ДЛЯ ТЕХНИКУМОВ

СПЕЦИАЛЬНОСТЬ

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

О.В.ГОЛОВИН

Горячая линия–Телеком

621.396.6
Г61

О.В.ГОЛОВИН

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Рекомендовано
Министерством общего и профессионального
образования Российской Федерации
в качестве учебника
для радиотехнических специальностей
средних специальных учебных заведений

МГУС
БИБЛИОТЕКА
инв. № 363465

Москва
Горячая линия – Телеком
2004

ББК 32.849
Г 61

Рецензенты: канд. техн. наук, доцент Е. А. Богатырев (кафедра радиоприемных устройств Московского энергетического института); И. М. Сафина (Московский радиоаппаратостроительный техникум)

Головин О. В.

Г61 Радиоприемные устройства: Учебник для техникумов. — М.: Горячая линия–Телеком, 2004. – 384 с.: ил.

ISBN 5-93517-071-X.

Рассматриваются назначение, функции, принцип действия, схемы радиоприемника и его отдельных каскадов и физические процессы, происходящие в них; системы регулировок и управления в радиприемнике; помехи, методы и устройства ослабления их действия в радиоприемных устройствах; методы анализа как радиоприемника в целом, так и его отдельных каскадов; принцип построения и особенности схем радиоприемников различных типов и назначения.

Для учащихся техникумов.

ББК 32.849

Адрес издательства в Интернет WWW.TECHBOOK.RU

ISBN 5-93517-071-X

© Головин О. В., 2002, 2004

© Оформление издательства «Горячая линия–Телеком», 2004

ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиоприемник является одним из наиболее распространенных радиотехнических устройств, значение которого в экономической, социальной и культурной жизни людей огромно. Радиосвязь невозможна без радиоприемника, с изобретением которого практически началась эра радио. Радиоприем является не только важнейшей, но и наиболее трудной задачей радиотехники. Поэтому предмет «Радиоприемные устройства» является одним из основных для обучения грамотного специалиста в области радиотехники. Учебник условно подразделяется на две части. В первой части рассматриваются принципы действия, свойства и физические процессы в основных элементах радиоприемника: входных цепях, преобразователях частоты, детекторах и т. д. Вторая часть посвящена изучению радиоприемных устройств в целом. Здесь рассматриваются способы регулировки в радиоприемниках, вопросы помехоустойчивости, особенности приемников различных типов и назначения.

Изучая предмет «Радиоприемные устройства», учащиеся знакомятся с теоретическими основами радиоприема; назначением, функциями и физическими процессами, происходящими в радиоприемнике и его отдельных частях; принципами проектирования радиоприемников различного назначения; современным состоянием, тенденциями и перспективами развития радиоприемной техники; методами расчета как радиоприемника в целом, так и его отдельных каскадов. Содержание учебника соответствует новой программе предмета «Радиоприемные устройства» по специальностям 2104 и 2111. Каждый самостоятельный раздел учебника заканчивается выводами. При работе над рукописью учебника был учтен опыт преподавания на кафедре радиоприемных устройств Московского технического университета связи и информатики.

Автор выражает глубокую благодарность рецензентам рукописи канд. техн. наук, доценту кафедры радиоприемных устройств Московского энергетического института и председателю цикловой комиссии Московского радиоаппаратостроительного техникума И. М. Сафиной, рекомендациями которых он воспользовался.

Глава 1

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

§ 1.1. НАЗНАЧЕНИЕ, СТРУКТУРА И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

Любое передаваемое на расстояние сообщение в системе связи вначале преобразуется в электрический сигнал, изменяющийся соответственно этому сообщению. Непосредственно, без проводов, этот сигнал передан получателю быть не может. Поэтому в системах радиосвязи и радиовещания электрический сигнал управляет радиочастотными колебаниями. Эти колебания, несущие передаваемое сообщение и называемые модулированными, преобразуются в радиоволны, распространяющиеся в пространстве без специальных направляющих систем (проводов или волноводов). Назначение *радиоприемного устройства* (РПУ) — обеспечить воспроизведение передаваемого сообщения при воздействии на него радиоволн, поступающих от радиопередающего устройства. Сообщение воспроизводится в РПУ на основе той информации, которая заключена в модулированном колебании. Поэтому в РПУ необходимо осуществить преобразование принятого колебания. Современное РПУ должно обеспечить прием нужного сигнала на фоне колебаний от всевозможных посторонних источников, называемых *помехами*. При этом мощность помех, действующих на РПУ, может превышать мощность требуемого сигнала в миллионы раз, что затрудняет его прием.

Основные функции РПУ: 1) улавливание радиоволн; 2) преобразование принятого радиочастотного колебания в напряжение (или ток), изменяющееся в соответствии с принятым сообщением; для этого требуется осуществить фильтрацию сигнала от помех, его усиление и детектирование; 3) воспроизведение переданного сообщения в виде звука, изображения на экране, записи текста и т. п.

Основные функции РПУ определяют и его составные элементы: антенну, собственно радиоприемник и воспроизводящее устройство. В простейшем, но и наиболее распространенном случае РПУ содержит одну антенну и один приемник. Для этого случая, который называется *одинарным приемом* (одноканальное РПУ), структурная схема РПУ представлена на рис. 1.1. *Антенна* улавливает радиоволн-

ны и преобразует энергию радиоволн в энергию тока той же частоты. *Радиоприемник* осуществляет преобразование модулированных радиочастотных колебаний в электрический сигнал, отображающий передаваемое сообщение. Часть радиоприемника, от его входа до детектора, называется *радиотрактом*. Так как уровень полезного колебания на входе приемника, как правило, мал, то одной из основных функций радиотракта является усиление этого колебания до уровня, необходимого для нормальной работы детектора.

В результате воздействия на антенну электромагнитных волн от ряда радиостанций на входе приемника действует много колебаний с различными частотами. Только одно из них полезное, остальные — мешающие. Функция радиотракта, кроме усиления сигнала, — выделить (отфильтровать) полезное колебание и подавить мешающие, что достигается использованием в нем частотно-селективных цепей. При этом усиление полезного сигнала в радиотракте должно обеспечиваться по возможности без его искажений; иначе говоря, радиотракт приемника должен быть линейным устройством. Последующее преобразование радиосигнала с выхода радиотракта осуществляется в детекторе радиоприемника. *Детектор* является устройством, создающим на своем выходе напряжение, которое изменяется в соответствии с законом модуляции того или иного параметра радиочастотного колебания; т. е. на выходе детектора действует модулирующий переданный электрический сигнал. Например, если используется амплитудная модуляция, то напряжение на выходе детектора отслеживает изменение амплитуды входного колебания. В последетекторной части радиоприемника происходит усиление продетектированного сигнала до уровня, необходимого для нормальной работы воспроизводящего устройства. В некоторых РПУ в этой части осуществляется дополнительное ослабление помех.

Воспроизводящее устройство воссоздает переданное сообщение под действием усиленного продетектированного сигнала. Для воспроизведения звукового сообщения используются громкоговорители или телефоны; для воспроизведения изображения — электронно-лучевые трубки; для воспроизведения радиотелеграфных передач — буквопечатающие аппараты и т. д.

Рис. 1.1

Рис. 1.2

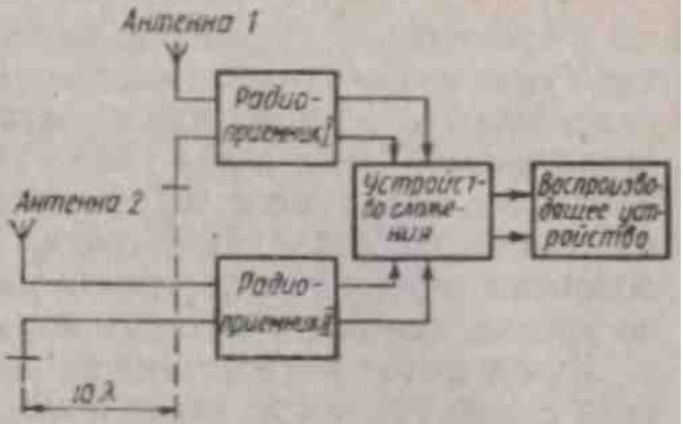


Рис. 1.3

Радиоприемное устройство может принимать не одно сообщение, а несколько. В этом случае оно называется *многоканальным*. В таких РПУ после детектирования получается *групповой сигнал*, который несет в себе ряд независимых сообщений. Для разделения этих сообщений по отдельным каналам в РПУ предусматривается *разделитель каналов* (рис. 1.2). В многоканальном РПУ могут воспроизводиться как однородные сообщения, так и разнородные (например, звук и изображение в телевизионном приемнике).

В состав РПУ может входить несколько антенн и радиоприемников. Это связано с тем, что при реальном радиоприеме в ряде случаев уровень сигнала в антенне РПУ меняется из-за непостоянства условий распространения. При этом говорят о *замираниях* сигнала. Для борьбы с замираниями применяется *сдвоенный, строенный прием и т. д.* Суть сдвоенного приема поясним с помощью структурной схемы РПУ (рис. 1.3). Радиоприем одного и того же сообщения обеспечивается с помощью двух антенн и двух радиоприемников. Если антенны разнесены в пространстве на расстояние более десяти длин волн, то замирания сигнала в каждой антенне будут происходить практически независимо друг от друга. При этом в каждый момент времени уровни принимаемого сигнала на выходе приемников различны. Устройство комбинирования сигналов выбирает и подает на воспроизводящее устройство сигнал более высокого уровня.

Выводы. 1. *Основные функции радиоприемного устройства: улавливание радиоволн; их преобразование, включающее фильтрацию от помех, усиление и детектирование; воспроизведение принятого сообщения.*

2. *Составные элементы РПУ: антенна, собственно радиоприемник, воспроизводящее устройство.*

§ 1.2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ПРИЕМНИКА

В предыдущем параграфе было показано, что приемник состоит из радиотракта и детектора. Назначение радиотракта в приемнике — обеспечить усиление сигнала и его фильтрацию от помех. Для

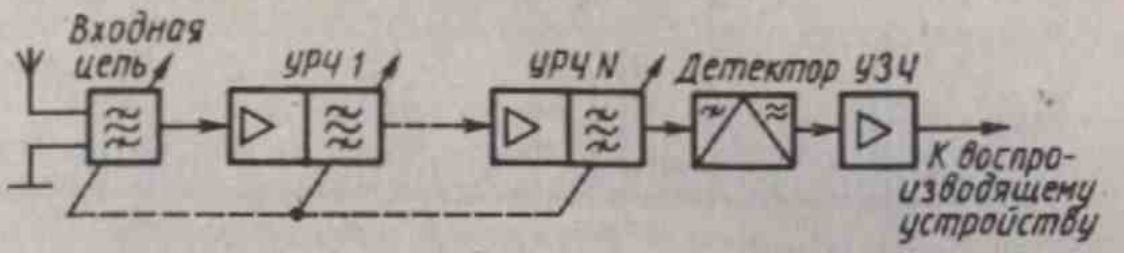


Рис. 1.4

усиления сигнала используются *усилители*, для фильтрации — *частотно-селективные цепи*. Усиление сигнала в радиотракте может обеспечиваться либо на радиочастоте без ее преобразования, либо с преобразованием частоты. Приемник с радиотрактом, в котором осуществляется усиление на радиочастоте, называется *приемником прямого усиления*, приемник с преобразованием частоты в радиотракте — *супергетеродинным*.

Приемник прямого усиления. Структурная схема приемника прямого усиления показана на рис. 1.4. *Входная цепь* представляет собой частотно-селективную электрическую цепь, которая служит для передачи принятого антенной сигнала на вход первого усилительного каскада (УРЧ1) и для предварительной фильтрации сигнала от помех. Для фильтрации сигнала во входную цепь включаются колебательные контуры (чаще всего один контур), настроенные на несущую частоту принимаемого сигнала.

Усилители радиочастоты (УРЧ) обеспечивают усиление сигнала и дальнейшую фильтрацию его от помех. Нагрузкой УРЧ служат колебательные контуры, настроенные, как и входные цепи, на несущую частоту принимаемого сигнала. Тип детектора зависит от вида модуляции принимаемого сигнала. На рис. 1.4 УЗЧ — усилитель звуковых частот. Настройка приемника на любую частоту в заданном диапазоне $f_{0\min} - f_{0\max}$ осуществляется установлением резонансных частот всех селективных цепей радиотракта равными требуемой частоте сигнала. Следовательно, при перестройке приемника прямого усиления с одной частоты на другую необходимо перестраивать все селективные цепи радиотракта. При этом система настройки РПУ оказывается конструктивно сложной и, следовательно, дорогой.

Поясним это с помощью рис. 1.5. Предположим, что на входе РПУ действуют модулированные сигналы от четырех радиостанций, работающих на частотах f_1, f_2, f_3 и f_4. Данный радиоприемник должен принять сигнал на частоте f_2, для этого все резонансные цепи его радиотракта должны быть настроены на эту частоту. Только при идеально прямоугольной *амплитудно-частотной характеристике* (АЧХ) радиотракта все составляющие спектра сигнала принимаемой радиостанции пройдут через радиотракт без искажений, а сигналы всех других радиостанций будут полностью подавлены. АЧХ реального радиотракта можно приблизить к идеальной

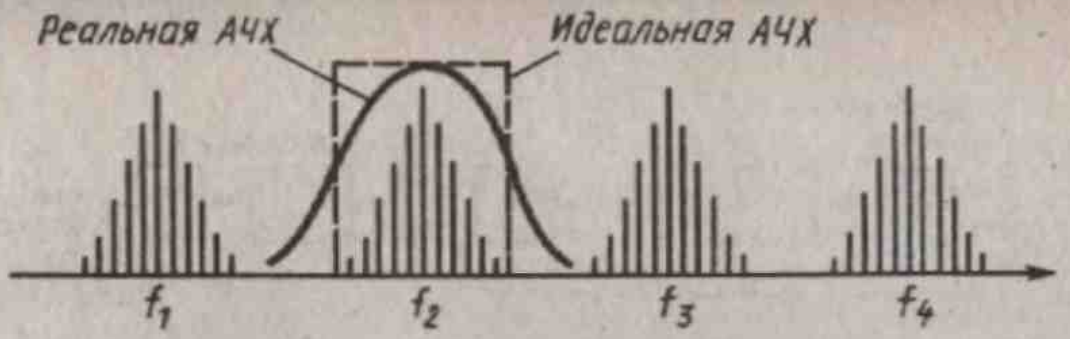


Рис. 1.5

только усложняя селективные цепи, например используя фильтры из нескольких колебательных контуров. Естественно, чем больше контуров необходимо перестраивать при приеме в диапазоне частот, тем сложнее система настройки РПУ. Таким образом, улучшение селективности приемника прямого усиления вызывает усложнение системы его настройки.

Другой недостаток приемника прямого усиления состоит в изменении основных параметров радиотракта при перестройке РПУ в диапазоне принимаемых частот. Предположим, что в качестве селективной цепи в радиотракте используется один колебательный контур, полоса пропускания которого по уровню 0.7 максимального усиления, как известно, равна $П = f_0 d$, где f_0 — частота, на которую настроен контур; d — его эквивалентное затухание. Обычно значение d слабо зависит от частоты и приближенно будем полагать его постоянным. При перестройке радиотракта с частоты $f_{0\min}$ на частоту $f_{0\max}$ полоса пропускания контура возрастает от минимальной $П_{\min} = f_{0\min} d$ до максимальной $П_{\max} = f_{0\max} d$. Обычно полоса пропускания выбирается равной ширине спектра принимаемого сигнала, при этом все составляющие спектра сигнала проходят через радиотракт, а сигналы соседних радиостанций максимально ослабляются. Если обеспечить требуемую полосу пропускания на частоте $f_{0\min}$, то при перестройке приемника на частоту $f_{0\max}$ полоса пропускания его радиотракта может во много раз превысить требуемую. При этом в расширившейся полосе пропускания могут действовать сильные помехи от соседних радиостанций, что приводит к ухудшению, а в некоторых случаях к срыву радиосвязи. Если выбрать значение d таким, чтобы требуемая полоса пропускания обеспечивалась на частоте $f_{0\max}$, то при приеме сигналов на частоте $f_{0\min}$ полоса окажется уже требуемой и прием будет сопровождаться искажениями передаваемого сообщения.

Недостатком приемника прямого усиления является также трудность получения большого усиления в радиотракте. Обычно уровень сигнала на входе РПУ составляет 1—10 мкВ, для нормальной работы детектора необходимо напряжение сигнала около 1 В. При этом радиотракт должен иметь усиление по напряжению $10^5 - 10^6$,

для чего в нем должно быть использовано много усилительных каскадов.

Выводы. 1. *Приемник прямого усиления позволяет осуществить прием сигналов с различными видами модуляции и обеспечить фильтрацию полезного сигнала от помех.*

2. *При настройке приемника прямого усиления на частоту сигнала перестраивают все селективные цепи его радиотракта.*

3. *К недостаткам приемника прямого усиления можно отнести: сложность системы настройки РПУ при приеме сигналов в заданном диапазоне частот; существенное изменение основных показателей радиотракта при его перестройке; сложность получения большого устойчивого усиления сигнала в радиотракте.*

4. *Диапазонный приемник прямого усиления с высокими качественными показателями — это сложное, а следовательно, дорогостоящее устройство.*

Супергетеродинный приемник. Основная особенность супергетеродинного приемника состоит в том, что в радиотракте помимо усиления сигнала происходит и преобразование частоты принятого радиоколебания. Структурная схема супергетеродинного приемника с однократным преобразованием частоты в радиотракте показана на рис. 1.6. На *преобразователь частоты* (ПрЧ) подается два колебания: с частотой сигнала f_c с выхода УРЧ (в некоторых приемниках УРЧ может отсутствовать) и с частотой $f_г$ от местного генератора ($Г$), называемого *гетеродином*.

Выходной ток $i_{пр}$ преобразователя частоты содержит помимо частотной составляющей f_c ряд комбинационных составляющих с частотами $|f_c \pm kf_г|$, из которых используется только одна — частота $f_{пр}$, чаще всего $f_{пр}=f_г-f_c$. Именно на эту частоту $f_{пр}$ настроены *фильтр сосредоточенной селекции* (ФСС) и селективные цепи *усилителя промежуточной частоты* (УПЧ). Таким образом, на выходе фильтра сосредоточенной селекции преобразователя частоты

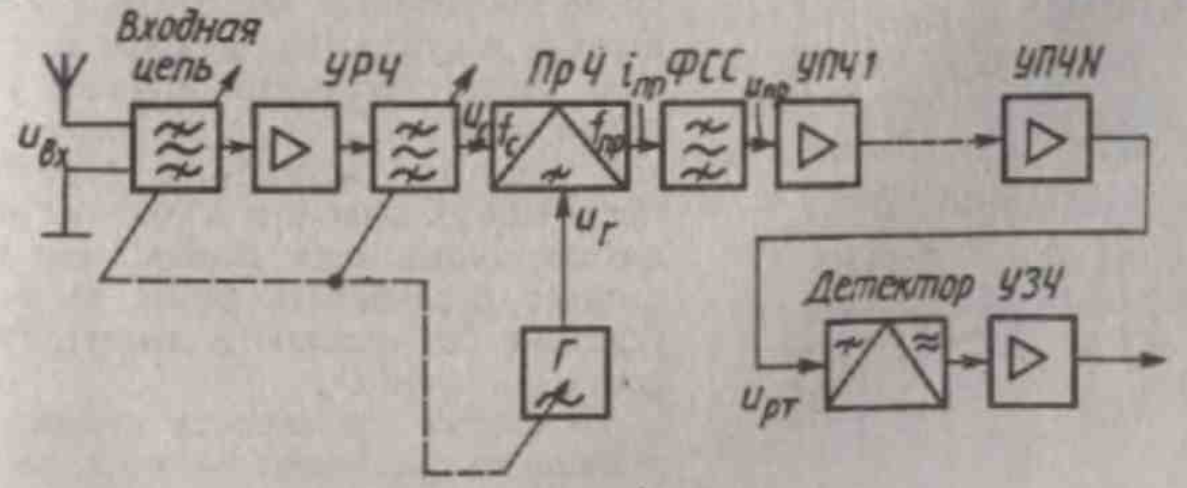


Рис. 1.6

образуется напряжение $u_{пр}$ с промежуточной частотой $f_{пр}=f_г-f_с$ (или $f_{пр}=f_с-f_г$).

При перестройке приемника одновременно с изменением частоты настройки резонансных цепей входной цепи и УРЧ изменяется частота гетеродина $f_г$ так, что при любой частоте $f_с$ частота $f_{пр}=f_г-f_с$ остается постоянной. При этом тракт промежуточной частоты, состоящий из фильтра сосредоточенной селекции и усилителя промежуточной частоты, не перестраивается.

Диаграммы напряжений в различных точках радиотракта супергетеродинного приемника, выполненного по схеме рис. 1.6, показаны на рис. 1.7. Если на входе приемника действует амплитудно-модулированное колебание $u_{вх}$ с частотой несущей $f_с$ то на входе преобразователя частоты напряжение $u_с$ отличается от $u_{вх}$ только по уровню. Напряжение на выходе фильтра сосредоточенной селекции после преобразования частоты имеет другую несущую частоту $f_{пр}$, однако закон модуляции входного напряжения при преобразовании не изменяется. Частота $f_{пр}$ может быть как больше, так и меньше частоты $f_с$.

Преимущество супергетеродинного приемника по сравнению с приемником прямого усиления состоит в том, что, во-первых, существенно упрощается его система настройки, поскольку перестраиваются только селективные цепи входной цепи, УРЧ и гетеродина. Во-вторых, в супергетеродинном приемнике можно обеспечить значительно лучшую фильтрацию сигнала от помех. Это объясняется следующими причинами. Результирующая АЧХ радиотракта приемника определяется в основном АЧХ селективных цепей тракта промежуточной частоты. Этот тракт не перестраивается, поэтому в нем можно использовать сложные резонансные цепи с АЧХ, достаточно близкой к идеальной. В-третьих, при перестройке приемника основные показатели радиотракта практически не изменяются, так как они в основном определяются показателями тракта промежуточной частоты, настроенного на постоянную частоту $f_{пр}$. В-четвертых, в супергетеродинном приемнике легче обеспечить большое усиление: обычно $f_{пр}<f_с$, а на более низкой частоте паразитная обратная связь между выходом и входом усилителя проявляется слабее, что позволяет реализовать более высокое усиление без опасности самовозбуждения усилителя.

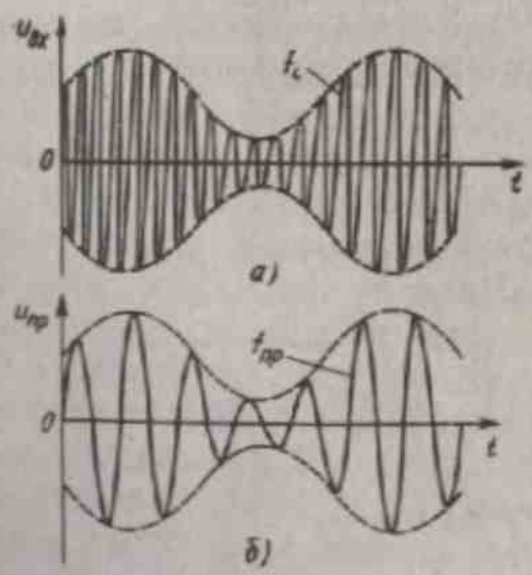


Рис. 1.7

Основная особенность супергетеродинного приемника — это наличие так называемых *комбинационных ка-*

налов приема. Предположим, что приемник принимает сигнал от радиостанции на частоте $f_2=f_c$ (рис. 1.8). Для этого в приемнике устанавливается такая частота гетеродина $f_г$, при которой выполняется условие $f_{пр}=f_г-f_c$. Однако спектр выходного тока преобразователя содержит ряд комбинационных составляющих с частотами $|f_c \pm kf_г|$. Это приводит к тому, что напряжение с частотой $f_{пр}$ на выходе фильтра сосредоточенной селекции вызывается не только колебанием сигнала f_c (принимаемая станция), но и колебаниями других частот. Действительно, предположим, что на входе преобразователя частоты действует колебание частотой $f_1=f_{пр}$. Для этого колебания транзисторный ПрЧ является обычным усилительным каскадом и, следовательно, оно после ПрЧ и усиления в УПЧ создает на выходе приемника помеху для принимаемой полезной информации. Через диодный ПрЧ колебание частотой $f_{пр}$ проходит, как через пассивную цепь. Таким образом, возникает побочный (паразитный) канал на частоте $f_{пр}$.

Теперь предположим, что на входе ПрЧ действует напряжение частотой $f_3=f_{зк}$, для которой выполняется условие $f_{пр}=f_{зк}-f_г$. Тогда напряжение частотой $f_{пр}$ на выходе ПрЧ, а следовательно, и на выходе приемника появится одновременно как от колебания частотой f_c, так и от колебания частотой $f_{зк}$. Побочный канал на частоте $f_{зк}$ называется *зеркальным*, поскольку он расположен симметрично (зеркально) к каналу на частоте f_c относительно частоты гетеродина $f_г$.

Продолжая аналогичные рассуждения, можно показать, что напряжение частотой $f_{пр}$ может появляться и от сигналов радиостанций, имеющих частоты f_4 ($f_{пр}=2f_г-f_4$); f_5 ($f_{пр}=f_5-2f_г$) и т. д. (см. рис. 1.8). Одним из способов борьбы (см. гл. 4) с побочными каналами является использование частотно-селективных цепей во входной цепи и УРЧ, предназначенных для ослабления мешающих сигналов, попадающих в побочные каналы, что иллюстрирует рис. 1.8, где штриховой линией показана АЧХ входной цепи и УРЧ. Селективные цепи входной цепи и УРЧ, настроенные на основной канал с частотой f_c, осуществляют фильтрацию помех по побочным каналам. Так как зеркальный канал отстоит по частоте от основного на $2f_{пр}$, то с увеличением значения $f_{пр}$ в зеркальном канале помехи отфильтровываются легче. Однако при высокой частоте $f_{пр}$ труднее обеспечить большое устойчивое усиление в тракте промежуточной

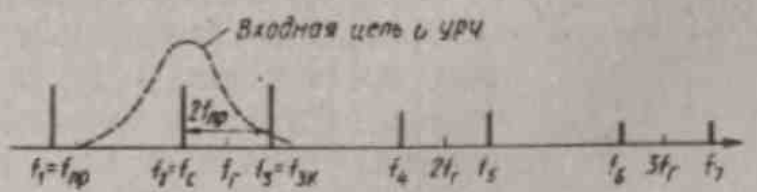


Рис. 1.8

частоты, к тому же ухудшается фильтрация сигналов соседних радиостанций.

Таким образом, выбор частоты $f_{пр}$ ограничен двумя противоречивыми требованиями. Поэтому в ряде приемников используется *многократное (чаще — двукратное) преобразование частоты*. При первом преобразовании частота $f_{пр}$ выбирается достаточно высокой, при этом проще отфильтровать помехи в зеркальном канале; при последующих преобразованиях эту частоту выбирают низкой, что облегчает фильтрацию сигналов соседних радиостанций. Напряжение частотой гетеродина в некоторых случаях проникает в антенну приемника и излучается в окружающее пространство. При этом приемник становится как бы передатчиком, излучающим колебание с частотой гетеродина. Это излучение маломощное, но оно может оказать мешающее воздействие на близлежащие РПУ.

При работе супергетеродинного приемника в диапазоне частот необходимо обеспечить сопряженную перестройку селективных цепей входной цепи, УРЧ и гетеродина. При этом входная цепь и УРЧ по возможности должны быть настроены на частоту принимаемого сигнала f_c, а настройка цепей гетеродина обеспечивает такое значение $f_г$, при котором получалось бы требуемое значение $f_{пр}=f_г-f_c$.

Если частоту гетеродина в супергетеродинном приемнике выбрать равной частоте принимаемого сигнала, то промежуточная частота будет равна нулю. При этом в приемнике обеспечивается прямое преобразование частоты радиосигнала в низкую звуковую без предварительного переноса ее на промежуточную. Подобные приемники получили название *приемники прямого преобразования (синхродины, гомодины)*. В таких приемниках подавление помех и основное усиление сигнала осуществляется в основном на низкой частоте, что реализуется существенно проще и дешевле.

Упрощенная структурная схема приемника прямого преобразования показана на рис. 1.9. Принимаемый сигнал от антенны через входную цепь и УРЧ подается на преобразователь частоты (ПрЧ), частота гетеродина выбирается равной несущей частоте сигнала. На выходе ПрЧ включен фильтр нижних частот (ФНЧ), выделяемый

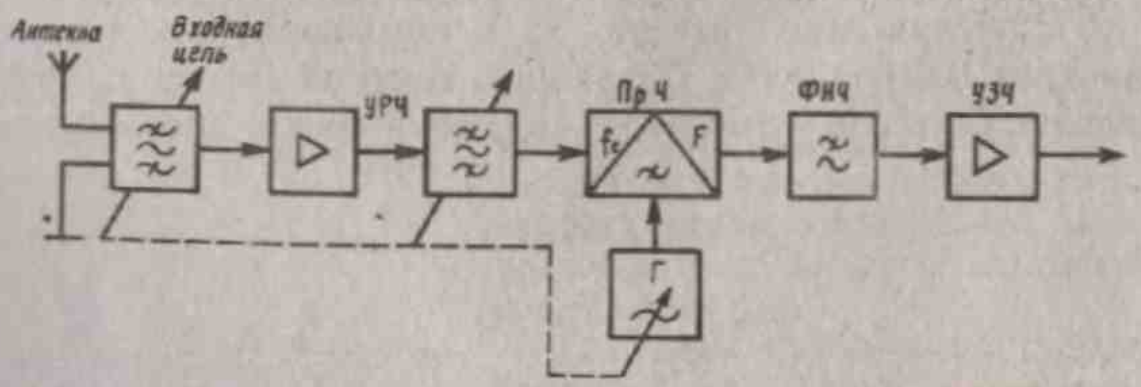


Рис. 1.9

им звуковой сигнал усиливается УЗЧ. Так как в приемнике прямого преобразования $f_{пр}=|f_c \pm kf_г|=0$, то $f_c=kf_г$. Следовательно, побочные каналы в приемнике прямого преобразования остаются лишь на частотах $2f_г$, $3f_г$ и т. д., т. е. лишь на частотах гармоник гетеродина. Эти каналы легко подавляются даже простейшей одноконтурной входной цепью.

