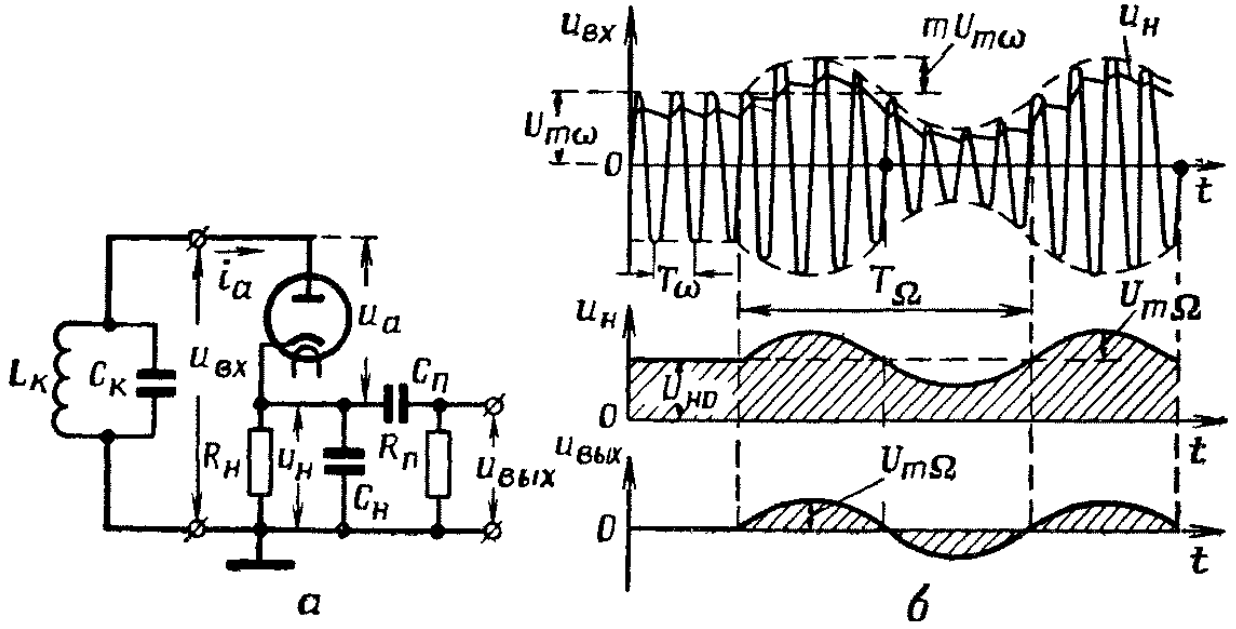

Рис. 29 Схема диодного детектора приемника связи и графики процесса преобразования модулированного напряжения высокой частоты в напряжение звуковой частоты

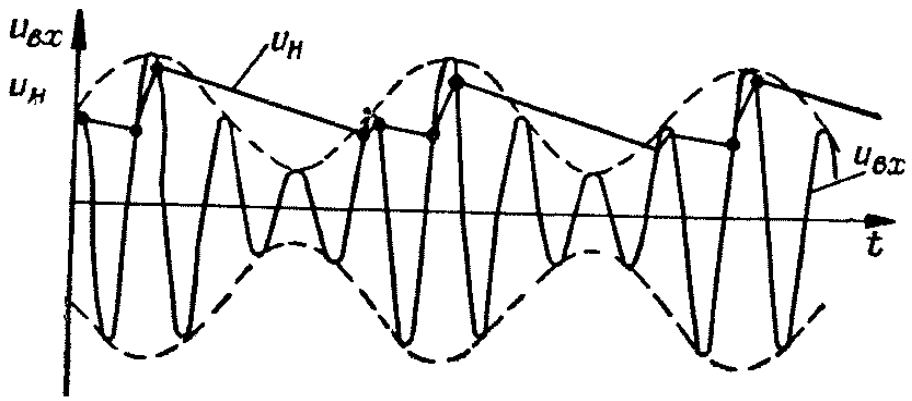

Рис. 30 Нелинейные искажения в диодном детекторе

Аналитически доказано, что рассматриваемые искажения отсутствуют, если постоянная времени нагрузки детектора соответствует неравенству

$$C_н \cdot R_н < \frac{\sqrt{1-m^2}}{2\pi \cdot F_в \cdot m}, \qquad (4.4)$$

где m — коэффициент глубины модуляции детектируемого напряжения;

$F_в$ — высшая частота информационного сигнала (высшая частота модуляции).

Соотношение (4.4) называют условием безынерционности диодного детектора. Оно верно для любого диодного детектора. В детекторе на полупроводниковом диоде сопротивление $R_н$ обычно бывает порядка тысяч ом, а емкость $C_н$ порядка тысяч пикофарад.

Нелинейные искажения информационного сигнала могут возникать по причине значительного различия в величине нагрузки для постоянного тока диода и для его переменной составляющей звуковой частоты. Если входное сопротивление следующего каскада мало (транзисторный каскад), то $R_{н.п}$ может быть значительно меньше $R_н$. В этом случае входное сопротивление простейшей схемы детектора Рис. 26 очень мало (уравнение (4.3) Поэтому приходится применять очень слабую связь с контуром предыдущего каскада. Но тогда сигнал на входе детектора оказывается столь малым, что детектирование получается квадратичным. Оно сопровождается значительными нелинейными искажениями выделяемого сигнала.

Рассмотрим подробнее одну из возможных схем АМ детектора на вакуумном диоде.

Наиболее распространенная схема такого детектора изображена на Рис. 29 а . Это диодный детектор с последовательным включением сопротивления нагрузки, в схему которого добавлена переходная цепь $C_п R_п$. Физические процессы, происходящие в детекторе, иллюстрируются рисунком 29 б На верхнем графике изображено напряжение высокой частоты, амплитуда которого изменяется по закону звуковой частоты. Это входной сигнал, который подлежит детектированию. На этом же графике ломаной линией показан процесс заряда и разряда конденсатора $C_н$. Величина напряжения $u_н$ зависит от амплитуды входного сигнала. Если амплитуда входного сигнала возрастает, то заряд конденсатора происходит более интенсивно и напряжение на нем растет. Если же амплитуда входного сигнала уменьшается, то и напряжение на конденсаторе уменьшается. Поэтому форма напряжения $u_н$ соответствует огибающей высокочастотного сигнала, действующего на контуре $L_к C_к$.

На среднем графике рис. 29 б показано напряжение $u_н$ без учета высокочастотных пульсаций, которые в реальных условиях малы. Из данного графика видно, что на нагрузке детектора приемника связи получается пульсирующее напряжение звуковой частоты. При помощи переходной цепи $C_п R_п$ происходит выделение переменной составляющей этого напряжения. Оно подается на вход усилителя низкой частоты.

Более полное пояснение физических процессов представлено на рис. 30 где показаны детектируемое напряжение (левый график), напряжение на аноде диода, анодный ток диода и выходное напряжение. Из графика анодного тока видно, что его среднее значение (постоянная составляющая) с течением времени изменяется по закону звуковой частоты. Поэтому на нагрузке $R_н$ создается напряжение звуковой частоты. Что же касается высокочастотных гармоник анодного тока, то для них конденсатор $C_н$ имеет очень малое сопротивление, и поэтому напряжение высокой частоты на конденсаторе $C_н$ ничтожно мало.

Из вышеизложенного следует, что конденсатор $C_н$ должен иметь емкость порядка десятков или сотен пикофарад. Практически в приемниках связи обычно встречаются следующие величины: $C_н = 50—200$ *пф*; $R_н = 0{,}5-2$ *Мом*; $C_п = 0{,}01--0{,}1$ *икф*; $R_п = 0{,}5—2$ *Мом*.

Коэффициентом передачи напряжения детектора приемника связи называется отношение амплитуды выходного напряжения звуковой частоты к амплитуде огибающей входного модулированного напряжения высокой частоты:

$$K_п = \frac{U_{m\Omega}}{m \cdot U_{m\omega}}, \qquad (4.5)$$

Большим достоинством диодного детектора является малая степень нелинейных искажений при условии, что амплитуда детектируемого сигнала достаточно велика. Это хорошо видно из рис. 30 Анодная характеристика диода правее точки *а* почти линейна, и поэтому между постоянной составляющей анодного тока диода и огибающей входного сигнала имеется линейная зависимость. Это означает, что форма напряжения на нагрузке детектора соответствует форме огибающей детектируемого напряжения.

Нелинейные искажения в диодном детекторе отсутствуют, если минимальная амплитуда высокочастотного модулированного входного напряжения превышает 2—3 *в*.

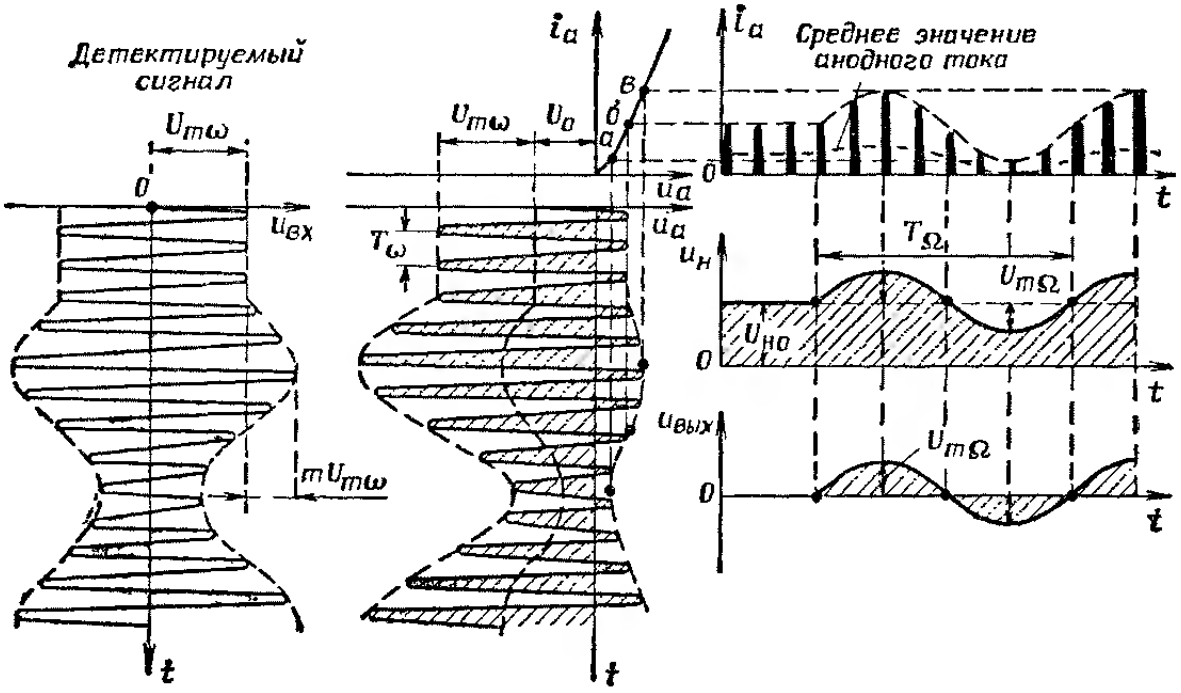

Рис. 30 Графическое изображение процессов при диодном детектировании амплитудно-модулированных колебаний

Детектирование ШИМ сигналов осуществляется так же как и обычных АМ сигналов.

Частотные детекторы.

Радиопередающее устройство с частотной модуляцией излучает в пространство электромагнитные колебания, амплитуда которых постоянна, а частота изменяется по закону передаваемых сигналов.

Глубина модуляции частотно-модулированного колебания оценивается индексом модуляции m_f. Величина индекса модуляции определяет ширину спектра частот, излучаемых радиопередающим устройством, а следовательно, и необходимую полосу пропускания приемника. При узкополосной частотной модуляции необходимая полоса пропускания приемника измеряется десятками килогерц, а при широкополосной модуляции она должна быть порядка сотен килогерц.

Радиосвязь при помощи частотно-модулированных колебаний осуществляется в диапазоне УКВ. В этом диапазоне волн практически нет атмосферных и промышленных помех. Это позволяет создавать приемники частотно-модулированных колебаний с весьма высокой чувствительностью, ограничиваемой только уровнем внутренних шумов. Чувствительность приемников частотно-модулированных колебаний можно получить в 1—2 *мкв* и даже выше. Коэффициент усиления их измеряется многими миллионами.

Типичная структурная схема приемника частотно-модулированных колебаний приведена на рис. 31

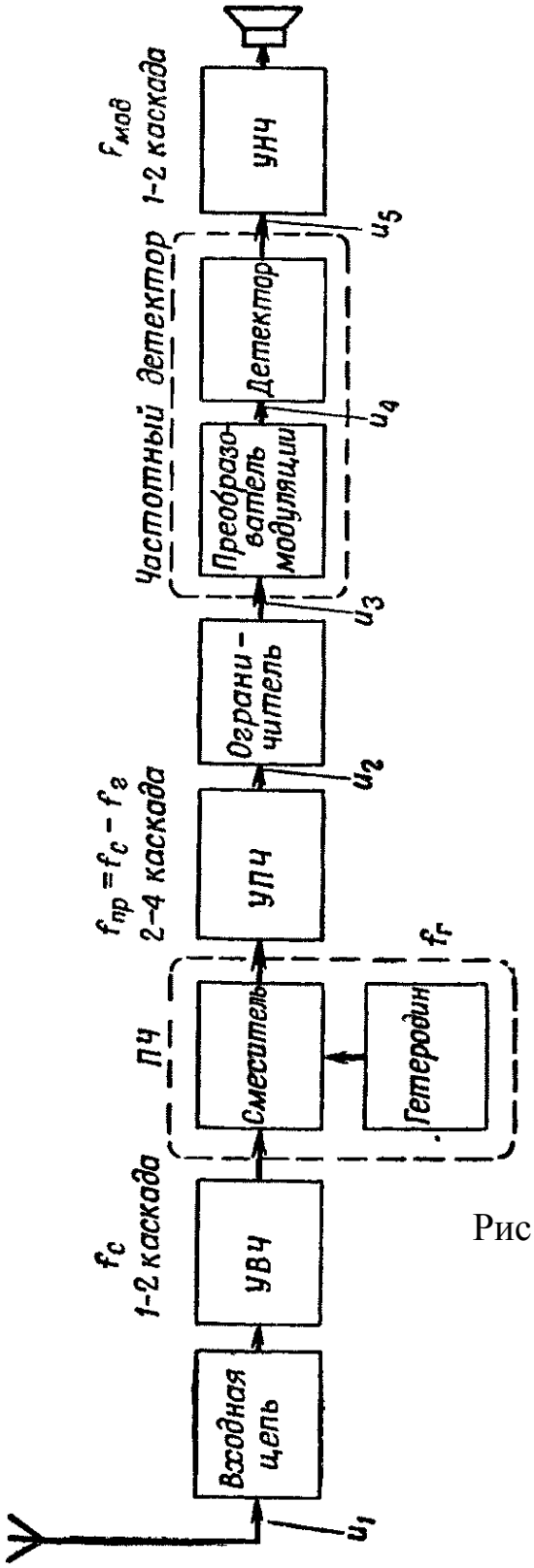

Рис. 31 Структурная схема приемника частотно-модулированных колебаний

Физические процессы, происходящие в приемнике частотно-модулированных колебаний, иллюстрируются на Рис. 32

На рис. 32 а условно изображено синусоидальное напряжение на входе приемника. Его амплитуда постоянна, а частота изменяется по закону звукового сигнала, который показан на рис. 32 б Напряжение промежуточной частоты на входе ограничителя (рис. 32 в) модулировано по амплитуде. Основной причиной этой вредной модуляции являются внутренние шумы приемника, которые достаточно велики в УВЧ и УПЧ ввиду их широкой полосы пропускания. Закон изменения промежуточной частоты при-

емника (рис. 32 г) тот же, что и закон изменения частоты входного напряжения. В результате работы ограничителя происходит устранение паразитной амплитудной модуляции, и сигнал на входе преобразователя модуляции имеет постоянную амплитуду (рис. 32 д).

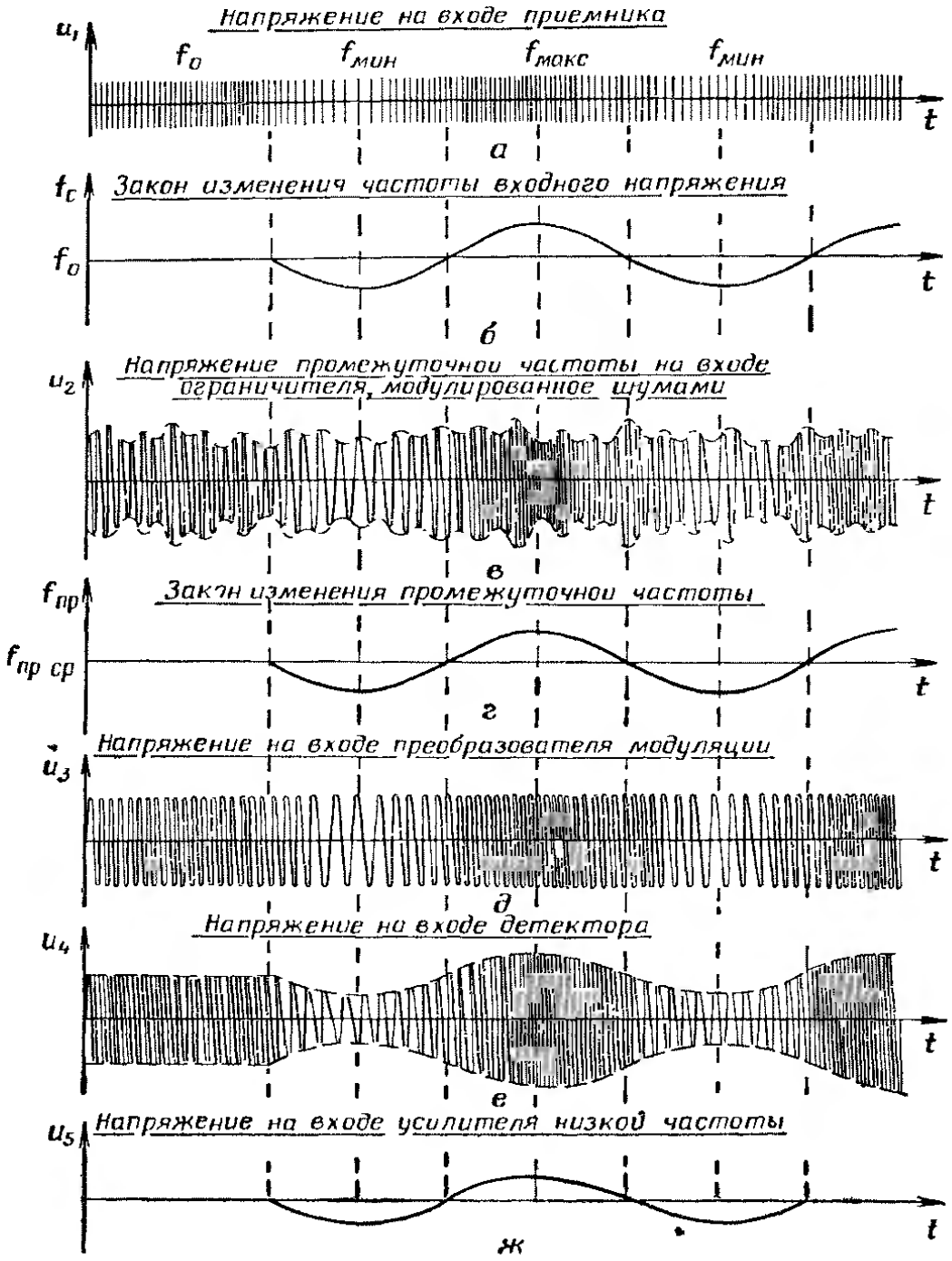

Рис. 32 Графики напряжений в приемнике частотно-модулированных колебаний

На выходе преобразователя модуляции получается напряжение, изображенное на рис. 32 е . Оно модулировано как по частоте, так и по амплитуде. Закон изменения амплитуды совпадает с законом изменения частоты.

Амплитудно-модулированное напряжение детектируется обычным детектором и выделенный низкочастотный сигнал подается на вход усилителя низкой частоты (рис. 32 ж).

Если частотно-модулированное колебание (ЧМК) с выхода ограничителя подать на вход обычного детектора, то на его нагрузке будет создано постоянное напряжение, т е выделения информационного сигнала не произойдет Объясняется это тем, что величина выходного напряжения такого детектора пропорциональна амплитуде входного сигнала и не зависит от его частоты

Поэтому в приемнике ЧМК перед детектором всегда имеется преобразователь модуляции, в котором частотно-модулированное напряжение превращается в напряжение, модулированное по амплитуде В результате такого превращения получается высокочастотный сигнал с двойной модуляцией

Преобразование модуляции основано на использовании частотных и фазовых свойств колебательных контуров

Совокупность преобразователя модуляции с амплитудным детектором принято называть частотным детектором Большинство частотных детекторов выполняется с двумя диодами Многие варианты частотных детекторов называют дискриминаторами

а) Дискриминатор с расстроенными контурами

Такая схема очень проста Она изображена на Рис. 33 Контур L_1C_1 является нагрузкой последнего усилительного прибора (лампы или транзистора) канала УПЧ Он настроен на среднюю

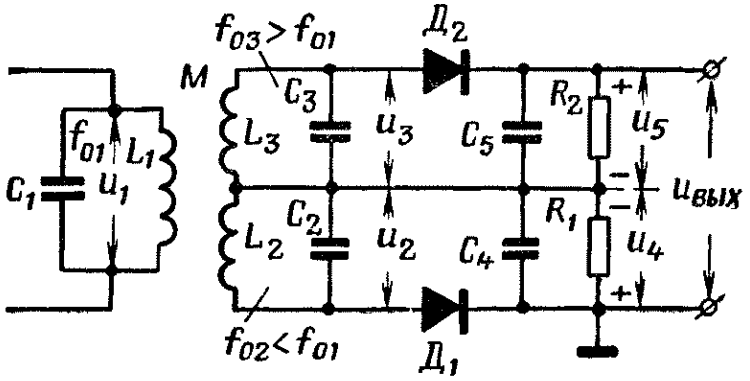

Рис. 33 Схема дискриминатора с расстроенными контурами

промежуточную частоту приемника Напряжение u_1 имеет постоянную амплитуду, а его частота изменяется по закону информационного сигнала Данный сигнал считаем простейшим звуковым колебанием

Контуры L_2C_2 и L_3C_3 симметрично расстроены по отношению к контуру L_1C_1 Резонансные характеристики контуров дискриминатора изображены на Рис. 34 Они показывают зависимость амплитуды переменного напряжения на контурах L_2C_2 и L_3C_3 от величины промежуточной частоты приемника Если $f_{пр}=f_{01}$, то напряжения на обоих контурах одинаковы Если происходит умень-

шение промежуточной частоты, то напряжение на контуре L_2C_2 растет, а на контуре L_3C_3 уменьшается При возрастании промежуточной частоты напряжение на контуре L_2C_2 уменьшается, а напряжение на контуре L_3C_3 увеличивается. Таким образом, изменение промежуточной частоты приемника приводит к пропорциональному изменению амплитуды напряжения на контурах дискриминатора, а следовательно, и на нагрузках диодных детекторов.

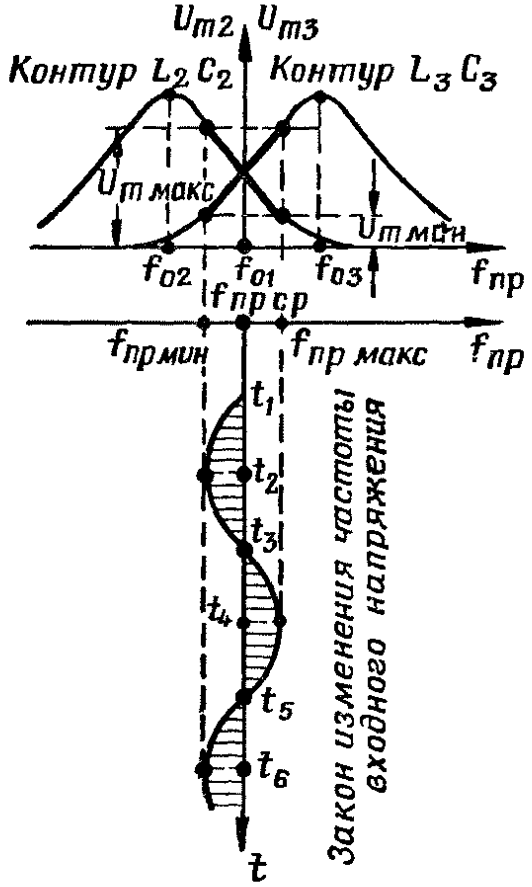

Рис. 34 Резонансные характеристики контуров дискриминатора

Иллюстрация процесса детектирования частотно-модулированных колебаний в дискриминаторе приведена на Рис. 35 Из этого рисунка видно, что частота колебаний изменяется во всех контурах одновременно (колебания вынужденные). Амплитуда колебаний на контурах дискриминатора изменяется в противофазе. Закон изменения выходного напряжения соответствует закону изменения промежуточной частоты.

Величина выходного напряжения дискриминатора находится в прямой зависимости от степени изменения частоты входного напряжения. Это хорошо видно из основной характеристики дискриминатора (Рис. 36 *в*). Она показывает зависимость мгновенных значений выходного напряжения дискриминатора от промежуточной частоты приемника при заданной амплитуде на контуре ограничителя.

Основная характеристика дискриминатора может быть получена на основании простых рассуждений. Из схемы дискриминатора видно, что мгновенные значения напряжений u_4 и u_5 пропорциональны амплитудным значениям напряжений на контурах L_2C_2 и L_3C_3. Записывается это так:

$$u_4 = K_п \cdot U_{m2};$$
$$u_5 = K_п \cdot U_{m3},$$

где $K_п$ — коэффициент передачи напряжения диодных детекторов.

Поскольку амплитуда напряжения на контурах дискриминатора зависит от частоты ЧМК (Рис. 36 *а*), то и напряжения на нагрузках детекторов имеют аналогичную зависимость (Рис. 36 *б*).

Напряжение на выходе дискриминатора (мгновенные значения)

$$u_{вых} = u_5 - u_4.$$

Если промежуточная частота приемника $f_{пр}=f_{01}$, то $U_{m3}=U_{m2}$ и $u_5=u_4$. Поэтому $u_{вых}=0$.

Если $f_{пр}<f_{01}$, то $U_{m3}<U_{m2}$ и $u_5<u_4$. В этом случае выходное напряжение дискриминатора получается отрицательным.

Если $f_{пр}>f_{01}$, то $U_{m3}>U_{m2}$ и $u_5>u_4$. Следовательно, напряжение на выходе дискриминатора оказывается положительным.

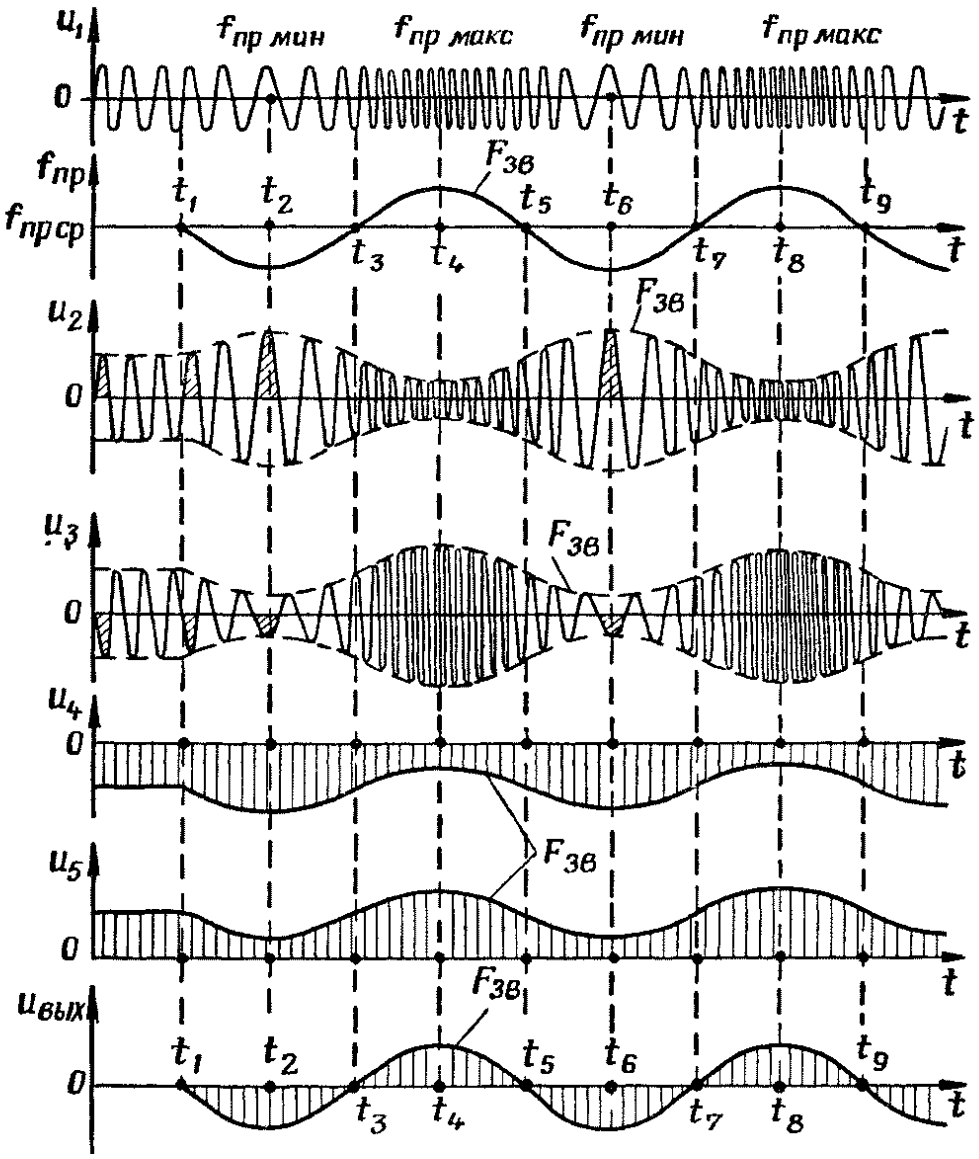

Рис. 35 Процесс детектирования частотно-модулированных колебаний в дискриминаторе с двумя расстроенными контурами

В пределах полосы частот от $f'_{пр}$ до $f''_{пр}$ между величиной выходного напряжения и частотой сигнала имеется линейная зависимость. Это объясняется тем, что кривизна частотной характеристики контура L_2C_2 компенсируется кривизной частотной характеристики контура L_3C_3.

Для получения основной характеристики дискриминатора обратного знака (показана пунктиром) надо контур L_2C_2 настроить на частоту f_{03}, а контур L_3C_3 на частоту f_{02} или замкнуть на корпус верхний выходной зажим вместо нижнего.

Недостатком рассмотренной схемы дискриминатора является сложность настройки его контуров, которые настраиваются на различные частоты. Сложность заключается в том, что при изменении настройки одного контура происходит частичное изменение настройки двух других контуров.

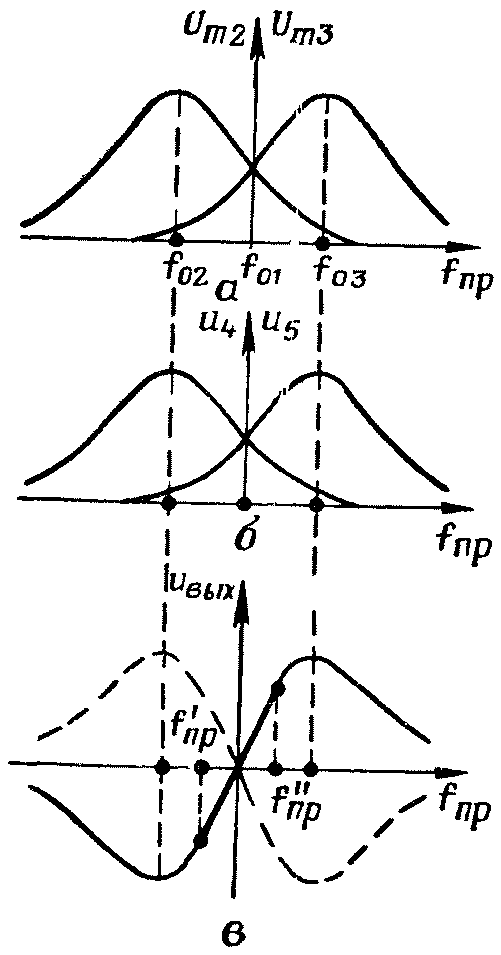

Рис. 36 Получение основной характеристики дискриминатора

Рассмотренная схема может быть названа дискриминатором с частотным преобразованием модуляции или дискриминатором с использованием частотных характеристик двух расстроенных контуров.

б) Дискриминатор с фазовым преобразованием модуляции

Наиболее распространенная схема такого дискриминатора изображена на Рис. 37 В ней используются два связанных контура с одинаковой настройкой (полосовой фильтр). Связь между контурами индуктивно-емкостная. Контуры настроены на среднюю промежуточную частоту приемника. Поэтому амплитуда напряжений на обоих контурах неизменна.

Емкость конденсаторов C_3, C_4 и C_5 выбирается так, чтобы их сопротивление токам промежуточной частоты было мало. Резисторы R_1 и R_2 одинаковые. Дроссель L_3 предназначен для прохождения постоянных токов диодов. Обычно $L_3 = (10 \div 20) \cdot L_1$. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ по постоянному току включены параллельно.

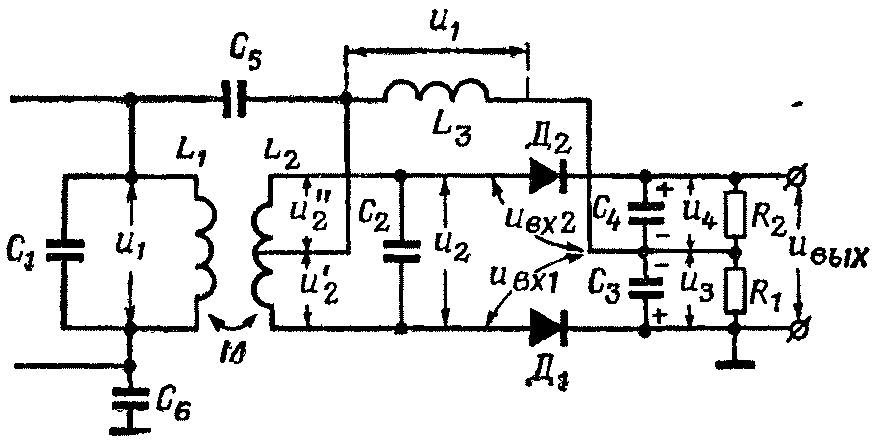

Рис. 37 Схема дискриминатора с фазовым преобразованием модуляции

Из схемы видно, что дроссель L_3 по промежуточной частоте подключен параллельно контуру L_1C_1. Поэтому напряжения на дросселе и на первичном контуре полосового фильтра одинаковы (по величине и по фазе). Постоянство амплитуды напряжения u_1 обеспечивает последний каскад канала УПЧ, работающий в режиме ограничения. Этот каскад может быть ламповым или транзисторным.