Однако при приеме амплитудно-модулированного сигнала в приемнике прямого преобразования после ПрЧ появляются звуковые сигналы от двух боковых полос, которые могут различаться по частоте, что приводит к искажению принимаемого сигнала. К тому же при преобразовании высокой радиочастоты в звуковую трудно реализовать ПрЧ с низким коэффициентом шума, а следовательно, как будет показано в § 1.4, и обеспечить высокую чувствительность приемника. Приемники прямого преобразования в бóльшей степени, чем супергетеродинные, подвержены действию различных помех и наводок.

Цифровые радиоприемники. Физический процесс, отображающий передаваемое сообщение, называется *сигналом*. Если сигнал непрерывен во времени (рис. 1.10, *а*), т. е. может принимать любые значения в определенном интервале времени, то он называется *аналоговым*. Передаваемое сообщение не будет потеряно, если вместо непрерывного сигнала периодически рассматривать те значения, которые аналоговый сигнал принимает в определенные отдельные моменты времени (рис. 1.10, *б*). При этом аналоговый сигнал превращается в *дискретный*. Чтобы передаваемое сообщение сохранилось в дискретном сигнале, необходимо, согласно теореме Котельникова, интервалы периода дискретизации $t_д$ выбрать из условия $t_д \leqslant 1/(2F)$, где F — верхняя частота спектра сигнала. Кроме дискретизации во времени можно произвести дискретизацию по уровню — *квантование* сигнала. При квантовании значение дискретного сигнала округляется до некоторого ближайшего определенного значения, при этом дискретный сигнал превращается в *цифровой* (рис. 1.10, *в*). С уменьшением интервала квантования цифровой сигнал более точно отражает дискретный. Квантованный сигнал *кодируется*, т. е. он описывается с помощью цифрового кода. При кодировании каждому квантованному значению дискретного сигнала соответствует (обычно в двоичном коде) определенное число. Если, например, число уровней кванто-

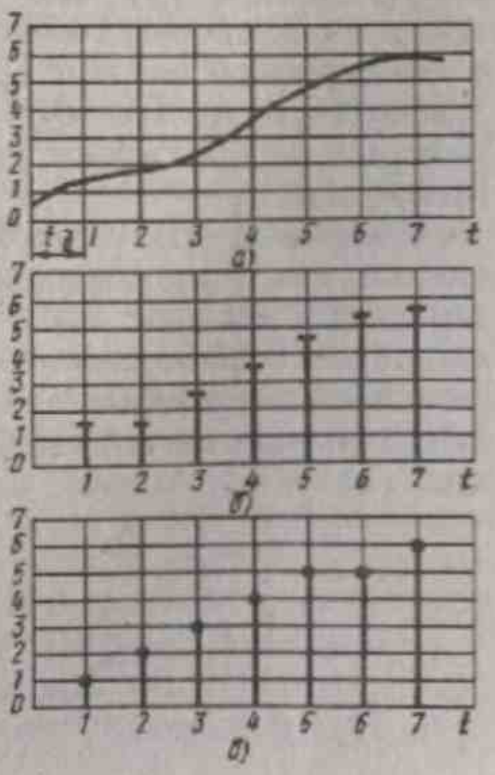


Рис. 1.10

вания равно 2^a, то сигнал может быть представлен в виде посылок a-разрядного двоичного кода. Дальнейшая обработка цифрового сигнала производится цифровыми устройствами.

Приемники, в которых основную обработку принятых сигналов производят с помощью цифровых устройств, называют *цифровыми*. Упрощенная структурная схема цифрового приемника (рис. 1.11) имеет свою специфику. Аналоговая смесь сигнала и помех на входе приемника предварительно обрабатывается в устройстве аналоговой обработки УАО, которое включает в себя элементы структурной схемы супергетеродинного приемника (см. рис. 1.6) от антенны до элементов, преобразующих аналоговый сигнал в цифровой. Обычно в УАО сигнал фильтруется и усиливается. Это преобразование аналогового сигнала в цифровой может осуществляться как на радио, так и на промежуточной частоте. При этом необходимо учитывать, что с повышением частоты сигнала, на которой происходит преобразование аналогового сигнала в цифровой, сложнее реализовать большинство операций цифровой обработки сигнала.

После УАО сигнал дискретизируется в устройстве выборки-хранения УВХ, квантуется по уровню и кодируется в аналого-цифровом преобразователе АЦП. Далее сигнал в цифровой форме поступает на процессор обработки сигнала ПОС, в котором производится основная селекция сигналов, их демодуляция, сложение разнесенных сигналов, синхронизация и другие необходимые при приеме сигнала операции. С выхода ПОС при приеме дискретной информации сигнал в цифровой форме поступает на регистрирующую аппаратуру или запоминающее устройство ЭВМ, а при приеме аналоговых сообщений сигнал преобразуется в цифроаналоговом преобразователе ЦАП и фильтре нижних частот ФНЧ в аналоговую форму. На структурной схеме рис. 1.11 не показаны блоки, которые осуществляют цифровые контроль и управление работой приемника.

Цифровые РПУ находят все более широкое применение. Это связано как с достижениями в области микроэлектроники и вычислительной техники, так и с существенно большими возможностями цифровой обработки сигналов по сравнению с аналоговой. Действительно, современное РПУ предназначено для приема различных видов сигналов в сложной, постоянно меняющейся помеховой ситуации, часто в условиях, исключающих (или сводящих к минимуму)

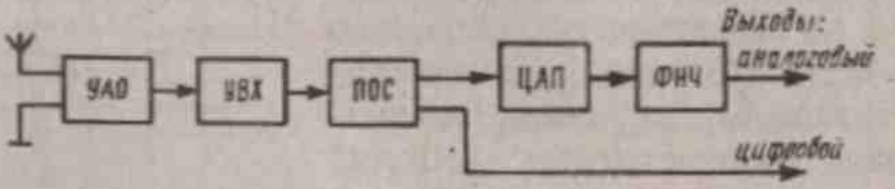


Рис. 1.11

участие человека в процессе управления и контроля. Такие РПУ при аналоговой обработке сигналов либо невыполнимы, либо очень сложны и дороги. Только РПУ, в которых алгоритм работы задается программой, изменяемой по желанию потребителя, способны работать в разнообразных условиях связи с выполнением требований адаптации к ним.

Однако применение цифровой обработки сигналов в РПУ требует решения ряда проблем: увеличение динамического диапазона и ширины спектра аналоговых сигналов, преобразуемых в цифровые; ограниченность быстродействия и разрядности цифровых вычислительных устройств; уменьшение погрешностей как дискретизации и квантования, так и цифроаналогового преобразования и т. д. Перспективы развития микроэлектроники дают основания на уменьшение этих проблем.

Выводы. 1. *В радиотракте супергетеродинного приемника помимо усиления происходит преобразование частоты принимаемого сигнала.*

2. *При любой частоте принимаемого сигнала частота гетеродина такова, что промежуточная частота всегда приблизительно постоянна. Это существенно упрощает систему настройки приемника.*

3. *Результирующая АЧХ радиотракта приемника определяется в основном АЧХ селективных цепей тракта промежуточной частоты, которые при приеме сигнала в диапазоне частот не перестраиваются. Это позволяет получить АЧХ, по форме достаточно близкую к прямоугольной, обеспечив при этом качественную фильтрацию сигналов от помех, и поддерживать практически неизменными параметры приемника при его перестройке.*

4. *В радиотракте супергетеродинного приемника обеспечивается высокое устойчивое усиление.*

5. *Основные особенности супергетеродинного приемника — наличие побочных каналов приема и паразитного излучения с частотой гетеродина на входе приемника.*

6. *В приемнике прямого преобразования частота гетеродина выбирается равной радиочастоте принимаемого сигнала, при этом происходит прямое преобразование радиочастоты в низкую звуковую без предварительного переноса ее на промежуточную частоту.*

7. *В цифровых РПУ сигнал после предварительной селекции и усиления преобразуется в цифровую форму, дискретизируется, квантуется и кодируется, обрабатывается в процессоре и при приеме дискретной информации поступает на воспроизводящую аппаратуру или ЭВМ, а при приеме аналоговых сигналов попадает на цифроаналоговый преобразователь и фильтр низких частот.*

§ 1.3. КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Современные РПУ отличаются друг от друга назначением, видом принимаемых сигналов, параметрами и т. д. По назначению РПУ можно разделить на профессиональные и бытовые. К *профессиональным РПУ* относятся приемники для радиосвязи, радиоуправления, радиолокации, радионавигации, радиотелеметрии и т. д. В зависимости от места установки профессиональные РПУ могут быть стационарными, бортовыми (судовыми, спутниковыми, самолетными) и т. д. *Бытовые РПУ* предназначены для приема программ звукового и телевизионного радиовещания. В зависимости от сложности и качества они делятся на классы. Бытовые приемники могут быть переносными, автомобильными и т. д.

По виду принимаемых сигналов выделяют приемники непрерывных и дискретных сигналов. *Приемники непрерывных сигналов* могут различаться по виду модуляции принимаемых сигналов: с амплитудной (АМ), однополосной (ОМ), частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) модуляцией.

Приемники дискретных сигналов также можно подразделить на *приемники импульсной модуляции* (с импульсно-кодовой модуляцией, дельта-модуляцией и др.) и *телеграфные*. Телеграфные РПУ в зависимости от вида манипуляции сигнала подразделяются на приемники амплитудного, частотного и фазового телеграфирования.

По диапазону частот принимаемых сигналов различают приемники НЧ, СЧ, ВЧ, ОВЧ и СВЧ. *Радиовещательные приемники* по диапазону длин волн бывают ДВ, СВ, КВ и УКВ. Приемники дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн широко используются в радиолокации и спутниковых системах связи. Радиоприемники можно классифицировать также по ряду других признаков: способу питания, конструктивному выполнению и др.

§ 1.4. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ РАДИОПРИЕМНИКА

Основные определения. Наиболее широко используются показатели качества, оценивающие радиотракт приемника. Основным из них является чувствительность.

Чувствительностью называется способность приемника принимать слабые радиосигналы. Количественно чувствительность оценивается минимальной ЭДС в антенне E_A или мощностью P_A, при которой на выходе приемника сигнал воспроизводится с требуемым качеством. Под требуемым качеством обычно понимают либо обеспечение заданного уровня сигнала на выходе приемника при определенном отношении сигнал—помеха, либо обеспечение одного из вероятностных критериев приема сигнала.

Чувствительность зависит от усиления сигнала в приемнике. Действительно, чем больше напряжение сигнала на выходе приемника, тем легче обеспечить нужное качество приема. В свою оче-

редь, уровень выходного сигнала зависит от усиления приемника. Следовательно, чем больше усиление радиотракта, тем меньший уровень сигнала требуется на входе приемника и тем выше его чувствительность. Однако бесконечно увеличивать усиление в радиотракте нельзя, поэтому *чувствительность ограничена усилением.*

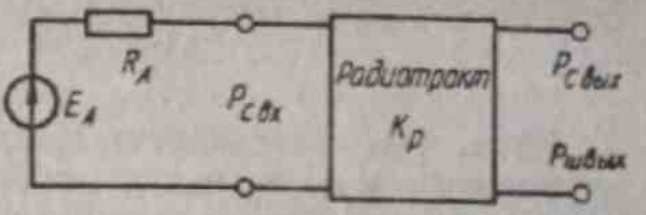


Рис. 1.12

На выходе приемника помимо сигнала действуют помехи. Если сигнал значительно превышает уровень помех, то он достаточно легко воспроизводится; однако если уровни сигнала и помехи соизмеримы, то сигнал может быть и не принят. При этом увеличение усиления радиотракта уже не приведет к улучшению чувствительности, поскольку будут одновременно усиливаться и сигнал, и помеха. В этом случае наименьший уровень сигнала, который может быть принят, определяется не усилением приемника, а уровнем помех. Следовательно, *чувствительность ограничена помехами.* Помехи в радиоприемнике бывают внешними и внутренними. Если даже предположить, что внешние помехи отсутствуют, то на выходе приемника всегда присутствуют внутренние помехи, определяемые в основном его флуктуационными шумами. Таким образом, *предел чувствительности ограничивается внутренними шумами.* Чувствительность, ограниченная внешними помехами, мало зависит от свойств приемника и фактически определяется уровнем внешних помех. Внутренние шумы зависят от свойств самого приемника, поэтому чувствительность, ограниченная внутренними шумами, является параметром собственно приемника.

Представим радиотракт приемника эквивалентным четырехполюсником, ко входу которого подключена антенна с генератором ЭДС E_A и сопротивлением R_A (рис. 1.12). Положим, что мощность сигнала на выходе радиотракта $P_{с\,вых}$ в заданное число раз превышает мощность выходных шумов $P_{ш\,вых}$, что оценивается *коэффициентом различимости*

$$D_р = P_{с\,вых}/P_{ш\,вых}. \qquad (1.1)$$

Допустимое значение коэффициента различимости зависит от характера принимаемого сообщения, требуемого качества приема и вида модуляции сигнала. Радиотракт приемника имеет коэффициент усиления по мощности $K_P = P_{с\,вых}/P_{с\,вх}$. По определению, чувствительность приемника — это такая мощность $P_{с\,вх} = P_A$, при которой на выходе радиотракта обеспечиваются требуемые мощность $P_{с\,вых}$ и коэффициент различимости. Тогда чувствительность, ограниченная внутренними шумами,

БИБЛИОТЕКА
инт. № 363465

$$P_{\text{А}} = P_{\text{с вх}} = \frac{P_{\text{с вых}}}{K_P} = \frac{P_{\text{ш вых}}}{K_P} D_P. \qquad (1.2)$$

Итак, чувствительность приемника зависит как от уровня его внутренних шумов, так и от требуемого значения коэффициента различимости. Поэтому целесообразно рассмотреть, с помощью каких параметров можно оценить внутренние шумы как всего приемника, так и его отдельных каскадов.

Коэффициент шума и шумовая температура устройства. Даже при короткозамкнутом входе приемника или его отдельного каскада на их выходах обязательно есть напряжение, обусловленное собственными помехами. Эти помехи можно разделить на две основные группы. К первой относятся помехи, обусловленные недостаточной фильтрацией пульсаций напряжения источника питания (фон), при питании через выпрямитель от сети переменного тока, а также наводки со стороны внешних магнитных электрических цепей. Уровень этих помех может быть существенно ослаблен при использовании высокоэффективных фильтров постоянного тока при тщательной экранировке отдельных цепей и всего усилителя. Ко второй группе помех относятся так называемые *флуктуационные шумы*, обусловленные процессами в усилительных элементах и цепях устройства. Флуктуационные шумы принципиально неустранимы, всегда присутствуют на выходе устройства и являются основной причиной ограничения чувствительности приемника.

Тепловое движение носителей заряда в любом проводнике вызывает на его концах флуктуирующую разность потенциалов. Этот эффект обычно называют *тепловым шумом*. Математическое выражение флуктуационного напряжения было получено Найквистом, показавшим, что шумовая цепь с сопротивлением R (рис. 1.13, *а*) эквивалентна цепи, состоящей из нешумящего сопротивления R и последовательно соединенного с ним эквивалентного генератора ЭДС $\mathrm{d}E_{\text{ш}}$ (рис. 1.13, *б*); средний квадрат значения ЭДС для бесконечно узкой полосы частот $\mathrm{d}f$ определяется выражением

$$\overline{\mathrm{d}E_{\text{ш}}^2} = 4kTR\,\mathrm{d}f, \qquad (1.3)$$

где $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура шумящей цепи. По аналогии с обозначением генератора сигнала шумящую цепь с сопротивлением R можно

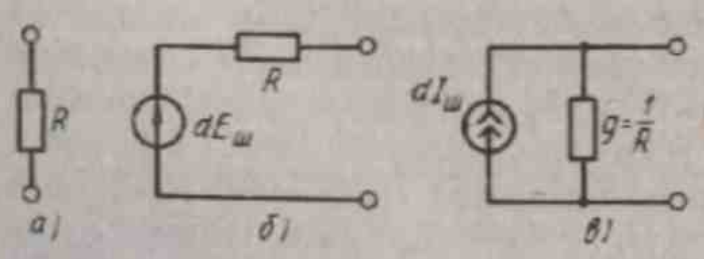


Рис. 1.13

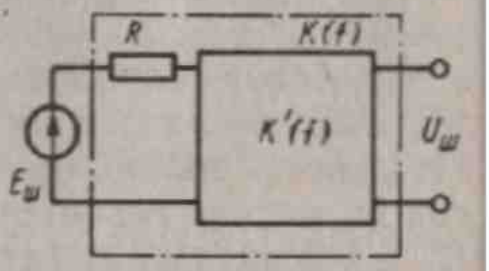


Рис. 1.14

также представить эквивалентной схемой, состоящей из нешумящего сопротивления, параллельно соединенного с шумовым генератором тока (рис. 1.13, *в*). В этом случае средний квадрат шумового тока

$$\overline{\mathrm{d}I_{ш}^2} = 4kTg\,\mathrm{d}f. \qquad (1.4)$$

Когда говорят о шумах электрической цепи, то подразумевают, что цепь подключена к усилительному устройству. При этом усиливается только та часть спектра флуктуационных шумов, которая попадает в полосу пропускания усилителя. Поэтому для расчетов интерес представляет шумовая ЭДС не для бесконечно узкой полосы, а для полосы, ограниченной частотной характеристикой усилительного устройства.

Присоединив шумящую цепь к усилителю, получим новый четырехполюсник с коэффициентом усиления $K(f)$ (рис. 1.14). Предположим, что усилитель идеален, т. е. сам не создает шумов, а только усиливает шумы, подведенные к его входу. Тогда с учетом (1.3) средний квадрат напряжения шума на выходе усилителя

$$\overline{U_{ш}^2} = 4kTR \int_0^{\infty} K^2(f)\,\mathrm{d}f.$$

За эквивалентную ЭДС шума принимают $E_{ш} = U_{ш}/K(f_0)$, где $K(f_0)$ — коэффициент усиления усилителя на частоте, при которой $K(f)$ максимален или на резонансной частоте, а $U_{ш} = (\overline{U_{ш}^2})^{1/2}$. Следовательно,

$$E_{ш}^2 = 4kRT \int_0^{\infty} [K^2(f)/K^2(f_0)]\,\mathrm{d}f. \qquad (1.5)$$

Введем обозначение:

$$П_{ш} = \int_0^{\infty} [K(f)/K(f_0)]^2\,\mathrm{d}f. \qquad (1.6)$$

Величина $П_{ш}$ носит название *полосы шума*. Для радиоприемников эта величина с достаточной для расчетов точностью совпадает с его полосой пропускания, определенной по резонансной кривой на уровне 0,5 максимального усиления.

Коэффициент шума. Источник сигнала с сопротивлением $R_{и}$ можно заменить эквивалентным генератором с внутренним сопротивлением $R_{и}$, создающим шумовую ЭДС $E_{ш}$. Эквивалентная схема шумящего усилителя с подключенным к

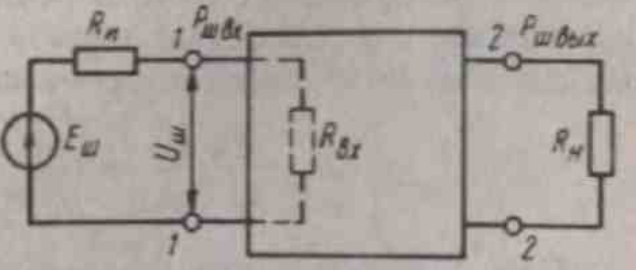


Рис. 1.15

его входу источником сигнала имеет вид, показанный на рис. 1.15. Здесь

$$E_{ш}^2 = 4kTП_{ш}R_{и}. \quad (1.7)$$

Выделяемая на сопротивлении $R_{вх}$ мощность шума

$$P_{ш\ вх} = \left[\frac{E_{ш}}{R_{и}+R_{вх}}\right]^2 R_{вх}.$$

В случае согласования (при $R_{и} = R_{вх}$) четырехполюснику отдается максимально возможная мощность шума, часто называемая *номинальной мощностью шума*

$$P_{ш\ вх\ ном} = E_{ш}^2/4R_{вх} = E_{ш}^2/(4R_{и}). \quad (1.8)$$

Подставляя (1.7) в (1.8), получаем

$$P_{ш\ вх\ ном} = kTП_{ш}. \quad (1.9)$$

Заметим, что номинальная мощность шума не зависит от сопротивления $R_{и}$.

В реальных условиях вход усилительного каскада может быть не согласован с источником сигнала ($R_{и} \neq R_{вх}$), тогда

$$P_{ш\ вх} = bP_{ш\ вх\ ном} = bkTП_{ш}, \quad (1.10)$$

где $b = P_{ш\ вх}/P_{ш\ вх\ ном}$ — *коэффициент рассогласования*, зависящий от сопротивлений $R_{и}$ и $R_{вх}$.

На выходе усилителя (см. рис. 1.15) действует мощность шума $P_{ш\ вых}$, которая складывается из усиленных шумов источника сигнала $P_{ш\ вых\ ид}$ и собственных шумов усилителя $P_{ш\ соб}$:

$$P_{ш\ вых} = P_{ш\ соб} + P_{ш\ вых\ ид}. \quad (1.11)$$

Если сам усилитель не шумит (идеальный усилитель с точки зрения шумов), то его мощность шума на выходе

$$P_{ш\ вых\ ид} = P_{ш\ вх}K_{P} = bkTП_{ш}K_{P}, \quad (1.12)$$

где K_{P} — коэффициент усиления по мощности усилителя. Отличие $P_{ш\ вых}$ реального (шумящего) усилителя от $P_{ш\ вых\ ид}$ характеризует его шумовые свойства. Величина, показывающая, во сколько раз мощность шумов на выходе реального усилителя $P_{ш\ вых}$ больше по сравнению с мощностью шумов на выходе идеального усилителя, называется *коэффициентом шума*:

$$Ш = \frac{P_{ш\ вых}}{P_{ш\ вых\ ид}} = 1 + \frac{P_{ш\ соб}}{P_{ш\ вых\ ид}} = 1 + \frac{P_{ш\ соб}}{bkTП_{ш}K_{P}}. \quad (1.13)$$

Для однозначности оценки коэффициента шума усилителя за источник сигнала условно принимают генератор ЭДС, находящийся

при комнатной температуре $T_0 = 293$ К (20°С). Тогда коэффициент шума усилителя — это отношение полной выходной мощности шумов к той части этой мощности шумов на выходе, которая обусловливается тепловым шумом сопротивления источника сигнала, находящегося при комнатной температуре:

$$Ш = 1 + P_{ш\ соб}/(bkT_0 П_ш K_P). \qquad (1.14)$$

Можно дать другую интерпретацию коэффициента шума. Любой усилитель предназначен для усиления полезного сигнала. На выходе усилителя полезный сигнал всегда действует на фоне выходных шумов. На входе усилителя действует сигнал мощностью $P_{с\ вх}$ и шум, создаваемый сопротивлением источника сигнала, мощностью $P_{ш\ вх}$; соответственно имеется определенное отношение $P_{с\ вх}/P_{ш\ вх}$. В усилителе сигнал мощностью $P_{с\ вх}$ и входные шумы мощностью $P_{ш\ вх}$ усиливаются на величину K_P, однако к мощности шума $P_{ш\ вх} K_P$ добавляется мощность собственных шумов усилителя $P_{ш\ соб}$. При этом, естественно, отношение $P_{с\ вых}/P_{ш\ вых}$ становится меньше, чем аналогичное отношение на входе усилителя. Это ухудшение отношения $P_с/P_ш$ тем сильнее, чем больше шумит усилитель, т. е. чем больше $P_{ш\ соб}$. Коэффициент шума и характеризует, во сколько раз ухудшается отношение $P_с/P_ш$ при прохождении сигнала через усилитель:

$$Ш = \frac{P_{с\ вх}/P_{ш\ вх}}{P_{с\ вых}/P_{ш\ вых}}. \qquad (1.15)$$

Чем сильнее шумит усилитель, тем больше $Ш$; для идеального нешумящего усилителя $P_{ш\ соб} = 0$, а следовательно, $Ш = 1$.

Коэффициент шума пассивного четырехполюсника, не включающего усилительный элемент, определим с помощью рис. 1.16. Выходная суммарная мощность шума при согласовании с нагрузкой, согласно (1.9), равна $kT_0 П_ш$. Если выход пассивного четырехполюсника не согласован с нагрузкой, то $P_{ш\ вых} = bkT_0 П_ш$, где b — коэффициент рассогласования выхода пассивного четырехполюсника с входом последующего активного. Если четырехполюсник идеальный нешумящий, то при $R_н = R_{вх}$ $P_{ш\ вых} = K_P kT_0 П_ш$, где K_P — коэффициент передачи по мощности пассивного четырехполюсника. Тогда, согласно определению, коэффициент шума пассивного четырехполюсника

$$Ш = P_{ш\ вых}/P_{ш\ вых\ ид} = b/K_P. \qquad (1.16)$$

При согласовании четырехполюсника с нагрузкой ($R_{вых} = R_{вх\ 1}$) $b = 1$ и (1.16) принимает вид

$$Ш = 1/K_P. \qquad (1.17)$$

Рис. 1.16

Из (1.17) следует, что чем больше коэффициент передачи по мощности пассивного четырехполюсника, тем меньше его коэффициент шума (при $K_p \to 1$ $Ш \to 1$).

Шумовая температура. Шумовые свойства малошумящих приемников и усилителей обычно оценивают с помощью шумовой температуры $T_ш$. Шумовая температура показывает, насколько надо изменить температуру сопротивления источника сигнала $R_и$, подключенного к входу устройства, электрически идентичного рассматриваемому, но лишенного шума, чтобы получить на его выходе такую же мощность шума, которую дает сам усилитель. Учитывая (1.11) и (1.12), при температуре $R_и$, равной T_0, имеем $P_{ш\,вых} = P_{ш\,соб} + bkT_0 П_ш K_p$. Считаем, что усилитель сам не шумит, но мощность шума на его выходе остается неизменной. Это условие можно выполнить, если увеличивать $P_{ш\,вх}$, повышая температуру $R_и$ от T_0 до $T_0 + T_ш$. Тогда $P_{ш\,вых} = bk(T_0 + T_ш) П_ш K_p = P_{ш\,соб} + bkT_0 П_ш K_p$. Из последнего выражения видно, что

$$P_{ш\,соб} = bkT_ш П_ш K_p. \qquad (1.18)$$

Следовательно, шумовая температура однозначно определяет собственные шумы устройства: чем больше $P_{ш\,соб}$, тем выше $T_ш$. Из (1.14) следует, что $P_{ш\,соб} = (Ш - 1)\, bkT_0 П_ш K_p$. Приравнивая это выражение (1.18), получаем выражение, связывающее $Ш$ и $T_ш$:

$$bkT_ш П_ш K_p = (Ш - 1)\, bkT_0 П_ш K_p$$

или

$$T_ш = (Ш - 1)\, T_0. \qquad (1.19)$$

Решая (1.19) относительно $Ш$, получаем

$$Ш = 1 + T_ш / T_0. \qquad (1.20)$$

Шумовая температура современных малошумящих усилителей равна нескольким градусам или десяткам градусов Кельвина. Поскольку радиоприемник состоит из ряда каскадов, определим коэффициент шума многокаскадного устройства.

Коэффициент шума многокаскадного устройства. Определим зависимость результирующего коэффициента шума $Ш_Σ$ от коэффици-

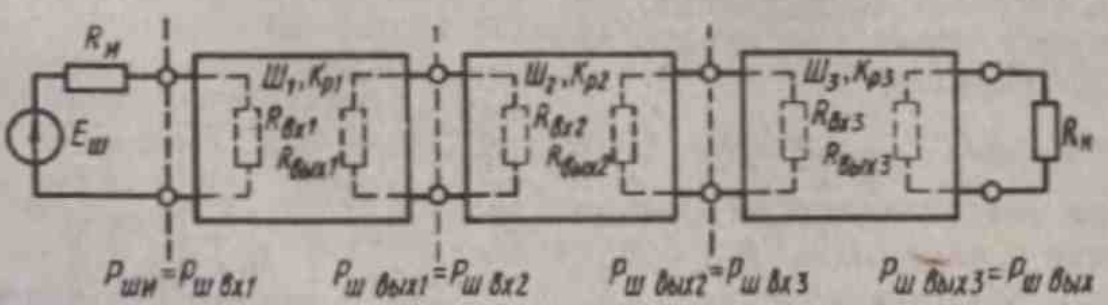


Рис. 1.17

ентов шума отдельных усилительных каскадов. Положим, что устройство состоит из трех усилительных каскадов (рис. 1.17). Полученные результаты можно распространить на усилитель, состоящий из n каскадов. На рис. 1.17 обозначено: K_{P1}, K_{P2}, K_{P3} — коэффициенты усиления по мощности, $Ш_1$, $Ш_2$, $Ш_3$ — коэффициенты шума, b_1, b_2, b_3 — коэффициенты рассогласования соответственно первого, второго и третьего усилительных каскадов. Общий коэффициент усиления по мощности $K_{P\Sigma}=K_{P1}K_{P2}K_{P3}$. Мощность шума на выходе первого каскада

$$P_{ш\ вых1}=P_{ш\ вх1}K_{P1}+P_{ш\ соб1},$$

где $P_{ш\ вх1}=b_1kT_0П_ш$,

на выходе второго каскада

$$P_{ш\ вых2}=P_{ш\ вых1}K_{P2}+P_{ш\ соб2}=P_{ш\ вх1}K_{P1}K_{P2}+P_{ш\ соб1}K_{P2}+P_{ш\ соб2},$$

на выходе третьего

$$\begin{aligned}P_{ш\ вых3}=P_{ш\ вых}=P_{ш\ вых2}K_{P3}+P_{ш\ соб3}=\\=P_{ш\ вх1}K_{P1}K_{P2}K_{P3}+P_{ш\ соб1}K_{P2}K_{P3}+P_{ш\ соб2}K_{P3}+P_{ш\ соб3},\end{aligned}\qquad(1.21)$$

где $П_ш$ — полоса шума усилителя.