в) Дробный детектор

Типовая схема дробного детектора изображена на Рис. 38. Она отличается от предыдущей разнополярным включением диодов (они включены последовательно по постоянному току) и наличием конденсатора C_7 большой емкости. Выходное напряжение детектора снимается с горизонтальной диагонали моста. Его пра-

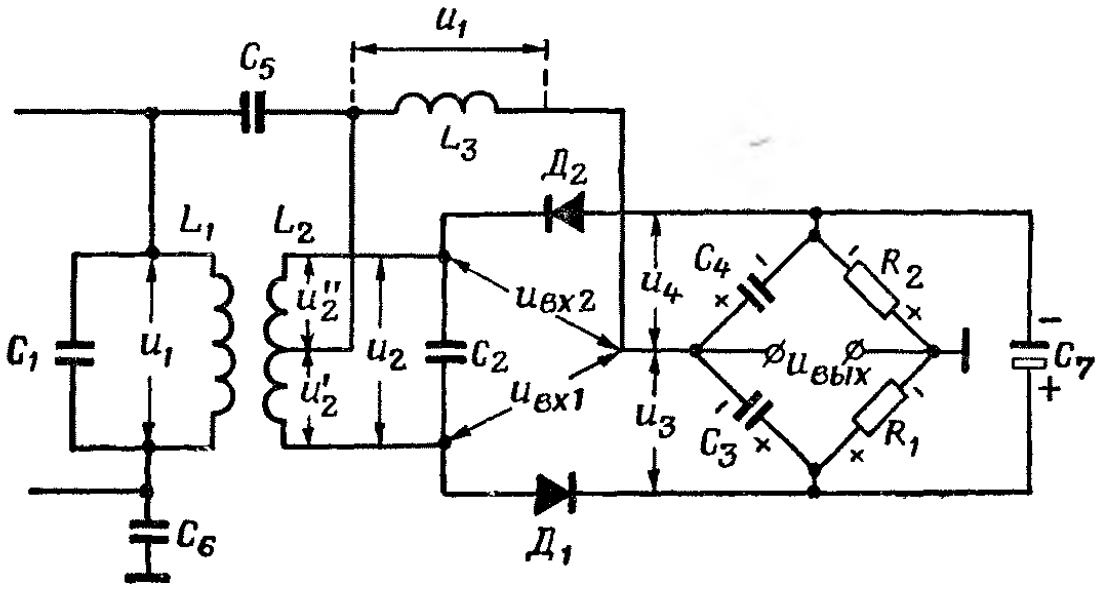

Рис. 38 Схема дробного детектора

вые плечи состоят из резисторов R_1 и R_2, а левые — из конденсаторов C_3 и C_4. Напряжение на вертикальной диагонали моста u_3+u_4 всегда постоянно. Оно стабилизировано конденсатором C_7, который обычно бывает электролитическим.

Если на входе детектора действует немодулированный сигнал, т. е. сигнал номинальной промежуточной частоты, то напряжения $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$ имеют одинаковую амплитуду. В этом случае напряжения на конденсаторах C_3 и C_4 равны. При этом u_3 равно напряжению на резисторе R_1, а u_4 равно напряжению на резисторе R_2. Очевидно, что в этом случае $u_{вых}=0$. Такой результат получается при любом уровне входного сигнала.

Если промежуточная частота приемника возросла ($f_{пр}>f_0$), то $U_{вх1}>U_{вх2}$. Соответственно $u_3>u_4$. Но так как напряжения на резисторах R_1 и R_2 остались прежние, то на выходе детектора действует отрицательное напряжение (относительно корпуса). Его величина тем больше, чем выше промежуточная частота.

Если промежуточная частота приемника оказалась меньше номинальной ($f_{пр}<f_0$), то $U_{вх1}<U_{вх2}$. Соответственно получается $u_3<u_4$. Поэтому на выходе схемы действует положительное напряжение. Его величина тем больше, чем ниже промежуточная частота.

Из сказанного следует, что физические процессы в любом частотном детекторе с фазовым преобразованием модуляции по существу одинаковые. Отличия есть только количественные. Одно из них заключается в том, что выходное напряжение дробного детектора в два раза меньше, чем у дискриминатора. Объясняется это симметричным выходом дробного детектора.

Включение нагрузки дробного детектора в горизонтальную диагональ моста служит причиной очень слабой восприимчивости схемы к паразитной амплитудной модуляции детектируемых колебаний. Такая модуляция проявляется в синфазных изменениях амплитуды напряжений $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$. При этом должны в равной степени изменяться напряжения u_3 и u_4. Однако их сумма стабилизирована конденсатором C_7. Поэтому быстрые изменения суммарного напряжения u_3+u_4 невозможны. Практически напряжение на вертикальной диагонали моста изменяется в 30—60 раз меньше паразитных изменений амплитуды напряжения u_1. Это обстоятельство позволяет исключить из схемы приемника ограничитель.

Рассмотренная схема называется дробным детектором потому, что ее выходное напряжение определяется отношением двух напряжений (u_3 и u_4). Не менее часто используется другое название данной схемы — «детектор отношений».

Преобразователи частоты.

Особенность супергетеродинного приемника заключается в преобразовании принимаемых высокочастотных колебаний в колебания другой частоты, величина которой для данного приемника

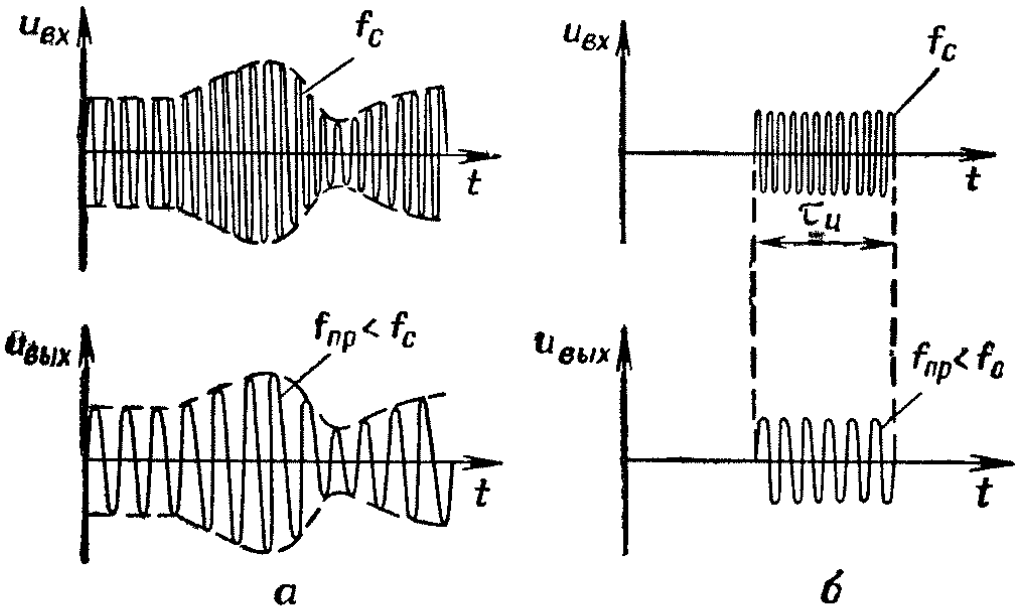

Рис. 39 Напряжения на входе и выходе преобразователя частоты

всегда постоянна. Ее называют промежуточной частотой, так как в большинстве случаев она ниже несущей частоты принимаемых колебаний, но выше всех частот модуляции.

Процесс преобразования высокочастотных колебаний в колебания промежуточной частоты осуществляется в преобразовательном каскаде приемника. Обычно его называют преобразователем частоты. В результате работы этого каскада происходит понижение несущей частоты сигнала и его боковых частот, но закон модуляции сигнала остается неизменным (Рис. 39).

Величина промежуточной частоты в радиолокационных приемниках равна десяткам мегагерц при несущей частоте принимаемого сигнала в несколько сотен или тысяч мегагерц.

Постоянство промежуточной частоты и ее сравнительно небольшая величина позволяют иметь в приемнике большое число усилительных каскадов, содержащих колебательные контуры, не перестраиваемые в процессе его эксплуатации. Благодаря этому супергетеродинные приемники могут обладать очень высокой чувствительностью, хорошей избирательностью и равномерным усилением в пределах требуемой полосы пропускания.

Схемы преобразователей частоты бывают различные, но в любой из них имеются гетеродин и смеситель. Гетеродин представляет собой маломощный генератор вспомогательных колебаний высокой частоты, перестраиваемый одновременно с изменением настройки высокочастотных каскадов приемника. Смеситель является устройством, в котором происходит смешивание колебаний гетеродина с колебаниями принимаемого сигнала и детектирование их при помощи нелинейного элемента.

Выделение напряжения промежуточной частоты осуществляется при помощи резонансной системы смесителя, состоящей из одного или нескольких колебательных контуров.

Транзисторные преобразователи частоты (ТПЧ) аналогичны ламповым. Они бывают с внешним (отдельным) гетеродином или с внутренним (совмещенным) гетеродином. Вариантов схем ТПЧ существует очень много, но основные особенности таких преобразователей можно пояснить на двух простейших примерах.

На Рис. 40 изображена упрощенная схема ТПЧ с отдельным гетеродином. Она аналогична односеточному преобразователю. В данной схеме напряжение сигнала введено в цепь базы, а гетеродина в цепь эмиттера. Между собой напряжения $u_с$ и $u_г$ включены последовательно. Суммарное напряжение $u_с+u_г$ приложено к эмиттерному переходу транзистора. Транзистор работает в режиме коллекторного детектирования. Такой режим обеспечивается резисторами $R_{б1}$, $R_{б2}$ и $R_э$. Резистор $R_{б2}$ иногда отсутствует. Благодаря резистору $R_э$ осуществляется температурная стабилизация выбранного режима транзистора (за счет ООС по постоянному току эмиттера).

Поскольку режим транзистора нелинейный, то в составе его коллекторного тока имеется переменная составляющая разностной частоты. Ее амплитуда пропорциональна крутизне преобразования. В зависимости от исходного режима смесителя и амплитуды напряжения гетеродина крутизна преобразования может составлять от 0,25 до 0,75 крутизны транзистора на частоте сигнала. Точная величина данного параметра определяется экспериментально. При ориентировочных расчетах можно считать, что $S_{пр.мин}=0{,}25\,S$.

Если связь между контурами полосового фильтра (ПФ) критическая, то коэффициент передачи преобразователя можно определить по формуле

$$K_п=\frac{1}{2}\cdot S_{пр}\cdot R_э\cdot p_к\cdot p_б, \qquad (5.1)$$

где $p_к=\frac{L_1}{L_{к1}}$ — коэффициент включения ПФ в цепь коллектора;

$p_б=\frac{L_2}{L_{к2}}$ — коэффициент включения ПФ в цепь базы следующего транзистора.

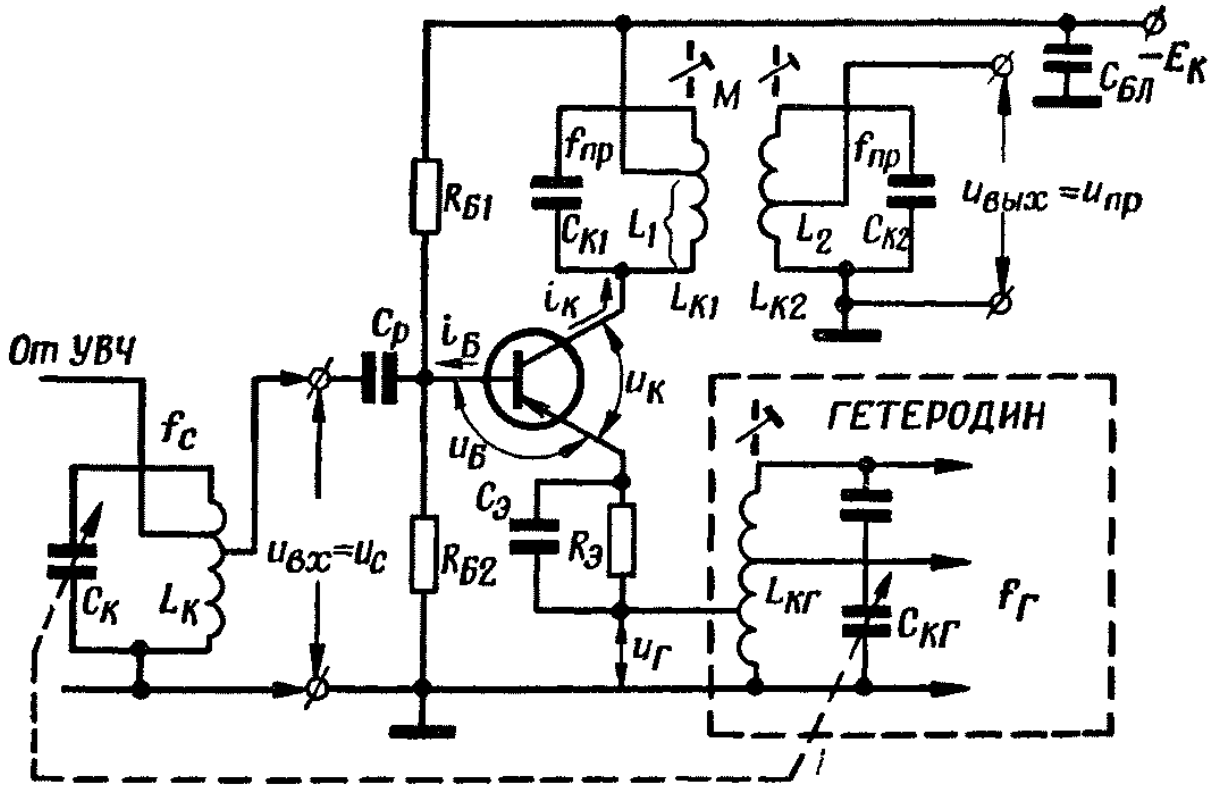

Рис. 40 Вариант упрощенной схемы ТПЧ с отдельным гетеродином

Схема гетеродина на Рис. 40 не раскрыта. Она может быть любой. Очевидно, что гетеродин выполнен на транзисторе. Неполное включение контура гетеродина в эмиттерную цепь смесителя типично для большинства преобразователей. Это необходимо для получения стабильной промежуточной частоты приемника. С этой же целью гетеродин (независимо от схемы) работает в режиме колебаний второго рода с углом отсечки коллекторного тока около 90°. Оптимальная амплитуда выходного напряжения гетеродина $U_{mг}$ обычно 50—150 *мв*. Увеличение напряжения гетеродина сопровождается уменьшением входного и выходного сопротивлений смесительного транзистора, что всегда нежелательно. Ориентировочно эти сопротивления в два раза больше, чем в усилительном режиме на промежуточной частоте. По этой причине схему смесителя можно выполнять с полным включением контура в цепь коллектора. На практике так бывает сравнительно часто.

На Рис. 41 изображен пример упрощенной схемы ТПЧ с совмещенным гетеродином. Гетеродин выполнен на том же транзисторе, что и смеситель. Это возможно потому, что в составе коллекторного тока смесительного транзистора есть переменная составляющая промежуточной частоты и переменная составляющая гетеродинной частоты.

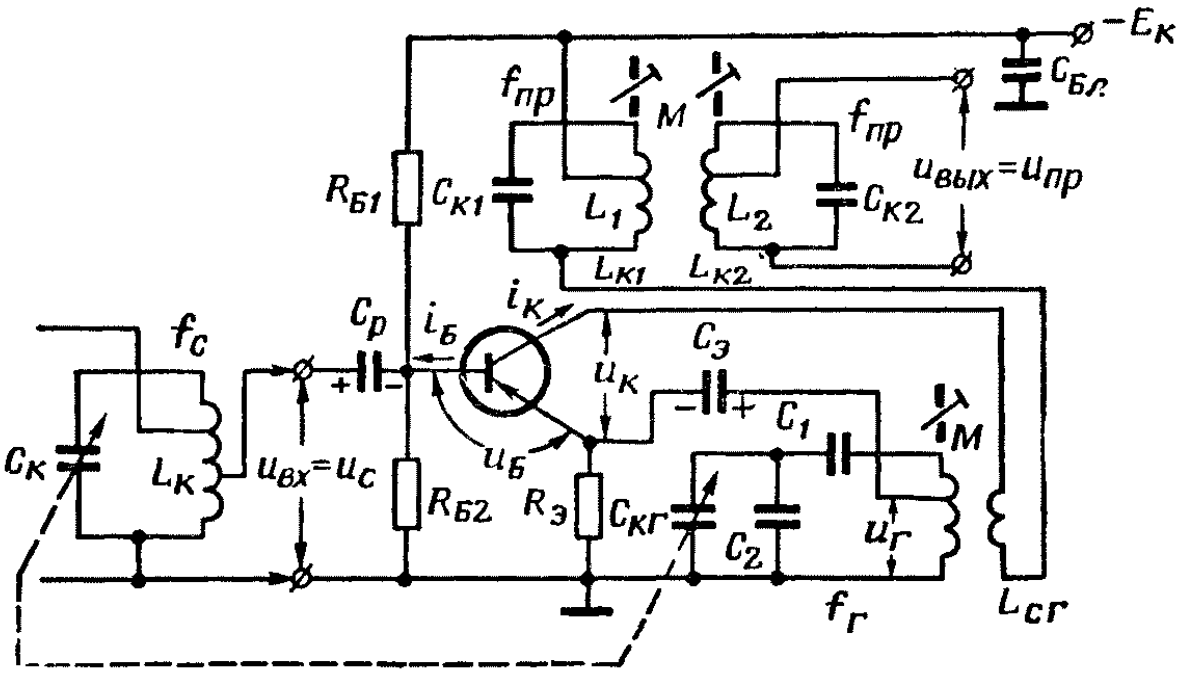

Рис. 41 Вариант упрощенной схемы ТПЧ с совмещенным гетеродином

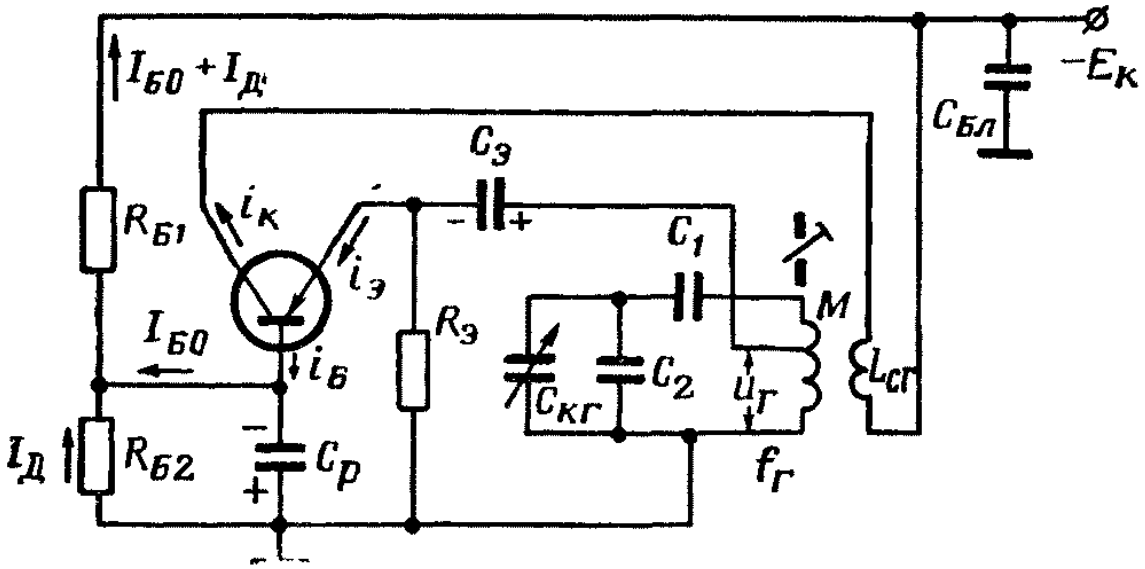

Рис. 42 Эквивалентная схема гетеродина в ТПЧ, изображенном на рис. Рис. 41

Если входного сигнала нет, то рассматриваемый каскад выполняет роль автогенератора. Его фактическая схема изображена на Рис. 42 Это автогенератор с частичным включением контура в цепь эмиттера. Обратная связь трансформаторная. Смещение комбинированное (фиксированное и автоматическое). Транзистор включен с общей базой.