Если бы устройство само не шумело, то мощность шума на его выходе была бы равна

$$P_{ш\ вых\ ид}=P_{ш\ вх1}K_{P\Sigma}=P_{ш\ вх1}K_{P1}K_{P2}K_{P3}.\qquad(1.22)$$

Тогда, согласно определению, коэффициент шума

$$Ш_\Sigma=\frac{P_{ш\ вых}}{P_{ш\ вых\ ид}}=1+\frac{P_{ш\ соб1}}{P_{ш\ вх1}K_{P1}}+\frac{P_{ш\ соб2}}{P_{ш\ вх1}K_{P1}K_{P2}}+\frac{P_{ш\ соб3}}{P_{ш\ вх1}K_{P1}K_{P2}K_{P3}}.\qquad(1.23)$$

Запишем выражения для коэффициентов шума отдельных усилительных каскадов. Для первого каскада

$$Ш_1=1+P_{ш\ соб1}/(b_1kT_0П_ш K_{P1}).$$

Для второго каскада

$$Ш_2=1+P_{ш\ соб2}/(b_2kT_0П_ш K_{P2}),$$

откуда

$$Ш_2-1=P_{ш\ соб2}/(b_2kT_0П_ш K_{P2}).$$

Для третьего каскада

$$Ш_3=1+P_{ш\ соб3}/(b_3kT_0П_ш K_{P3}),$$

тогда

$$Ш_3-1=P_{ш\ соб3}/(b_3kT_0П_ш K_{P3}).$$

Заметим, что при нахождении $Ш_2$ и $Ш_3$, согласно (1.14), мощ-

ность шума на входе второго каскада ($b_2kT_0П_ш$) создается выходным сопротивлением $R_{вых\,1}$, а на входе третьего ($b_3kT_0П_ш$) — сопротивлением $R_{вых\,2}$. С учетом выражений для $Ш_1-Ш_3$ формула (1.23) для $Ш_Σ$ принимает вид

$$Ш_Σ=Ш_1+\frac{b_2}{b_1K_{P1}}(Ш_2-1)+\frac{b_3}{b_1K_{P1}K_{P2}}(Ш_3-1). \qquad (1.24)$$

Рассмотрим коэффициент перед вторым слагаемым:

$$\frac{b_2}{b_1K_{P1}}=\frac{P_{вх\,2}/P_{вх\,2\,ном}}{(P_{вх\,1}/P_{вх\,1\,ном})(P_{вых\,1}/P_{вх\,1})}=\frac{P_{вх\,1\,ном}}{P_{вх\,2\,ном}}=\frac{1}{K_{P1\,ном}}, \qquad (1.25)$$

где $P_{вх\,1\,ном}$ и $P_{вх\,2\,ном}$ — максимально возможные мощности на входе усилительных каскадов при согласовании; $K_{P1\,ном}$ — номинальный коэффициент усиления по мощности (при согласовании по входу и выходу) усилительного каскада. По аналогии,

$$b_3/b_1K_{P1}K_{P2}=1/K_{P1\,ном}K_{P2\,ном}. \qquad (1.26)$$

Подставляя (1.25) и (1.26) в (1.24), получаем окончательно

$$Ш_Σ=Ш_1+\frac{Ш_2-1}{K_{P1\,ном}}+\frac{Ш_3-1}{K_{P1\,ном}K_{P2\,ном}}. \qquad (1.27)$$

Как следует из (1.27), результирующее значение коэффициента шума в основном определяется значениями $Ш_1$ и $K_{P1\,ном}$ первого усилительного каскада. Для снижения результирующего коэффициента шума стремятся обеспечить в первом каскаде возможно большее усиление по мощности (при $K_{P1\,ном}\gg 1$ $Ш_Σ\approx Ш_1$) и меньшие шумы.

Шумовая температура многокаскадного усилителя определяется по методике, аналогичной нахождению $Ш_Σ$. При этом с учетом (1.20) и (1.27) имеем

$$T_{шΣ}=T_{ш1}+\frac{T_{ш2}}{K_{P1\,ном}}+\frac{T_{ш3}}{K_{P1\,ном}K_{P2\,ном}}, \qquad (1.28)$$

где $T_{ш1}$, $T_{ш2}$, $T_{ш3}$ — шумовые температуры первого, второго и третьего усилительных каскадов.

Коэффициент шума и шумовая температура приемника. Шумовые свойства приемника по аналогии с устройством оценивают коэф-

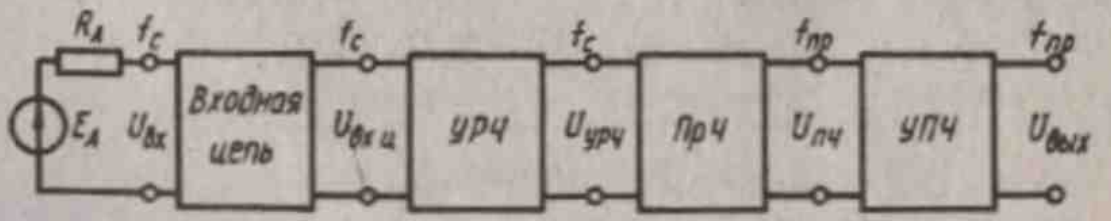


Рис. 1.18

фициентом шума $Ш_{пр}$ и шумовой температурой $T_{ш\ пр}$. В качестве источника сигнала приемника служит антенна. Коэффициент шума радиотракта (рис. 1.18) можно выразить через коэффициенты шума его отдельных каскадов по формуле (1.27) для многокаскадного устройства:

$$Ш_{пр} = Ш_{вх\ ц} + \frac{Ш_{УРЧ} - 1}{K_{Р\ вх\ ц\ ном}} + \frac{Ш_{ПрЧ} - 1}{K_{Р\ вх\ ц\ ном} K_{Р\ УРЧ\ ном}} +$$

$$+ \frac{Ш_{УПЧ} - 1}{K_{Р\ вх\ ц\ ном} K_{Р\ УРЧ\ ном} K_{Р\ ПрЧ\ ном}}, \qquad (1.29)$$

где $Ш_{вх\ ц}$, $Ш_{УРЧ}$, $Ш_{ПрЧ}$, $Ш_{УПЧ}$ — коэффициенты шума соответственно входной цепи, УРЧ, преобразователя частоты и УПЧ приемника; $K_{Р\ вх\ ц\ ном}$, $K_{Р\ УРЧ\ ном}$, $K_{Р\ ПрЧ\ ном}$ — номинальные коэффициенты усиления по мощности соответственно входной цепи, УРЧ и преобразователя частоты приемника. Обычно $Ш_{УРЧ} < Ш_{ПрЧ}$, а $K_{Р\ УРЧ} \gg 1$, поэтому включение УРЧ в радиотракт приемника позволяет снизить его результирующий коэффициент шума.

Установим связь между чувствительностью приемника и его коэффициентом шума $Ш_{пр}$. По определению, $Ш_{пр} = P_{ш\ вых}/(bkT_0П_ш K_Р)$. Обычно обеспечивается согласование антенны с входной цепью приемника, при этом $b = 1$. Тогда $P_{ш\ вых} = kT_0П_ш K_Р Ш_{пр}$. Подставляя $P_{ш\ вых}$ в выражение (1.2), получаем

$$P_А = kT_0П_ш Ш_{пр} D_р. \qquad (1.30)$$

Если необходимо перейти к соответствующей ЭДС в цепи антенны, можно воспользоваться соотношением $P_А = E_А^2/4R_А$, тогда

$$E_А = \sqrt{4kT_0П_ш R_А Ш_{пр} D_р}. \qquad (1.31)$$

Учитывая (1.20), можно выразить чувствительность приемника через шумовую температуру:

$$P_А = k\,(T_0 + T_{ш\ пр})\,П_ш D_р. \qquad (1.32)$$

Так как чувствительность приемника тем выше, чем меньше $P_А$, то для ее повышения, как следует из (1.30), необходимо уменьшить шумы радиотракта, коэффициент различимости $D_р$ (применяя помехоустойчивые сигналы) и полосу пропускания радиотракта (уменьшать эту полосу можно лишь до определенного предела, ниже которого начинаются искажения сигнала).

Амплитудной характеристикой (АХ) радиотракта приемника или его отдельных каскадов называется зависимость амплитуды (или действующего значения) выходного напряжения от амплитуды (или действующего значения) входного гармонического напряжения постоянной частоты. На рис. 1.19 штриховой линией показана АХ

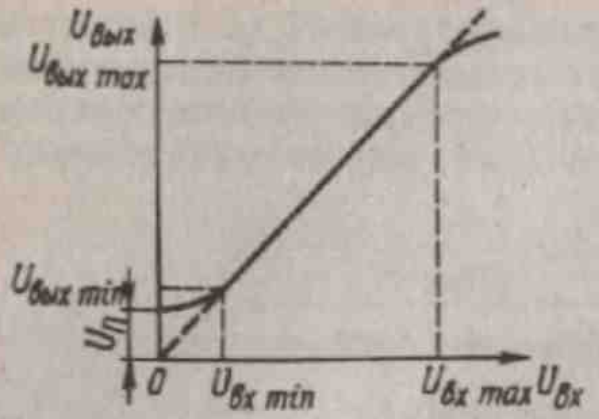


Рис. 1.19

идеального усилителя, сплошной — реального усилителя. Как видно из рис. 1.19, АХ реального и идеального усилителей совпадают только для амплитуд входного сигнала от $U_{вх\ min}$ до $U_{вх\ max}$. На этом участке АХ — прямая линия, угол наклона которой к оси абсцисс определяет коэффициент усиления по напряжению усилителя. При $U_{вх} < U_{вх\ min}$ АХ реального каскада не проходит через начало координат; даже при $U_{вх}=0$ на выходе усилителя имеется некоторое выходное напряжение $U_п$, обусловленное действием флуктуационных шумов в усилителе и другими помехами. Для нормальной работы усилителя $U_{вых\ min}$ должно быть больше $U_п$. При $U_{вх} > U_{вх\ max}$ АХ реального усилителя также изгибается, что приводит к заметным нелинейным искажениям усиливаемого сигнала. Верхний изгиб АХ связан с нелинейностью ВАХ усилительного элемента, с перегрузкой его при больших амплитудах входного сигнала. Таким образом, реальный усилитель может усиливать сигнал без существенных искажений только при выполнении условия $U_{вх\ min} \leqslant U_{вх} \leqslant U_{вх\ max}$.

Динамический диапазон радиотракта приемника или его отдельного каскада D есть отношение амплитуд максимального и минимального входных сигналов. Обычно динамический диапазон выражается в децибелах, тогда

$$D_{дБ} = 20 \lg (U_{вх\ max}/U_{вх\ min}). \qquad (1.33)$$

Выводы. 1. *Чувствительность приемника может быть ограничена усилением или помехами. Предел чувствительности приемника ограничивается его внутренними шумами.*

2. *На выходе усилительного каскада всегда присутствует флуктуационный шум. Шумовые свойства усилительного каскада можно оценить с помощью либо коэффициента шума, либо шумовой температуры.*

3. *Результирующий коэффициент шума $Ш_Σ$ многокаскадного устройства в основном определяется коэффициентом шума и коэффициентом усиления по мощности его первых каскадов. Для снижения результирующего коэффициента шума стремятся обеспечить в первом каскаде меньшее значение $Ш_1$ и большее $K_{р1}$.*

4. *Для повышения чувствительности приемника необходимо уменьшать шумы радиотракта (уменьшать $Ш_{пр}$), использовать помехоустойчивые сигналы, по возможности уменьшать полосу пропускания радиотракта.*

5. Уменьшение коэффициента шума радиотракта достигается включением в него усилителя радиочастоты УРЧ.

6. Усилитель может усиливать сигнал без заметных искажений только в определенном диапазоне амплитуд входного сигнала.

§ 1.5. СЕЛЕКТИВНОСТЬ РАДИОПРИЕМНИКА

Селективность — это способность приемника отделять полезный сигнал от мешающих. Она основана на использовании отличительных признаков между полезным и мешающими сигналами: направления и времени действия; амплитуды, частоты и фазы. Первый признак используется при *пространственной селективности*, которая реализуется с помощью антенн с острой диаграммой направленности. Второй отличительный признак позволяет осуществить *временную селективность*, которая сводится к отпиранию приемника только на время действия полезного сигнала. Различие в амплитудах, частотах и фазах полезного и мешающих сигналов положено в основу соответственно *амплитудной, частотной и фазовой селективности*. Основное значение имеет частотная селективность, именуемая в дальнейшем просто селективностью. Это объясняется тем, что в радиовещании и в основных системах радиосвязи сигналы отличаются по частоте, и их разделение наиболее просто можно осуществить с помощью резонансных цепей и фильтров. Различают два вида селективности: односигнальную и реальную.

Односигнальная селективность определяется АЧХ фильтров радиотракта приемника без учета нелинейных явлений при действии на входе радиотракта только одного сигнала (либо полезного, либо мешающего). Количественно односигнальная селективность оценивается отношением уровня испытательного сигнала на частоте помехи к его значению на частоте полезного сигнала при неизменной настройке и одинаковом выходном напряжении или отношением S_c, показывающим, во сколько раз усиление радиотракта или отдельного каскада приемника для полезного сигнала больше усиления для мешающего сигнала.

Амплитудно-частотную характеристику радиотракта можно определить по его эквивалентной схеме (рис. 1.18). Коэффициент усиления радиотракта совместно с антенной

$$\dot{K} = \dot{U}_{вых}/\dot{E}_A = \dot{K}_{вх\ ц}\dot{K}_{УРЧ}\dot{K}_{ПрЧ}\dot{K}_{УПЧ}, \qquad (1.34)$$

где $\dot{K}_{вх\ ц}$, $\dot{K}_{УРЧ}$, $\dot{K}_{ПрЧ}$, $\dot{K}_{УПЧ}$ — коэффициенты усиления соответственно входной цепи, усилителя радиочастоты, преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты. Подчеркнем, что $\dot{K}$ — это отношение $\dot{U}_{вых}$ к ЭДС антенны $\dot{E}_A$, а не к $\dot{U}_{вх}$; $\dot{K}_{вх\ ц}$ — коэффициент передачи входной цепи совместно с антенной.

Для резонансной частоты, т. е. при $f_c = f_{c0}$ и $f_{пр} = f_{пр0}$, формула (1.34) принимает вид

$$K_0 = K_{0\ вх\ ц} K_{0\ УРЧ} K_{0\ ПрЧ} K_{0\ УПЧ}. \quad (1.35)$$

Как известно, АЧХ есть зависимость модуля коэффициента усиления от частоты. Обычно используют не абсолютные, а нормированные значения коэффициента усиления:

$$\gamma = \frac{K(f)}{K_0} = \frac{K_{вх\ ц}(f)\, K_{УРЧ}(f)\, K_{ПрЧ}(f)\, K_{УПЧ}(f)}{K_{0\ вх\ ц} K_{0\ УРЧ} K_{0\ ПрЧ} K_{0\ УПЧ}} = \gamma_{вх\ ц}\, \gamma_{УРЧ}\, \gamma_{ПрЧ}\, \gamma_{УПЧ}. \quad (1.36)$$

Из (1.36) следует, что АЧХ радиотракта определяется произведением АЧХ его отдельных каскадов. Обычно используется зависимость γ не от частоты f, а от абсолютного изменения частоты относительно резонансной: $\Delta f = f - f_0$. Величина Δf называется *частотной расстройкой*, ею удобнее пользоваться при построении АЧХ супергетеродинного приемника, поскольку в нем осуществляется преобразование частоты и резонансные частоты в различных точках радиотракта неодинаковы. При преобразовании частоты значение Δf не меняется.

Примерный вид АЧХ отдельных каскадов и всего радиотракта в целом показан на рис. 1.20. Обычно АЧХ входной цепи и УРЧ (рис. 1.20, *а*) более широкополосная по сравнению с АЧХ преобразователя частоты и УПЧ (рис. 1.20, *б*). Поэтому в супергетеродинном приемнике результирующая АЧХ радиотракта (рис. 1.20, *в*) определяется в основном АЧХ тракта промежуточной частоты.

Виды односигнальной селективности. По определению, односигнальная селективность — это отношение коэффициентов усиления на частотах сигнала и помех (рис. 1.21):

$$S_e = \frac{K_0}{K_П} = \frac{K_{0\ вх\ ц} K_{0\ УРЧ} K_{0\ ПрЧ} K_{0\ УПЧ}}{K_{П\ вх\ ц} K_{П\ УРЧ} K_{П\ ПрЧ} K_{П\ УПЧ}} = S_{e\ вх\ ц} S_{e\ УРЧ} S_{e\ ПрЧ} S_{e\ УПЧ}. \quad (1.37)$$

Здесь $K_П$ — коэффициент усиления на частоте помехи $f_П$. Из (1.37) следует, что селективность радиотракта равна произведению селективностей отдельных его каскадов. Односигнальная селективность может характеризовать ослабление помех по соседнему каналу,

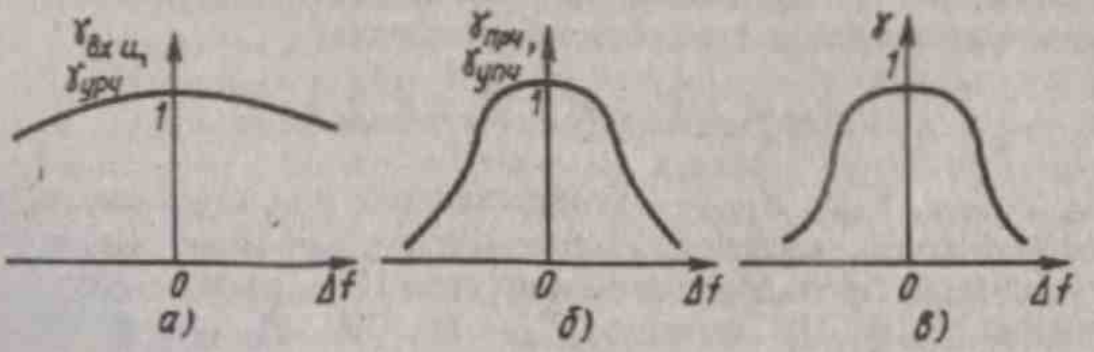


Рис. 1.20

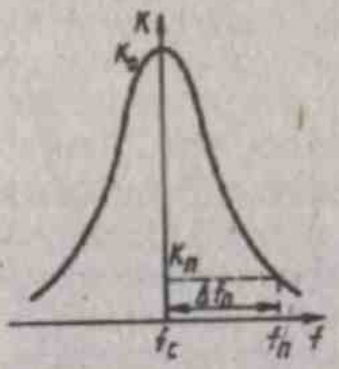


Рис. 1.21

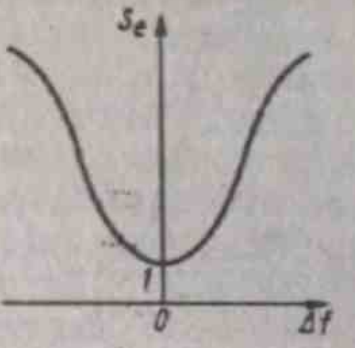


Рис. 1.22

зеркальному каналу, каналу на промежуточной частоте и комбинационным каналам приема, образованным в результате взаимодействия напряжений помех и гармоник местных гетеродинов. Наиболее трудно обеспечить *селективность по соседнему каналу*, т. е. осуществить ослабление сигналов соседних радиостанций, отстоящих по частоте от принимаемой станции на величину $\Delta f_{\text{п ск}}$. Для радиовещательных АМ-радиоприемников $\Delta f_{\text{п ск}} = \pm 9$ кГц, для ЧМ-приемников $\Delta f_{\text{п ск}} = \pm 150$ кГц. Поскольку результирующая АЧХ радиотракта определяется в основном АЧХ тракта промежуточной частоты, селективность по соседнему каналу $S_{\text{е ск}} \approx S_{\text{е прч}}$ $S_{\text{е упч}}$.

Зеркальный канал в супергетеродинном приемнике отстоит от основного на $2f_{\text{пр}}$, т. е. $\Delta f_{\text{п зк}} = 2f_{\text{пр}}$. Если помеха на частоте зеркального канала проникла на вход преобразователя частоты, то в тракте промежуточной частоты с ней бороться уже невозможно. Поэтому селективность по зеркальному каналу $S_{\text{е зк}} = S_{\text{е вх п}}$ $S_{\text{е урч}}$.

То же самое относится к помехам, действующим по комбинационным каналам приема. Таким образом, если входная цепь не обеспечивает требуемой селективности по зеркальному и комбинационным каналам, то необходимо ее усложнить. Однако при этом коэффициент усиления по мощности входной цепи уменьшается и согласно (1.17), (1.29) и (1.30) чувствительность приемника ухудшается. Тогда в радиотракт включают резонансный УРЧ, чтобы не только повысить чувствительность РПУ, но и улучшить его селективность по комбинационным каналам приема. Селективность радиотракта обычно оценивают по зависимости S_e от Δf, которая называется *кривой селективности* (рис. 1.22). Селективность обычно выражается в децибелах.

Другие способы оценки односигнальной селективности включают оценку по коэффициенту прямоугольности и по коэффициенту ската кривой селективности. *Коэффициент прямоугольности* $k_{\text{пу}}$ равен отношению полос пропускания $П$ радиотракта или отдельных его каскадов при двух значениях γ. Обычно выбирают $\gamma_1 = 0{,}707$ (3 дБ) и $\gamma_2 = 0{,}001$ (60 дБ), тогда (рис. 1.23)

$$k_{\text{пу}} = П_{0{,}001} / П_{0{,}707}. \qquad (1.38)$$

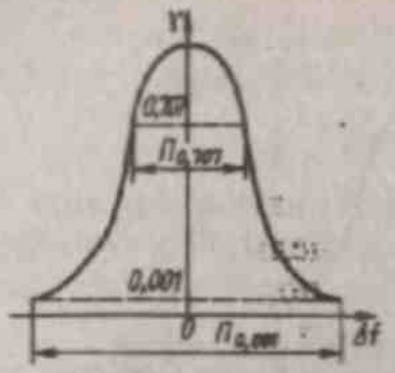


Рис. 1.23

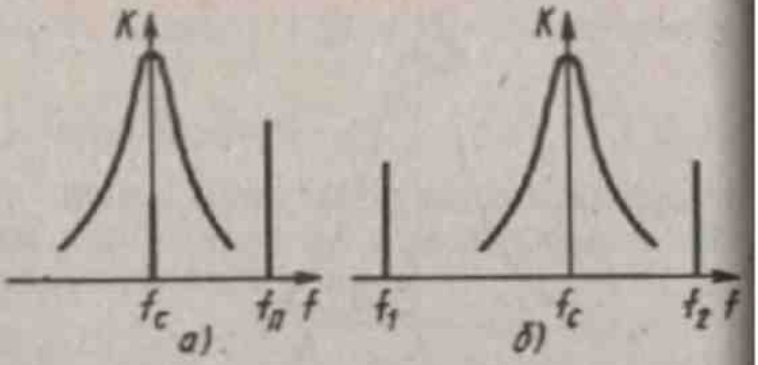


Рис. 1.24

Чем ближе $k_{пу}$ к единице, тем больше АЧХ реального каскада совпадает с идеальной прямоугольной АЧХ. Следовательно, чем ближе $k_{пу}$ к единице, тем выше односигнальная селективность радиотракта.

Селективность УКВ ЧМ-приемников оценивают по *крутизне скатов кривой селективности*, равной отношению разности $S_ε$ на какой-либо частоте и на граничной частоте полосы пропускания к разности этих частот, выраженному в децибелах на килогерц.

Реальная селективность. Прием обычно происходит в условиях, когда малый по уровню полезный сигнал принимается на фоне одной или нескольких значительных по уровню внеполосных помех. В этих условиях начинает проявляться нелинейность радиотракта приемника, приводящая к появлению ряда нелинейных эффектов, и АЧХ радиотракта уже не полностью характеризует его селективные свойства. Для оценки реальной селективности при приеме в нелинейной области двух или более входных сигналов используется *многосигнальная селективность*, характеризующая способность приемника выделять полезный сигнал в реальных условиях при одновременном действии полезного сигнала и помех. Подобный случай характерен для УРЧ (в некоторых случаях для преобразователей частоты) приемников, поскольку на входе УРЧ, как правило, действует не только полезный сигнал, но и мешающие сигналы. При этом уровень полезного сигнала обычно во много раз меньше уровней мешающих сигналов. В этих условиях нелинейность ВАХ усилительного элемента приводит к ряду нежелательных нелинейных эффектов, вызывающих искажение полезного сигнала. Механизм возникновения подобных нелинейных эффектов и способы борьбы с ними подробно рассмотрены в § 9.4. Здесь же введем только основные понятия.

Среди различных нелинейных эффектов основными являются перекрестная модуляция, блокирование, интермодуляция. Явление *перекрестной модуляции* состоит в переносе модуляции с мешающих сигналов на полезный сигнал, на который настроен усилитель. Предположим, что усилитель имеет АЧХ вида, приведенной на рис. 1.24, *а*. На входе усилительного элемента (УЭ) усилителя действуют

амплитудно-модулированный сигнал с частотой f_c (именно на эту частоту настроен усилитель) и амплитудно-модулированный мешающий сигнал с частотой $f_п$. Подчеркнем, что частота $f_п$ настолько отличается от f_c, что мешающий сигнал не должен был бы проявляться на выходе усилителя, так как частота $f_п$ находится за пределами его полосы пропускания. Однако из-за нелинейности ВАХ усилительного элемента изменение амплитуды полезного сигнала на выходе усилителя оказывается зависящим от изменения амплитуды мешающего сигнала. Другими словами, полезный сигнал после усилителя уже несет в себе не только информацию, которая передается на частоте f_c, но и информацию, которая передается на частоте $f_п$. Возникает перекрестная модуляция, количественно оцениваемая уровнем модулированного мешающего колебания с частотой, близкой к частоте полезного сигнала, под действием которого на выходе усилителя создается сигнал, мощность которого на определенное значение (обычно на 20 дБ) ниже мощности, создаваемой модулированным полезным сигналом.

Суть *интермодуляции* состоит в том, что при действии на входе усилителя двух или более модулированных или немодулированных колебаний, находящихся за пределами АЧХ усилителя (например, колебания с частотой f_1 и f_2 на рис. 1.24, *б*), и при нелинейной ВАХ усилительного элемента может образоваться комбинационная составляющая с частотой, попадающей в полосу пропускания усилителя. Количественно интермодуляцию оценивают уровнями двух одинаковых по амплитуде мешающих сигналов, приложенных к входу усилителя, создающих на его выходе колебание, мощность которого на определенное значение (обычно на 20 дБ) ниже, чем при действии одного полезного сигнала заданного уровня с частотой, совпадающей с частотой f_c.

Эффект блокирования состоит в изменении усиления полезного сигнала под действием мешающего сигнала близкой частоты. Блокирование оценивается уровнем мешающего сигнала, вызывающего заданное изменение (обычно ослабление), например на 3 дБ, выходной мощности, созданной полезным сигналом определенного уровня. В отличие от перекрестной модуляции эффект блокирования не зависит от параметров полезного сигнала (при условии, что уровень этого сигнала во много раз меньше помехи), а определяется только уровнем мешающего сигнала.

Повысить реальную селективность приемника можно двумя путями: 1) уменьшая уровень помех на входе первого усилительного элемента радиотракта приемника, т. е. повышая селективность входной цепи; 2) принимая меры для повышения линейности УРЧ (использование усилительных элементов с линеаризованными ВАХ, тщательная оптимизация режима работы этих элементов и параметров схемы усилителя, введение отрицательной обратной связи и др.).

Выводы. 1. *Селективность основана на использовании отличительных признаков между полезным и мешающими сигналами, таких, как направление (пространственная селективность), время действия (временная селективность), амплитуда (амплитудная селективность), частота (частотная селективность) и фаза (фазовая селективность). Наиболее распространена частотная селективность.*

2. *Реальная селективность характеризует способность приемника выделять полезный сигнал при одновременном действии помех. При сильных помехах проявляется нелинейность радиотракта. При этом в радиотракте возникают ухудшающие селективность нелинейные эффекты: перекрестная модуляция, блокирование, интермодуляция.*

3. *Приблизительную оценку качества приемника дает односигнальная селективность, определяемая только АЧХ фильтров радиотракта приемника. Она оценивается при поочередном действии на входе РПУ либо полезного, либо мешающего сигнала. Односигнальная селективность дает оценку ослабления помех по соседнему каналу, зеркальному каналу, каналу на промежуточной частоте и комбинационным каналам.*

§ 1.6. ДРУГИЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА РАДИОПРИЕМНИКА

Существует еще ряд показателей качества РПУ, которые рассмотрим в данном параграфе. Среди них важную роль играет *стабильность* приемника — способность приемника обеспечивать прием полезного сигнала длительное время без ухудшения качества воспроизводимого сообщения и без каких-либо ручных регулировок. В реальных условиях качество воспроизводимого сообщения во времени меняется, что вызывает необходимость регулировки в РПУ усиления, частоты настройки, полосы пропускания и т. д. Особенно важную роль играет *точность частоты настройки приемника* на частоту принимаемого сигнала. Высокая стабильность и точность установки частоты повышают достоверность принимаемого сообщения, облегчают быстрое нахождение канала связи в условиях сильной загруженности рабочего диапазона, что особенно важно при дистанционном управлении приемником.

Главной причиной частотной нестабильности является изменение частот гетеродинов, ведущее к изменению промежуточных частот, поэтому основное внимание при создании высококачественных РПУ направлено на обеспечение высокой стабильности гетеродинных частот, особенно в первых преобразователях частоты. Изменение частоты настройки может быть вызвано и нестабильностью параметров электрических цепей, которая приводит к появлению переменных фазовых сдвигов. Высокие требования к стабиль-

ности частоты настройки привели к созданию и применению в современных РПУ в качестве гетеродинов высокостабильных *синтезаторов частот*, стабильность которых, например в современных КВ профессиональных РПУ, составляет $10^{-7}-10^{-9}$.

Время настройки на принимаемую частоту имеет большое значение при работе РПУ в автоматизированных и адаптивных системах связи. Под временем настройки понимают интервал времени между сигналом к настройке и моментом полной готовности приемника к приему сигнала требуемой частоты в эксплуатационном режиме. Время настройки во многом определяет систему настройки приемника.

Диапазон рабочих частот или длин волн приемника, определяющий область частот, на которые он может быть настроен, зависит от его назначения. Как уже отмечалось в § 1.3, вещательные приемники работают в диапазонах ДВ (150—285 кГц), СВ (525—1605 кГц), КВ (2,3—26,1 МГц), УКВ-волн (87,5—108 МГц); профессиональные РПУ — в диапазоне ВЧ (3—30 МГц), радиолокационные — в диапазоне 100—10 000 МГц и т. д. В ряде случаев диапазон разбивается на *поддиапазоны*. В пределах диапазона или поддиапазона настройка может осуществляться либо плавно, либо фиксированно с определенным шагом. *Коэффициент перекрытия диапазона*

$$k_д = f_{0\,max}/f_{0\,min}, \qquad (1.39)$$

где $f_{0\,max}$ и $f_{0\,min}$ — граничные частоты диапазона.

Динамический диапазон приемника — это диапазон амплитуд входного сигнала, при которых обеспечивается требуемое качество воспроизведения принятого сообщения. Нижняя граница динамического диапазона определяется чувствительностью приемника, верхняя — допустимыми искажениями сигнала. *Качество воспроизведения* принятого сообщения определяется линейными и нелинейными искажениями в каскадах приемника, допустимые значения которых зависят от назначения РПУ. Так, для вещательных и радиотелефонных АМ-приемников определяющими являются частотные и нелинейные искажения огибающей высокочастотного сигнала, а для телевизионных и радиолокационных — фазовые искажения. Частотные искажения в АМ-приемниках обычно оценивают по *кривой верности*, представляющей зависимость напряжения на выходе приемника (или звукового давления вблизи акустического излучателя) от частоты модуляции сигнала.

Помехоустойчивость позволяет оценить свойства приемника в целом с учетом его линейных и нелинейных частей. В общем виде под помехоустойчивостью понимают способность приемника обеспечивать нужное качество приема при действии различных видов помех.

Более полную оценку помехоустойчивости РПУ дает вероятностный критерий. Так, помехоустойчивость РПУ дискретных сообщений оценивается с помощью *вероятности ошибки приема* радиотелеграфных сигналов при действии различных видов помех. Количественно помехоустойчивость определяется отношением сигнала к помехе на входе РПУ, при котором сообщение принимается с заданной вероятностью ошибки.

Стоимость и экономичность. Реализовать РПУ, отвечающее заданным техническим показателям, можно с помощью различных технических средств. Предпочтение следует отдать варианту РПУ, который при обязательном обеспечении требуемых показателей качества является более экономичным в эксплуатации и обладает наименьшей стоимостью.

Глава 2

ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РАДИОПРИЕМНИКОВ

§ 2.1. НАЗНАЧЕНИЕ, СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И КЛАССИФИКАЦИЯ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

Входной цепью называется цепь, соединяющая антенну с первым усилительным или преобразовательным каскадом приемника. Входная цепь должна наиболее полно передавать энергию сигнала из антенны в первый каскад приемника, т. е. должна иметь по возможности больший коэффициент передачи по мощности $K_{P\,вх\,д}$. Так как, согласно (1.17), $Ш_{вх\,д}=1/K_{P\,вх\,д}$, то с повышением $K_{P\,вх\,д}$ уменьшается $Ш_{вх\,д}$ и, следовательно, уменьшается коэффициент шума приемника. Входная цепь должна обладать селективными свойствами для предварительной фильтрации сигнала от помех. Для обеспечения селективности она должна содержать фильтр, связанный с помощью цепей связи с антенной и с входом последующего каскада. Тогда структурную схему входной цепи можно представить в виде рис. 2.1.

Схемы различных входных цепей отличаются друг от друга видами фильтров и цепей связи. В качестве фильтров во входных цепях чаще всего используются одиночные колебательные контуры, что связано с простотой их перестройки. В некоторых РПУ для повышения реальной селективности во входной цепи применяют многоконтурные фильтры. Однако с увеличением числа контуров фильтра входной цепи уменьшается $K_{P\,вх\,д}$, а следовательно, возрастает $Ш_{вх\,д}$. При одиночном контуре обеспечивается компромисс между приемлемой селективностью и малым коэффициентом шума приемника. В диапазоне дециметровых длин волн во входной цепи

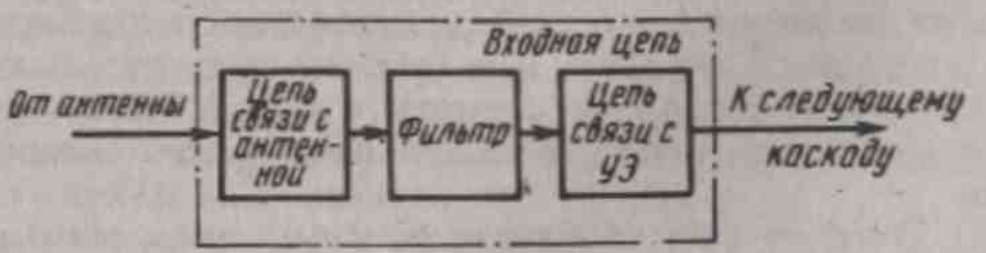


Рис. 2.1

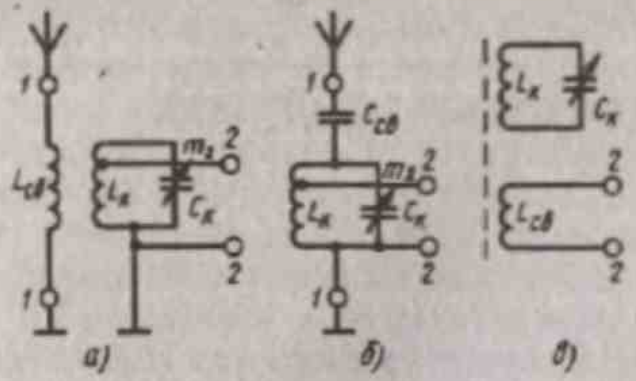


Рис. 2.2

находят применение фильтры на резонансных линиях, а в диапазоне сантиметровых и более коротких длин волн — фильтры на объемных резонаторах и полосковые фильтры.

Различают следующие *виды цепей связи*: непосредственная, емкостная (внутренняя и внешняя), трансформаторная, автотрансформаторная и комбинированная. В качестве примера на рис. 2.2, *а* показана *схема одноконтурной входной цепи с трансформаторной связью с антенной и с автотрансформаторной связью с УЭ* последующего каскада; на этой схеме вход — зажимы *1—1*, выход — зажимы *2—2*, перестройка по частоте осуществляется с помощью конденсатора $C_к$, m_2 — коэффициент включения. На рис. 2.2, *б* приведена *схема входной цепи с емкостной связью с антенной и автотрансформаторной связью с УЭ* последующего каскада.

Схема входной цепи с ферритовой магнитной антенной изображена на рис. 2.2, *в*; колебания с частотой сигнала выделяются контуром и через трансформаторную связь передаются на вход УЭ. Входная цепь с ферритовой антенной представляет собой сочетание антенны и контура входной цепи. *Ферритовая антенна* — это катушка, намотанная на сердечник из феррита; индуктивность $L_к$ этой антенны достаточно стабильна, по этой причине ее можно использовать в качестве индуктивности входного колебательного контура. Введение ферритового стержня в катушку колебательного контура увеличивает магнитную проницаемость внутри нее, что приводит к увеличению ЭДС E_A, наведенной в катушке полем сигнала. Ферритовая антенна помимо частотной обладает еще и пространственной селективностью, поскольку ее диаграмма направленности имеет форму «восьмерки».

Основными показателями качества входной цепи являются: коэффициент передачи; селективность и полоса пропускания; коэффициент шума, обычно определяемый совместно с коэффициентом шума первого каскада приемника; диапазон рабочих частот, характеризуемый граничными частотами $f_{0\,max}$ и $f_{0\,min}$ и коэффициентом перекрытия диапазона $k_д = f_{0\,max}/f_{0\,min}$; стабильность показателей.

Выводы. 1. *Входная цепь должна наиболее полно передавать энергию сигнала из антенны в первый каскад приемника и осуществлять предварительную фильтрацию сигнала от помех.*

2. *Входная цепь содержит фильтр и цепи связи фильтра с антенной и УЭ последующего каскада.*

§ 2.2. КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ ВХОДНОЙ ЦЕПИ

Общее выражение для коэффициента передачи по напряжению. Согласно рис. 2.3,

$$\dot{K} = \dot{U}_2 / \dot{E}_A, \qquad (2.1)$$

где E_A — ЭДС сигнала, наводимая в антенне.

Эквиваленты приемных антенн. Антенну, как и каждый источник сигнала, можно представить эквивалентным генератором, который характеризуется либо ЭДС $\dot{E}_A$ и внутренним сопротивлением $\dot{Z}_A$, либо током $\dot{I}_A$ и внутренней проводимостью $\dot{Y}_A$. В соответствии с теоремой об эквивалентном генераторе $\dot{I}_A = \dot{E}_A / \dot{Z}_A$. Характер *сопротивления антенны* зависит от ее типа, диапазона принимаемых частот и др. Антенна в виде отрезка провода (*ненастроенная антенна*) длиной от нескольких метров до десятков метров на частотах от 100 кГц до 3 МГц имеет эквивалентную схему, показанную на рис. 2.4, *а*, причем обычно $C_A = 50 \div 250$ пФ, $L_A = 10 \div 30$ мкГн, $R_A = 20 \div 60$ Ом. В диапазоне декаметровых волн (3—30 МГц) антенна имеет длину, соизмеримую с длиной рабочей волны, и в ней возможны резонансы, следовательно, ее сопротивление может иметь как емкостной, так и индуктивный характер (рис. 2.4, *б*), т. е. сильно зависит от частоты. Автомобильные приемники обычно имеют *штыревую антенну* длиной 0,7—1,2 м, для которой можно пренебречь L_A и R_A и учитывать только $C_A = 10 \div 20$ пФ (рис. 2.4, *в*); $C_{кор}$ — емкость между соединительными проводами. В декаметровом диапазоне для профессиональных РПУ используются *настроенные антенны*, имеющие острую диаграмму направленности. Такие антенны соединяются с приемником симметричным фидером либо кабелем. Для передачи максимального сигнала от антенны в приемник фидер (или кабель) согласовывается как с антенной, так и с РПУ. При этом сопротивление антенны является чисто активным и равным волновому сопротивлению фидера $R_{фид}$ (рис. 2.4, *г*). *Феррито-*

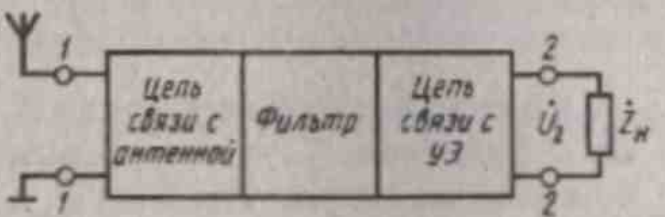


Рис. 2.3

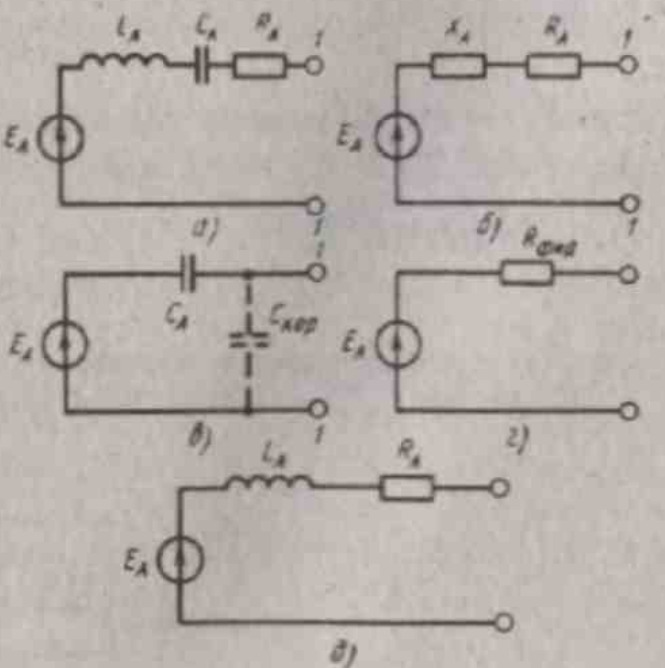


Рис. 2.4

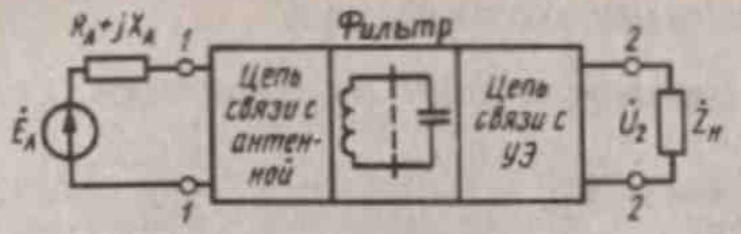


Рис. 2.5

вая антенна может рассматриваться как источник ЭДС с индуктивным сопротивлением (рис. 2.4, *д*). В общем случае $\dot{Z}=R_A+jX_A$.

Методика определения коэффициента передачи. Заменяя антенну эквивалентным генератором, переходим от схемы рис. 2.3 к эквивалентной схеме рис. 2.5; в качестве фильтра будем использовать колебательный контур. Выходное напряжение $\dot{U}_2$ находится методами, известными из теории линейных цепей. Зная $\dot{U}_2$, определяют коэффициент передачи входной цепи по (2.1).

Используя теорему об эквивалентном генераторе, делаем разрез по штриховой линии (рис. 2.5), т. е. отсекаем катушку индуктивности фильтра и находим напряжение холостого хода $\dot{U}_x$ в точках разреза при отключенной правой части схемы. Если фильтр многоконтурный, то разрез делаем в первом контуре фильтра. При этом $\dot{E}_\Phi=\dot{U}_x=\dot{K}_1\dot{E}_A$, где $\dot{E}_\Phi$ — ЭДС, вносимая в первый контур фильтра. Постоянный множитель, характеризующий передачу ЭДС из антенной цепи в фильтр,

$$\dot{K}_1=\dot{E}_\Phi/\dot{E}_A. \qquad (2.2)$$

Конкретное выражение для $\dot{K}_1$ зависит от вида цепи связи антенны с фильтром. С учетом изложенного схему рис. 2.5 можно представить схемой рис. 2.6. Зная $\dot{E}_\Phi$ и параметры фильтра, можно найти напряжение $\dot{U}_\Phi$ на его выходе. Если фильтр многоконтурный, то напряжение на последнем контуре $\dot{U}_\Phi=\dot{E}_\Phi\dot{K}_\Phi$. Отсюда

$$\dot{K}_\Phi=\dot{U}_\Phi/\dot{E}_\Phi, \qquad (2.3)$$

где $\dot{K}_\Phi$ — *коэффициент передачи фильтра с учетом шунтирующего действия* $\dot{Z}_A$ *и* $\dot{Z}_н$. Если известно $\dot{U}_\Phi$, то можно определить $\dot{U}_{вых}=\dot{U}_2=\dot{K}_\Phi\dot{U}_\Phi$, откуда

$$\dot{K}_2=\dot{U}_2/\dot{U}_\Phi, \qquad (2.4)$$

где $\dot{K}_2$ — *коэффициент передачи цепи связи фильтра с нагрузкой.*

С учетом (2.2) — (2.4) *общий коэффициент передачи по напряжению*

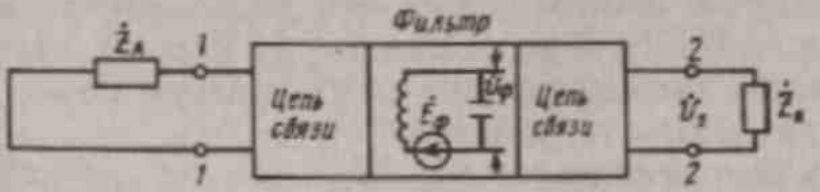


Рис. 2.6

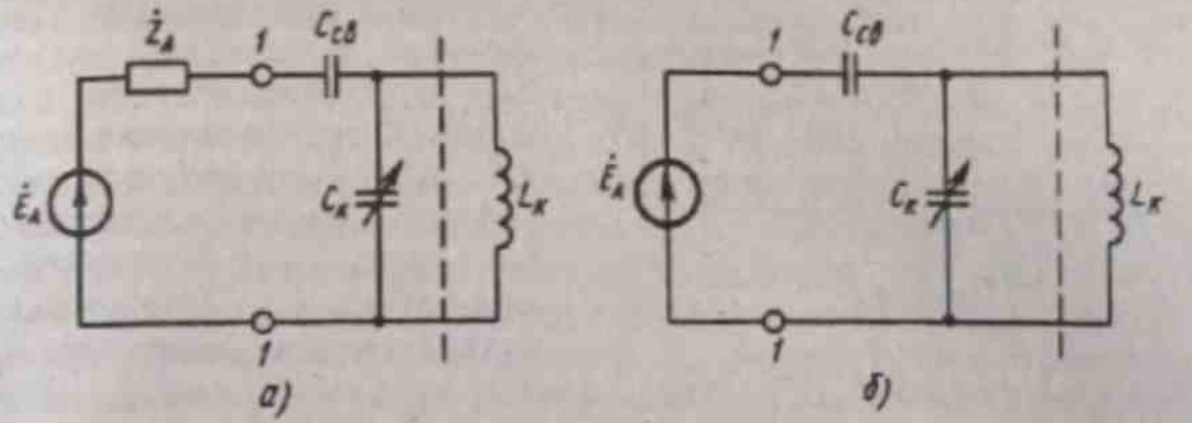


Рис. 2.7

входной цепи можно определить как произведение трех коэффициентов передачи:

$$\dot{K}=\dot{U}_2/\dot{U}_1=\dot{K}_1\dot{K}_\phi\dot{K}_2. \qquad (2.5)$$

Таким образом, коэффициент передачи входной цепи можно определить как произведение трех коэффициентов передачи. При этом для различных видов входных цепей не требуется повторять несколько раз однотипные математические выкладки, легче выяснить сходство и отличие между различными входными цепями, проанализировать влияние отдельных элементов входных цепей на его коэффициент передачи и т. д.

Формула (2.5) справедлива для любой частоты входного напряжения; модуль коэффициента передачи

$$K=K_1K_\phi K_2. \qquad (2.6)$$

Коэффициенты передачи по напряжению конкретных входных цепей. Рассмотрим примеры определения коэффициентов передачи $\dot{K}_1$, $\dot{K}_\phi$ и $\dot{K}_2$.

Примеры определения коэффициента $\dot{K}_1$, характеризующего передаточные свойства цепи связи фильтра с антенной. Для входной цепи с емкостной связью с антенной (см. рис. 2.2, *б*) эквивалентная схема показана на рис. 2.7, *а*. Обычно емкость конденсатора связи $C_{св}$ выбирается малой, при этом $\dot{Z}_A$ практически не влияет на параметры контура. Так как $1/(\omega C_{св})\gg Z_A$, то схему рис. 2.7, *а* можно упростить (рис. 2.7, *б*). Для нахождения $\dot{K}_1$ используем теорему об эквивалентном генераторе, для этого мысленно делаем разрез схемы по штриховой линии (рис. 2.7, *б*) и определяем ЭДС холостого хода: $\dot{E}_x=\dot{E}_\phi=\dot{E}_A C_{св}/(C_{св}+C_к)$. Тогда $\dot{K}_1=\dot{E}_\phi/\dot{E}_A=C_{св}/(C_{св}+C_к)$. Поскольку резонансная частота контура с учетом емкости $C_{св}$, подключенной параллельно $C_к$, $\omega_0^2=1/[L_к(C_к+C_{св})]$, получаем

$$K_1=C_{св}L_к\omega_0^2. \qquad (2.7)$$

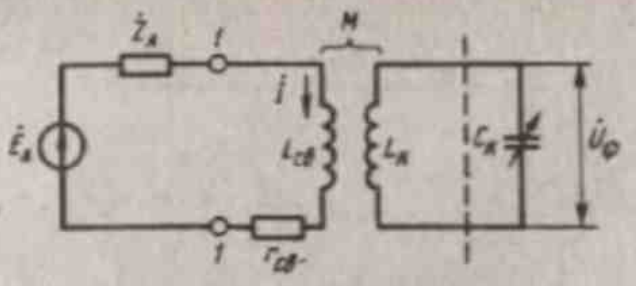


Рис. 2.8

При индуктивной связи фильтра с антенной (см. рис. 2.2, *а*) эквивалентная схема входной цепи показана на рис. 2.8. Здесь $L_{св}$ —катушка индуктивной связи антенны с фильтром, $r_{св}$ — сопротивление потерь $L_{св}$. По теореме об эквивалентном генераторе $\dot{E}_э = \dot{E}_ф = j\omega M\dot{I} = j\omega M\dot{E}_A/\dot{Z}_0$, где $\dot{Z}_0 = (R_A + r_{св}) + j(X_A + \omega L_{св})$. Тогда

$$\dot{K}_1 = \dot{E}_ф/\dot{E}_A = j\omega M/\dot{Z}_0, \qquad (2.8)$$

где M — коэффициент взаимной индуктивности между $L_{св}$ и $L_к$. Модуль коэффициента передачи

$$K_1 = \omega M/Z_0. \qquad (2.9)$$

Примеры определения коэффициента K_2. Согласно (2.4), $\dot{K}_2 = \dot{U}_{вых}/\dot{U}_ф$. Для автотрансформаторной цепи связи фильтра с последующим каскадом (рис. 2.9, *а*)

$$\dot{U}_{вых} = \frac{\dot{U}_ф\, j\omega L_2}{(j\omega L_1 + j\omega L_2)} = \dot{U}_ф \frac{L_2}{(L_1 + L_2)}.$$

Учитывая, что коэффициент включения $m_2 = L_2/(L_1 + L_2)$, получаем

$$\dot{K}_2 = \dot{U}_{вых}/\dot{U}_ф = L_2/(L_1 + L_2) = m_2. \qquad (2.10)$$

При связи фильтра с последующим каскадом через емкостной делитель (рис. 2.9, *б*) $\dot{U}_{вых} = \dot{U}_ф C_1/(C_1 + C_2)$. Тогда

$$\dot{K}_2 = \dot{U}_{вых}/\dot{U}_ф = C_1/(C_1 + C_2) = m_2. \qquad (2.11)$$

Таким образом, для различных цепей связи фильтра с последующим каскадом коэффициент передачи K_2 — вещественная величина, равная коэффициенту включения m_2. Заметим, что формулы (2.10) и (2.11) приближенные, поскольку при их выводе не учитывалось входное сопротивление последующего каскада.

Пример определения коэффициента $\dot{K}_ф$, характеризующего коэффициент передачи фильтра: $\dot{K}_ф = \dot{U}_ф/\dot{E}_ф$. Как отмечалось, во

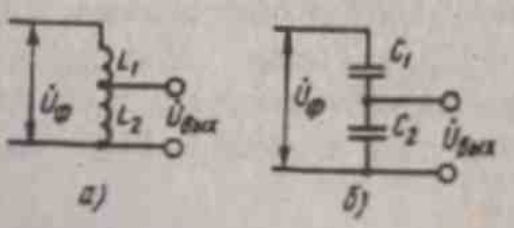


Рис. 2.9

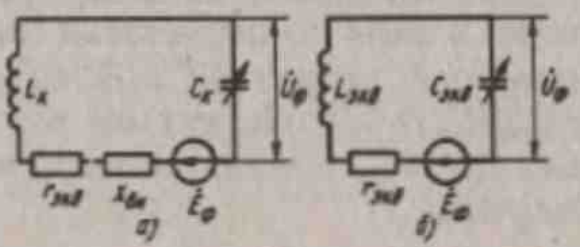


Рис. 2.10

входной цепи обычно используется резонансный контур. Эквивалентная схема контура с учетом реакции антенны и нагрузки показана на рис. 2.10, *а*. Эта реакция проявляется в том, что в контур из антенной цепи и со стороны входа последующего каскада вносится комплексное сопротивление. Активная часть этого сопротивления $r_{вн}$ изменяет собственное сопротивление потерь контура $r_к$, а реактивная часть $X_{вн}$ вызывает расстройку контура. На рис. 2.10, *а* $r_{экв}=r_к+r_{вн}$ — полное эквивалентное сопротивление потерь контура. Вносимое реактивное сопротивление $X_{вн}$ может иметь емкостной либо индуктивный характер. Обозначим эквивалентные параметры контура с учетом $X_{вн}$ через $L_{экв}$ и $C_{экв}$. Тогда схема рис. 2.10, *а* примет вид схемы рис. 2.10, *б*. Для определения $\dot{K}_ф$ необходимо найти напряжение на фильтре

$$\dot{U}_ф=\frac{\dot{E}_ф}{\dot{Z}_{экв}}\frac{1}{j\omega C_{экв}},$$

где $\dot{Z}_{экв}=r_{экв}+j\,(\omega L_{экв}-1/(\omega C_{экв}))$.
Учитывая (2.3), получаем $\dot{K}_ф=\dot{U}_ф/\dot{E}_ф=1/\dot{Z}_{экв}j\omega C_{экв}$.
Преобразуем величину

$$\dot{Z}_{экв}=r_{экв}+j\omega_0 L_{экв}\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{1}{\omega\omega_0 L_{экв}C_{экв}}\right)=r_{экв}+j\rho\left(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}\right)=$$

$$=r_{экв}\left(1+j\frac{\rho y}{r_{экв}}\right)=r_{экв}\left(1+j\frac{y}{d_{экв}}\right)=r_{экв}\,(1+j\alpha),$$

где $\alpha=y/d_{экв}$ — обобщенная расстройка, ρ и $d_{экв}$ — соответственно характеристическое сопротивление и эквивалентное затухание контура. При малых расстройках, согласно (3. 22), $y=2\Delta f/f_0$. С учетом выражения $\dot{Z}_{экв}$ коэффициент передачи фильтра

$$\dot{K}_ф=\frac{1}{j\omega C_{экв}r_{экв}(1+j\alpha)}=\frac{\omega_0}{\omega}\frac{1}{j\omega_0 C_{экв}r_{экв}(1+j\alpha)}=\frac{f_0}{f}\frac{\rho}{jr_{экв}}\frac{1}{1+j\alpha}.$$

Тогда, учитывая эквивалентное затухание контура $d_{экв}=r_{экв}/\rho$, получаем

$$\dot{K}_ф=\frac{f_0}{f}\frac{1}{jd_{экв}}\frac{1}{1+j\alpha}. \qquad (2.12)$$

При малых расстройках частоты f относительно резонансной частоты f_0 (2.12) принимает вид

$$\dot{K}_ф=\frac{1}{jd_{экв}}\frac{1}{1+j\alpha}=\frac{1}{jd_{экв}-y}. \qquad (2.13)$$

При резонансе $\alpha = 0$ и *резонансный коэффициент передачи одиночного контура*

$$\dot{K}_{\phi 0} = 1/(jd_{экв}). \tag{2.14}$$

Модули коэффициентов передачи

$$K_\phi = 1/(y^2 + d_{экв}^2)^{1/2}, \tag{2.15}$$

$$K_{\phi 0} = 1/d_{экв} = Q_{экв}. \tag{2.16}$$

Здесь $Q_{экв}$ — эквивалентная добротность контура.

Коэффициент передачи входной цепи можно определить перемножением найденных коэффициентов K_1, K_ϕ, K_2. Например, для входной цепи с индуктивной связью с антенной и с автотрансформаторной связью с последующим каскадом (см. рис. 2.2, *а*) согласно формулам (2.9), (2.11) и (2.15) имеем

$$K = K_1 K_\phi K_2 = \omega M m_2 / [Z_0 (y^2 + d_{экв}^2)^{1/2}]. \tag{2.17}$$

Частотная характеристика и селективность входной цепи. Частотная характеристика входной цепи определяется на частоте сигнала, на которую настроен фильтр. Согласно (2.6), коэффициент передачи на любой частоте $\dot{K}(f) = K_1(f)\, K_\phi(f)\, K_2(f)$; при резонансе $K_0 = K_1(f_0)\, K_{\phi 0} K_2(f_0)$. Коэффициент K_2 от частоты не зависит, поскольку, согласно (2.11), $K_2 = m_2$. Для узкополосных цепей частота f мало отличается от резонансной частоты f_0, при этом $K_1(f) \approx K_1(f_0)$. Тогда модуль нормированного коэффициента передачи входной цепи

$$\gamma = K/K_0 \approx K_\phi(f)/K_{\phi 0} = \gamma_\phi. \tag{2.18}$$

Учитывая (2.15) и (2.16), получаем

$$\gamma = 1/(1 + \alpha^2)^{1/2}. \tag{2.19}$$

С учетом значения α и $y = 2\Delta f/f$ из (2.19) можно получить

$$2\Delta f = f_0 d_{экв} (1/\gamma^2 - 1)^{1/2}. \tag{2.20}$$

Согласно (2.18), АЧХ входной цепи в основном определяется АЧХ эквивалентного контура с затуханием $d_{экв}$. Этот вывод справедлив и для ФЧХ входной цепи: $\varphi = \operatorname{arctg}(-\alpha)$.

Селективность входной цепи

$$S_e = \frac{K_0}{K(f_п)} = \frac{K_1(f_0)}{K_1(f_п)} \frac{K_{\phi 0}}{K_\phi(f_п)} \frac{K_2}{K_2} = S_{e1} S_{e\phi}. \tag{2.21}$$

При определении селективности по соседнему каналу его частота $f_п = f_{сп}$ мало отличается от f_0, поэтому $S_{e1} = K_1(f_0)/K_1(f_п) \approx 1$ и $S_e \approx S_{e\phi}$. При определении селективности по зеркальному каналу $f_п$ отличается от f_0 на $2f_{пр}$ (см. § 1.2), т. е. $f_п = f_{зк} = f_0 + 2f_{пр}$. В этом случае $S_{e1} \neq 1$ и ее необходимо учитывать.