С появлением входного сигнала каскад работает как преобразователь частоты с коллекторным детектированием. Переменная составляющая тока промежуточной частоты создает напряжения на контурах полосового фильтра, а переменная составляющая гетеродинной частоты поддерживает колебания в контуре $L_{кг}C_{кг}$. Качественные показатели преобразователя с совмещенным гетеродином невысокие. Недостатками являются: низкая стабильность промежуточной частоты, высокий уровень внутренних шумов, нестабильность амплитуды напряжения гетеродина, а также заметные искажения преобразуемого сигнала. Достоинство преобразователя с совмещенным гетеродином состоит в экономии одного транзистора.

Селективность радиоприёмного устройства.

СЕЛЕКТИВНОСТЬ (избирательность) радиоприемника - его способность выделять полезный радиосигнал на фоне посторонних электромагнитных колебаний (помех). Выделение радиосигнала осуществляется использованием различных свойственных только ему признаков, соответственно которым различают частотную, амплитудную, фазовую, временную и другие виды Селективность радиоприёмника Наиболее распространена частотная селективность радиоприёмника, поскольку искусственные источники радиосигналов создаются на определённые (разные) рабочие радиочастоты (обычно называются несущими частотами) в выделенных (согласно регламенту радиосвязи) участках диапазонов радиоволн. Селективность радиоприёмника оценивается относительной интенсивностью сигнала от постороннего источника, например радиостанции, при которой этот сигнал может оказать заметное мешающее действие на приём выбранного слабого сигнала. Обычно рассматривают селективность радиоприёмника по соседнему каналу (Селективность радиоприёмника при действии помехи в частотном канале, ближайшем к несущей частоте), а также селективность радиоприёмника по побочным каналам приёма (в супергетеродинном радиоприёмнике - по зеркальному каналу и каналу на частоте, равной промежуточной частоте), которые часто оказываются недостаточно высокими, что приводит к заметным искажениям радиосигнала помехами. Важным элементом РПУ является Усилитель Промежуточной Частоты (УПЧ). От правильной настройки УПЧ приемника зависят его чувствительность, селективность по соседнему каналу, а также качество воспроизведения радиопередач. Настраивают УПЧ приемника визуально с помощью осциллографа или вольтметра, подключенных к выходу приемника.

Число каскадов УПЧ бывает от 2 до 12. Их общее усиление по напряжению достигает сотен тысяч. В результате значительного и притом избирательного усиления в УПЧ происходит окончательное выделение принимаемого сигнала. На выходе этого усилителя практически нет помех, а уровень сигнала достаточен для неискаженного детектирования.

Большое число каскадов в УПЧ возможно потому, что промежуточная частота приемника постоянна и относительно невелика. Постоянство промежуточной частоты позволяет применять в усилителе сложные колебательные системы и настраивать их таким образом, чтобы форма частотной характеристики всего тракта была близка к прямоугольной. Тем самым обеспечивается высокая избирательность приемника при наличии требуемой полосы пропускания.

Каскады УПЧ можно классифицировать по следующим признакам:

— по типу усилительных приборов (транзисторные и ламповые);

— по способу включения усилительных приборов (с общим эмиттером, с общей базой, с общим катодом, с общей сеткой, каскодные и др.;

— по виду нагрузки усилительных приборов (с одиночными контурами, с полосовыми фильтрами или апериодические);

— по способу настройки контуров (с одинаковой или различной настройкой);

— по ширине полосы пропускания (узкополосные или широкополосные);

— по виду амплитудной характеристики (линейные или логарифмические).

Принципиальные схемы УПЧ бывают очень разнообразны. Их выбирают из конкретных требований, предъявляемых к приемнику.

Для подчеркивания специфических свойств усилителя промежуточной частоты его часто называют полосовым. Тем самым показывают, что основными параметрами УПЧ являются полоса пропускания и коэффициент усиления.

2. УПЧ с одноконтурными каскадами

Усилители с одноконтурными каскадами применяются главным образом в радиолокационных приемниках. Поэтому они относятся к категории широкополосных усилителей. Схемы их каскадов аналогичны тем, которые применяются в усилителях высокой частоты. Получение широкой полосы пропускания достигается шунтированием контуров или их взаимной расстройкой. Поясним особенности УПЧ с одинаковой и различной настройкой его контуров.

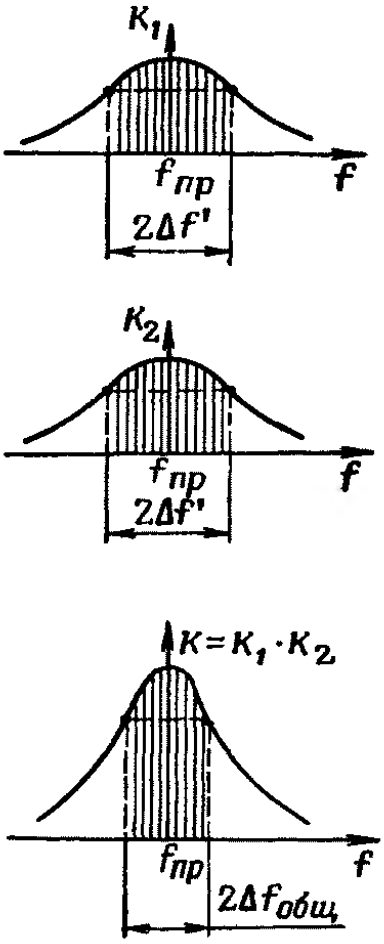

Рис. 43 Частотные характеристики двухкаскадного УПЧ с одиночными контурами, настроенными на одну частоту

а) Одинаковая настройка контуров

Если контуры всех каскадов УПЧ настроены одинаково (на промежуточную частоту), то результирующая полоса пропускания усилителя получается меньше, чем у каждого каскада в отдельности Рис. 43 .

Уравнение частотной характеристики усилителя, состоящего из n одинаковых каскадов, имеет следующий вид:

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1}{(\sqrt{1+X^2})^n}. \qquad (6.1)$$

В этом уравнении

$$X = 2 \cdot Q_э \cdot \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{2\Delta f_{общ}}{2\Delta f'},$$

где $2\Delta f'$ — полоса пропускания одного каскада;
$2\Delta f_{общ}$ — полоса пропускания усилителя.

Если определять полосу пропускания на уровне 0,707 от резонансного коэффициента усиления (как показано на Рис. 43), то тогда на граничных частотах, входящих в полосу пропускания, имеем: $(\sqrt{1+X^2})^n = \sqrt{2}$. Из данного равенства получается расчетная формула для полосы пропускания усилителя

$$2\Delta f_{общ} = 2\Delta f' \cdot \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}\,. \qquad (6.2)$$

Значения величины $\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}$ для разного числа каскадов приводится в табл. 2.3.

Таблица 2.3

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}$	1	0.64	0.51	0,44	0,39	0,35	0,32	0,30	0,28	0,27	0,26	0,25

В ламповых УПЧ необходимая полоса пропускания каждого каскада $2\Delta f'$ получается выбором схемы, изображенной на Рис. 44-в В этой схеме контур шунтирован анодным резистором $R_а$. Его сопротивление обычно бывает 500—5000 *ом*. Конденсатор $C_к$ имеет постоянную емкость. При высокой промежуточной частоте роль конденсатора может выполнять емкость схемы.

В транзисторных УПЧ необходимая полоса пропускания каскадов $2\Delta f'$ получается выбором схемы, изображенной на Рис. 45 ,*б*, в которой $L_1 = 0$. Следовательно, контур $L_к C_к$ включается в цепь коллектора полностью. Поэтому он сильно шунтируется сравнительно небольшим выходным сопротивлением транзистора. Дополнительным шунтом может быть резистор, включаемый параллельно контуру. Емкость конденсатора $C_к$ неизменна.

Указанные схемы каскадов УПЧ и им подобные применяют в приемниках с полосой пропускания от десятков кгц до 2÷3 *Мгц*.

б) Различная настройка контуров

Для получения полосы пропускания УПЧ более 2÷3 *Мгц* при наличии хорошей избирательности нельзя ограничиться шунтированием контуров. Требуется еще осуществить различную настрой-

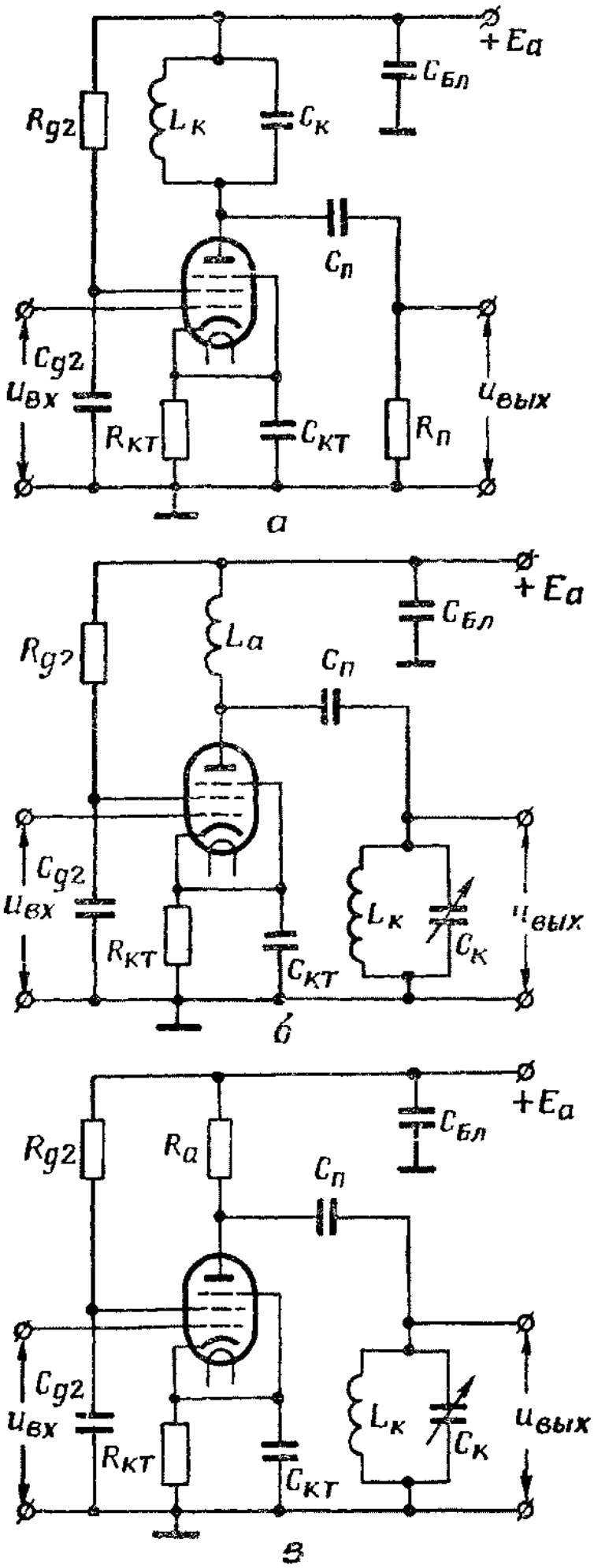

Рис. 44 Схемы УВЧ с полным включением контура в анодную цепь лампы

а — последовательное питание, *б* — параллельное питание с анодным дросселем, *в* — параллельное питание с анодным резистором

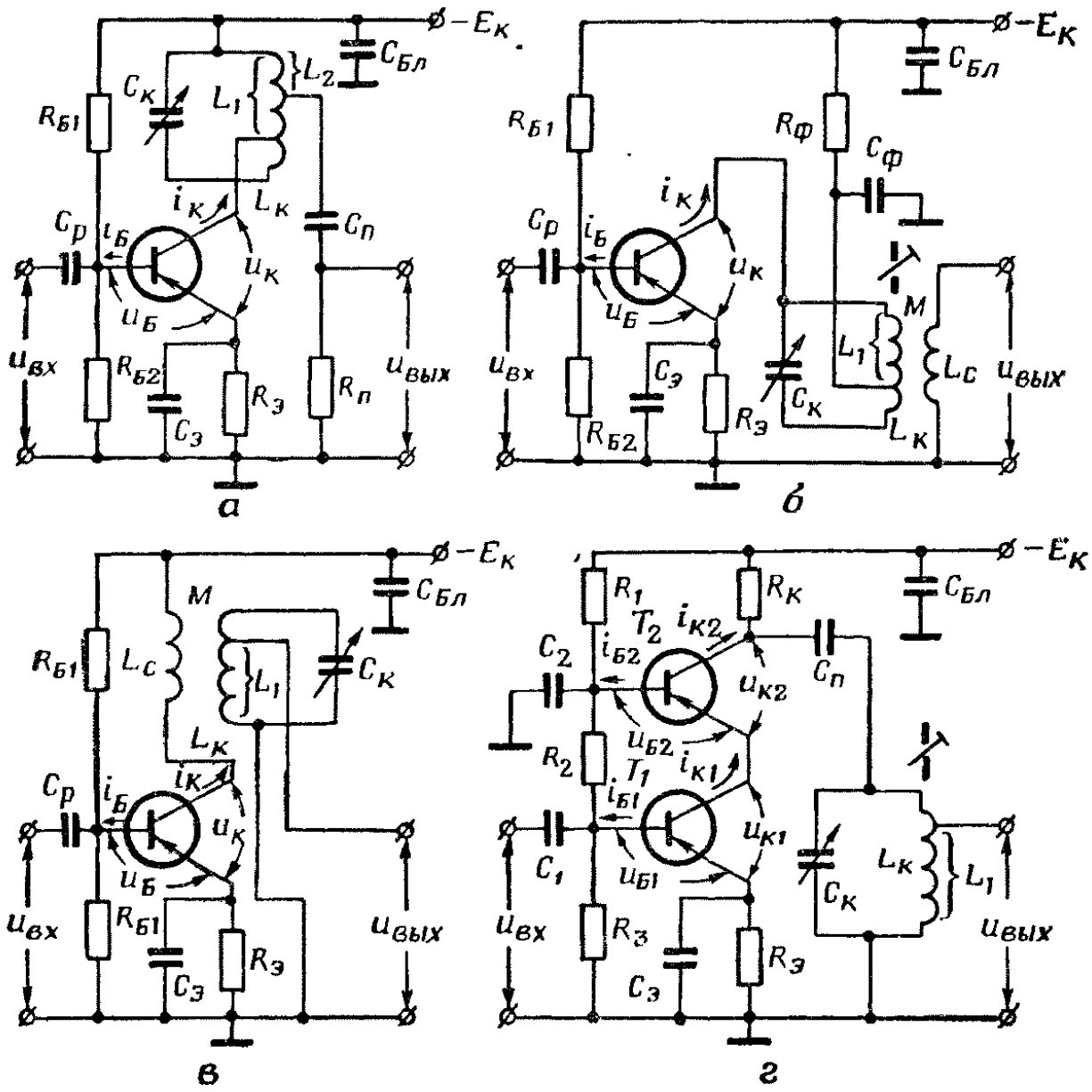

Рис. 45 Варианты схем транзисторных УВЧ

ку смежных каскадов. Наиболее часто используют УПЧ с «двойками» или «тройками» взаимно расстроенных каскадов.

На Рис. 46 показан метод настройки контуров «двойки» (или «пары») каскадов. Контур первого каскада настраивают на частоту $f_{01} < f_{пр}$, а контур второго каскада — на частоту $f_{02} > f_{пр}$. Расстройка обоих каскадов относительно промежуточной частоты приемника одинакова, т. е. $f_{02} - f_{пр} = f_{пр} - f_{01} = \Delta F$.

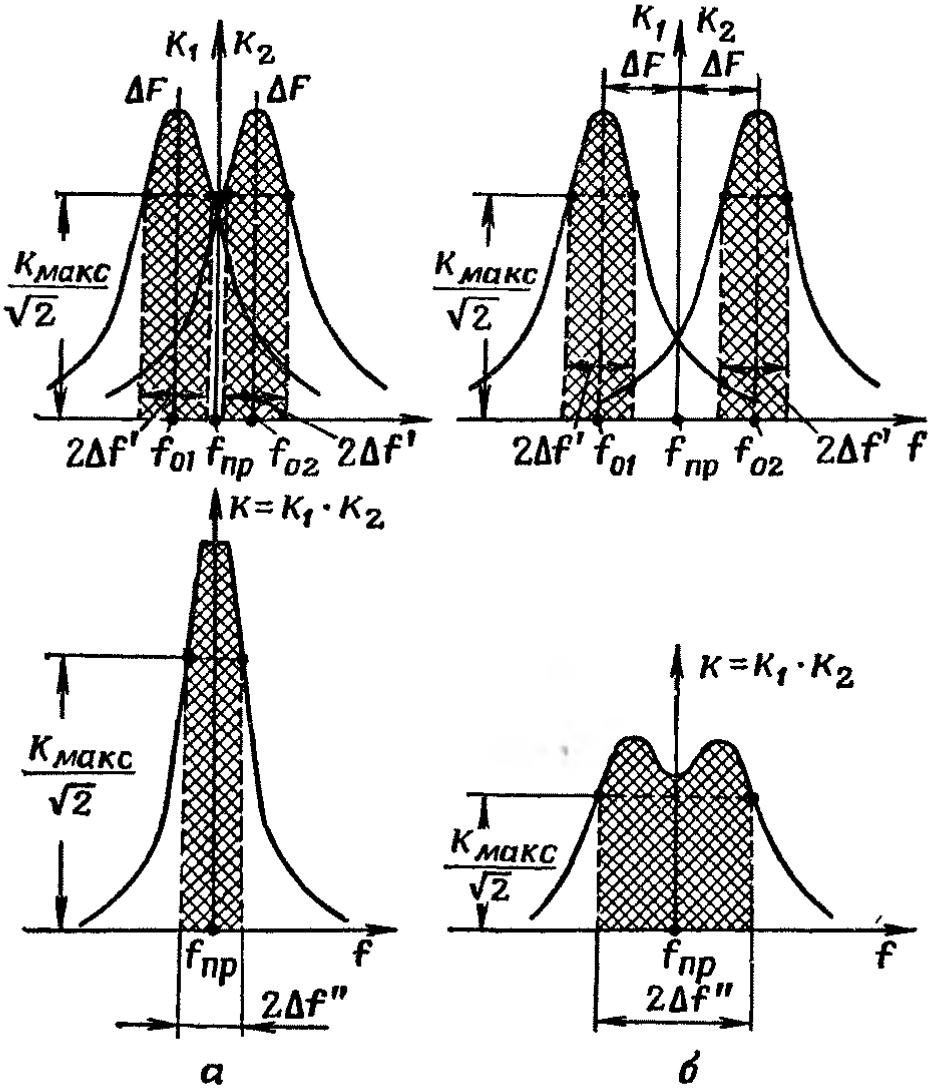

Рис. 46 Частотные характеристики двух смежных каскадов УПЧ и результирующая характеристика «двойки» каскадов:

а — расстройка контуров немного больше критической; *б* — расстройка контуров значительно больше критической

Форма результирующей частотной характеристики в этом случае зависит от величины расстройки ΔF. Если ΔF незначительна, то результирующая частотная характеристика получается одногорбой (Рис. 46 ,*а*). Если же расстройку контуров сделать большой, то частотная характеристика окажется двугорбой (Рис. 46 ,*б*).

Наибольшее значение ΔF, при котором частотная характеристика еще одногорбая, называется критической расстройкой. Обозначим ее $\Delta F_{кр}$. Величина критической расстройки практически

равна половине полосы пропускания одного из контуров (считая, что оба контура одинаковы).

Если $\Delta F \leqslant \Delta F_{кр}$, то результирующая полоса пропускания «двойки» $2\Delta f''$ получается меньше, чем у одного каскада. Если $\Delta F > \Delta F_{кр}$, то результирующая полоса пропускания может быть шире, чем у одного каскада. Но в этом случае провал частотной характеристики оказывается значительным (Рис. 46, *б*). Вершину частотной характеристики можно приблизить к прямой, если один из последующих контуров усилителя настроить на промежуточную частоту приемника.

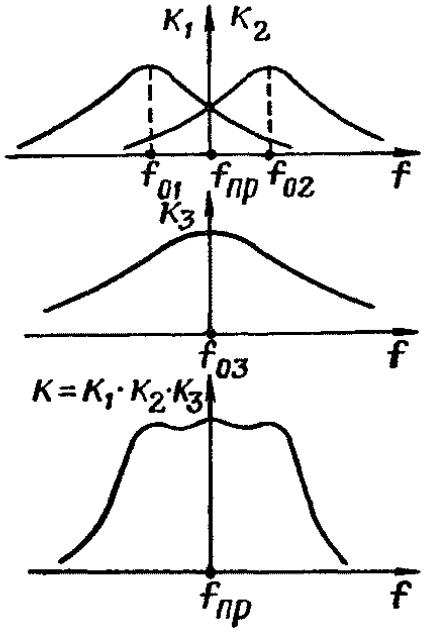

Рис. 47 Частотные характеристики трех каскадов УПЧ и результирующая частотная характеристика «тройки» каскадов

На практике в УПЧ расстройка «двойки» обычно выбирается критической или немного больше ее (Рис. 46, *а*). Такой усилитель содержит несколько «двоек», число которых чаще всего бывает от 2 до 6. Если все пары каскадов одинаковы, а расстройка между контурами у всех пар выбрана критической, то общая полоса пропускания усилителя определяется по формуле

$$2\Delta f_{общ} \approx 2 \cdot \Delta f'' \cdot \frac{1}{1{,}1 \cdot \sqrt[4]{m}}, \qquad (6.3)$$

где m — число «двоек» каскадов.

Значения величины $\frac{1}{1{,}1\sqrt[4]{m}}$ для различного числа пар расстроенных каскадов приведены в табл. 2.4. Из сравнения данных табл. 2.4 с данными табл. 2.3 видно, что при одинаковом числе равноценных каскадов в усилителе с расстроенными контурами получается более широкая полоса пропускания, чем в усилителе с контурами, настроенными на одну частоту.

Таблица 2.4

m	1	2	3	4	5	6
$\frac{1}{1{,}1\sqrt[4]{m}}$	0,91	0,77	0,69	0,64	0,61	0,58

На Рис. 47 показан метод настройки контуров «тройки» каскадов усилителя. Два каскада «тройки», имеющие одинаковые

частотные характеристики, симметрично расстроены относительно промежуточной частоты приемника.

Третий каскад имеет более широкую полосу пропускания и настраивается на промежуточную частоту. Следующие «тройки» каскадов настраиваются аналогичным образом. При таком способе настройки результирующая частотная характеристика УПЧ имеет плоскую широкую вершину и сравнительно крутые скаты.

3. УПЧ с двухконтурными каскадами

Для повышения избирательности УПЧ в его каскадах часто применяют по два связанных контура. Примеры таких схем изображены на Рис. 48 Их называют усилителями на двухконтур-

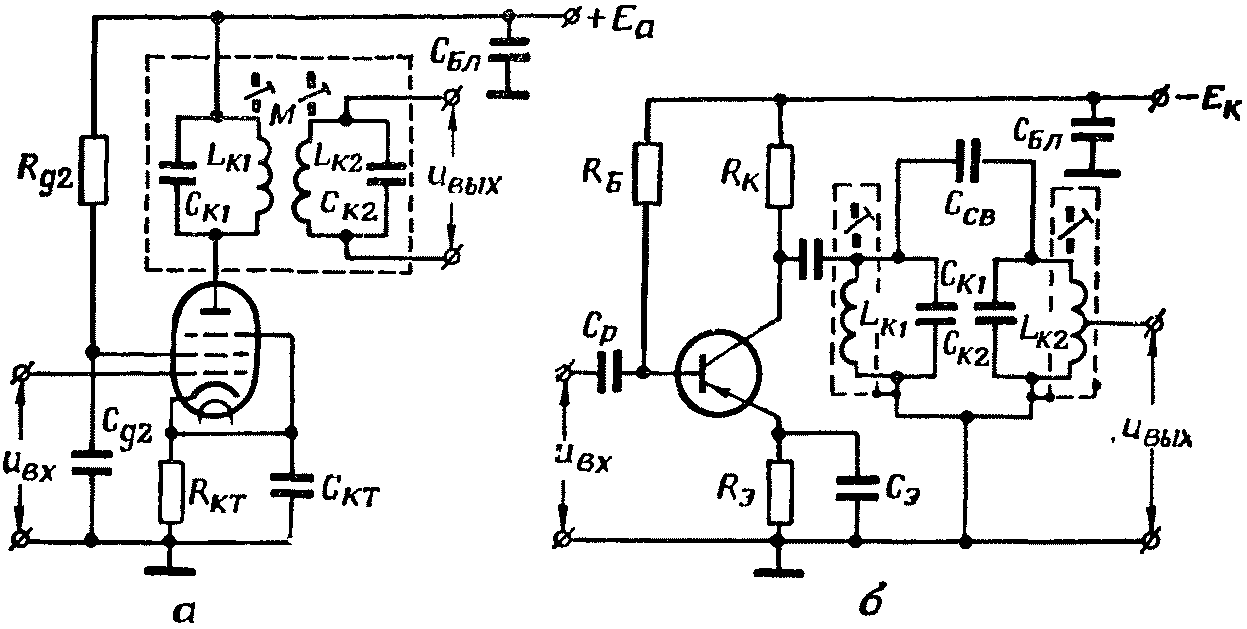

Рис. 48 Примеры схем двухконтурных каскадов УПЧ:
а — ламповый вариант, *б* — транзисторный вариант

ных полосовых фильтрах. Оба контура полосового фильтра одинаковы ($L_{к1}=L_{к2}$, $C_{к1}=C_{к2}$). Они настроены на промежуточную частоту приемника. Включение контуров к усилительным приборам (транзисторам или лампам) выбирается так, чтобы добротности обоих контуров были равны.

В ламповом варианте (Рис. 48 *а*) применен фильтр с индуктивной связью между контурами. Подключение контуров полное. Катушки $L_{к1}$ и $L_{к2}$ чаще всего наматываются на общем каркасе. Расстояние между катушками определяет размеры фильтра.

В транзисторном варианте (Рис. 48 ,*б*) применена емкостная связь между контурами. Она очень удобна в малогабаритных усилителях, так как экранированные катушки контуров можно располагать близко друг от друга. Подключение первого контура показано полное, второго — частичное.

Форма частотной характеристики двухконтурного каскада и его полоса пропускания зависят от величины связи между контурами

(Рис. 49). При связи меньше критической частотная характеристика одногорбая, а полоса пропускания узкая. При связи больше критической частотная характеристика каскада двухгорбая, а полоса пропускания широкая. Недостаток сильной связи заключается в провале на вершине характеристики.

На практике в подавляющем большинстве случаев применяют фильтры с критической связью. В этом случае частотная характеристика каскада имеет наиболее благоприятную форму.

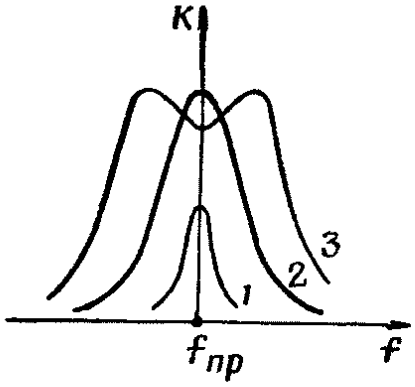

Рис. 49 Частотные характеристики двухконтурного каскада:

1 — связь меньше критической; 2 — связь критическая; 3 — связь больше критической

Полоса пропускания каскада с критической связью между контурами

$$2\Delta f' = \sqrt{2} \cdot \frac{f_0}{Q_э}. \qquad (6.4)$$

Полосу пропускания усилителя из n одинаковых каскадов можно определить по приближенной формуле

$$2\Delta f_{общ} \approx 2\Delta f' \cdot \frac{1}{1.1\sqrt[4]{n}}. \qquad (6.5)$$

Число двухконтурных каскадов в УПЧ обычно бывает от 2 до 4.

Коэффициент усиления двухконтурного каскада с критической связью между контурами фильтра в два раза меньше, чем у одноконтурного каскада.

У каскада на лампе

$$K_0 = \frac{1}{2} \cdot S \cdot R_э. \qquad (6.6)$$

У каскада на транзисторе

$$K_0 = \frac{1}{2} \cdot p_к \cdot p_б \cdot S \cdot R_э. \qquad (6.7)$$

В радиовещательных и связных приемниках на транзисторах широко применяют преобразователи частоты, в которых нагрузкой смесителя является многозвенный полосовой фильтр. Наиболее часто его называют фильтром сосредоточенной селекции (ФСС). Этот фильтр может состоять из 3—5 обычных контуров или представлять собой электромеханическую систему.

Преобразовательный каскад с ФСС обладает очень хорошей частотной характеристикой, но имеет небольшой коэффициент уси-

ления (порядка единиц). В таком преобразователе осуществляется достаточная избирательность принимаемого сигнала (не пропускаются помехи), но усиление выделенного сигнала недостаточно.

Уровень полезного сигнала можно увеличить при помощи любого усилителя с достаточно широкой полосой пропускания (десятки килогерц). Его каскады могут быть апериодические (резисторные) или резонансные. Типичная схема тракта промежуточной частоты с ФСС изображена на Рис. 50 .

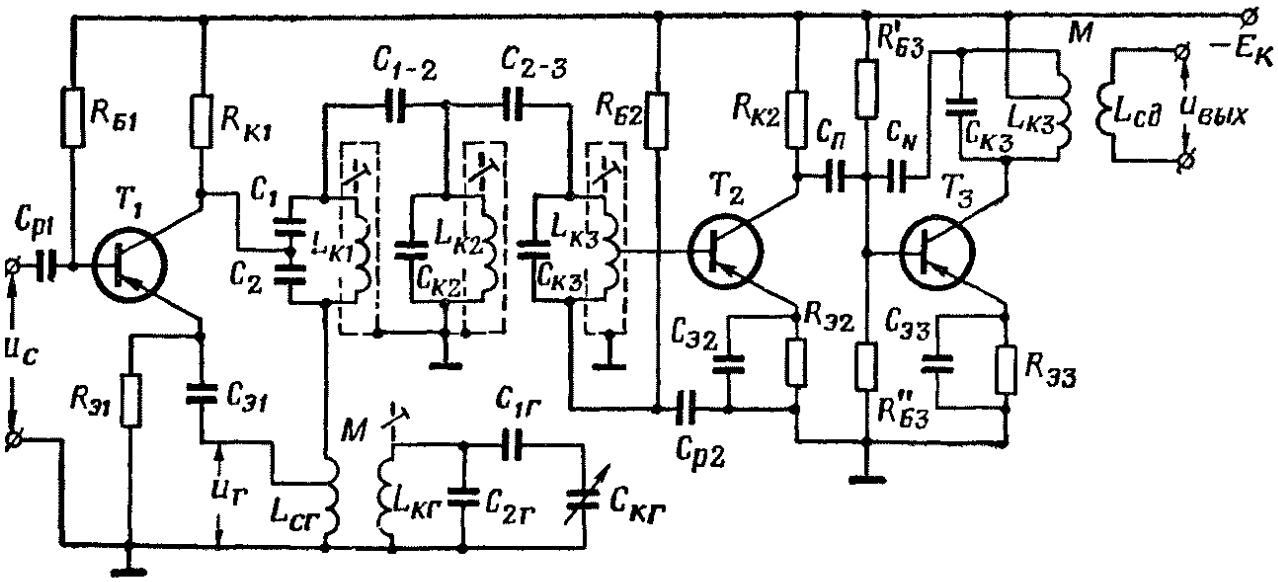

Рис. 50 Пример схемы тракта промежуточной частоты с ФСС

В этой схеме последний каскад является резонансным только потому, что он может иметь выходное сопротивление, равное входному сопротивлению детектора. Заметного влияния на избирательность приемника данный каскад не оказывает. Она определяется исключительно свойствами ФСС.

Расчет элементов ФСС осуществляют графоаналитическим методом. Он прост и достаточно точен. В этом расчете обычно определяют не полосу пропускания фильтра, а степень ослабления помехи по соседнему каналу, т. е. избирательность каскада при заданной расстройке. Полоса пропускания усилителя выступает в расчете заданной величиной. В радиовещательных приемниках она бывает 7—10 *кгц*.

Коэффициент усиления преобразователя частоты с ФСС определяется уравнением

$$K_0 = K_ф \cdot S_{пр} \sqrt{R_{вых.\,см} \cdot R_{вх.\,сл}}, \qquad (6.8)$$

где $K_ф$ — коэффициент передачи фильтра;

$S_{пр}$ — крутизна преобразования;

$R_{вых.см}$ — выходное сопротивление смесителя;

$R_{вх.сл}$ — входное сопротивление следующего каскада;

Коэффициент передачи фильтра узнают при помощи специальных графиков. Его величина бывает от 0,1 до 0,5. Чаще всего $K_ф = 0{,}2 \div 0{,}3$.

Наряду с ФСС из обычных контуров в приемниках связи и в радиовещательных приемниках применяют электромеханические фильтры. В них используют элементы правильной формы (пластины, стержни, диски, шарики), обладающие магнитострикционными или пьезоэлектрическими свойствами. Электромеханические фильтры имеют частотную характеристику, очень близкую к прямоугольной. Габариты и вес таких фильтров малы. Полоса пропускания может быть от десятков герц до единиц килогерц.

В последнем каскаде тракта УПЧ (а также и в других его каскадах) находит применение нейтрализация внутренней обратной связи транзистора. На Рис. 50 цепь нейтрализации емкостная. Она представлена конденсатором C_N. Емкость его бывает порядка единиц пикофарад. Необходимая величина C_N всегда подбирается экспериментально. Данная мера позволяет увеличить коэффициент усиления каскада.

Структурные схемы приемников.

Радиоприемное устройство предназначено для приема каких-либо сообщений или сигналов, поступающих к нему в виде радиоволн. Оно состоит из приемной антенны, приемника и оконечного прибора.

Приемная антенна извлекает из окружающего пространства очень небольшую часть энергии проходящих радиоволн и направляет ее в радиоприемник.

В приемнике осуществляется выделение полезных колебаний и преобразование их к такому виду, который необходим для работы оконечного прибора.

При помощи оконечного прибора воспроизводится, регистрируется или иным способом используется принятая информация. В качестве оконечных приборов применяют акустические или электронно-лучевые устройства, буквопечатающие, фотопечатающие и пишущие аппараты, а также механизмы управления различных автоматических и счетно-решающих систем.

Информация на входе приемника заключена в модулированных колебаниях высокой частоты. Их называют высокочастотными сигналами. Только один из них полезный. Это тот сигнал, который принимается приемником в данный момент. По отношению к нему все остальные сигналы являются помехами.

Принимаемый высокочастотный сигнал может быть модулированным по амплитуде, частоте или фазе. Многие радиолокационные приемники принимают импульсно-модулированные колебания (радиоимпульсы). Приемники телеграфных сообщений принимают манипулированные колебания.

После значительного усиления избирательными усилителями принятые высокочастотные колебания детектируются. В результате детектирования получаются низкочастотные сигналы. Именно они и являются носителями полезной информации, так как способны привести в действие оконечный прибор. Но для этого низкочастотные (информационные) сигналы должны иметь определенную мощность или напряжение. Поэтому в приемнике после детектора обычно имеется усилитель низкой частоты или видеоусилитель.