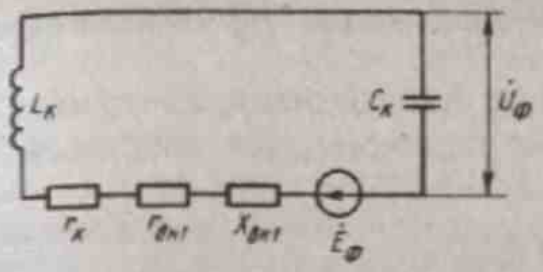


Рис. 2.11

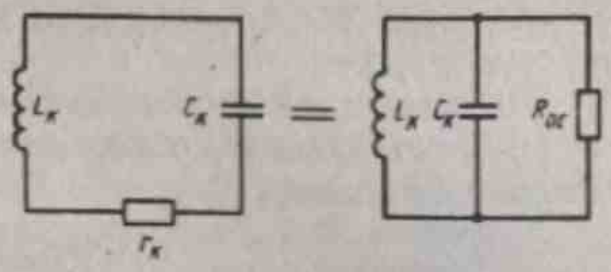


Рис. 2.12

Максимальный коэффициент передачи входной цепи во многом зависит от эквивалентного затухания контура.

Эквивалентное затухание контура входной цепи отличается от *конструктивного затухания* $d_к$ тем, что в контур вносится затухание $d_{вн\,1}$ и $d_{вн\,2}$ из антенной цепи и из последующего каскада. *Вносимое затухание* определяется вносимым в контур сопротивлением потерь $r_{вн}$, которое зависит от вида цепей связи с контуром, степени связи, характера антенной цепи и входных параметров последующего каскада. Предположим, что антенная цепь имеет индуктивную связь с контуром (см. рис. 2.8). На основании теоремы об эквивалентном генераторе схему рис. 2.8 можно представить в виде схемы рис. 2.11. Из теории линейных цепей известно, что при индуктивной связи вносимое в контур из антенной цепи активное сопротивление

$$r_{вн\,1}=\omega^2 M^2 R_0/Z_0^2, \qquad (2.22)$$

где $R_0=r_{св}+R_A$; $Z_0^2=R_0^2+X_0^2$, $X_0=X_A+\omega L_{св}$.

Обозначим

$$\beta_1=d_{вн\,1}/d_к, \qquad (2.23)$$

где β_1 равно отношению вносимого из антенной цепи затухания к собственному (конструктивному) затуханию контура. Учитывая, что $d_к=r_к/\rho$, а $d_{вн\,1}=r_{вн\,1}/\rho$, (2.23) можно представить в виде

$$\beta_1=r_{вн\,1}/r_к. \qquad (2.24)$$

Для рассматриваемого вида связи

$$\beta_1=\omega^2 M^2 R_0/(Z_0^2 r_к)=\omega^2 L_к^2 M^2 R_0/(r_к L_к^2 Z_0^2).$$

Входящие в это выражение сомножители для малых расстроек ($\omega\approx\omega_0$) равны

$$\omega^2 L_к^2/r_к=\rho^2/r_к=Q\rho=R_{ос},\ M^2/L_к^2=m_1^2.$$

Потери в контуре можно учесть с помощью сопротивления $r_к$ либо $R_{ос}$ (рис. 2.12); между этими сопротивлениями существует связь: $r_к=\rho^2/R_{ос}$. С учетом введенных обозначений

$$\beta_1=m_1^2 R_{ос} R_0/Z_0^2. \qquad (2.25)$$

Формула (2.25) справедлива для любых видов цепей связи антенны с контуром.

По аналогии с β_1 обозначим через β_2 отношение вносимого со стороны следующего каскада сопротивления $r_{вн2}$ к собственному сопротивлению $r_к$:

$$\beta_2 = d_{вн2}/d_к = r_{вн2}/r_к. \qquad (2.26)$$

Рассмотрим автотрансформаторную связь контура с последующим каскадом (рис. 2.13). Нагрузкой контура в этом случае являются сопротивление $R_{вх\ сл}$ и емкость $C_{вх\ сл}$, подключенные к контуру с коэффициентом включения m_2. Тогда пересчитанное к контуру сопротивление $R'_{вх\ сл} = R_{вх\ сл}/m_2^2$ (см. (3. 15)). Связь между $R_{вх\ сл}$ и $r_{вн2}$ аналогична связи между $R_{ос}$ и $r_к$, т. е. $r_{вн2} = \rho^2/R'_{вх\ сл}$. Тогда $\beta_2 = \rho^2/R'_{вх\ сл} r_к = \rho^2 m_2^2/(R_{вх\ сл} r_к)$. Учитывая, что $R_{ос} = \rho^2/r_к$, получаем

$$\beta_2 = m_2^2 R_{ос}/R_{вх\ сл}. \qquad (2.27)$$

С учетом β_1 и β_2 *эквивалентное затухание* контура

$$d_{экв} = d_к + d_{вн1} + d_{вн2} = (1 + \beta_1 + \beta_2)\, d_к = \psi d_к, \qquad (2.28)$$

где ψ — *коэффициент шунтирования*, показывающий, во сколько раз эквивалентное затухание контура отличается от конструктивного. Следовательно, эквивалентное затухание контура $d_{экв}$ зависит от конструктивного затухания контура $d_к$, параметров антенной цепи, входных параметров следующего каскада и коэффициентов включения m_1 и m_2.

Условия получения максимального коэффициента передачи на резонансной частоте проанализируем на примере входной цепи с индуктивной связью с антенной и автотрансформаторной связью с последующим каскадом (рис. 2.13). В этом случае, согласно (2.17), при $y = 0$

$$K_0 = \omega_0 M m_2/(Z_0 d_{экв}). \qquad (2.29)$$

Умножим числитель и знаменатель выражения (2.29) на $L_к$. Учитывая, что $M/L_к = m_1$, $\omega_0 L_к/d_{экв} = \rho/d_{экв} = R_{ос}$, а $d_{экв} = \psi d_к$, получим

$$K_0 = m_1 m_2 R_{ос}/(\psi Z_0). \qquad (2.30)$$

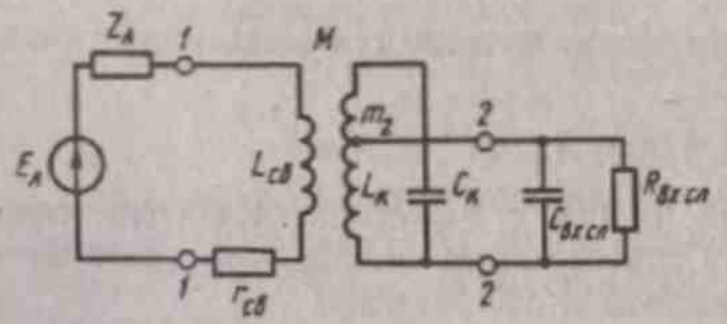


Рис. 2.13

Входящая в (2.30) величина $R_{ос}/\psi$ является *эквивалентным сопротивлением контура* при резонансе. Выразив m_1 и m_2 через β_1 и β_2 и подставив в (2.30), получим

$$K_0 = \frac{1}{\psi}\left(\beta_1 \beta_2 \frac{R_{вх\ сл}}{R_0}\right)^{1/2}, \qquad (2.31)$$

т. е. K_0 является функцией β_1 и β_2. От $R_{вх}$ зависит затухание $d_{вх}=\rho/R_{вх}=\psi d_к$. Обычно во входной цепи необходимо обеспечить требуемое значение $d_{вх}$ при данном $d_к$. При этом необходимо подобрать такую связь антенны и последующего каскада с контуром, при котором при заданном $d_{вх}$ (или при заданном коэффициенте шунтирования $\psi=\text{const}$) получается максимальный коэффициент передачи K_{0max}. Другими словами, необходимо определить такие значения β_1 и β_2, при которых одновременно обеспечивается требуемое значение $\psi=\text{const}$ и максимальный коэффициент передачи K_{0max}.

Выразим K_0 как функцию β_1. Так как $\psi=1+\beta_1+\beta_2$, то $\beta_2=\psi-1-\beta_1$, тогда

$$K_0=[(\psi-1)\,\beta_1-\beta_1^2)]^{1/2}\,(R_{вх\,сл}/R_0)^{1/2}/\psi.$$

Для нахождения K_{0max} возьмем от выражения для K_0 производную по β_1, приравняем ее нулю и решим относительно β_1. При этом получим оптимальное значение обобщенного параметра связи:

$$\beta_{1опт}=(\psi-1)/2. \tag{2.32}$$

Произведя аналогичные вычисления для β_2, получим

$$\beta_{2опт}=(\psi-1)/2. \tag{2.33}$$

Таким образом, максимальный коэффициент передачи входной цепи при выбранном $\psi=\text{const}$ получается при равных значениях β_1 и β_2. Связь, при которой выполняется условие

$$\beta_1=\beta_2, \tag{2.34}$$

называется *оптимальной*. При оптимальной связи антенны и входа последующего каскада с контуром пересчитанные в контур сопротивления от антенны и от последующего каскада равны между собой. Для реализации оптимальной связи необходимо выбрать коэффициенты включения $m_{1опт}$ и $m_{2опт}$, определяемые из выражений (2.25) и (2.27) при подстановке в них $\beta_{1опт}$ и $\beta_{2опт}$. С учетом значений $\beta_{1опт}$ и $\beta_{2опт}$

$$K_{0max}=\frac{\psi-1}{2\psi}\,(R_{вх\,сл}/R_0)^{1/2}. \tag{2.35}$$

Согласно (2.35), K_{0max} зависит от коэффициента шунтирования ψ. Так при $\psi=1$ $K_{0max}=0$. Физически это объясняется тем, что при $\psi=1$ эквивалентное затухание контура $d_{эк}$ равно собственному затуханию $d_к$, что возможно только при $m_1=m_2=0$; при этом $U_{вых}=0$ и $K_0=0$. При $\psi\gg1$ получается наибольшее значение K_0 (максимум максиморум), равное

$$K_{0max\,max}=0{,}5\,(R_{вх\,сл}/R_0)^{1/2}. \tag{2.36}$$

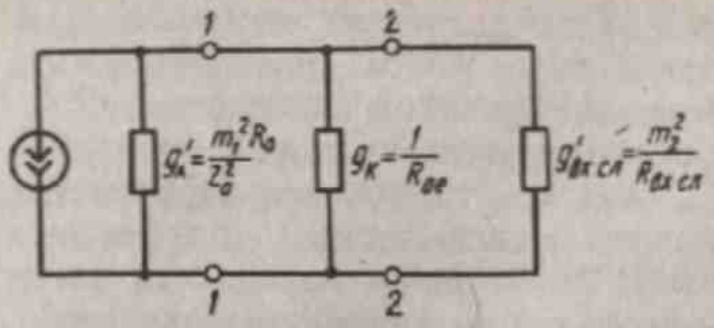


Рис. 2.14

Таким образом, $K_{0\,max\,max}$ получается при $\psi \gg 1$ и при оптимальной связи. Поясним физический смысл этого вывода с помощью эквивалентной схемы рис. 2.14. Энергия сигнала от антенны передается вначале в контур, а затем из контура в нагрузку. Известно, что максимальная энергия от источника сигнала в нагрузку передается при его согласовании с нагрузкой. Поэтому максимальная энергия от антенны в контур передается при согласовании проводимостей слева и справа от зажимов *1—1*, т. е. при

$$g'_A = g_э + g'_{вх\ сл}. \qquad (2.37)$$

Максимальная энергия из контура в последующий каскад передается при условии согласования по зажимам *2—2*, т. е. при

$$g'_{вх\ сл} = g_э + g'_A. \qquad (2.38)$$

Максимальная передача энергии от антенны в нагрузку, а следовательно, и максимальный коэффициент K_0 реализуются только при одновременном согласовании как по зажимам *1—1*, так и по зажимам *2—2*. Это возможно только при $R_{oe} \to \infty$ для идеального контура без потерь, т. е. при $\psi \to \infty$ (рис. 2.15).

В реальных цепях всегда имеются потери в контуре и обеспечить $K_{0\,max\,max}$ невозможно. Наибольший K_0 обеспечивается при оптимальной связи, которая означает, что при равенстве пересчитанных проводимостей в контур $g'_A = g'_{вх\ сл}$ создаются условия, наиболее близкие (оптимальные) к одновременному полному согласованию как по выходу антенны, так и по входу последующего каскада.

Обычно в приемниках требуется обеспечить согласование по входу для получения максимального напряжения сигнала на его входе. Условие *согласования по входу* состоит в равенстве вносимого в контур сопротивления из антенной цепи $Z_0^2/(m_1^2 R_0)$ параллельно соединенным сопротивлениям контура при резонансе R_{oe} и вносимого в контур сопротивления со стороны следующего каскада $R_{вх\ сл}/m_2^2$, т. е.

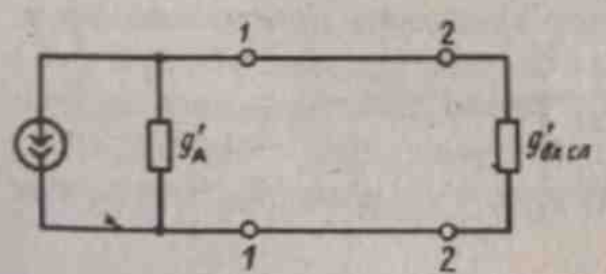


Рис. 2.15

$$m_1^2 R_0/Z_0^2 = 1/R_{oe} + m_2^2/R_{вх\ сл}. \qquad (2.39)$$

Решая (2.39) относительно m_1, получаем выражение для коэффициента включения $m_{1\,опт\,э}$, при котором обеспечивается согласование по входу приемника:

$$m_{1\,\text{согл}} = [Z_0^2/(R_0 R_{\text{ос}}) + m_2^2 Z_0^2/(R_0 R_{\text{вх сл}})]^{1/2}. \quad (2.40)$$

При согласовании по входу $d_{\text{вн}1} = d_{\text{э}} + d_{\text{вн}2}$, тогда

$$\beta_1 = 1 + \beta_2. \quad (2.41)$$

При оптимальной связи $\beta_1 = \beta_2$, учитывая (2.25) и (2.27), получаем $m_{1\,\text{опт}} = m_2\,[Z_0^2/(R_0 R_{\text{вх сл}})]^{1/2}$. Тогда

$$m_{1\,\text{согл}}/m_{1\,\text{опт}} = [1 + R_{\text{вх сл}}/(m_2^2 R_{\text{ос}})]^{1/2}. \quad (2.42)$$

Согласно (2.42), отношение $m_{1\,\text{согл}}/m_{1\,\text{опт}}$ равно единице только для контура без потерь. Чем больше потери в контуре, тем сильнее отличается коэффициент передачи входной цепи при связи, обеспечивающей согласование по входу, от максимального коэффициента передачи, который реализуется при оптимальной связи. Для реального контура с потерями при связи, обеспечивающей согласование по входу, коэффициент передачи входной цепи при заданной полосе пропускания всегда меньше, чем при оптимальной связи при неизменной полосе пропускания. На практике во входных цепях используются контуры с высокой добротностью, поэтому условие согласования по входу близко к условию оптимальной связи.

Коэффициент передачи по мощности одноконтурных входных цепей. В диапазоне УВЧ и СВЧ входная цепь часто представляет собой *объемный резонатор*, соединенный с антенной *волноводом* (рис. 2.16, *а*). Обычно вход входной цепи согласован с антенной, при этом от антенны во входную цепь отдается максимально возможная мощность сигнала $P_{\text{вх ном}}$. Эквивалентная схема входной цепи показана на рис. 2.16, *б*. Для входной цепи по схеме рис. 2.16, *а* более удобно пользоваться коэффициентом передачи по мощности $K_P = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}$. При согласовании по входу $P_{\text{вх ном}} = E_A^2/4R_A$, а мощность в нагрузке $P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^2/R_{\text{н}}$. Тогда

$$K_P = \frac{U_{\text{вых}}^2 4R_A}{R_{\text{н}} E_A^2} = K^2 \frac{4R_A}{R_{\text{н}}}. \quad (2.43)$$

Решая (2.43) относительно K, получаем выражение, связывающее коэффициент передачи входной цепи по напряжению с коэффициентом передачи по мощности K_P:

$$K = \left(K_P \frac{R_{\text{н}}}{4R_A}\right)^{1/2}. \quad (2.44)$$

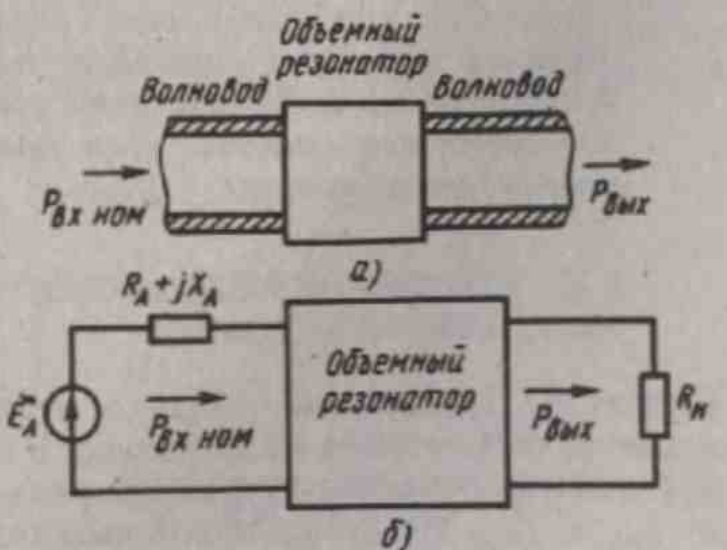


Рис. 2.16

Поскольку входная цепь — это пассивная цепь, K_P всегда меньше единицы. Только в идеальном случае для цепи без потерь $K_P = 1$. Для идеальной входной цепи

$$K_{max} = 0{,}5\,(R_a/R_A)^{1/2}. \qquad (2.45)$$

Сравнивая (2.45) с (2.36) и учитывая, что $R_a = R_{вх\,сл}$, $R_A \approx R_0$, убеждаемся в их совпадении. Из (2.45) следует, что при $R_a > 4R_A$ коэффициент передачи входной цепи больше единицы и цепь работает как повышающий трансформатор. Для увеличения K надо повышать R_a и выбирать антенну по возможности с меньшим R_A.

Коэффициент передачи входной цепи по напряжению на резонансной частоте определяется выражением (2.31); для схемы рис. 2.16, *б* $R_{вх\,сл}$ — это R_a, а $R_0 = R_A + r_{св} \approx R_A$, поскольку $R_A \gg r_{св}$. Тогда формула для коэффициента передачи по мощности при резонансе одноконтурной входной цепи, найденная подстановкой в (2.43) выражения (2.31), принимает вид

$$K_{P0} = 4\beta_1\beta_2/\psi^2 = 4\beta_1\beta_2/(1+\beta_1+\beta_2)^2. \qquad (2.46)$$

Выводы. 1. *Коэффициент передачи входной цепи по напряжению можно определить как произведение коэффициентов передачи: цепи связи фильтра с антенной $\dot{K}_1$, эквивалентного фильтра $\dot{K}_ф$, цепи связи фильтра с УЭ последующего каскада K_2.*

2. *АЧХ, ФЧХ и селективность входной цепи определяются в основном АЧХ, ФЧХ и селективностью резонансного контура и зависят от его эквивалентного затухания.*

3. *Эквивалентное затухание контура входной цепи определяется его конструктивным затуханием $d_к$ и вносимыми затуханиями со стороны антенной цепи $d_{вн1}$ и со стороны последующего каскада $d_{вн2}$.*

4. *Максимальный коэффициент передачи входной цепи обеспечивается при оптимальной связи антенной цепи и входа последующего каскада с контуром, при которой вносимое в контур затухание из антенной цепи равно вносимому затуханию от последующего каскада. Для получения K_{0max} контур должен иметь малые потери.*

§ 2.3. ИЗМЕНЕНИЕ РЕЗОНАНСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ ПО ДИАПАЗОНУ

Одним из требований, обычно предъявляемых к входной цепи, является обеспечение минимального изменения ее резонансного коэффициента передачи при перестройке в диапазоне рабочих частот от f_{min} до f_{max}. На резонансной частоте коэффициент передачи входной цепи $K_0 = K_1(f_0)\,K_{ф0}\,K_2(f_0)$. Для большинства входных цепей $K_{ф0}$ и K_2 зависят от частоты сравнительно мало, при перестройке

в основном изменяется коэффициент K_1. Характер этого изменения сильно зависит от вида цепи связи и от типа самой антенны.

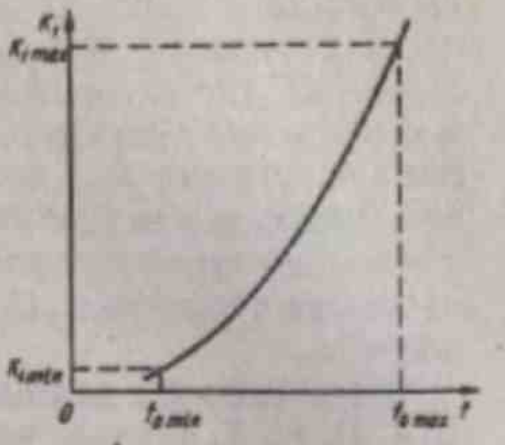


Рис. 2.17

Емкостная связь с антенной. Согласно (2.7), $K_1 = C_{св} L_2 \omega_0^2$. Поскольку $K_{1\max}/K_{1\min} = f_{0\max}^2/f_{0\min}^2 = k_д^2$, коэффициент передачи K_1, а следовательно, и коэффициент передачи всей входной цепи при емкостной связи антенны с контуром изменяются при перестройке входной цепи с помощью конденсатора переменной емкости в рабочем диапазоне частот $f_{0\min} \div f_{0\max}$ как квадрат коэффициента перекрытия диапазона (рис. 2.17). При этом в $k_д^2$ изменяется и общее усиление приемника, а следовательно, различные по частоте сигналы принимаются приемником по-разному. Поэтому емкостная связь с антенной используется только в приемниках, предназначенных для работы с малым $k_д$, либо в недорогих приемниках.

Индуктивная связь с ненастроенной антенной. С учетом эквивалентной схемы ненастроенной антенны (см. рис. 2.4, *а*) эквивалентная схема входной цепи с индуктивной связью принимает вид рис. 2.18, *а*. Как следует из этого рисунка, антенная цепь представляет собой резонансный контур с резонансной частотой $\omega_{0A} = 1/[C_A (L_A + L_{св})]^{1/2}$. Согласно (2.9), коэффициент передачи цепи связи с антенной $K_1 = \omega_0 M/Z_0$, где Z_0 — модуль комплексного сопротивления антенного контура с учетом $L_{св}$. Характер изменений f_0, $1/Z_0$ и K_1 показан на рис. 2.18, *б*. Зависимость $1/Z_0$ от f_0 определяется изменением проводимости последовательного антенного контура. Если диапазон рабочих частот $f_{0\min} \div f_{0\max}$ расположен в области I, то любая частота сигнала в рабочем диапазоне меньше резонансной частоты антенной цепи, т. е. $f_{0\max} < f_{0A}$. В этом случае длина волны колебания антенной цепи λ_{0A} всегда короче длины волны любого

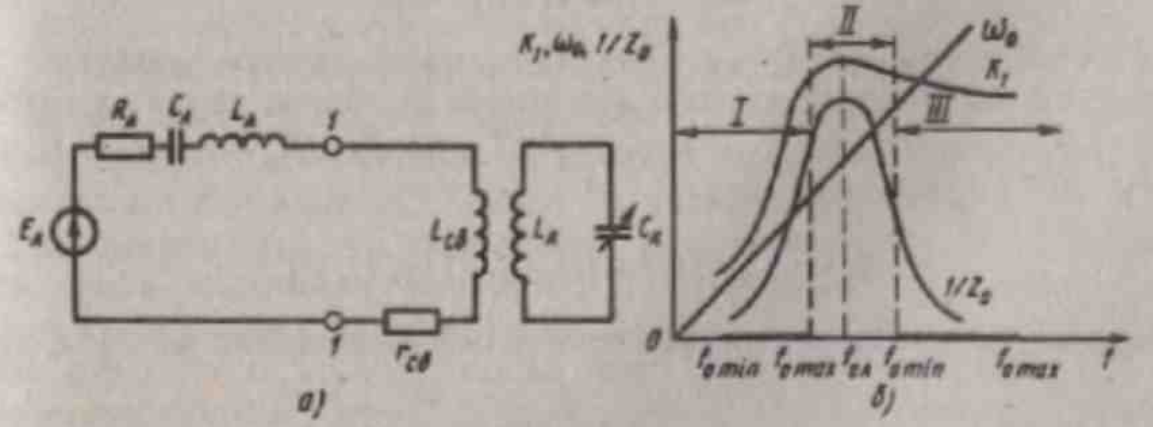


Рис. 2.18

колебания в рабочем диапазоне. По этой причине индуктивную связь с антенной при $f_{0max} < f_{0A}$ называют связью с *«укороченной» антенной*, для которой коэффициент передачи K_1, а следовательно, и коэффициент передачи входной цепи резко возрастают с увеличением частоты от f_{0min} до f_{0max}. Это объясняется, во-первых, тем, что при приближении f_0 к резонансной частоте антенной цепи f_{0A} в антенном контуре возрастает ток I_A; во-вторых, с увеличением f_0 ЭДС, вносимая в контур $L_к C_к$ и равная $\dot{E}_ф = j\omega_0 M \dot{I}_A$, увеличивается из-за роста ω_0.

Если рабочий диапазон частот расположен в области II (рис. 2.18, *б*), то K_1 вначале возрастает, а затем падает; поскольку в этой области K_1 меняется резко, в ней стараются не работать. Если рабочий диапазон частот находится в области III (рис. 2.18, *б*), то любая частота от f_{0min} до f_{0max} выше f_{0A}. Другими словами, самая длинная рабочая длина волны больше длины волны собственного колебания антенной цепи: $\lambda_{0A} > \lambda_0$. По этой причине индуктивную связь с антенной при $f_{0A} < f_{0min}$ называют связью с *удлиненной антенной*. С увеличением частоты f_0 от f_{0min} до f_{0max} при работе с удлиненной антенной K_1 уменьшается, однако не так резко, как возрастает K_1 в области I. При работе в области III ЭДС, наводимая в контуре $\dot{E}_ф = j\omega_0 M \dot{I}_A$, с одной стороны, увеличивается из-за возрастания f_0, однако, с другой стороны, $\dot{E}_ф$ с увеличением f_0 уменьшается из-за уменьшения тока I_A, поскольку с увеличением f_0 все дальше уходят от резонанса в антенной цепи. Обычно предпочитают работать именно с удлиненной антенной, поскольку при этом коэффициент передачи входной цепи изменяется по диапазону в наименьшей степени. Для выбора частоты f_{0A} *коэффициент удлинения* обычно принимается равным

$$k_{уд} = f_{0min}/f_{0A} \approx 1{,}5. \qquad (2.47)$$

При заданных параметрах антенной цепи L_A и C_A обеспечить требуемое значение f_{0A} можно только подбором индуктивности катушки связи:

$$L_{св} = 1/(\omega_{0A}^2 C_A) - L_A. \qquad (2.48)$$

Преобразуем формулу (2.9) для коэффициента передачи цепи индуктивной связи контура с антенной. В общем случае в выражении (2.9) $Z_0 = [R_0^2 + (\omega_0 L_0 - 1/\omega_0 C_A)^2]^{1/2}$, где $R_0 = R_A + r_{св}$, $L_0 = L_A + L_{св}$. Тогда (2.9) принимает вид

$$K_1 = \omega_0 M / [R_0^2 + (\omega_0 L_0 - 1/\omega_0 C_A)^2]^{1/2}.$$

Поделим числитель и знаменатель этого выражения на $\omega_0 L_0$, тогда

$$K_1 = \frac{M}{L_0} \Big/ \left(\frac{R_0^2}{\omega_0^2 L_0^2} + \left(1 - \frac{1}{\omega_0^2 C_A L_0} \right)^2 \right)^{1/2}.$$

Входящие в эту формулу составляющие равны

$$\frac{M}{L_0}=\frac{M}{(L_к L_0)^{1/2}}\left(\frac{L_к}{L_0}\right)^{1/2}=k_{св}\left(\frac{L_к}{L_0}\right)^{1/2},$$

где $k_{св}$ — коэффициент связи между антенной и колебательным контуром;

$$R_0^2/\omega_0^2 L_0^2=(f_{0A}^2/f_0^2)\,(R_0^2/\omega_{0A}^2 L_0^2)=(f_{0A}^2/f_0^2)\,d_A^2,$$

где d_A — затухание антенного контура; $1/(\omega_0^2 C_A L_0)=f_{0A}^2/f_0^2$. Тогда

$$K_1=\frac{k_{св}(L_к/L_0)^{1/2}}{\left[\left(\frac{f_{0A}}{f_0}d_A\right)^2+\left(1-\frac{f_{0A}^2}{f_0^2}\right)^2\right]^{1/2}}. \qquad (2.49)$$

Формула (2.49) справедлива при работе во всех трех областях (см. рис. 2.18, *б*). Если $f_{0A}/f_0>1$, то это соответствует работе в области I, $f_{0A}\approx f_0$ — в области II; $f_{0A}/f_0<1$ — в области III.