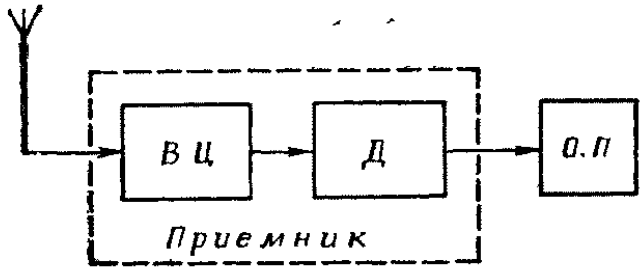

Рис. 51 Структурная схема простого детекторного приемника

Более подробно последовательность процессов в приемнике рассматривается применительно к его конкретной схеме.

Несмотря на большое разнообразие приемников, можно выделить всего несколько вариантов типовых структурных схем.

На Рис. 51 изображена структурная схема самого простого приемника. Он называется детекторным. В этом приемнике всего два элемента. Входная цепь (ВЦ) представляет собой одиночный колебательный контур. За счет его резонансных свойств происходят выделение принимаемых высокочастотных колебаний и значительное подавление помех. Данный процесс называется частотной избирательностью. Затем выделенные колебания детектируются. Созданный низкочастотный (информационный) сигнал при-

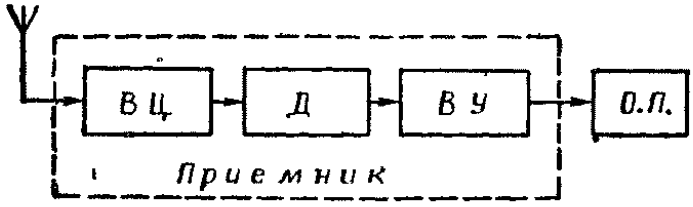

Рис. 52 Структурная схема детекторного приемника с видеоусилителем

водит в действие оконечный прибор. Успешная работа детекторного приемника возможна только при относительно большой мощности принимаемых сигналов. Его достоинство заключается в отсутствии источников питания.

На Рис. 52 приведена усложненная схема детекторного приемника специального назначения. В нем после детектора имеется многокаскадный видеоусилитель. Следовательно, данный приемник предназначен для приема импульсных сигналов. Такие приемники применяются в некоторых радиолокационных системах (например, маяках).

На Рис. 53 показана обычная схема приемника прямого усиления. Он отличается от детекторного приемника наличием усилителя высокой частоты. В большинстве случаев УВЧ имеет один или два резонансных каскада на лампах или транзисторах. При числе каскадов более двух усилитель высокой частоты работает неустойчиво. Он обладает склонностью к самовозбуждению. Из-за такой опасности УВЧ не может иметь большого коэффициента усиления. Отрицательной особенностью УВЧ является зависимость его показателей от частоты усиливаемых колебаний. Усилитель низкой частоты содержит один или два каскада. Они выполняются на лампах или транзисторах. Избирательными свойствами УНЧ не обладает.

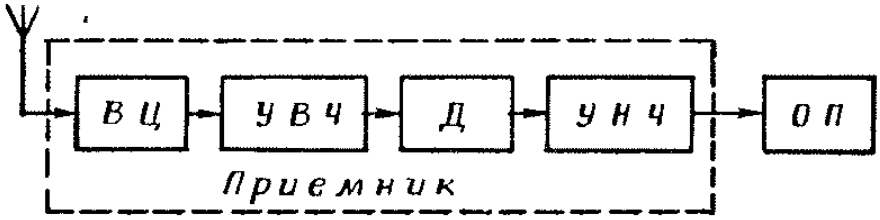

Рис. 53 Структурная схема приемника прямого усиления

На Рис. 54 изображена супергетеродинная схема радиолокационного приемника. Ее типичной особенностью является наличие преобразователя частоты (ПЧ) и усилителя промежуточной частоты (УПЧ). Остальные элементы такие же, как и в приемниках прямого усиления. Преобразователь частоты состоит из смесителя (*С*) и гетеродина (*Г*).

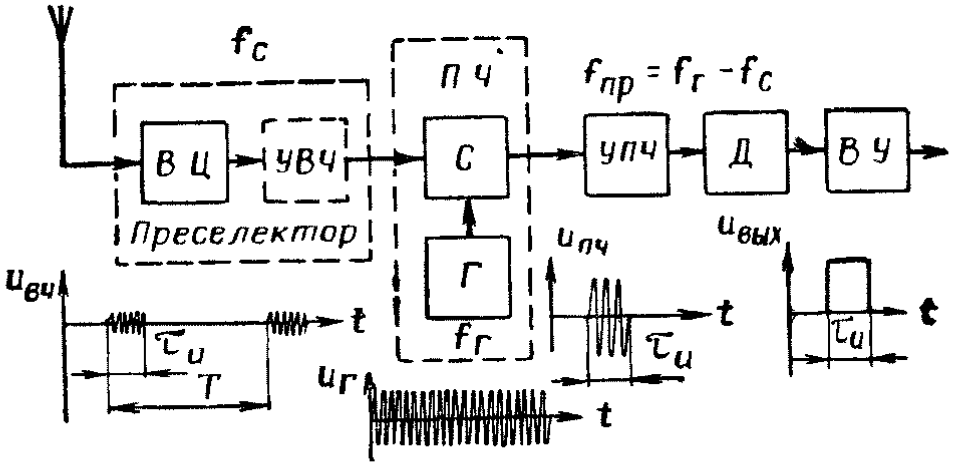

Рис. 54 Структурная схема супергетеродинного приемника импульсных сигналов

Супергетеродинная схема приемника является наиболее совершенной и наиболее распространенной. Поэтому поясним ее более подробно.

1) Входная цепь служит переходным звеном от приемной антенны к входу первого усилительного каскада. Ее назначение можно рассматривать с различных точек зрения. Выше было отмечено, что вследствие резонансных свойств колебательного контура входная цепь осуществляет предварительную частотную избирательность полезных высокочастотных колебаний. К этому можно добавить, что входная цепь обеспечивает согласование волнового сопротивления антенного фидера с входным сопротивлением приемника. Тем самым достигается возможно большее превышение напряжения сигнала над уровнем помех и шумов. Полезно также отметить, что входная цепь управляет работой первого усилительного каскада за счет энергии, принятой из окружающего пространства. Мощность полезного сигнала входная цепь не увеличивает.

2) Усилитель высокой частоты в супергетеродинном приемнике есть не всегда, поэтому он изображен пунктиром. Однако чаще УВЧ имеется и обычно состоит из одного каскада. В этом избирательном усилителе происходит преимущественное усиление колебаний полезного высокочастотного сигнала. Одно из главных требований к УВЧ радиолокационного приемника состоит в достижении малого уровня внутренних шумов. Совокупность входной цепи и УВЧ в любом супергетеродинном приемнике называют преселектором. Преселектор осуществляет предварительно селекцию (избирательность) принимаемых сигналов.

3) Преобразователь частоты состоит из смесителя и гетеродина. Он осуществляет преобразование сигнала высокой частоты в сигнал промежуточной частоты. Промежуточная частота ниже несущей частоты принимаемого сигнала, но выше основных частот модуляции. Важной особенностью промежуточной частоты является ее постоянство при любой настройке приемника. Достигается это одновременной перестройкой контуров входной цепи, УВЧ и гетеродина.

Гетеродин представляет собой автоколебательный генератор малой мощности. Он создает непрерывные синусоидальные колебания высокой частоты, которая несколько отличается от несущей частоты принимаемого сигнала. Колебания гетеродина поступают в смеситель и смешиваются там с колебаниями сигнала.

В результате смешивания двух колебаний разных частот образуются так называемые биения. Частота биений равна разности частот сигнала и гетеродина. Результирующее сложное колебание детектируется в смесителе и поэтому на выходе его получается сигнал разностной (промежуточной) частоты.

4) Усилитель промежуточной частоты. Это многокаскадный избирательный усилитель. Он выполняется на пентодах или транзисторах. Отличительной особенностью УПЧ является постоянная настройка его контуров. Они настраиваются один раз (на заводе) и в процессе эксплуатации приемника не перестраиваются.

Постоянная настройка контуров УПЧ позволяет иметь в нем много каскадов, не склонных к самовозбуждению до 12 и более. Технические показатели УПЧ не зависят от настройки приемника, т. е. от настройки контуров входной цепи и УВЧ.

5) Детектор радиолокационного приемника осуществляет преобразование радиоимпульсов промежуточной частоты в видеоимпульсы.

6) Видеоусилитель увеличивает амплитуду импульсов до величины, обеспечивающей нормальную работу индикатора.

Рассмотренная структурная схема радиолокационного приемника является неполной. Обычно в реальном приемнике имеются еще автоматические системы. Наиболее часто к ним относятся си-

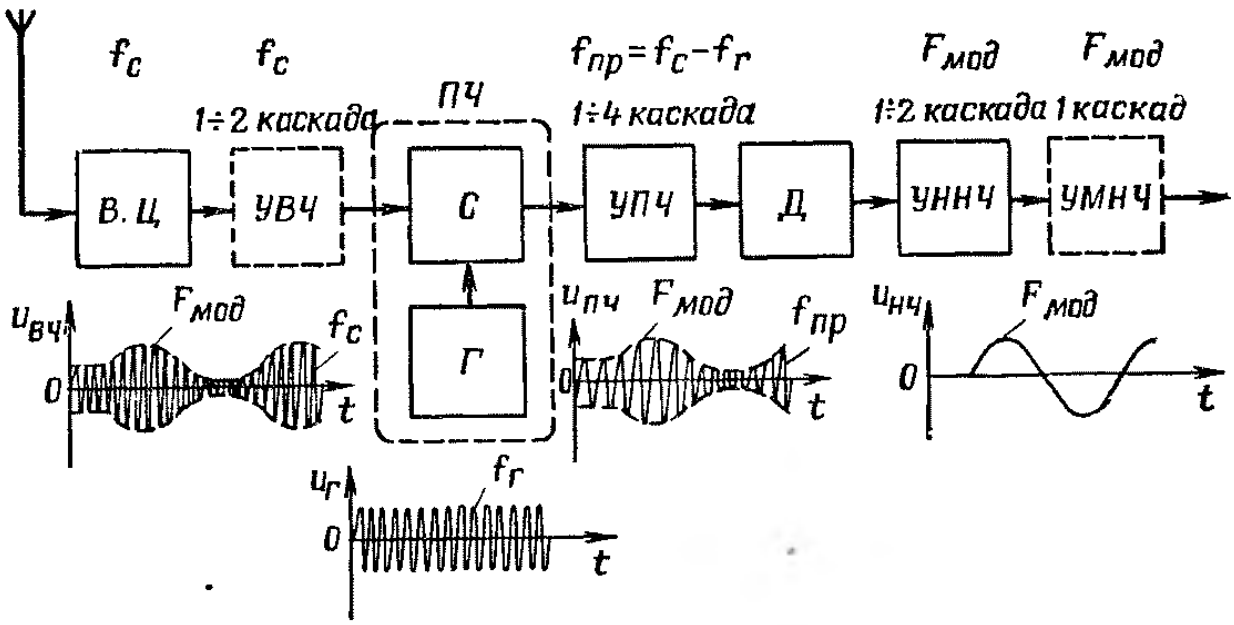

Рис. 55 Структурная схема супергетеродинного приемника связи

стема автоматической регулировки усиления (АРУ) и система автоматической подстройки частоты гетеродина (АПЧ). До входной цепи обычно включается разрядник защиты приемника. Приемник необходимо защищать от мощного зондирующего радиоимпульса передатчика.

На Рис. 55 приведена структурная схема супергетеродинного приемника связи. Ее общее построение не отличается от предыдущей схемы. Показанные на ней временные графики достаточно наглядно поясняют основные процессы.

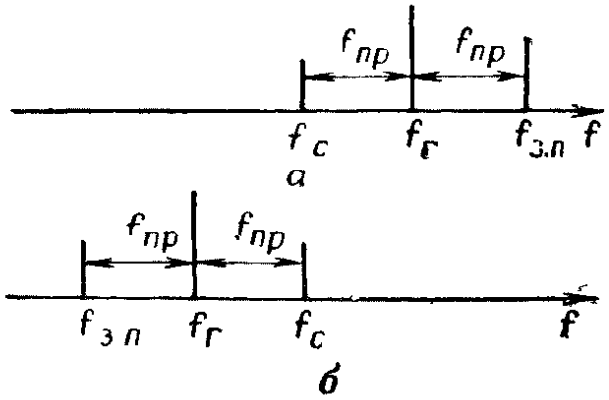

Рис. 56 Частоты полезного сигнала, гетеродина и зеркальной помехи:

а — частота гетеродина выше частоты сигнала; *б* — частота гетеродина ниже частоты сигнала

Специфическим недостатком любого супергетеродинного приемника является вероятность нежелательного воздействия на его работу зеркальной помехи. Этой помехой называют такие высокочастотные мешающие сигналы, которые, складываясь на входе смесителя с колебаниями гетеродина, образуют биения с промежуточной частотой приемника. Если $f_c<f_г$, то частота зеркальной помехи $f_{з.п}=f_г+f_{пр}$. Если $f_c>f_г$, то $f_{з.п}=f_г-f_{пр}$. Сказанное поясняется Рис. 56 Из него видно, что по отношению к частоте гетеро-

дина зеркальная помеха и полезный сигнал симметричны. Поэтому зеркальную помеху иногда называют симметричной помехой.

Для устранения приема зеркального сигнала требуется не допустить его до преобразователя частоты. Эту задачу должен успешно выполнять преселектор, т. е. входная цепь приемника и УВЧ.

Мешающие сигналы «соседней» станции (т. е. близкие по частоте к полезному сигналу) устраняются преимущественно в УПЧ. В преселекторе они только слегка ослабляются.

Кроме обычных супергетеродинных приемников применяются приемники с двойным, а иногда и с тройным преобразованием частоты. Возможны также приемники гетеродинные, регенеративные и сверхрегенеративные. Чаще всего они имеют узкоспециальное назначение.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Для наглядности и соответственно возможностям применяемого учебного универсального демонстрационного осциллографа все эксперименты проводятся на низких частотах.

1. УСТАНОВКА УЧЕБНАЯ ЛАБОРАТОРНО - ДЕМОНСТРАЦИОННАЯ «ИЗУЧЕНИЕ МОДУЛЯТОРОВ И ДЕТЕКТОРОВ» РТРУЛ-5

Лабораторная работа по исследованию и демонстрации работы модуляторов и детекторов выполняется на комбинированном лабораторном приборе РТРУЛ-5.

Установка предназначена для проведения лабораторных работ по курсу «Радиотехника и электроника» в высших и средне-технических учебных заведениях.

Установка может быть использована в различных курсах, изучающих основы электронной техники в высших и средних специальных учебных заведениях.

Установка выполнена в климатическом исполнении УХЛ, категория 4.2 ГОСТ 15150-69 для эксплуатации в помещении при температуре от 10°С до 35°С и относительной влажности до 80 %.

Учебная установка конструктивно состоит из нескольких элементов, конструктивно объединенных в одном корпусе:

- набора изучаемых элементов и устройств;
- двух конденсаторов различной емкости для демонстрации работы детекторов на полупроводниковом диоде;
- стабилизированного источника питания, подающего питание нужной полярности и значения на все элементы схемы;
- схемы контроля необходимых параметров, осуществляющей информацию о ходе эксперимента и вывод на экран LCD дисплея.

Порядок выполнения лабораторных и демонстрационных работ на установке РТРУЛ-5

1. Перед включением установки в сеть необходимо убедиться в целостности сетевых и соединительных проводов. Все соединительные провода и контрольные точки использовать следует только по назначению, запрещается замыкать выход нагрузки и выходы контрольных точек.
2. Включить установку в сеть ~220 В с помощью прилагаемого силового сетевого кабеля евро-стандарта. Поставить переключатель есть на панели учебного модуля в положение «ВКЛ», при этом должен загореться сигнальный индикатор «СЕТЬ».
3. С помощью кнопки «УПРАВЛЕНИЕ» - «ВЫБОР РЕЖИМА» выбрать один из трех режимов модуляции — АМ, ЧМ, ШИМ модулятор. Все установленные значения отображаются в интерактивном меню с помощью цифрового LCD индикатора. Для начала и окончания эксперимента (включение — выключение генератора) необходимо нажать кнопку «ВХОД/ВЫХОД». Все изменения параметров опыта («СКОРОСТЬ МОДУЛЯЦИИ и т. д.) следует производить при выключенном генераторе, для включения и выключения генератора использовать кнопку «ВХОД/ВЫХОД».
4. Для изучения АМ модулятора и детектора в режиме нормальной модуляции следует при выключенном генераторе установить вращением ручки «СКОРОСТЬ МОДУЛЯЦИИ» относительные значения ~33 - 66 единиц (по показаниям LCD индикатора).
5. Соединить соединительным проводом из комплекта выход учебной установки «АМ-модулятор» со входом Y осциллографа и запустить генератор нажатием кнопки «ВХОД/ВЫХОД».
6. Вращением ручек VOLTS/DIV и TIME/DIV (ВОЛЬТ/ДЕЛ и ВРЕМЯ/ДЕЛ) и ручек POSITION осей X и Y на электронном осциллографе добиться визуально наиболее удобного изображения сигнала. Для дополнительной синхронизации можно использовать ручку LEVEL. Ручка «Y-LINE-EXT» метода синхронизации должна находится в положении Y (внутренняя синхронизация). При этом следует учитывать, что оси X (время) и Y (амплитуда) откалиброваны правильно (т. е. подписи у ручек VOLTS/DIV и TIME/DIV верны) только при повернутых до упора ручках плавной регулировки VOLT VAR. и TIME VAR. Однако для лучшей синхронизации и неподвижности изображения картинки допускается небольшое вращение ручки плавной регулировки TIME VAR.
7. Расположив картинку симметрично относительно экрана осциллографа, зарисовать на миллиметровую бумагу наблюдаемый сигнал АМ. Определить максимальную амплитуду Uмакс и минимальную амплитуду Uмин АМ сигнала и частоту модулированного и модулирующего сигнала по показаниям осциллографа.
8. Согласно рис. 12 и формуле (2.10) оценить коэффициент модуляции m.
9. Детектор АМ колебаний в данной работе выполнен по простейшей схеме

на полупроводниковом диоде рис. 26.

10. Подключить соединительный провод к выходу АМ-детектор, наблюдать на экране осциллографа сигнал с АМ-детектора без подключения конденсаторов.
11. Зарисовать сигнал с экрана осциллографа на миллиметровую бумагу, определить амплитуду и частоту сигнала (см. рис. 28-1) и частоту огибающей.
12. Подключив ко входу установки «КОНДЕНСАТОР» конденсатор емкости 0,22 мкФ наблюдать за изменением сигнала на осциллографе, выделением огибающей и возникающими при этом нелинейными искажениями. Зарисовать сигнал на миллиметровую бумагу, определитель амплитуду и частоту сигнала.
13. Отключить конденсатор 0,22 мкФ и подключить конденсатор большей емкости 0,68 мкФ. наблюдать за изменением сигнала на осциллографе, выделением огибающей и возникающими при этом нелинейными искажениями. Зарисовать сигнал на миллиметровую бумагу, определитель амплитуду и частоту сигнала (см. рис. 29, рис. 30).
14. Сделать вывод о влиянии конденсатора на качество детектирования сигнала и отключить конденсатор.
15. Отключить генератор кнопкой «ВХОД/ВЫХОД» и установить ручку «СКОРОСТЬ МОДУЛЯЦИИ» в положение ~0-33 (недомодуляция)
16. Соединить соединительным проводом из комплекта выход учебной установки «АМ-модулятор» со входом Y осциллографа и запустить генератор нажатием кнопки «ВХОД/ВЫХОД» и повторить пп. 6-14.
17. Аналогичные действия проделать для положения ручки «СКОРОСТЬ МОДУЛЯЦИИ» ~ 66 — 100 (перемодуляция).
18. Во всех случаях оценить коэффициент модуляции m и влияние емкости конденсатора на качество выделения полезной составляющей сигнала.

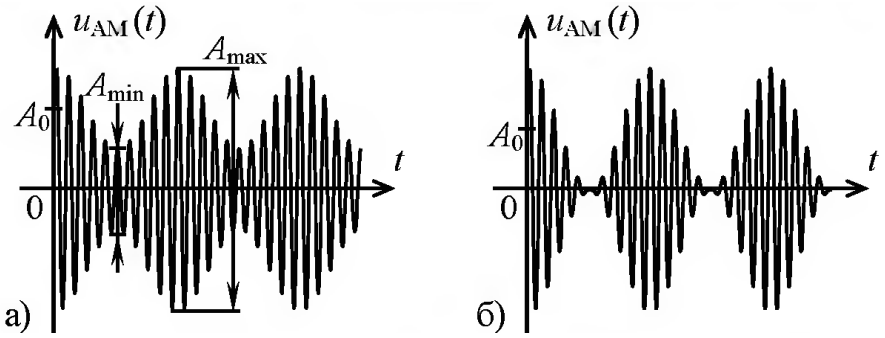

Рис. 57. а) нормальный режим амплитудной модуляции б) перемодуляция

19. Отключить генератор и с помощью кнопки «УПРАВЛЕНИЕ» - «ВЫБОР РЕЖИМА» выбрать ЧМ модуляция.
20. Подключить выход Y осциллографа ко входу ЧМ-модулятор/детектор. Включить генератор нажатием кнопки «ВХОД/ВЫХОД». В данном опыте изменение параметров модуляции может осуществляться и при

включенном генераторе ручкой «СКОРОСТЬ МОДУЛЯЦИИ». Наблюдать частотно модулированный сигнал. Для наглядности, наблюдение ЧМ следует проводить при низких частотах модуляции, для визуального наблюдения огибающей продетектированного сигнала частоту модулирующего сигнала следует увеличить ручкой «СКОРОСТЬ МОДУЛЯЦИИ».

21. Определить амплитуду ЧМ сигнала с помощью электронного осциллографа.
22. Нажатием кнопки «ВЫБОР РЕЖИМА» произвести переключение установки в режим детектирования, при этом должен загореться сигнальный светодиод ЧМ-детектор включен. ЧМ детектор в данной установке выполнен комбинацией достаточно сложных схем рис. 33, 37, 38. Для лучшей синхронизации и неподвижности изображения картинки допускается небольшое вращение ручки плавной регулировки TIME VAR.
23. Оценить частоту и амплитуду продетектированного сигнала.
24. Сравнить чистоту выделения огибающей в АМ и ЧМ детекторах
25. Отключить генератор нажатием кнопки ВХОД/ВЫХОД.
26. С помощью кнопки «УПРАВЛЕНИЕ» - «ВЫБОР РЕЖИМА» выбрать ШИМ модуляция (PWM). Изменение параметров модуляции в данном может осуществляться только **при выключенном генераторе** (для отключения генератора нажать кнопку ВХОД/ВЫХОД).
27. Подключить выход Y осциллографа ко входу ШИМ модулятор. Ручку «AC-GND-DC» осциллографа перевести в положение DC. Включить генератор нажатием кнопки «ВХОД/ВЫХОД».
28. Вращением ручек VOLTS/DIV и TIME/DIV (ВОЛЬТ/ДЕЛ и ВРЕМЯ/ДЕЛ) и ручек POSITION осей X и Y на электронном осциллографе добиться визуально наиболее удобного изображения сигнала. Для дополнительной синхронизации можно использовать ручку LEVEL. Ручка «Y-LINE-EXT» метода синхронизации должна находится в положении Y (внутренняя синхронизация).
29. Выключить генератор и повернуть ручку «СКОРОСТЬ МОДУЛЯЦИИ» до упора по часовой стрелке.
30. Включить генератор и наблюдать за медленным изменением длительности импульсов по синусоидальному закону. При необходимости скорректировать изображение сигнала согласно п. 28. Определить амплитуду сигнала ШИМ.
31. Выключить генератор и повернуть ручку «СКОРОСТЬ МОДУЛЯЦИИ» до упора против часовой стрелки.
32. Подключить выход Y осциллографа ко входу ШИМ-детектор. Детектор выполнен по простейшей схеме, аналогично диодному детектору АМ колебаний рис. 26.
33. Подключая ко входу детектора конденсаторы различного номинала из комплекта наблюдать за нелинейными искажениями и за тем как изменяется, очищается либо засоряется продетектированный сигнал

(огибающая синуса).

34. Зарисовать полученные продетектированные сигналы на миллиметровую бумагу, определить амплитуду и частоту.
35. Сделать вывод о влиянии емкости конденсатора на качество продетектированного сигнала.
36. По окончании работы поставить переключатель «СЕТЬ» на панели установки и осциллографа в положение «выкл», при этом должен погаснуть индикатор сеть и вынуть сетевые вилки из розеток.

2. УСТАНОВКА УЧЕБНАЯ ЛАБОРАТОРНО - ДЕМОНСТРАЦИОННАЯ «ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ» РТРУЛ-3

Лабораторная работа выполняется на комбинированном лабораторном приборе РТРУЛ-3.

Установка предназначена для проведения лабораторных работ по курсу «Радиотехника и электроника» в высших и средне-технических учебных заведениях.

Установка может быть использована в различных курсах, изучающих основы электронной техники в высших и средних специальных учебных заведениях.

Установка выполнена в климатическом исполнении УХЛ, категория 4.2 ГОСТ 15150-69 для эксплуатации в помещении при температуре от 10°С до 35°С и относительной влажности до 80 %.

Учебная установка конструктивно состоит из нескольких элементов, конструктивно объединенных в одном корпусе:

- набора изучаемых элементов и устройств;
- стабилизированного источника питания, подающего питание нужной полярности и значения на все элементы схемы;
- схемы контроля необходимых параметров, осуществляющей информацию о ходе эксперимента и вывод на экран LCD дисплея.

Порядок выполнения лабораторных и демонстрационных работ на установке РТРУЛ-3

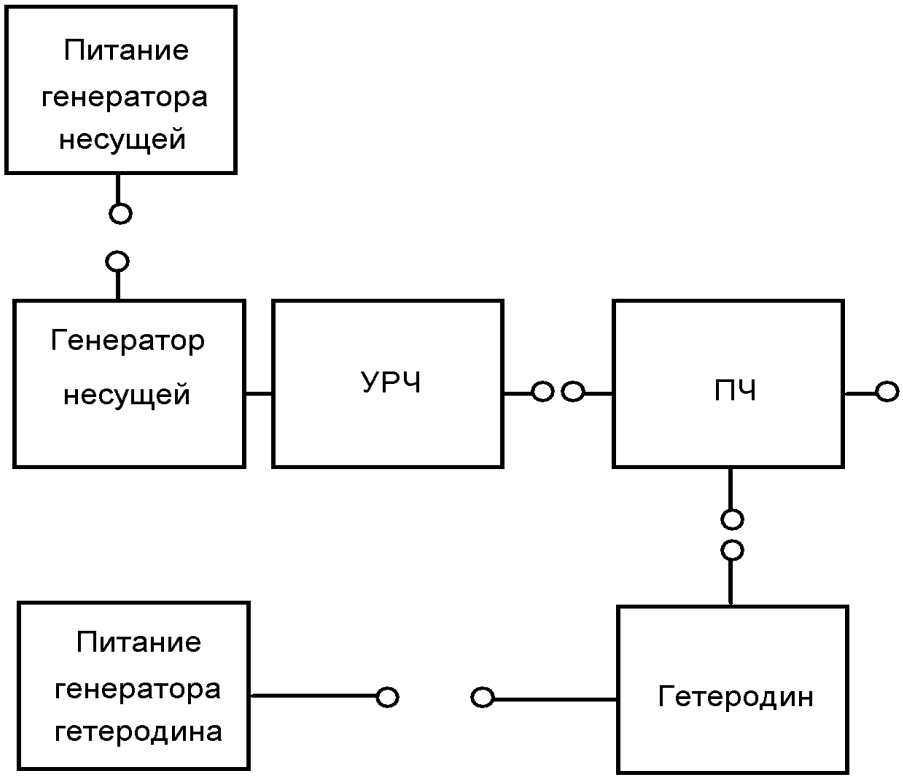

Рис. 58. Блок схема экспериментальной установки.

1. Перед включением установки в сеть необходимо убедиться в целостности сетевых и соединительных проводов. Все соединительные провода и контрольные точки использовать следует только по назначению, запрещается замыкать выход нагрузки и выходы контрольных точек.
2. Включить установку в сеть ~220 В с помощью прилагаемого силового сетевого кабеля евро-стандарта. Поставить переключатель есть на панели учебного модуля в положение «ВКЛ», при этом должен загореться сигнальный индикатор «СЕТЬ».
3. Соединить перемычками из комплекта контрольные точки установки (см. блок-схему рис. 58): 1 – подача питания от встроенного стабилизированного источника питания на генератор несущей; 2 - подача питания от встроенного стабилизированного источника питания на гетеродин; 3 – соединение гетеродина с преобразователем частоты; 4 — соединение усилителя радиочастоты с преобразователем частоты.
4. После соединения всех перемычек на экране дисплея должны отображаться параметры эксперимента, в противном случае отображаются сведения об ошибках соединия.
5. Подключить вход Y осциллографа к выходу «ВЫХОД ПЧ» экспериментальной установки.

6. На экране LCD дисплея отображается f – значение частоты несущей (не изменяется в процессе эксперимента), fg – частота гетеродина, изменяемая вращением ручки «ЧАСТОТА ГЕТЕРОДИНА» при отключенном генераторе GEN-OFF, разностная частота fph=fg-f.
7. Установить ручку «ЧАСТОТА ГЕТЕРОДИНА» в среднее положение и записать установленное значение частоты гетеродина и значение разностной частоты fph с выхода ПЧ.
8. Преобразователь частоты в данной экспериментально-демонстрационной установке выполнен на нелинейном элементе — транзисторе согласно рис. 40 — 42 и точно настроен на выделение нужной частоты LC контуром (см. схему исполнения согласно рис. 59)

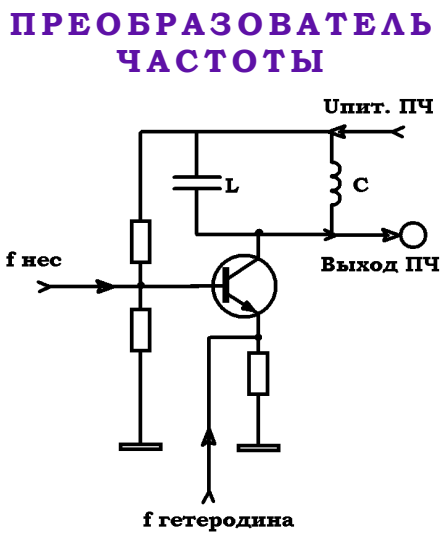

Рис. 59. Вариант исполнения ПЧ, применяемый в установке.

9. Нажать на кнопку «ВКЛЮЧЕНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ» и удерживать её до появления надписи GEN-ON на экране LCD дисплея после чего отпустить кнопку. При этом на экране осциллографа должен наблюдаться сигнал с выхода преобразователя частоты.
10. Вращением ручек VOLTS/DIV и TIME/DIV (ВОЛЬТ/ДЕЛ и ВРЕМЯ/ДЕЛ) и ручек POSITION осей X и Y на электронном осциллографе добиться визуально наиболее удобного изображения сигнала. Для дополнительной синхронизации можно использовать ручку LEVEL. Ручка «Y-LINE-EXT» метода синхронизации должна находится в положении Y (внутренняя синхронизация). При этом следует учитывать, что оси X (время) и Y (амплитуда) откалиброваны правильно (т. е. подписи у ручек VOLTS/DIV и TIME/DIV верны) только при повернутых до упора ручках плавной регулировки VOLT VAR. и TIME VAR.
11. Расположить картинку симметрично относительно экрана осциллографа и зарисовать сигнал на миллиметровую бумагу.
12. Определить амплитуду, период и частоту сигнала согласно показаниям электронного осциллографа и сравнить частоту fph с показаниями осциллографа.
13. Выключить генераторы кнопкой «ВЫКЛЮЧЕНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ» и повторить опыт для 5-7 других частот гетеродина, устанавливая их ручкой «ЧАСТОТА ГЕТЕРОДИНА» (изменить частоту гетеродина можно только при выключенных генераторах GEN-OFF) согласно пп. 9-12.
14. По окончании работы поставить переключатель «СЕТЬ» на панели установки и осциллографа в положение «выкл», при этом должен погаснуть индикатор сеть и вынуть сетевые вилки из розеток.

3. УСТАНОВКА УЧЕБНАЯ ЛАБОРАТОРНО - ДЕМОНСТРАЦИОННАЯ «МЕТОДЫ СЕЛЕКТИВНОСТИ РПУ» РТРУЛ-1

Лабораторная работа выполняется на комбинированном лабораторном приборе РТРУЛ-1.

Установка предназначена для проведения лабораторных работ по курсу «Радиотехника и электроника» в высших и средне-технических учебных заведениях.

Установка может быть использована в различных курсах, изучающих основы электронной техники в высших и средних специальных учебных заведениях.

Установка выполнена в климатическом исполнении УХЛ, категория 4.2 ГОСТ 15150-69 для эксплуатации в помещении при температуре от 10°С до 35°С и относительной влажности до 80 %.

Учебная установка конструктивно состоит из нескольких элементов, конструктивно объединенных в одном корпусе:

- набора изучаемых элементов и устройств;
- стабилизированного источника питания, подающего питание нужной полярности и значения на все элементы схемы;
- схемы контроля необходимых параметров, осуществляющей информацию о ходе эксперимента и вывод на экран LCD дисплея.

Порядок выполнения лабораторных и демонстрационных работ на установке РТРУЛ-1

Учебная установка выполнена по схемам рис. 60 и представляет собой фильтры с сосредоточенными параметрами ФСС с выведенными контрольными точками. В установку встроена модель АЧХометра для снятия амплитудно-частотной характеристики фильтров с помощью осциллографа в диапазоне частот ~ 410-510 кГц. Таким образом, вся шкала осциллографа по оси X составляет ~ΔF=100 кГц.

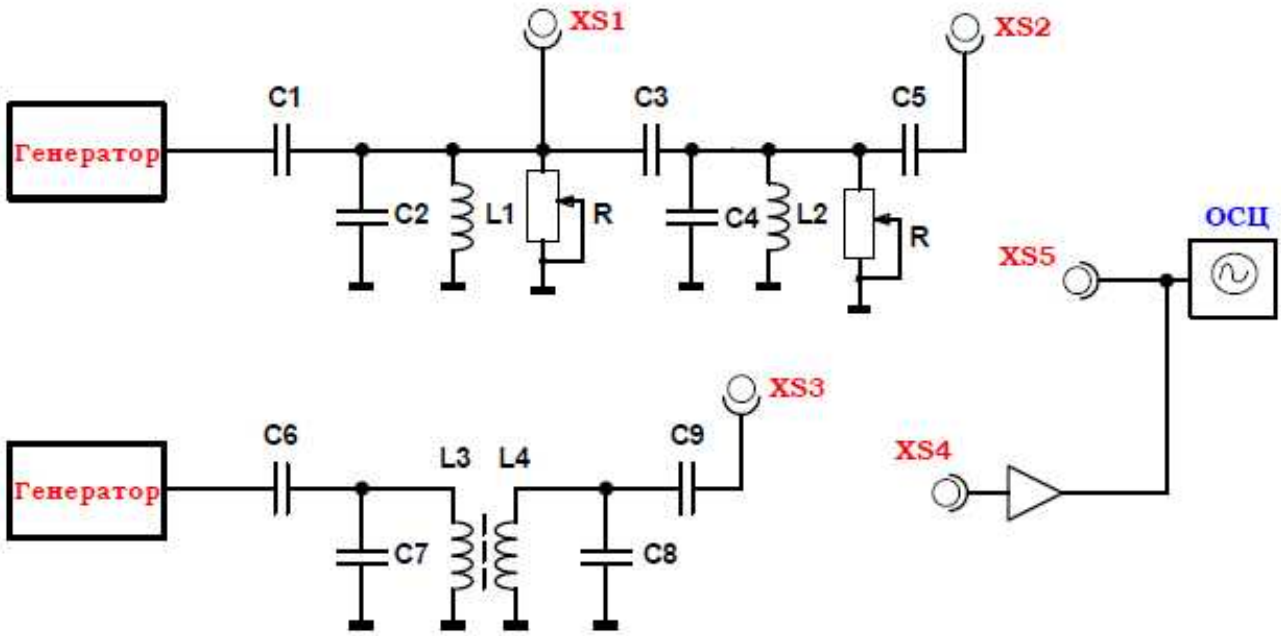

Рис. 60. Принципиальная блок схема экспериментальной установки.