Входная цепь с ферритовой антенной (см. рис. 2.4, *д*). В контур наводится ЭДС, равная $E_ф=Eh_д$, где E — напряженность электрического поля принимаемого сигнала; $h_д$ — действующая высота магнитной антенны. При настройке контура в резонанс с частотой сигнала напряжение на контуре $U_ф=Q_{эк}E_ф=Eh_д Q_{эк}$, где $Q_{эк}$ — эквивалентная добротность антенного контура. Если транзистор последующего каскада подключается к контуру через коэффициент включения m_2, то напряжение на его входе при ферритовой антенне

$$U_{вх}=Eh_д Q_{эк} m_2. \qquad (2.50)$$

В простейшем случае используется автотрансформаторная либо трансформаторная (см. рис. 2.2, *в*) цепь связи с последующим каскадом. Однако простейшим цепям связи присущи следующие недостатки. Входная цепь должна наряду с требуемой селективностью по зеркальному каналу $S_{сзк}$ обеспечивать необходимую полосу пропускания. С перестройкой контура в диапазоне от $f_{0\min}$ до $f_{0\max}$ полоса пропускания входной цепи при $Q\approx\text{const}$ увеличивается, а $S_{сзк}$ уменьшается при увеличении f_0; при $\omega_{пр}=\text{const}$ расстройка y, а следовательно, и $S_{сзк}$ уменьшаются. Требуемую полосу пропускания необходимо обеспечить на частоте $f_{0\min}$, а необходимую селективность по зеркальному каналу на частоте $f_{0\max}$.

Выполнить оба эти требования одновременно при простейшей цепи связи антенного контура с транзистором трудно, поэтому используют более сложную, так называемую *комбинированную цепь связи* контура с транзистором (рис. 2.19). С помощью $C_{св}$ при комбинированной связи осуществляется внутриемкостная связь, с помощью катушки с индуктивностью $L_{св}$ — трансформаторная.

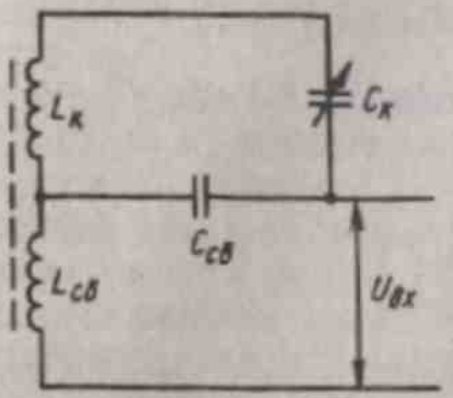


Рис. 2.19

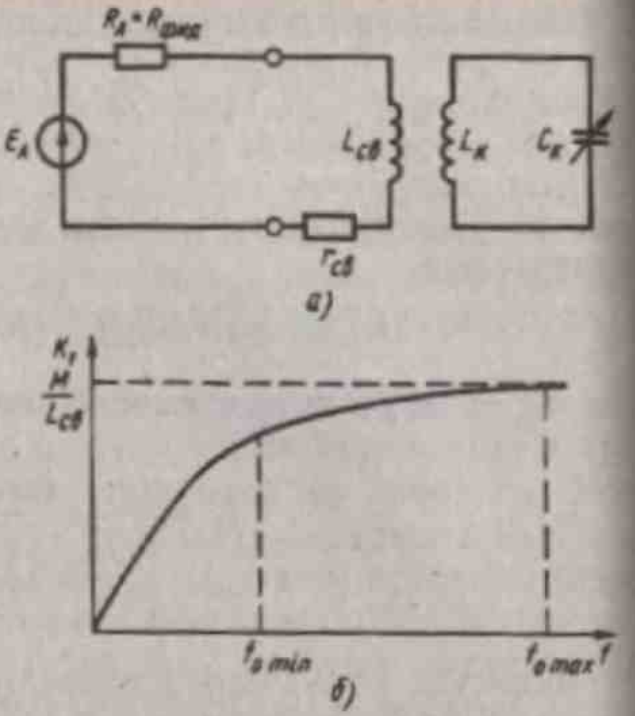


Рис. 2.20

При перестройке контура по частоте от $f_{0\,min}$ до $f_{0\,max}$ в этой входной цепи связь контура с транзистором уменьшается, вносимое затухание в контур со стороны транзистора уменьшается, эквивалентное затухание контура $d_{экв}$ также уменьшается, а полосу пропускания и $S_{экв}$ удается сохранить более постоянными.

Обычно ферритовую антенну используют в диапазонах СЧ и НЧ (гектаметровых и километровых волн). К ее достоинствам можно отнести небольшую массу и габариты, пространственную селективность (обладает направленными свойствами приема), сравнительно высокую добротность контура. Однако действующая высота антенны мала (обычно 2—10 см).

Индуктивная связь с настроенной антенной. Эквивалентная схема входной цепи с индуктивной связью с настроенной антенной получается из схемы рис. 2.18, *а* при исключении из нее C_A и L_A (рис. 2.20, *а*). Этот вид входной цепи имеет место при использовании антенны, соединяемой с приемником с помощью фидера ($R_A = R_{фид}$). Для рассматриваемого вида входной цепи в (2.9) $Z_0 = [R_0^2 + (\omega_0 L_{св})^2]^{1/2}$, а $R_0 = R_{фид} + r_{св}$. Тогда

$$K_1 = \omega_0 M / [R_0^2 + (\omega_0 L_{св})^2]^{1/2};$$

при $\omega_0 \to \infty$ $K_1 \to M/L_{св}$ (рис. 2.20, *б*).

Выводы. 1. *Изменение резонансного коэффициента передачи входной цепи по диапазону в основном определяется изменением коэффициента передачи цепи связи ее фильтра с антенной.*

2. *При емкостной связи с антенной и при емкостной перестройке контура входной цепи коэффициент передачи K_1 резко*

изменяется по диапазону, поэтому этот вид связи применяется в недорогих приемниках при малом коэффициенте перекрытия диапазона.

3. *Сравнительно небольшое изменение K_1 в рабочем диапазоне частот можно получить при трансформаторной связи с удлиненной антенной ($f_{0A} < f_{0\min}$).*

§ 2.4. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА ВХОДНОЙ ЦЕПИ

При рассмотрении шумовых свойств входной цепи ее обычно анализируют совместно с последующим усилительным (или преобразовательным) каскадом (рис. 2.21). На рис. 2.21 b_1 и b_2 — коэффициенты рассогласования, K_P — коэффициент усиления (передачи) по мощности, $Ш$ — коэффициент шума. Согласно (1.24), коэффициент шума входной цепи совместно с УРЧ

$$Ш_{\Sigma} = Ш_{\text{вх ц}} + \frac{b_2}{b_1}\frac{Ш_{\text{УРЧ}} - 1}{K_{P\text{вх ц}}}. \qquad (2.51)$$

Как следует из (2.51), $Ш_{\Sigma}$ зависит от коэффициентов рассогласования b_1 и b_2; проанализируем эти зависимости.

Упрощенный случай, соответствующий полному согласованию входной цепи и по входу, и по выходу; $b_1 = b_2 = 1$. Этот случай возможен только для идеального контура входной цепи без потерь, у которого $K_{P\text{вх ц}} = 1$. Тогда (2.51) принимает вид $Ш_{\Sigma} = Ш_{\text{вх ц}} + Ш_{\text{УРЧ}} - 1$; так как $Ш_{\text{вх ц}} = 1/K_{P\text{вх ц}} = 1$ (для идеального контура), то $Ш_{\Sigma} = Ш_{\text{УРЧ}}$. Таким образом, для входной цепи без потерь вклад $Ш_{\text{вх ц}}$ в $Ш_{\Sigma}$ равен нулю. По этой причине для уменьшения $Ш_{\Sigma}$ необходимо уменьшать потери во входном контуре.

Реальный случай: $b_1 \neq 1$ и $b_2 \neq 1$. Проанализируем зависимость $Ш_{\Sigma}$ от коэффициентов включения для одноконтурной входной цепи с автотрансформаторными цепями связи с антенной и с УЭ последующего каскада (рис. 2.22). Шумы транзистора последующего каскада учтены с помощью двух шумовых параметров $R_ш$ и $G_ш$ (см. § 3.7); g_A — проводимость антенны; $g_{ок}$ — собственная проводимость контура при резонансе; $g_{вх}$ — входная проводимость транзистора; $I_ш$ и $U_ш$ определяются выражениями $I_ш^2 = 4kT_0 П_ш G_ш$ и

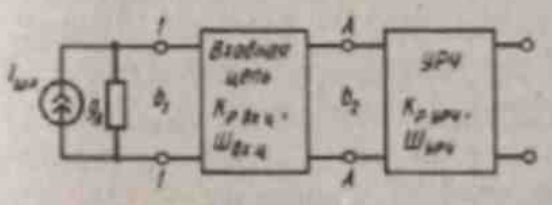


Рис. 2.21

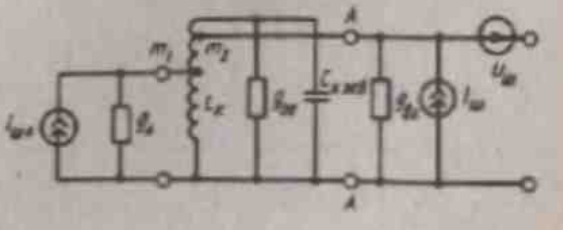


Рис. 2.22

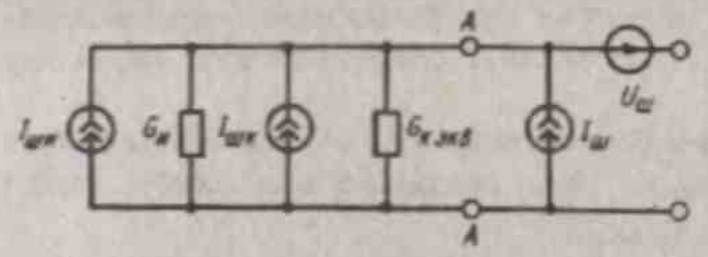


Рис. 2.23

$U_ш^2 = 4kT_0 П_ш R_ш$. Пересчитав все элементы схемы к точкам $A—A$, получим схему рис. 2.23, на которой

$$G_ш = m_1^2 g_A / m_2^2,\ G_{к.экв} = g_{ос}/m_2^2 + g_{вх},\ G_{экв} = G_{к.экв} + G_ш.$$

Согласно определению (см. § 1.4), коэффициент шума $Ш = I^2_{ш.полн}/I^2_{ш.ш}$. Полный шумовой ток $I^2_{ш.полн} = I^2_{ш.ш} + I^2_{ш.к} + I^2_ш + U^2_ш G^2_{экв}$. Тогда

$$Ш = 1 + I^2_{ш.к}/I^2_{ш.ш} + I^2_ш/I^2_{ш.ш} + U^2_ш G^2_{экв}/I^2_{ш.ш}.$$

Подставляя в последнее выражение значения шумовых токов, получаем окончательную формулу для коэффициента шума одноконтурной входной цепи и УРЧ:

$$Ш_Σ = 1 + \frac{G_к m_2^2}{m_1^2 g_A} + \frac{G_ш m_2^2}{m_1^2 g_A} + \frac{R_ш G^2_{экв} m_2^2}{m_1^2 g_A}. \qquad (2.52)$$

Согласно определению, коэффициент шума

$$Ш_Σ = \frac{P_{ш.вых}}{P_{ш.вых.ад}} = \frac{P_{ш.соб} + P_{ш.к}}{P_{ш.вых.ад}}, \qquad (2.53)$$

где $P_{ш.вых.ад}$ — мощность выходного шума только за счет шумов антенны (за счет тока $I_{шA}$); $P_{ш.соб}$ — собственные шумы УЭ; $P_{ш.к}$ — мощность шума на зажимах $A—A$, создаваемая шумами выходной проводимости $g_{вых} = m_1^2 g_A/m_2^2 + g_{ос}/m_2^2$.

Рассмотрим зависимости мощностей шума, входящих в (2.53), от коэффициента включения m_1 при $m_2 = \text{const}$. Зависимость мощности $P_{ш.вых.ад}$ от m_1 показана на рис. 2.24, *а*; при согласовании по входу $P_{ш.вых.ад}$ максимальна, это реализуется при $m_{1согл} = (g_{ос}/g_A + m_2^2 g_{вх}/g_A)^{1/2}$; условие согласования: $m_1^2 g_A = g_{ос} + m_1^2 g_{вх}$. Мощность шума $P_{ш.соб}$ от m_1 не зависит (рис. 2.24, *б*).

Максимум $P_{ш.к}$ обеспечивается при согласовании в точках $A—A$ схемы

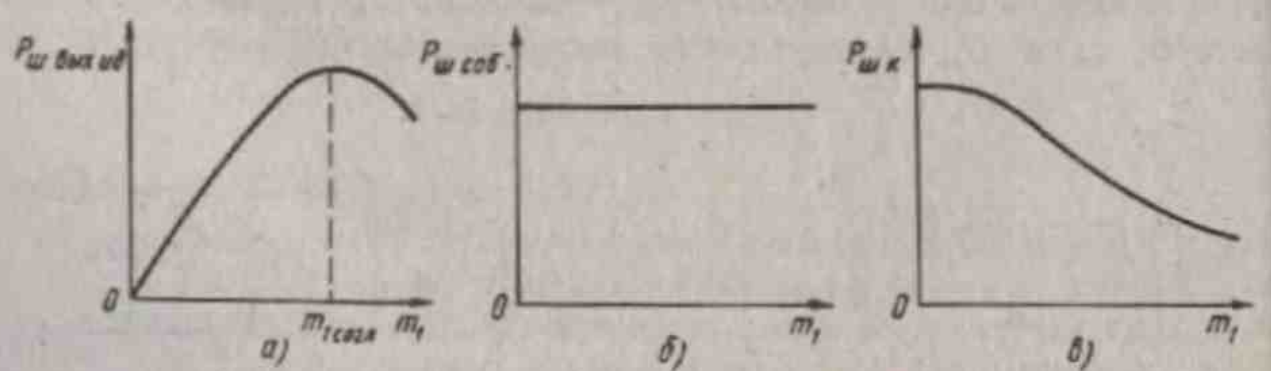


Рис. 2.24

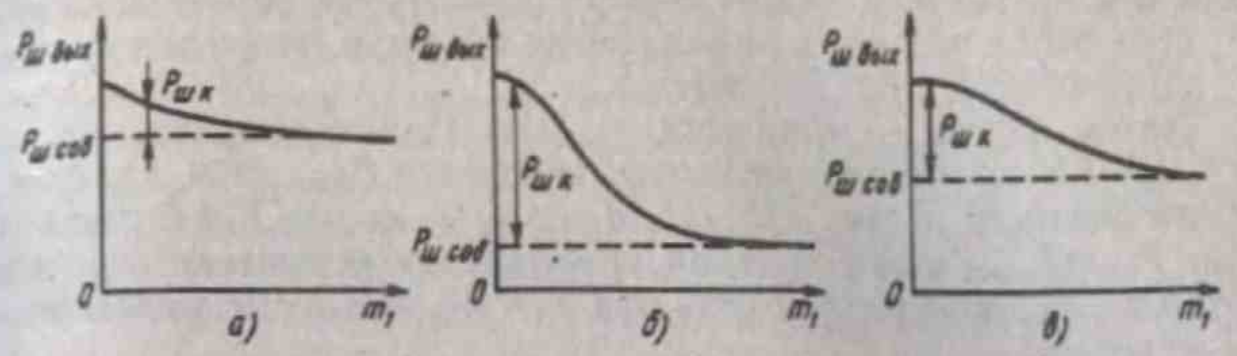


Рис. 2.25

рис. 2.22, т. е. при $g_{вых}=g_{вх}$ или $m_1^2 g_A/m_1^2+g_{оэ}/m_1^2=g_{вх}$. Решая это выражение относительно m_1, найдем значение m_1', при котором мощность шума $P_{ш\,к}$ максимальна:

$$m_1'=(m_1^2 g_{вх}/g_A-g_{оэ}/g_A)^{1/2}.$$

Сравнивая $m_{1\,опт}$ с m_1', можно заметить, что либо $m_{1\,опт}>m_1'$, либо m_1' — мнимая величина. Учитывая, что при $m_1=0$ $P_{ш\,к}$ не равно нулю, а имеет конечное значение, можно сделать вывод, что зависимость $P_{ш\,к}$ от m_1 имеет падающий характер (рис. 2.24, *в*). Физически это можно объяснить тем, что с увеличением m_1 проводимость $g_{вых}$ увеличивается, если при $m_1=0$ $g_{вых}>g_{вх}$, то $P_{ш\,к}$ с возрастанием m_1 уменьшается, так как при этом дальше отходят от условия согласования в точках A—A схемы рис. 2.22.

Результирующая зависимость мощности шума $P_{ш\,вых}=P_{ш\,соб}+P_{ш\,к}$ от m_1 определяется соотношением между мощностями $P_{ш\,соб}$ и $P_{ш\,к}$. При этом возможны три случая. Первый — *случай сильно шумящего усилителя* ($P_{ш\,соб}\gg P_{ш\,к}$), когда $P_{ш\,вых}$ практически от m_1 не зависит (рис. 2.25, *а*). Тогда числитель выражения (2.53) для $Ш_\Sigma$ меняется от m_1 по закону зависимости рис. 2.25, *а*, а знаменатель — по рис. 2.24, *а*; в результате при $P_{ш\,соб}\gg P_{ш\,к}$ качественная зависимость $Ш_\Sigma$ от m_1 имеет вид рис. 2.26 (кривая *1*). Таким образом, при сильно шумящем усилителе минимум коэффициента шума получается при согласовании приемника по входу, при этом уровень полезного сигнала на выходе входной цепи практически максимален.

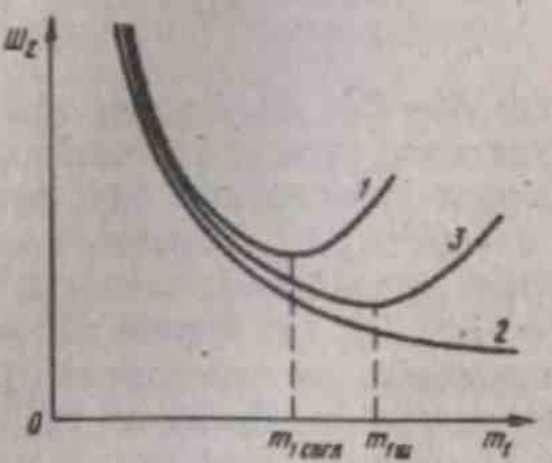


Рис. 2.26

Второй случай — это *мало шумящий усилитель* ($P_{ш\,соб}\ll P_{ш\,к}$). Зависимость $P_{ш\,вых}$ от m_1 для этого случая показана на рис. 2.25, *б*, а зависимость $Ш_\Sigma$ — на рис. 2.26 (кривая *2*). Как следует из рис. 2.26, $Ш_\Sigma$ с уве-

личением m_1 вначале падает быстро, а затем медленно; минимум $Ш_\Sigma$ получается при полном включении в контур (теоретически при m_1, стремящемся к бесконечности).

Третий случай — мощности $P_{ш\,соб}$ и $P_{ш\,х}$ соизмеримы ($P_{ш\,х} \approx P_{ш\,соб}$). Качественная зависимость мощности $P_{ш\,max}$ от m_1 для этого случая показана на рис. 2.25, *в*, а $Ш_\Sigma$ от m_1 — на рис. 2.26 (кривая *3*). При $P_{ш\,х} \approx P_{ш\,соб}$ имеется такой коэффициент включения $m_{1ш}$, при котором $Ш_\Sigma$ минимален. Связь при $m_1 = m_{1ш}$ называют *согласованием по шумам*.

Выводы. 1. *Во входной цепи можно осуществить согласование по мощности сигнала, соответствующее максимальному коэффициенту передачи, и согласование по шумам, при котором коэффициент шума приемника минимален.*

2. *Если шумы УРЧ велики по сравнению с шумами входной цепи, то минимум коэффициента шума входной цепи совместно с УРЧ получается практически при оптимальной связи.*

3. *Улучшение коэффициента шума по сравнению с его значением при оптимальной связи пропорционально доле шумов УЭ в общих шумах схемы.*

4. *Если шумы УРЧ малы, то минимум коэффициента шума получается при связи более сильной, чем необходимо для согласования по мощности сигнала.*

§ 2.5. РАССТРОЙКА КОНТУРА ВХОДНОЙ ЦЕПИ И СПОСОБЫ ЕЕ УМЕНЬШЕНИЯ

В контур входной цепи из антенной цепи и из последующего каскада вносится комплексное сопротивление, активная составляющая которого изменяет затухание контура входной цепи, а реактивная составляющая вызывает его расстройку.

При индуктивной связи с антенной в контур входной цепи вносится реактивное сопротивление:

$$X_{вн} = -\frac{\omega^2 M^2}{Z_0^2}(X_A + \omega L_{св}) = -\frac{\omega^2 M^2}{Z_0^2} X_0,$$

где $Z_0^2 = R_0^2 + X_0^2$. Зависимость $X_{вн}$ от ω достаточно сложная. Однако, учитывая, что сопротивление $X_{вн}$ растет с частотой, его условно можно трактовать как вносимую индуктивность: $L_{вн} = X_{вн}/\omega = -\omega M^2 X_0 / Z_0^2$. Выразим коэффициент взаимной индуктивности M через коэффициент связи: $M^2 = k_{св}^2 L_к L_{св}$ (см. рис. 2.8), тогда $L_{вн} = -k_{св}^2 L_к p$, где буквой обозначено $p = \omega L_{св} X_0 / Z_0^2$. При перестройке приемника по частоте от f_{min} до f_{max} величина p меняется из-за изменений ω, Z_0, X_0 от p_{min} до p_{max}, при этом $L_{вн\,max} = -k_{св}^2 L_к p_{max}$, а $L_{вн\,min} = -k_{св}^2 L_к p_{min}$.

Поскольку вносимая в контур входной цепи индуктивность изме-

няется, полностью скомпенсировать ее не удается. Целесообразно осуществлять компенсацию среднего значения вносимой индуктивности $L_{\text{вн ср}}=(L_{\text{вн max}}+L_{\text{вн min}})/2$, тогда нескомпенсированная переменная индуктивность ΔL по абсолютному значению минимальна: $\Delta L=(L_{\text{вн max}}-L_{\text{вн min}})/2=-0{,}5k_{\text{св}}^2 L_{\text{к}}(p_{\max}-p_{\min})$. Именно индуктивность ΔL определяет расстройку контура входной цепи.

При изменении индуктивности контура на ΔL его резонансная частота изменяется на Δf. Тогда новое значение резонансной частоты $f_0+\Delta f=1/2\pi\,[C_{\text{к экв}}(L_{\text{к}}+\Delta L)]^{1/2}$, где $C_{\text{к экв}}$ — эквивалентная емкость контура с учетом компенсации вносимой индуктивности $L_{\text{вн ср}}$ (для этой компенсации в контуре обычно предусматривается подстроечный конденсатор) или

$$f_0+\Delta f=\frac{1}{2\pi\,(C_{\text{к экв}}L_{\text{к}})^{1/2}(1+\Delta L/L_{\text{к}})^{1/2}}=\frac{f_0}{(1+\Delta L/L_{\text{к}})^{1/2}}\approx f_0\,(1-\Delta L/L_{\text{к}}).$$

Относительное изменение резонансной частоты

$$\Delta f/f_0\approx-\Delta L/2L_{\text{к}}, \qquad (2.54)$$

т. е. равно половине относительного приращения индуктивности.

Если под воздействием антенной цепи в контур входной цепи вносится емкость ΔC, то аналогично получаем

$$\Delta f/f_0\approx-\Delta C/2C_{\text{к}}. \qquad (2.55)$$

Из входной цепи следующего каскада в контур входной цепи также вносится реактивное сопротивление. Обычно входные параметры последующего каскада — это $R_{\text{вх сл}}$ и $C_{\text{вх сл}}$. Тогда, например, при автотрансформаторной связи контура с УЭ (см. рис. 2.13) из-за влияния емкости $C_{\text{вх сл}}$ емкость контура становится равной $C_{\text{к}}+m_2^2C_{\text{вх сл}}$, что вызывает его расстройку. Обычно емкость $C_{\text{вх сл}}$ незначительно зависит от частоты настройки, и поэтому ее можно скомпенсировать, уменьшая исходную емкость контура $C_{\text{к}}$ на $m_2^2C_{\text{вх сл}}$ с помощью, например, подстроечного конденсатора. Влияние емкости $C_{\text{вх сл}}$ можно также уменьшить, увеличивая емкость $C_{\text{к}}$ либо уменьшая коэффициент включения m_2. Емкость $C_{\text{вх сл}}$ транзистора зависит от режима его работы, что может привести к расстройке контура входной цепи в процессе работы приемника.

Выбор коэффициента связи. Подставляя в (2.54) выражение для ΔL, получаем

$$\Delta f/f_0=(k_{\text{св}}^2/4)\,(p_{\max}-p_{\min}). \qquad (2.56)$$

Из (2.56) следует, что влиять на относительную расстройку можно, изменяя коэффициент связи $k_{\text{св}}$. Обычно задается допустимая расстройка $\Delta f=\Delta f_{\text{доп}}$, которая не должна превышать половины полосы пропускания контура на уровне 0,7: $\Delta f_{\text{доп}}=0{,}5\Pi_{0{,}7}=0{,}5f_0d_{\text{вн}}$, где

$d_{экв}$ — эквивалентное затухание контура с учетом вносимых активных сопротивлений. Учитывая выражение для $\Delta f_{вн}$, имеем $\Delta f_{вн}/f_0 = d_{экв}/2$.

Необходимый коэффициент связи для обеспечения допустимой относительной расстройки определяется из (2.56):

$$k_{св\ рас} \leqslant 2\left(\frac{\Delta f_{вн}/f_0}{p_{max}-p_{min}}\right)^{1/2} = 2\left(\frac{d_{экв}}{2\,(p_{max}-p_{min})}\right)^{1/2}. \qquad (2.57)$$

Как было показано в § 2.2, максимальный коэффициент передачи входной цепи получается при оптимальной связи, которая реализуется при $k_{св\ опт}$. Если $k_{св\ опт} < k_{св\ рас}$, то при максимальном K обеспечивается расстройка меньше допустимой; если $k_{св\ опт} > k_{св\ рас}$, то выбирают $k_{св} = k_{св\ рас}$ и в этом случае коэффициент передачи входной цепи меньше максимально возможного.

При выборе $k_{св}$ следует учитывать, что помимо реактивного сопротивления, вызывающего расстройку, в контур входной цепи вносится активное сопротивление, вызывающее изменение затухания. При больших коэффициентах перекрытия диапазона вносимое активное сопротивление сильно меняется при перестройке приемника, по этой причине меняются $d_{экв}$, а следовательно, и селективность входной цепи. Принято считать, что если вносимое затухание меньше $d_{экв}/4$, то селективность входной цепи ухудшается в допустимых пределах. Это условие выполняется при $k_{св\ зат} \leqslant 0{,}5k_{св\ опт}$. Выбранное значение $k_{св}$ необходимо сравнить с конструктивно выполнимым.

Выводы. 1. *Расчет коэффициента связи следует проводить на частотах, где влияние цепей антенны и входа последующего каскада наиболее сильное.*

2. *Оптимальный коэффициент связи $k_{св\ опт}$ определяют, исходя из условия получения максимального коэффициента передачи входной цепи, а коэффициент связи $k_{св\ рас}$ — из условия обеспечения допустимой расстройки. Если помимо максимально возможного коэффициента передачи входной цепи необходимо получить и высокую селективность, то выбирают $k_{св} = k_{св\ зат}$.*

3. *Выбор коэффициента связи зависит от того, какой параметр входной цепи является определяющим.*

§ 2.6. ОСОБЕННОСТИ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ РАЗЛИЧНЫХ ЧАСТОТНЫХ ДИАПАЗОНОВ

При работе на частотах ниже 100 МГц контур входной цепи реализуется на сосредоточенных *LC*-элементах. На частотах выше 300 МГц катушка индуктивности контура вырождается в один неполный виток, а требуемая емкость становится соизмеримой с входной емкостью транзистора совместно с емкостью монтажа; контур

превращается в *отрезок линии*. Таким образом, в диапазоне длин волн короче 1 м в качестве колебательного контура используются *цепи с распределенными параметрами*.

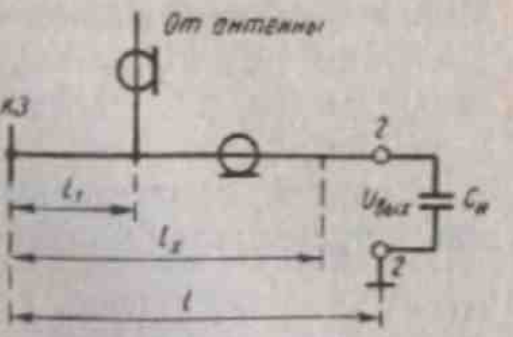


Рис. 2.27

Входные цепи на коаксиальных линиях. В диапазоне дециметровых длин волн используются отрезки короткозамкнутых коаксиальных линий. Жесткая коаксиальная линия представляет собой две трубы, вставленные одна в другую, с общей осью симметрии. Для снижения потерь трубы изготовляют из хорошо проводящего металла. Длину линии изменяют с помощью короткозамыкающего поршня. Гибкие коаксиальные линии состоят из одножильного или многожильного внутреннего проводника и внешней металлической оболочки. В зависимости от длины коаксиальная линия может представлять собой либо емкость, либо индуктивность. Входное сопротивление линии (без учета потерь) $\dot{Z}_{вх} \approx j\rho \operatorname{tg}(2\pi l/\lambda)$, где $\rho = 138 \lg(D/d)$ — волновое сопротивление коаксиальной линии с воздушным диэлектриком, l — длина линии, λ — длина рабочей волны.

Колебательный контур входной цепи часто образуют отрезком коаксиальной линии и емкостью $C_к$, равной сумме входной емкости УЭ последующего каскада и емкости монтажа (рис. 2.27); связь контура с антенной в этом случае обычно автотрансформаторная. Резонанс в контуре по схеме 2.27 обеспечивается подбором длины коаксиальной линии l либо подбором $C_к$. В ряде случаев для подстройки используется специальный зонд, который ввинчивается в полость между внешней и внутренней трубами, при этом изменяется эквивалентная емкость линии. Длину l подбирают, передвигая короткозамыкатель КЗ. Условие резонанса: $j\rho \operatorname{tg}(2\pi l/\lambda_0) + 1/(j\omega_0 C_к) = 0$. Решая это выражение относительно l, получаем формулу для расчета длины коаксиальной линии при настройке входной цепи на рабочую длину волны λ_0:

$$l = \frac{\lambda_0}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega_0 C_к \rho}. \qquad (2.58)$$

Если величина l получается настолько малой, что ее трудно конструктивно реализовать, то можно взять другое значение длины линии: $l' = l + \lambda_0/2$.