1. Перед включением установки в сеть необходимо убедиться в целостности сетевых и соединительных проводов. Все соединительные провода и контрольные точки использовать следует только по назначению, запрещается замыкать выход нагрузки и выходы контрольных точек.
2. Включить установку и осциллограф в сеть ~220 В с помощью прилагаемого силового сетевого кабеля евро-стандарта. Поставить переключатель есть на панели учебного модуля и осциллографа в положение «ВКЛ», при этом должен загореться сигнальный индикатор «СЕТЬ».
3. Подключить вход X осциллографа к выходу «СИНХР» учебной установки, вход Y осциллографа к выходу XS5 учебной установки.
4. Соединить вход усилителя XS4 с контрольной точкой XS1 фильтра.
5. Поставить ручку «РЕГУЛИРОВКА» регулировки переменного резистора R в крайнее левое положение, вращая ее до упора против часовой стрелки.
6. Вращением ручек VOLTS/DIV и TIME/DIV (ВОЛЬТ/ДЕЛ и ВРЕМЯ/ДЕЛ)

и ручек POSITION осей X и Y на электронном осциллографе добиться визуально наиболее удобного изображения сигнала. Для дополнительной синхронизации можно использовать ручку LEVEL. Ручка «Y-LINE-EXT» метода синхронизации должна находится в положении EXT (синхронизация внешним сигналом). При этом следует учитывать, что оси X (время) и Y (амплитуда) откалиброваны правильно (т. е. подписи у ручек VOLTS/DIV и TIME/DIV верны) только при повернутых до упора ручках плавной регулировки VOLT VAR. и TIME VAR.

7. Расположить АЧХ контура симметрично относительно центра экрана осциллографа. При этом центр пика будет составлять ~465 кГц.
8. Записать значение шунтирующего резистора R по показаниям встроенного в установку Омметра с экрана LCD индикатора и срисовать полученную АЧХ фильтра на миллиметровую бумагу (АЧХ представляет собой несимметричный пик аналогичный рис. 43).
9. Определить коэффициент чувствительности АЧХометра по оси X. Для этого следует поделить весь допустимый диапазон измерения частоты ~ΔF= 100 кГц на полное количество делений по оси X на шкале осциллографа:

$$K_{АЧХ} = \frac{\Delta F}{\Delta X} \quad [кГц/ДЕЛ]$$

в дальнейшем все измерения на осциллографе проведенные по клеткам следует переводить в реальные значения частоты $F=K_{ачх} \cdot \Delta X$

10. Оценить ширину полосы пропускания фильтра 2Δf на уровне 0,707 от максимального значения (рис. 43, 46) при данном значении шунтирующего резистора R.
11. Вращением ручки «РЕГУЛИРОВКА» наблюдать за изменением ширины полосы пропускания. При этом, в следствие технических особенностей работы АЧХометра с осциллографом возможно смещение резонансного пика, которое устраняется ручкой POSITION оси X электроннного осциллографа для поддержания АЧХ в центре экрана.
12. Повернув ручку «РЕГУЛИРОВКА» до упора по часовой стрелке, записать значение сопротивления R и срисовать полученную АЧХ на миллиметровую бумагу.
13. Оценить ширину полосы пропускания фильтра 2Δf на уровне 0,707 от максимального значения (рис. 43, 46) при данном значении шунтирующего резистора R и сравнить её со значением полученным в п. 10. Сделать вывод о влиянии шунтирующего резистора на полосу пропускания фильтра.
14. Соединить вход усилителя XS4 с контрольной точкой XS2 фильтра и повторить пп. 5-13.
15. Соединить вход усилителя XS4 с контрольной точкой XS3 фильтра со связанными контурами.
16. Плавным вращением ручки «РЕГУЛИРОВКА» можно наблюдать за изменением амплитудно-частотной характеристики контура при

различном коэффициенте связи Ksv, отображаемом на LCD дисплее.

17. Установить ручкой «РЕГУЛИРОВКА» коэффициент связи ~0,4 и определить ширину полосы пропускания фильтра 2Δf на уровне 0,707 от максимального значения.
18. Построить график зависимости максимального значения амплитуды сигнала от Ksv, вращая ручку регулировка в пределах Ksv ~0,15-0,4 единиц.
19. Определить значение Ksv критическое при котором АЧХ начинает приобретать вид двугорбой кривой.
20. Установив ручкой «РЕГУЛИРОВКА» максимально возможное значение Ksv, срисовать полученную АЧХ на миллиметровую бумагу, определить полную ширину полосы пропускания фильтра 2Δf на уровне 0,707 от максимального значения (рис. 46) а также значение разности частоты между вторым и первым максимумом АЧХ Δf '=f2-f1.
21. По окончании работы поставить переключатель «СЕТЬ» на панели установки и осциллографа в положение «выкл», при этом должен погаснуть индикатор сеть и вынуть сетевые вилки из розеток.

4. УСТАНОВКА УЧЕБНАЯ ЛАБОРАТОРНО - ДЕМОНСТРАЦИОННАЯ «ИЗУЧЕНИЕ РПУ С НАЛИЧИЕМ РАДИОКАНАЛА» РТРУЛ-14

Лабораторная работа выполняется на комбинированном лабораторном приборе РТРУЛ-14.

Установка предназначена для проведения лабораторных работ по курсу «Радиотехника и электроника» в высших и средне-технических учебных заведениях.

Установка может быть использована в различных курсах, изучающих основы электронной техники в высших и средних специальных учебных заведениях.

Установка выполнена в климатическом исполнении УХЛ, категория 4.2 ГОСТ 15150-69 для эксплуатации в помещении при температуре от 10°С до 35°С и относительной влажности до 80 %.

Учебная установка конструктивно состоит из нескольких элементов, конструктивно объединенных в одном корпусе:

- набора изучаемых элементов и устройств;
- стабилизированного источника питания, подающего питание нужной полярности и значения на все элементы схемы;
- схемы контроля необходимых параметров, осуществляющей информацию о ходе эксперимента и вывод на экран LCD дисплея.

Порядок выполнения лабораторных и демонстрационных работ на установке РТРУЛ-14

Учебная установка выполнена по блок-схеме рис. 61 и представляет собой модель РПУ с контрольными точками, выведенными в соответствующих элементах.

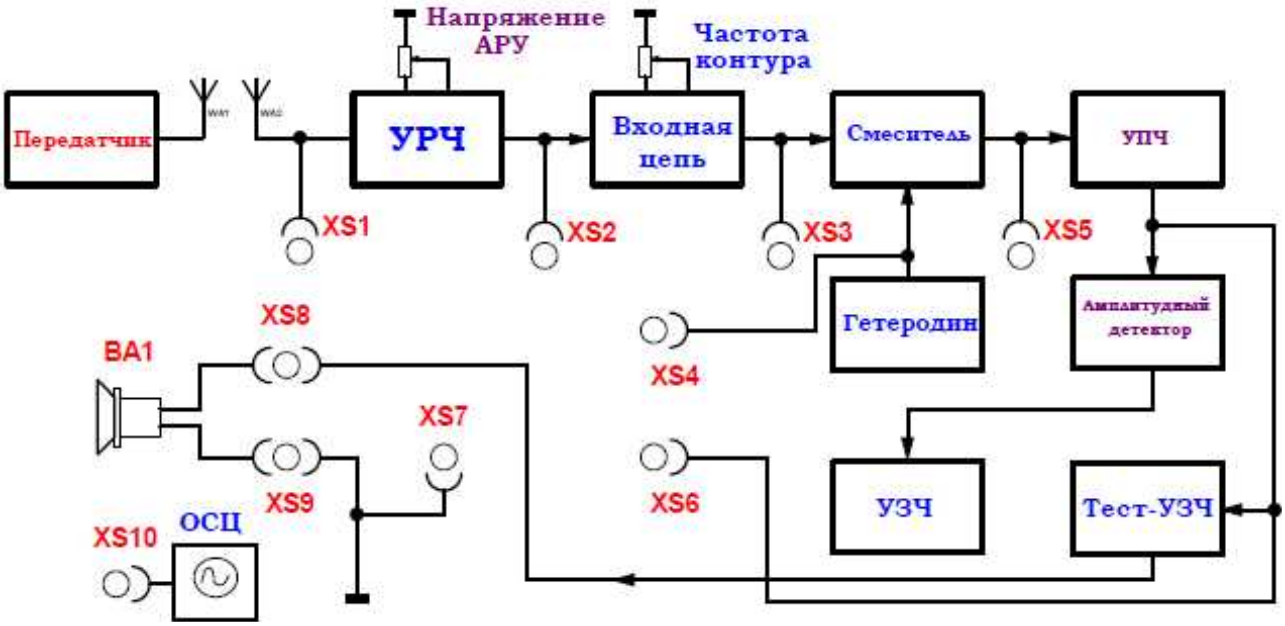

Рис. 61. Блок схема экспериментальной установки.

Установка представляет собой общую модель супергетеродинного РПУ. Модель состоит из передающей части (передатчик, антенна) и приемной части (собственно приемник). Передатчик наводит на антенне электромагнитные колебания, приемная антенна принимает данные колебания и в ней создается переменная ЭДС. Данный сигнал (слабый в реальных условиях в следствие атмосферных явлений, отражений, затуханий и т. д.) можно наблюдать соединив перемычкой общий контакт XS7 с XS1. Слабый сигнал поступает на УРЧ, усиленный УРЧ сигнал наблюдается при соединении общего контакта XS7 с XS2. При размыкании и последующем замыкании перемычки на этот же контакт на встроенном вольтметре LCD индикатора можно измерить напряжение АРУ при данном положении ручки «РЕГУЛИРОВКА». Попеременно замыкая-размыкая перемычку можно изменять род работы: наблюдение сигнала на экране осциллографа либо измерение напряжение АРУ.

В данной модели РПУ УРЧ является широкополосным и искусственно введенный регулятор АРУ позволяет измерять коэффициент усиления УРЧ.

Во входной цепи РПУ происходит первичная избирательность по соседнему каналу - из множества сигналов с разными частотами и фазами выделяется тот на который настроена входная цепь с учетом полосы пропускания.

Соединив XS7-XS3 и перестраивая собственную частоту контура

входной цепи можно добиться максимального выделения полезного сигнала, настроив собственную частоту входной цепи на несущую частоту передатчика. Попеременно замыкая-размыкая перемычку XS7-XS3 можно изменять род работы: наблюдение сигнала на экране осциллографа либо измерение частоты контура.

В реальном бытовом РПУ несущая частота, выделяемая входной цепью достигает порядка сотен мегагерц, что не очень удобно, так как становиться проблематично и дорого использовать активные элементы на данных частотах (лампы, диоды, транзисторы), поэтому чтобы этого избежать и повысить чувствительность РПУ в целом основное усиление сигнала осуществляется не на несущей частоте а на промежуточной посредством переноса спектра преобразователем частоты (смеситель+гетеродин). Частоту гетеродина можно определить с помощью осциллографа соединив общий контакт XS7 с выводом XS4.

Сигнал на промежуточной частоте поступает на усилитель промежуточной частоты УПЧ, нагрузкой которого как правило является фильтр со сосредоточенными параметрами ФСС.

Ослабленный сигнал промежуточной частоты можно наблюдать соединив XS7-XS5, а усиленный, соединив XS7-XS6.

После УПЧ сигнал подается одновременно на АМ детектор и тестовый Усилитель звуковой частоты ТЕСТ-УЗЧ. Обычно в бытовых РПУ промежуточная частота 465 кГц, в нашем демонстрационном РПУ выбрана в звуковом диапазоне.

Усиленный в устройстве ТЕСТ-УЗЧ сигнал мы можем услышать, подключив громкоговоритель к выводам XS9-XS8, а осциллограф к громкоговорителю специальным соединительным щупом «крючок-крокодил».

1. Перед включением установки в сеть необходимо убедиться в целостности сетевых и соединительных проводов. Все соединительные провода и контрольные точки использовать следует только по назначению, запрещается замыкать выход нагрузки и выходы контрольных точек.
2. Включить установку и осциллограф в сеть ~220 В с помощью прилагаемого силового сетевого кабеля евро-стандарта. Поставить переключатель есть на панели учебного модуля и осциллографа в положение «ВКЛ», при этом должен загореться сигнальный индикатор «СЕТЬ».
3. Подключить вход Y осциллографа к выходу XS10 модели РПУ.
4. Для слухового восприятия сигналов подключить в выходам XS8-XS9 головку громкоговорителя.
5. Соединить перемычкой контакты XS7-XS1 при этом на экране осциллографа должен наблюдаться слабый АМ сигнал, наведенный в антенне.
6. Вращением ручек VOLTS/DIV и TIME/DIV (ВОЛЬТ/ДЕЛ и ВРЕМЯ/ДЕЛ) и ручек POSITION осей X и Y на электронном осциллографе добиться

визуально наиболее удобного изображения сигнала. Для дополнительной синхронизации можно использовать ручку LEVEL. Ручка «Y-LINE-EXT» метода синхронизации должна находится в положении Y (внутренняя синхронизация). При этом следует учитывать, что оси X (время) и Y (амплитуда) откалиброваны правильно (т. е. подписи у ручек VOLTS/DIV и TIME/DIV верны) только при повернутых до упора ручках плавной регулировки VOLT VAR. и TIME VAR.

7. Измерить максимальную амплитуду входного АМ сигнала Uвх и его частоту, определить по формуле (2.10) и согласно рис. 12 коэффициент модуляции m.
8. Соединить перемычкой контакты XS7-XS2. При этом, как описано выше при попеременном замыкании-размыкании перемычки установка работает в двух режимах — измерение напряжения АРУ либо демонстрация усиленного сигнала на экране осциллографа.
9. Изменяя напряжение АРУ в пределах 1,00-9,00 В с одинаковым шагом и замыкая-размыкая перемычку, определять максимальную амплитуду усиленного АМ сигнала Uвых с помощью осциллографа для каждого напряжения АРУ.
10. Для каждого напряжения АРУ из предыдущего опыта, определить коэффициент усиления УРЧ:

$$K_{УРЧ} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$$

11. Построить график зависимости коэффициента усиления УРЧ от напряжения АРУ $K_{УРЧ}=f(U_{АРУ})$.
12. Соединить перемычкой контакты XS7-XS3. При этом, как описано выше при попеременном замыкании-размыкании перемычки установка работает в двух режимах — наблюдение сигнала на экране осциллографа либо измерение частоты контура.
13. Поставить ручку «РЕГУЛИРОВКА» в крайнее левое положение, вращая её против часовой стрелки. Размыкая-замыкая перемычку измерить встроенным частотомером частоту входной цепи и максимальную амплитуду АМ сигнала при данной частоте входной цепи.
14. Изменяя собственную частоту контура ω_0 в пределах 50-250 Гц с шагом ~10 Гц и замыкая-размыкая перемычку, определять максимальную амплитуду выделенного усиленного АМ сигнала Uмакс с помощью осциллографа для каждой частоты контура.
15. Построить график зависимости максимальной амплитуды выделенного сигнала от собственной частоты контура входной цепи $U_{макс}=f(\omega_0)$.
16. Определить по графику частоту контура, при которой достигается наилучшее усиление (максимум кривой).
17. В режиме наблюдения сигнала на экране осциллографа и подключив громкоговоритель определить на слух частоту контура, при котором

достигается наилучшее усиление, вращая ручку «РЕГУЛИРОВКА». Сравнить частоту определенные двумя способами.

18. Определить с помощью осциллографа частоту гетеродина, соединив перемычкой контакты XS7-XS4.
19. Соединить перемычкой контакты XS7-XS5 и наблюдать ослабленный сигнал промежуточной частоты.
20. Соединить перемычкой контакты XS7-XS6 и наблюдать усиленный сигнал УПЧ. Постараться оценить максимальную амплитуду входного сигнала и его частоту, оценить по формуле (2.10) и согласно рис. 12 коэффициент модуляции m.
21. Подключив выход Y осциллографа специальным щупом «крючок-крокодил» к контактам громкоговорителя наблюдать возможные искажения сигнала головкой громкоговоритиля.
22. По окончании работы поставить переключатель «СЕТЬ» на панели установки и осциллографа в положение «выкл», при этом должен погаснуть индикатор сеть и вынуть сетевые вилки из розеток.

РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. **Ефимов И. Е., Козырь И. Я.** Основы микроэлектроники — М-Связь, 1975. — 272 с.

2. **Справочник** по интегральным микросхемам/ Под ред. Б В Та-рабрина. 2-е изд. перераб. и доп. — М,: Энергия, 1980. — 816 с

3. **Банк** М. **У.** Аналоговые интегральные схемы в радиоаппаратуре. — М.: Радио и связь, 1981. — 136 с.

4. **Полевые** транзисторы и интегральные микросхемы. Технический каталог. — М.: ЦНИИ «Электроника», 1975. — 112 с.

5. **Батушев В.** А. Электронные приборы. 2-е изд. перераб и доп — М.: Высшая школа, 1980. — 383 с.

G **Бедрековский М. А., Волга В. В., Кручинкин Н. С.** Микропроцессоры. — М.: Радио и связь, 1981. — 94 с.

7. **Бедрековский М. А., Кручинкин Н. С., Подолян В. А.** Микропроцессоры. — М.: Радио и связь, 1981. — 72 с.

8. **Микропроцессорные** БИС и микро-ЭВМ/ Под ред. А. А. Васен-кова. — М.: Сов. радио, 1980. — 280 с.

9. Микро-ЭВМ «Электроника С-5» и их применение/ Под ред. В. М. Пролейко. — М.: Сов. радио, 1980. — 160 с.

10. **Микросхемы** и их применение. — М.: Энергия, 1978. — 248 с.

11. **Огнев И. В., Шамаев Ю. М.** Проектирование запоминающих устройств. — М.: Высшая школа, 1979. — 320 с.

12. **Прангишвили И. В.** Микропроцессоры и микро-ЭВМ. — М.: Энергия, 1979. — 232 с.

13. **Степаненко И. П.** Основы микроэлектроники. — М.: Сов. радио, 1980. — 424 с.

14. **Проектирование** мнкроэлектронных цифровых устройств/ Под ред. С. А. Майорова. — М.: Сов. радио, 1977. — 272 с.

15. **Кузнецов В.** и др. Развитие микро-ЭВМ семейства «Электроника С-5» и систем на их основе. — Электронная промышленность, 1979, № И, 12, с. 9 — 12.

ДЛЯ СВОБОДНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ

НПО УЧЕБНОЙ ТЕХНИКИ «ТУЛАНАУЧПРИБОР»