Место подключения антенного фидера, т. е. расстояние l_1 от точки подключения до короткозамыкателя, определяют, исходя из обеспечения нужного коэффициента включения $m_1 = U_1/U_{вых}$, где U_1 и $U_{вых}$ — напряжения соответственно в точке подключения и на нагрузке. Известно, что амплитуда напряжения вдоль линии (при короткозамкнутой линии) изменяется по синусоидальному закону.

Поэтому в произвольном сечении линии $U_x = U_{max} \sin(2\pi l_x/\lambda)$. Если $l_x = l$, то $U_x = U_{вых} = U_{max} \sin(2\pi l/\lambda)$. Если $l_x = l_1$, то $U_x = U_1 = U_{max} \sin(2\pi l_1/\lambda)$. Поделив U_1 на $U_{вых}$, получим $m_1 = U_1/U_{вых} = \sin(2\pi l_1/\lambda_0)/\sin(2\pi l/\lambda_0)$.

Длина l_1, соответствующая требуемому коэффициенту включения, определяется по формуле

$$l_1 = \frac{\lambda_0}{2\pi} \arcsin\left(m_1 \sin\frac{2\pi l}{\lambda_0}\right). \qquad (2.59)$$

Связь контура входной цепи с антенной может быть автотрансформаторной (рис. 2.27), трансформаторной и емкостной.

Входные цепи на полосковых линиях. Для осуществления комплексной миниатюризации радиоаппаратуры в диапазоне СВЧ широко применяются полосковые линии передачи, представляющие собой металлические плоские проводники (полоски определенных размеров и формы), расположенные на слое диэлектрика (подложке). В качестве диэлектриков в полосковых линиях в основном используются полимеры и керамика с различной диэлектрической проницаемостью ε. С повышением диэлектрической проницаемости подложки уменьшаются геометрические размеры полосковых линий практически в $\varepsilon^{1/2}$ раз по сравнению с их размерами, когда диэлектриком является воздух. Это обеспечивает существенное уменьшение размеров и массы фильтров на полосковых линиях. Различают несимметричные, симметричные, щелевые и копланарные полосковые линии. Поперечное сечение *несимметричной полосковой линии* показано на рис. 2.28, *а*, где *1* — проводник (полоска), нанесенный методом печатного монтажа на подложку *2*, металлизированную со стороны, обратной проводнику, тонким слоем металла *3*.

Симметричная полосковая линия (рис. 2.28, *б*) содержит центральный проводник *1*, два симметрично расположенных относительно него металлизированных слоя *3*, нанесенных на диэлектрическую подложку *2*. Симметричные полосковые линии имеют хорошую экранировку от внешних наводок.

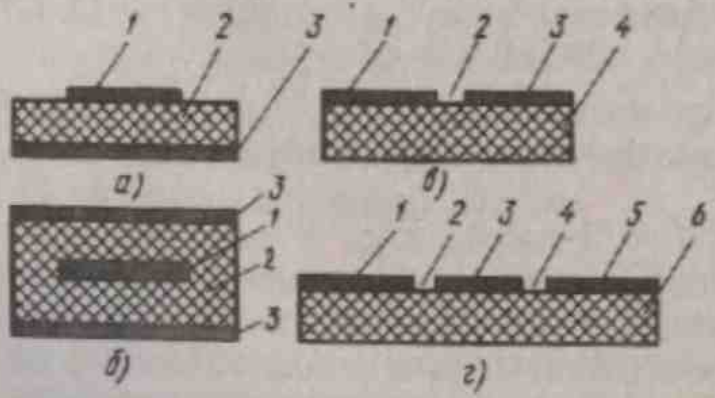


Рис. 2.28

Щелевая полосковая линия (рис. 2.28, *в*) образуется за счет узкого зазора (щели) *2* между проводящими поверхностями *1* и *3*, нанесенными на одну сторону диэлектрика *4*.

Копланарная полосковая линия (рис. 2.28, *г*) представляет собой трехпроводную линию, состоящую из центрального проводника *3*, от-

деленного узкими зазорами *2* и *4* от расположенных с обеих сторон экранирующих поверхностей *1* и *5*; *6* — подложка из диэлектрика.

Фильтры СВЧ входных цепей реализуются, как правило, на полосковых линиях; они конструктивно просты, технологичны и имеют высокую воспроизводимость параметров. На рис. 2.29, *а* показана схема входной цепи, колебательный контур которой образован емкостью $C_в$ и индуктивностью замкнутого отрезка полосковой линии. Длину полосковой линии l и расстояние l_1 от точки подключения антенны до короткозамыкателя можно определить соответственно по формулам (2.58) и (2.59). Эквивалентная схема этой входной цепи включает контур с автотрансформаторной связью с антенной.

Многозвенные полосовые фильтры СВЧ удобнее реализовывать в интегральном исполнении на параллельно связанных короткозамкнутых или разомкнутых отрезках полосковых линий. Так, на рис. 2.29, *б* показана топологическая схема $(n+1)$-звенного полосового фильтра на связанных полосковых линиях. Расчет фильтра включает определение по заданным требованиям к его АЧХ числа звеньев n, длины отрезка линий l_i, ширины зазора S_i между связанными линиями, ширины участков линий W_i с высоким и низким волновыми сопротивлениями. Коэффициент связи между линиями выбирается исходя из обеспечения необходимой полосы пропускания звеньев фильтра и зависит от ширины зазора и ширины полосковых линий фильтра. Различная ширина полосок обусловлена необходимостью взаимного согласования звеньев с разными волновыми сопротивлениями, а также согласования фильтра с сопротивлениями антенно-фидерного устройства и нагрузки. Фильтр состоит из полуволновых отрезков полосковых линий, разомкнутых на обоих концах. Каждый отрезок представляет собой полуволновый резонатор, по своим селективным свойствам эквивалентный параллельному колебательному контуру. Передача энергии от резонатора к резонатору осуществляется благодаря их электромагнитному взаимодействию через зазоры между боковыми поверхностями резонаторов. Чем шире этот зазор, тем в более узкой полосе частот энергия, запасенная в резонаторе, отдается в соседние резонаторы, т. е. полоса пропускания фильтра сужается. Эквивалентная схема фильтра показана на рис. 2.29, *в*.

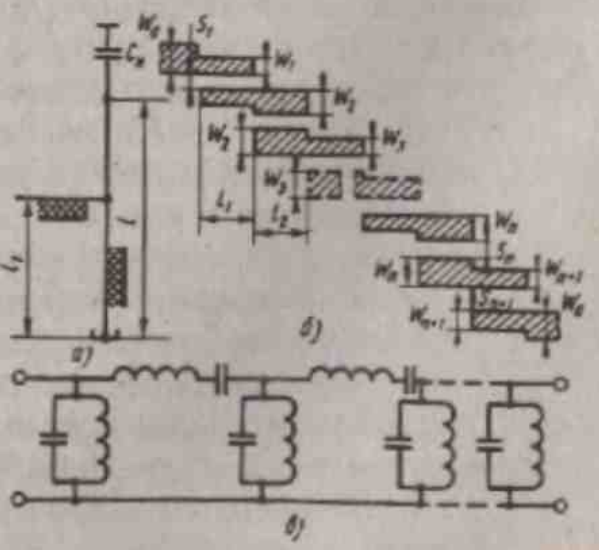


Рис. 2.29

К недостаткам подобных фильтров можно отнести заметные потери в полосе пропускания, невысокую предельную селективность,

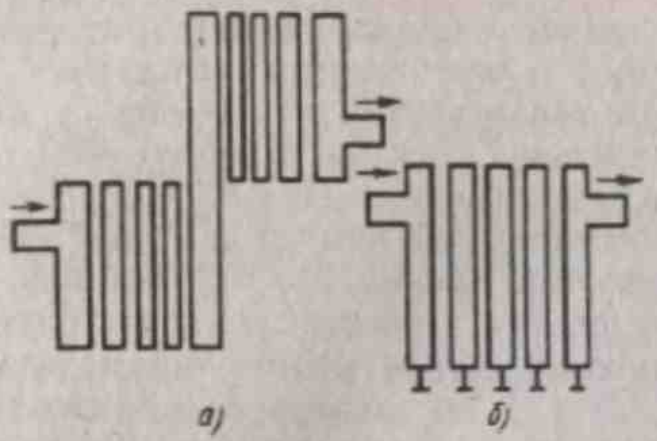


Рис. 2.30

сложность реализации узких полос пропускания. Во многом устранить отмеченные недостатки удается во входных цепях, использующих полосовые фильтры на основе более компактной многопроводной структуры. Так, на рис. 2.30, *а* показан полосовой фильтр решетчатого, а на рис. 2.30, *б* — гребенчатого типа. Особенностью этих структур полосовых фильтров является формирование в них частотных областей с бесконечным затуханием вблизи полосы пропускания. Это позволяет обеспечить заданную селективность, например, по зеркальному каналу при меньшем числе резонаторов (полосковых линий) в фильтре и тем самым уменьшить потери в его полосе пропускания.

Входные цепи на объемных резонаторах. В диапазоне сантиметровых и более коротких длин волн наряду с полосковыми линиями находят применение в качестве избирательных систем входных цепей объемные резонаторы, представляющие собой замкнутый объем прямоугольной или цилиндрической формы. Резонатор выполняется из хорошо проводящего материала, внутренние стенки резонатора, как правило, полируются. Размеры резонатора определяются длиной волны и диапазоном перестройки входной цепи. Связь резонатора с входным и выходным волноводами осуществляется с помощью диафрагм, от размера и конфигурации отверстия которых зависит степень связи. Перестройку в небольших пределах в прямоугольном резонаторе можно осуществить с помощью ввинчивающегося зонда настройки. Значительно легче осуществлять перестройку в цилиндрическом объемном резонаторе, который обладает высокой добротностью (до нескольких тысяч), полной экранировкой и сравнительно прост в изготовлении. К недостаткам объемных резонаторов можно отнести значительную массу и стоимость.

Выводы. 1. *На частотах ниже 100 МГц контур входной цепи выполняется на сосредоточенных LC-элементах. В диапазонах длин волн короче 1 м в качестве колебательного контура входной цепи используются цепи с распределенными параметрами. В диапазоне дециметровых длин волн наиболее широко используются отрезки коаксиальных или полосковых линий.*

2. *Применение полосковых линий позволяет выполнить узлы и резонансные цепи приемника в едином технологическом цикле по интегральной технологии.*

3. *В диапазоне сантиметровых и более коротких длин волн наряду с полосковыми линиями в качестве избирательных систем входных цепей применяются объемные резонаторы.*

Глава 3

РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 3.1. НАЗНАЧЕНИЕ, СТРУКТУРА И ВИДЫ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Резонансный усилитель содержит резонансную селективную цепь и поэтому усиливает сигнал в узкой полосе частот, в которой АЧХ усилителя имеет подъем. В приемниках резонансные усилители используются в качестве УРЧ и УПЧ. Усилители радиочастоты могут работать как на фиксированной частоте, так и на частотах, перестраиваемых в рабочем диапазоне (перестраиваемые УРЧ); УПЧ, как правило, работают на фиксированных частотах. Теория УРЧ и УПЧ общая. В качестве *резонансной цепи* применяют *одиночные контуры* или *многозвенные фильтры*.

Любой резонансный усилитель содержит три основных элемента: усилительный элемент, источник питания и резонансную цепь (фильтр) с цепями связи с УЭ и с последующим каскадом (рис. 3.1).

В зависимости от типа УЭ различают: 1) резонансные усилители на невзаимных УЭ, обладающих раздельным входом и выходом и усиливающих сигнал от входа к выходу (к таким усилительным элементам относятся транзисторы, электронные лампы, интегральные схемы), и 2) двухполюсные УЭ, вход и выход которых совпадает; к ним относятся туннельные и другие диоды с отрицательным сопротивлением, варикапы и др.

В зависимости от вида резонансной цепи резонансные усилители подразделяются на одноконтурные, двухконтурные, многоконтурные, усилители с пьезоэлектрическими и электромеханическими фильтрами, усилители с резонансными линиями и объемными резонаторами и т. д.

В зависимости от вида АЧХ резонансные усилители бывают с единственной четко выраженной резонансной

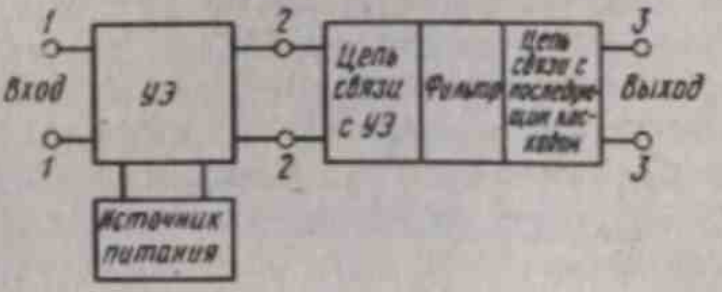


Рис. 3.1

частотой (часто именно такие усилители называют резонансными) и с АЧХ, имеющей в определенной полосе частот пологий участок и по форме приближающейся к прямоугольной (полосовые усилители).

В зависимости от вида цепей связи фильтра с УЭ и с последующим каскадом различают резонансные усилители с непосредственным, автотрансформаторным, индуктивным (трансформаторным), емкостным и комбинированным включением фильтра.

Резонансные усилители в РПУ работают в режиме усиления малых сигналов, т. е. в линейном по сигналу режиме. Отличие резонансного усилителя от резисторного каскада предварительного усиления состоит в том, что вместо резистора в нем используется в качестве нагрузки резонансная цепь. Цепи питания УЭ по постоянному току, эквивалентные схемы усилителей с учетом включения фильтра, методика анализа в основном применимы как для резисторных каскадов предварительного усиления, так и для анализа резонансных усилителей.

В качестве примера на рис. 3.2, *а* приведена схема одноконтурного транзисторного резонансного усилителя с автотрансформаторной связью контура с УЭ и с последующим каскадом; на схеме рис. 3.2, *б* связь с последующим каскадом трансформаторная. Укажем цепи протекания токов в усилителе по схеме рис. 3.2, *а*. Цепь протекания постоянной составляющей тока эмиттера $I_{Э0}$: плюс источника питания E, корпус, резистор $R_Э$, эмиттерный переход транзистора, далее ток $I_{Э0}$ делится на $I_{Б0}$ и $I_{К0}$; ток $I_{Б0}$ протекает через базу транзистора, резистор R_1, минус источника питания; ток $I_{К0}$ — через коллекторный переход транзистора, катушку индуктивности $L_к$ контура, минус источника питания. Цепь протекания переменной составляющей тока коллектора $I_{к\sim}$, создающей напряжение на контуре: корпус, конденсатор $C_{Э}$, эмиттерно-коллекторный переход транзистора, контур $L_к C_к$, блокировочный конденсатор $C_{бл}$, корпус.

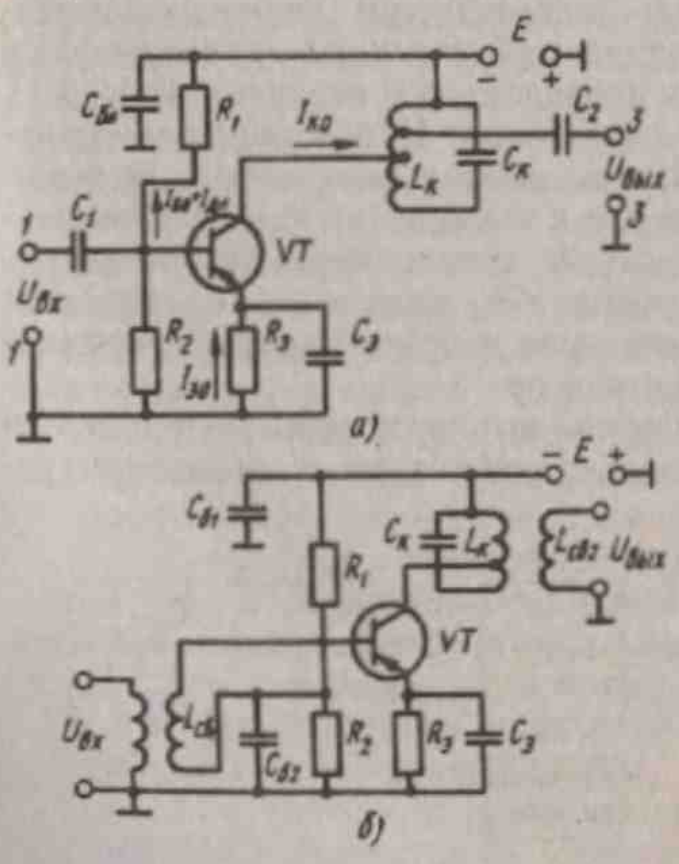


Рис. 3.2

Режим работы по постоянному току транзистора усилителя по схеме рис. 3.2 обеспечивается с помощью резисторов R_1, R_2 и R_3. Стабилизация режима в цепи осуществляется благо-

даря последовательной отрицательной обратной связи (ООС) по току, получаемой при включении в эмиттерный провод транзистора резистора $R_э$. В цепи эмиттерной стабилизации напряжение смещения $U_{БЭ0} = I_{дл} R_2 - I_{Э0} R_э$. Ток делителя $I_{дл}$ выбирают во много раз больше тока $I_{Б0}$, при этом напряжение $U_{R2} = I_{дл} R_2$ практически не зависит от тока базы $I_{Б0}$. Тогда напряжение $U_{БЭ0}$, а следовательно, смещение на транзисторе изменяется при изменении тока $I_{Э0}$ только из-за изменения напряжения на резисторе $R_э$. Положим, что $I_{Э0}$ увеличивается из-за увеличения температуры или при смене транзистора; при этом увеличивается напряжение на резисторе $R_э$, это приведет к уменьшению напряжения смещения $U_{БЭ0}$; ток базы $I_{Б0}$ из-за этого уменьшится и соответственно уменьшится ток $I_{Э0}$.

Конденсатор $C_э$, включенный параллельно резистору $R_э$, устраняет ООС, обусловленную резистором $R_э$. Действительно, если конденсатор $C_э$ отсутствует, то на резисторе $R_э$ переменная составляющая эмиттерного тока транзистора создает переменное напряжение $\dot{U}_э$. Выходное же напряжение $\dot{U}_{вых}$ определяется не $\dot{U}_{вх}$, а напряжением, непосредственно действующим между базой и эмиттером транзистора $\dot{U}_{бэ} = \dot{U}_{вх} - \dot{U}_э$. Если $\dot{U}_э = 0$, то $\dot{U}_{бэ} = \dot{U}_{вх}$ и при этом $\dot{U}_{вых}$ максимально. С появлением $\dot{U}_э$ напряжение $\dot{U}_{бэ}$ уменьшается, что вызывает уменьшение $\dot{U}_{вых}$ и, следовательно, снижение коэффициента усиления каскада $\dot{K} = \dot{U}_{вых}/\dot{U}_{вх}$.

Стабилизирующее действие рассматриваемой цепи растет с увеличением сопротивления резистора $R_э$ и с уменьшением сопротивлений делителя R_1, R_2. Действительно, чем больше сопротивление резистора $R_э$, тем больше падение напряжения на нем и тем сильнее изменяется это напряжение при небольших отклонениях тока $I_{Э0}$ от значения в рабочей точке. Однако с увеличением $R_э$ увеличивается требуемое напряжение источника питания. Обычно падение напряжения на резисторе $R_э$ не должно превышать $U_{Rэ} = (0{,}1—0{,}2)\,E$. Сопротивления резисторов R_1, R_2 и $R_э$ обычно рассчитываются в такой последовательности: определяют $R_э = (0{,}1—0{,}2)\,E/I_{Э0}$, затем, задавшись значением тока делителя $I_{дл} = (1—10)\,I_{Б0}$, определяют

$$R_2 = (I_{Э0} R_э + |U_{БЭ0}|)/I_{дл}, \quad R_1 = (E - I_{дл} R_2)/(I_{дл} + I_{Б0}). \qquad (3.1)$$

Недостаток усилителя по схеме рис. 3.2, *а* состоит в том, что соединенные параллельно по переменному току резисторы R_1 и R_2 подключены параллельно входу усилителя и шунтируют источник сигнала. От этого недостатка свободен усилитель по схеме рис. 3.2, *б*, в котором напряжение смещения на базу транзистора подается через катушку индуктивности $L_{ф1}$ последовательно с входным сигналом. Конденсатор $C_{б2}$ необходим для того, чтобы входной сигнал не создавал переменного напряжения на резисторе R_2. Схема усилителя с многоконтурным фильтром показана на рис. 3.23.

§ 3.2. МЕТОДИКА АНАЛИЗА ТРАНЗИСТОРНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Цель анализа. Так как УЭ резонансного усилителя работает в линейном режиме, т. е. ведет себя как линейный четырехполюсник, то УЭ совместно с источником питания можно представить в виде активного четырехполюсника, содержащего источник энергии и обладающего коэффициентом усиления по мощности $K_p > 1$. Соответственно эквивалентная схема усилителя (см. рис. 3.1) принимает вид рис. 3.3. Свойства активного линейного четырехполюсника описываются системой двух уравнений:

$$\dot{I}_1 = \dot{Y}_{11}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{12}\dot{U}_2, \qquad (3.2)$$

$$\dot{I}_2 = \dot{Y}_{21}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{22}\dot{U}_2. \qquad (3.3)$$

Входящие в (3.2) и (3.3) Y-параметры имеют сложную зависимость от частоты усиливаемого сигнала, режима работы УЭ, температуры и т. д. При коротком замыкании выходных зажимов 2—2 четырехполюсника напряжение $\dot{U}_2 = 0$; тогда, согласно (3.2), $\dot{Y}_{11} = \dot{I}_1/\dot{U}_1$ — это *входная проводимость* УЭ. Проводимость

$$\dot{Y}_{11} = 1/R_{11} + j\omega C_{11}, \qquad (3.4)$$

где $1/R_{11}$ — активная составляющая входной проводимости; C_{11} — входная емкость. Из (3.3) при коротком замыкании выходных зажимов следует $\dot{Y}_{21} = \dot{I}_2/\dot{U}_1$. По определению, это *крутизна характеристики УЭ* в рабочей точке: $\dot{Y}_{21} = \dot{S} = S_0/(1 + j\omega\tau_s)$, где $\tau_s = 1/\omega_{тр}$ характеризует зависимость крутизны от частоты; $\omega_{тр}$ — угловая частота, на которой крутизна равна $0{,}707 S_0$.

При коротком замыкании входных зажимов $\dot{U}_1 = 0$ и из (3.2) следует $\dot{Y}_{12} = \dot{I}_1/\dot{U}_2$. Это *проводимость обратной связи* УЭ, имеющая как активную, так и емкостную составляющие. Из (3.3) при $\dot{U}_1 = 0$ следует $\dot{Y}_{22} = \dot{I}_2/\dot{U}_2 = \dot{Y}_i$. Это *внутренняя проводимость* УЭ, равная

$$\dot{Y}_i = g_i + j\omega C_{вых}, \qquad (3.5)$$

где g_i — внутренняя активная проводимость УЭ; $C_{вых}$ — его выходная емкость.

Исходными в системе уравнений (3.2) и (3.3) являются напряже-

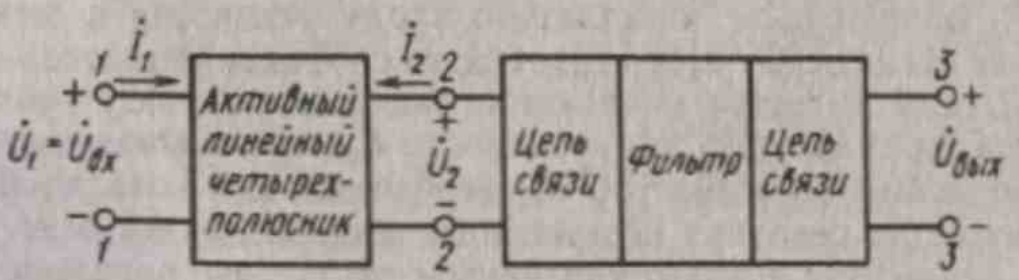


Рис. 3.3

ния $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$; уравнение (3.2) определяет *входной ток усилителя*, уравнение (3.3) — *выходной ток*. При анализе усилителя решаются две задачи. Первая — определение выходного напряжения $\dot{U}_{вых}$. Знание $\dot{U}_{вых}$ позволяет найти большинство основных показателей усилителя: коэффициент усиления, АЧХ и ФЧХ, полосу пропускания и т. д. Вторая задача — нахождение входного тока $\dot{I}_1$; наличие этого тока обусловливает нагрузку, которую создает данный усилитель для источника сигнала, в качестве которого может быть либо входное устройство РПУ, либо предыдущий усилитель.

Определение выходного напряжения усилителя. Воспользуемся уравнением (3.3), которое с учетом введенных обозначений для $\dot{Y}_{21}$ и $\dot{Y}_{22}$ можно записать в виде

$$\dot{I}_2 = \dot{S}\dot{U}_1 + \dot{Y}_i\dot{U}_2. \qquad (3.6)$$

Этому уравнению соответствует эквивалентная схема выходной цепи УЭ, показанная на рис. 3.4 слева от зажимов *2—2*. Эквивалентность этой схемы состоит в том, что ток $\dot{I}_2$ и напряжение $\dot{U}_2$ остались такими же, как и в схеме рис. 3.3. Направление генератора тока $\dot{S}\dot{U}_1$ на схеме рис. 3.4 указано вниз, поскольку ток $\dot{I}_2$ втекает в УЭ от плюса верхнего зажима *2*. В соответствии с (3.6) ток $\dot{I}_2$ состоит из двух токов: $\dot{S}\dot{U}_1$ и $\dot{Y}_i\dot{U}_2$. Выходное напряжение $\dot{U}_{вых}$ находится методами теории линейных цепей. Зная $\dot{U}_{вых}$, определяют коэффициент усиления по напряжению усилителя.

Коэффициент усиления резонансного усилителя определим по методике, аналогичной нахождению коэффициента передачи по напряжению входной цепи. Согласно (2.5), *общий коэффициент усиления резонансного усилителя*

$$\dot{K} = \dot{U}_{вых}/\dot{U}_1 = \dot{K}_1\dot{K}_\phi\dot{K}_2, \qquad (3.7)$$

где $\dot{K}_1$ — постоянный множитель, характеризующий передачу напряжения с входа усилителя в фильтр, т. е.

$$\dot{K}_1 = \dot{E}_\phi/\dot{U}_1. \qquad (3.8)$$

Следовательно, $\dot{K}_1$ — *коэффициент передачи цепи связи* УЭ

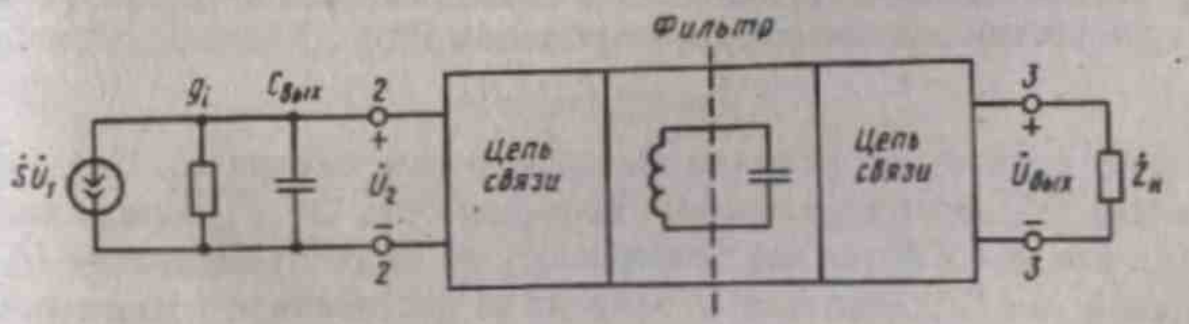


Рис. 3.4

с фильтром совместно с усилительным элементом. Конкретное выражение для $\dot{K}_1$ зависит от вида цепи связи УЭ с фильтром. *Коэффициент передачи фильтра с учетом шунтирующего действия* $\dot{Y}_1$ *и* $\dot{Z}_н$

$$\dot{K}_ф = \dot{U}_ф / \dot{E}_ф, \tag{3.9}$$

коэффициент передачи цепи связи фильтра с нагрузкой

$$\dot{K}_2 = \dot{U}_{вых} / \dot{U}_ф. \tag{3.10}$$

В ряде простых усилителей, например в одноконтурных резонансных усилителях, коэффициент усиления целесообразно определять непосредственно нахождением $\dot{U}_{вых}$ (см. § 3.3).

Формула (3.7) справедлива для любой частоты входного напряжения; модуль коэффициента усиления усилителя

$$K = K_1 K_ф K_2. \tag{3.11}$$

Конкретные значения коэффициентов $K_ф$ и K_2 для некоторых видов цепей получены в § 2.2.

Определение входного тока. Воспользуемся уравнением (3.2) для тока $\dot{I}_1$. Для расчета источника сигнала необходимо знать, какую нагрузку для него создает усилитель. Эту нагрузку оценивают входной проводимостью или входным сопротивлением.

Согласно закону Ома, *входная проводимость усилителя*

$$\dot{Y}_{вх} = 1/\dot{Z}_{вх} = \dot{I}_1 / \dot{U}_1. \tag{3.12}$$

Подставляя в (3.12) значение тока $\dot{I}_1$ из (3.2), получаем

$$\dot{Y}_{вх} = \dot{Y}_{11} + \dot{Y}_{12}\dot{U}_2 / \dot{U}_1. \tag{3.13}$$

Согласно (3.13), входная проводимость усилителя содержит две составляющие. Входная проводимость УЭ $\dot{Y}_{11}$ имеется в усилителе всегда, в том числе и при коротком замыкании выходной цепи усилителя (т. е. при $\dot{U}_2 = 0$). Так как для малых расстроек (при небольших изменениях частоты сигнала относительно резонансной, что характерно для резонансных усилителей) $\dot{Y}_{11}$ практически не зависит от выходного напряжения и не меняется в процессе работы, то, следовательно, ее влияние на источник сигнала нетрудно учесть. Вторая составляющая входной проводимости

$$\dot{Y}_{вх\,ос} = \dot{Y}_{12}\dot{U}_2 / \dot{U}_1 \tag{3.14}$$

имеется только при наличии выходного напряжения $\dot{U}_2$. Она обусловлена ОС через внутреннюю проводимость ОС $\dot{Y}_{12}$ между выходом и входом УЭ, так как показывает, как влияет напряжение $\dot{U}_2$ на входной ток $\dot{I}_1$. Поскольку $\dot{U}_2$ зависит от частоты и эта зависимость определяется видом резонансной цепи, составляющая входной проводимо-

сти $\dot{Y}_{вх\,ос}$ изменяется при изменении частоты сигнала. Одним из вредных проявлений ОС в резонансных усилителях является то, что она может приводить к сильной зависимости от частоты нагрузки для предыдущего каскада.

Выводы. 1. *Целью анализа резонансного усилителя является: определение выходного напряжения $\dot{U}_{вых}$, по которому можно найти основные показатели усилителя, и входного тока $\dot{I}_{вх}$, который обусловливает нагрузку для источника усиливаемого сигнала.*

2. *Для определения $\dot{U}_{вых}$ достаточно найти по эквивалентной схеме резонансного усилителя (см. рис. 3.4) ток $\dot{I}_2$, при этом $\dot{U}_{вых}$ находится обычными методами теории линейных цепей.*

3. *Коэффициент усиления по напряжению резонансного усилителя можно получить как произведение трех отдельных коэффициентов передачи: цепи связи УЭ с фильтром совместно с УЭ ($\dot{K}_1$), фильтра с учетом влияния $\dot{Y}_i$ и $\dot{Z}_н$ ($\dot{K}_ф$) и цепи связи фильтра с нагрузкой ($\dot{K}_2$).*

4. *Входная проводимость усилителя имеет две составляющие: $\dot{Y}_{11}$ — входная проводимость УЭ и $\dot{Y}_{вх\,ос}$ — входная проводимость за счет внутренней ОС. Проводимость $\dot{Y}_{вх\,ос}$ существенно изменяется с частотой сигнала, что приводит к изменению нагрузки для предыдущего каскада.*

§ 3.3. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ ОДНОКОНТУРНОГО РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Методика определения коэффициента усиления. Для определения коэффициента усиления по напряжению одноконтурного резонансного усилителя с автотрансформаторными цепями связи контура с УЭ и нагрузкой (см. рис. 3.2, *а*) целесообразно перейти от его принципиальной схемы к эквивалентной схеме по переменному току. При замене транзистора эквивалентной схемой его выходной цепи (см. рис. 3.4) эквивалентная схема усилителя показана на рис. 3.5, где последующий каскад, являющийся нагрузкой для данного каскада, учтен его активным входным сопротивлением $R_{вх\,сл}$ и его входной емкостью $C_{вх\,сл}$. При составлении эквивалентной схемы емкости

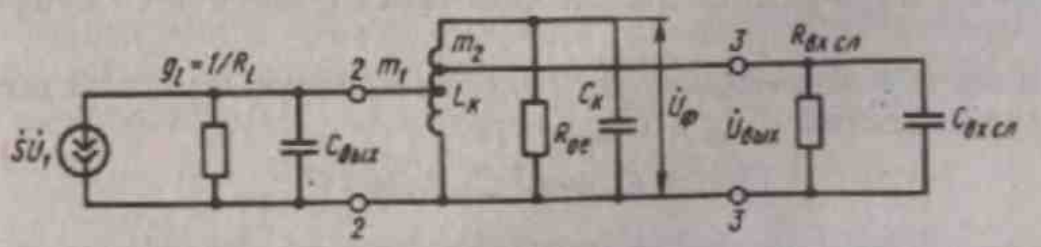


Рис. 3.5

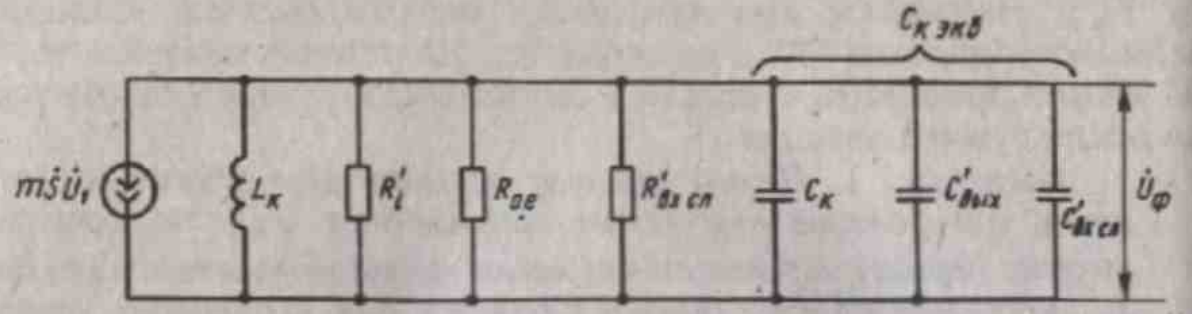


Рис. 3.6

конденсаторов C_1, C_2, $C_{бл}$ и $C_э$ (см. рис. 3.2) полагались настолько большими, что их сопротивления для переменного тока на частоте сигнала практически равны нулю.

Пересчет элементов схемы к контуру. Для нахождения $\dot{U}_{вых}$ пересчитаем все элементы схемы к колебательному контуру, показанному на рис. 3.6; пересчитанные к контуру элементы отмечены на схеме штрихами. Пересчет основан на законе сохранения энергии, т. е. в данном случае на сохранении мощности на полном и пересчитанном сопротивлениях. Установим связь между $R_{вх\ сл}$ и $R'_{вх\ сл}$. При равенстве мощностей, выделяемых на этих сопротивлениях, можно записать $U^2_{вых}/R_{вх\ сл} = U^2_ф/R'_{вх\ сл}$. Отсюда $R'_{вх\ сл} = R_{вх\ сл} U^2_ф/U^2_{вых}$. Учитывая, что $U_{вых}/U_ф = m_2$ (m_2 — *коэффициент включения в контур со стороны следующего каскада*), имеем

$$R'_{вх\ сл} = R_{вх\ сл}/m_2^2. \tag{3.15}$$

При автотрансформаторном включении обычно $m_2 < 1$ (неполное подключение нагрузки к контуру), тогда $R'_{вх\ сл} > R_{вх\ сл}$. Следовательно, при неполном включении контур шунтируется меньше.

Пересчет емкостей основан на сохранении энергии, запасенной в полной и пересчитанной емкостях: $0{,}5C_{вх\ сл} U^2_{вых} = 0{,}5C'_{вх\ сл} U^2_ф$. Находя отсюда $C'_{вх\ сл}$ и учитывая, что $m_2 = U_{вых}/U_ф$, получаем

$$C'_{вх\ сл} = C_{вх\ сл} (U_{вых}/U_ф)^2 = C_{вх\ сл} m_2^2. \tag{3.16}$$

Согласно (3.16), при неполном включении ($m_2 < 1$) вносимая в контур емкость со стороны следующего каскада уменьшается. По аналогии с $R'_{вх\ сл}$ и $C'_{вх\ сл}$ можно записать

$$R'_i = R_i/m_1^2,\ C'_{вых} = C_{вых} m_1^2, \tag{3.17}$$

где $m_2 = U_2/U_ф$ — *коэффициент включения в контур со стороны выхода УЭ*.

Обозначим *эквивалентную емкость контура* с учетом внесенных в контур емкостей $C'_{вых}$ и $C'_{вх\ сл}$ через

$$C_{к\ экв} = C_к + m_1^2 C_{вых} + m_2^2 C_{вх\ сл}, \tag{3.18}$$

а *эквивалентную проводимость контура при резонансе* с учетом внесенных в контур сопротивлений R'_i и $R'_{вх\ сл}$ через

$$g_{экв}=1/R_{экв}=1/R_{ос}+m_1^2/R_i+m_2^2/R_{вх\ сл}=\psi/R_{ос}, \qquad (3.19)$$

где ψ — *коэффициент шунтирования*, показывающий, во сколько раз эквивалентная проводимость контура отличается от его собственной проводимости $g_{ос}=1/R_{ос}$ [см. (2.28)]. Из (3.19) следует, что

$$\psi=1+m_1^2 R_{ос}/R_i+m_2^2 R_{ос}/R_{вх\ сл}. \qquad (3.20)$$

Пересчитанный генератор тока должен отдавать такую же мощность, что и исходный. Так как при пересчете напряжение увеличилось в m_1 раз (при $m_1<1$), т. е. стало равным $\dot{U}_2/m_1$, то ток при пересчете должен уменьшиться в m_1 раз, т. е. стать равным $m_1\dot{S}\dot{U}_1$. При этом мощность, отдаваемая исходным и пересчитанным генераторами тока, одинакова.

Выражение для коэффициента усиления. Напряжение на контуре $\dot{U}_ф=-m_1\dot{S}\dot{U}_1\dot{Z}_{экв}$, где $\dot{Z}_{экв}$ — полное эквивалентное сопротивление контура. Знак минус в выражении для $\dot{U}_ф$ учитывает, что ток $m_1\dot{S}\dot{U}_1$ создает на контуре напряжение полярности, противоположной принятой за положительную. Выходное напряжение

$$\dot{U}_{вых}=m_2\dot{U}_ф=-m_1m_2\dot{S}\dot{U}_1\dot{Z}_{экв}.$$

Коэффициент усиления по напряжению одноконтурного усилителя

$$\dot{K}=\dot{U}_{вых}/\dot{U}_1=-m_1m_2\dot{S}\dot{Z}_{экв}. \qquad (3.21)$$

Эквивалентная проводимость контура, согласно рис. 3.6,

$$1/\dot{Z}_{экв}=1/R_{экв}+j\,(\omega C_{к\ экв}-1/\omega L_к)=$$
$$=1/R_{экв}+j\omega_0 C_{к\ экв}\,(\omega/\omega_0-1/\omega\omega_0 L_к C_{к\ экв}),$$

где $\omega_0=2\pi f_0=1/(L_к C_{к\ экв})^{1/2}$ — резонансная частота эквивалентного контура. С учетом ω_0 имеем

$$\omega/\omega_0-1/\omega\omega_0 L_к C_{к\ экв}=f/f_0-f_0/f.$$

Обозначим через

$$y=\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}=\frac{f^2-f_0^2}{f_0 f}=\frac{(f+f_0)(f-f_0)}{f_0 f}$$

относительную расстройку текущего значения частоты f относительно резонансной f_0. Обычно полоса пропускания одноконтурного фильтра узкая, т. е. $f\approx f_0$. Тогда относительная расстройка (при малых расстройках)

$$y\approx 2f\,(f-f_0)/f_0 f=2\Delta f/f_0, \qquad (3.22)$$

где Δf — *абсолютная расстройка частоты*. Учитывая (3.22) и то, что $1/\omega_0 C_{к\ экв}=\rho$ есть характеристическое сопротивление контура,

для эквивалентной проводимости контура можем записать $1/\dot{Z}_{экв} = 1/R_{экв} + jy/\rho$. Важнейшим показателем контура является его *затухание d, для эквивалентного контура* $d_{экв} = \rho/R_{экв}$, тогда $1/\dot{Z}_{экв} = 1/R_{экв} + jy/(R_{экв} d_{экв})$. Отсюда получаем

$$\dot{Z}_{экв} = \frac{R_{экв}}{1 + jy/d_{экв}} = \frac{R_{экв}}{1 + j\alpha}, \tag{3.23}$$

где $\alpha = y/d_{экв} = 2\Delta f/f_0 d_{экв}$ — *обобщенная расстройка*. Подставляя (3.23) в (3.21), получаем

$$\dot{K} = -m_1 m_2 S R_{экв}/(1 + j\alpha). \tag{3.24}$$

Модуль коэффициента усиления

$$K = m_1 m_2 S R_{экв}/(1 + \alpha^2)^{1/2}. \tag{3.25}$$

Формула (3.25) справедлива для любой частоты. При резонансе $\omega = \omega_0$, $y = 0$, $\alpha = 0$. Тогда *резонансный коэффициент усиления по напряжению* одноконтурного усилителя

$$K_0 = m_1 m_2 S R_{экв}. \tag{3.26}$$

Амплитудно-частотная характеристика усилителя. Модуль нормированного коэффициента усиления

$$\gamma = K/K_0 = 1/(1 + \alpha^2)^{1/2}. \tag{3.27}$$

Зависимость γ от расстройки Δf (y, α) определяет вид АЧХ одноконтурного резонансного усилителя (рис. 3.7), которая соответствует АЧХ эквивалентного колебательного контура.

Селективность одноконтурного усилителя

$$S_e = K_0/K_П = (1 + \alpha_П^2)^{1/2}, \tag{3.28}$$

где $K_П$ — коэффициент усиления на частоте помехи $f_П$;

$$\alpha_П = y_П/d_{экв} = 2\Delta f_П/f_0 d_{экв} = 2(f_0 - f_П)/f_0 d_{экв}.$$

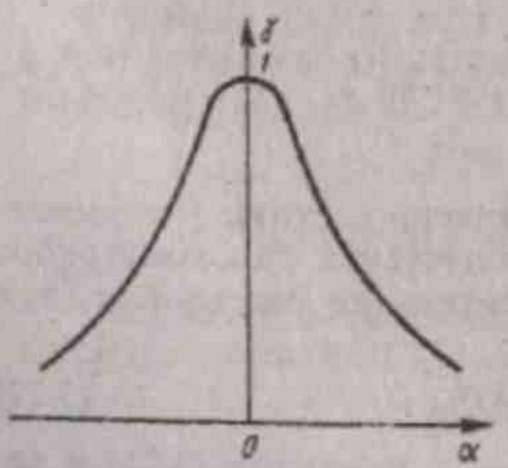


Рис. 3.7

Максимальный резонансный коэффициент усиления. Как следует из (3.26), резонансный коэффициент усиления усилителя зависит от коэффициентов включения m_1 и m_2 [эти коэффициенты входят в (3.26) как сомножители]; от m_1 и m_2 зависит также сопротивление $R_{экв}$ [см. (3.19)]. Введем *обобщенные параметры связи* [см. (2.23) и (2.26)]:

$$\beta_1 = m_1^2 R_{ок}/R_1, \tag{3.29}$$

$$\beta_2 = m_2^2 R_{ок}/R_{вх\ сл}. \tag{3.30}$$

Параметры связи β показывают соотношение между собственным сопротивлением контура $R_{ос}$ и пересчитанным в контур сопротивлением R_i' или $R_{вх\,сл}'$. С учетом значений β_1 и β_2 выражение (3.20) для коэффициента шунтирования принимает вид

$$\psi = 1 + \beta_1 + \beta_2. \tag{3.31}$$

Тогда, согласно (3.19), эквивалентное сопротивление контура при резонансе

$$R_{экв} = R_{ос}/(1 + \beta_1 + \beta_2). \tag{3.32}$$

Выразим m_1 и m_2 через β_1 и β_2:

$$m_1 = (\beta_1 R_i/R_{ос})^{1/2},\ m_2 = (\beta_2 R_{вх\,сл}/R_{ос})^{1/2}. \tag{3.33}$$

С учетом (3.32) и (3.33) резонансный коэффициент усиления

$$K_0 = \frac{(\beta_1\beta_2)^{1/2}}{1 + \beta_1 + \beta_2} S\,(R_i R_{вх\,сл})^{1/2}, \tag{3.34}$$

т. е. K_0 является функцией β_1 и β_2.

Определим такие значения β_1 и β_2, при которых одновременно обеспечивается требуемое значение $\psi = \text{const}$ и максимальный коэффициент усиления $K_{0\,max}$. Аналогичная задача решалась при определении $K_{0\,max}$ входной цепи. Согласно выражениям (2.32)—(2.34), максимальный коэффициент усиления усилителя при выбранном $\psi = \text{const}$ получается при равных значениях β_1 и β_2, т. е. при оптимальной связи. При оптимальной связи УЭ и входа последующего каскада с контуром пересчитанные в контур сопротивления от УЭ и от последующего каскада равны между собой. Для реализации оптимальной связи необходимо выбрать коэффициенты включения $m_{1\,опт}$ и $m_{2\,опт}$, определяемые выражениями (3.33) при подстановке в них $\beta_{1\,опт}$ и $\beta_{2\,опт}$. С учетом $\beta_{1\,опт} = \beta_{2\,опт} = (\psi - 1)/2$

$$K_{0\,max} = \frac{\psi - 1}{2\psi} S\,(R_i R_{вх\,сл})^{1/2}. \tag{3.35}$$

При $\psi \gg 1$ получается наибольшее значение K_0 (максимум максиморум), равное [по аналогии с (2.35)]

$$K_{0\,max\,max} = 0{,}5S\,(R_i R_{вх\,сл})^{1/2}. \tag{3.36}$$

Таким образом, $K_{0\,max\,max}$ получается при $\psi \gg 1$ и при оптимальной связи. Физическая трактовка этого вывода дана в § 2.2.

Коэффициенты включения m_1 и m_2 выбирают с учетом следующих требований.

1. Обеспечение максимального коэффициента усиления усилителя. Обычно m_1 и m_2 выбираются так, чтобы обеспечивалась оптимальная связь.

2. Обеспечение нужной полосы пропускания. Для этого эквивалентное затухание контура $d_{экв} = \psi d_к$ должно иметь вполне определенное значение. При заданном конструктивном затухании контура $d_к$ с увеличением m_1 и m_2 возрастает шунтирование контура (увеличивается ψ), а следовательно, расширяется полоса пропускания. Очевидно, что m_1 и m_2 необходимо выбирать такими, чтобы обеспечить требуемое значение ψ.

3. Непревышение допустимой расстройки контура (см. § 2.5). Емкости $C_{вх}$ и $C_{вых}$ в процессе работы усилителя могут меняться. Эти изменения, как следует из (3.18), вызывают изменение эквивалентной емкости контура $C_{к\,экв}$ и, следовательно, приводят к расстройке усилителя. Выбирая значения m_1 и m_2, можно обеспечить требуемую допустимую расстройку.

4. Минимизация коэффициента шума резонансного усилителя.

5. Обеспечение устойчивости резонансного усилителя.

Выводы. 1. *Коэффициент усиления резонансного усилителя определяется по эквивалентной схеме по переменному току, которая получается из его принципиальной схемы.*

2. *Пересчет параметров элементов схемы от частичного включения к полному включению к контуру, и наоборот, осуществляется на основе сохранения мощности (энергии) в исходном и пересчитанном элементе.*

3. *При неполном включении ($m < 1$) контур меньше шунтируется внешними цепями, вносимые в него емкости уменьшаются.*

4. *ЛЧХ резонансного усилителя соответствует АЧХ эквивалентного контура.*

5. *Максимальный резонансный коэффициент усиления одноконтурного усилителя обеспечивается при оптимальной связи УЭ и входа последующего каскада с контуром. При оптимальной связи пересчитанные к контуру сопротивления R_i и $R_{вх}$ равны, при этом выполняются условия, наиболее близкие к одновременному полному согласованию как по выходу УЭ, так и по входу последующего каскада. Полное согласование может выполняться только для контура без потерь. Для получения максимального значения коэффициента усиления обеспечивают оптимальную связь и по возможности уменьшают потери в контуре.*

6. *Коэффициенты включения m_1 и m_2 могут выбираться исходя из условия получения максимального коэффициента усиления, а также с учетом обеспечения нужной полосы пропускания, допустимой расстройки, минимального коэффициента шума, требуемой устойчивости, конструктивных соображений.*

§ 3.4. УСТОЙЧИВОСТЬ ОДНОКОНТУРНОГО РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Входная проводимость. Для определения входной проводимости резонансного усилителя воспользуемся его эквивалентной схемой (рис. 3.8). Согласно (3.13), входная проводимость усилителя имеет две составляющие. На устойчивость влияет составляющая $\dot{Y}_{\text{вх ос}}$ (3.14), обусловленная внутренней ОС. Входящее в (3.14) напряжение $\dot{U}_2$ зависит от вида нагрузки резонансного усилителя. Определим $\dot{U}_2$ для одноконтурного усилителя. Согласно (3.21), напряжение на выходе усилителя $\dot{U}_{\text{вых}} = -m_1 m_1 \dot{S}\dot{U}_1\dot{Z}_{\text{экв}}$. Тогда

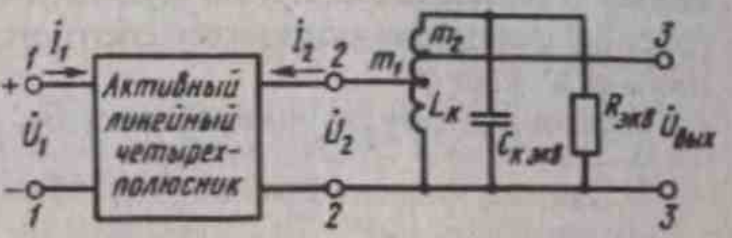


Рис. 3.8

$$\dot{U}_2 = (m_1/m_2)\,\dot{U}_{\text{вых}} = -m_1^2\dot{S}\dot{Z}_{\text{экв}}\dot{U}_1.$$

Подставляя значение $\dot{U}_2$ в формулу (3.14), получаем

$$\dot{Y}_{\text{вх сл}} = -m_1^2\dot{S}\dot{Y}_{12}\dot{Z}_{\text{экв}}. \qquad (3.37)$$

Крутизна $\dot{S}$ и проводимость ОС $\dot{Y}_{12}$ в формуле (3.37) являются комплексными величинами, их произведение

$$\dot{S}\dot{Y}_{12} = SY_{12}e^{j\varphi} = SY_{12}(\cos\varphi + j\sin\varphi),$$

где φ характеризует суммарный фазовый сдвиг, создаваемый $\dot{S}$ и $\dot{Y}_{12}$, он зависит в основном от параметров УЭ и мало зависит от частоты сигнала. Подставляя значение $\dot{Z}_{\text{экв}}$ (3.23) и $\dot{S}\dot{Y}_{12}$ в (3.37), получаем

$$\dot{Y}_{\text{вх ос}} = \mathrm{A}\,\frac{\cos\varphi + j\sin\varphi}{1 + j\alpha}, \qquad (3.38)$$

где

$$\mathrm{A} = -m_1^2 SY_{12}R_{\text{экв}}. \qquad (3.39)$$

Разделим $\dot{Y}_{\text{вх ос}}$ на вещественную и мнимую части:

$$\dot{Y}_{\text{вх ос}} = G_{\text{вх ос}} + jB_{\text{вх ос}} = \mathrm{A}\,\frac{(\cos\varphi + j\sin\varphi)(1 - j\alpha)}{1 + \alpha^2} = \mathrm{A}\,\frac{\cos\varphi + \alpha\sin\varphi + j(\sin\varphi - \alpha\cos\varphi)}{1 + \alpha^2}. \qquad (3.40)$$

Активная составляющая входной проводимости усилителя, обусловленная внутренней ОС,

$$G_{\text{вх ос}} = \mathrm{A}\,(\cos\varphi + \alpha\sin\varphi)/(1 + \alpha^2), \qquad (3.41)$$

а реактивная составляющая

$$B_{\text{вх ос}} = A\ (\sin\varphi - \alpha\cos\varphi)/(1+\alpha^2). \qquad (3.42)$$

При отклонении частоты от резонансной существенно изменяется только обобщенная расстройка α, значения A и φ при малых α практически постоянны. Характер изменения как G, так и B одинаковый и обусловлен двумя функциями: $y_1 = 1/(1+\alpha^2)$ и $y_2 = \alpha/(1+\alpha^2)$ (рис. 3.9), складывающимися соответственно с определенным весом: $A\cos\varphi$ и $A\sin\varphi$.

Проанализируем зависимость $G_{\text{вх ос}}$ от α:

$$G_{\text{вх ос}} = A\cos\varphi y_1 + B\sin\varphi y_2. \qquad (3.43)$$

Зависимость $G_{\text{вх ос}}$ от α, построенная согласно (3.43), показана на рис. 3.10. Здесь G_0 — среднее значение проводимости $G_{\text{вх ос}}$, ΔG — отклонение от среднего значения: $G_{\text{вх ос}} = G_0 + \Delta G\ (\alpha)$. Для определения максимального отклонения $\Delta G_{\max}$ необходимо взять производную от выражения (3.41) по α, приравнять ее нулю и решить уравнение относительно α_1 и α_2. При α_1 имеем $G_{\text{вх ос}} = G_1$, а при α_2 $G_{\text{вх ос}} = G_2$. Выполнив преобразования, получим

$$\Delta G_{\max} = (|G_1| + |C_2|)/2 = -A/2.$$

Учитывая выражение (3.39) для A, имеем

$$\Delta G_{\max} = 0{,}5 m_1^2 S Y_{12} R_{\text{экв}}. \qquad (3.44)$$

Как видно из рис. 3.10, с изменением частоты проводимость $G_{\text{вх ос}}$ меняет знак. Если $G_{\text{вх ос}}$ положительна, то усилитель отбирает энергию от источника сигнала, т. е. внутренняя ОС отрицательная. Если же $G_{\text{вх ос}}$ отрицательна, то это означает, что во входную цепь вносится энергия, следовательно, ОС положительная. Таким образом, в резонансных усилителях характер ОС с частотой меняется, поскольку с изменением частоты относительно резонансной меняется знак напряжения $\dot{U}_2$ на контуре. При расстройках, на которых $G_{\text{вх ос}}$ приблизительно равна нулю, входной ток сдвинут по фазе относитель-

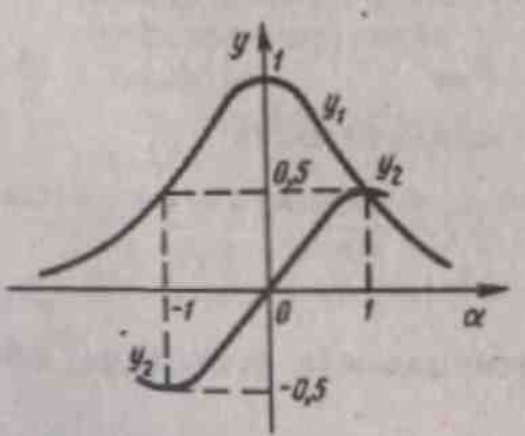


Рис. 3.9

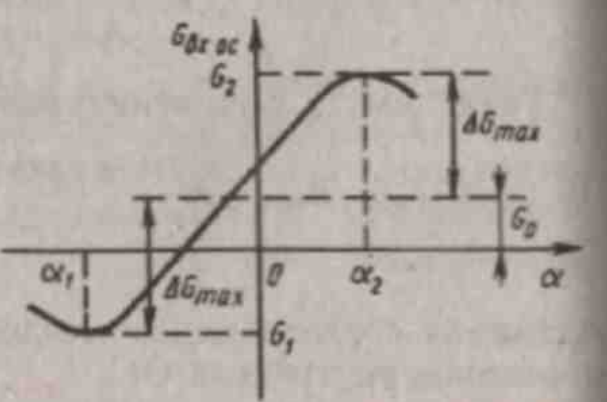


Рис. 3.10

но $\dot{U}_1$ на угол 90°, т. е. входная проводимость имеет емкостной характер.

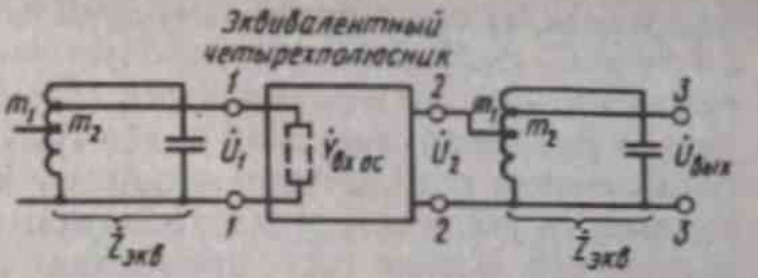


Рис. 3.11

Условие устойчивой работы резонансного усилителя. Положим, что источником сигнала для данного одноконтурного усилительного каскада является аналогичный одноконтурный резонансный усилитель с одинаковыми параметрами. Схема рассматриваемого усилителя с входным контуром показана на рис. 3.11. Если в усилителе отсутствует внутренняя ОС, то сопротивление с учетом составляющей входной проводимости $\dot{Y}_{11}$ входного контура $\dot{Z}_{экв} = R_{экв}/(1 + j\alpha)$. Соответственно проводимость входного контура $\dot{Y}_{экв} = 1/\dot{Z}_{экв} = g_{экв}(1 + j\alpha)$, где $g_{экв} = 1/R_{экв}$. Из-за внутренней ОС на входе усилителя имеется проводимость $\dot{Y}_{вх\,ос} = G_{вх\,ос} + jB_{вх\,ос}$. Эта проводимость через коэффициент включения m_2 подключается к входному контуру, при этом эквивалентная проводимость этого контура становится равной

$$\dot{Y}_{экв\,ос} = \dot{Y}_{экв} + \dot{Y}_{вх\,ос} m_2^2 = g_{экв} + m_2^2 G_{вх\,ос} + j\,(\alpha g_{экв} + m_2^2 B_{вх\,ос}).$$

Таким образом, из-за внутренней ОС в усилителе изменяются как активная, так и реактивная проводимости входного контура. Поскольку $G_{вх\,ос}$ и $B_{вх\,ос}$ сильно и неоднозначно зависят от частоты, происходит деформация АЧХ входного контура. На некоторых частотах $G_{вх\,ос}$ отрицательна, что компенсирует потери во входном контуре и может привести к самовозбуждению усилителя.

Деформация АЧХ входного контура в зависимости от глубины ОС имеет различный характер (рис. 3.12). Максимум АЧХ входного контура смещается влево. Это связано, с одной стороны, с тем, что во входной контур вносится реактивная проводимость $B_{вх\,ос}$, кото-

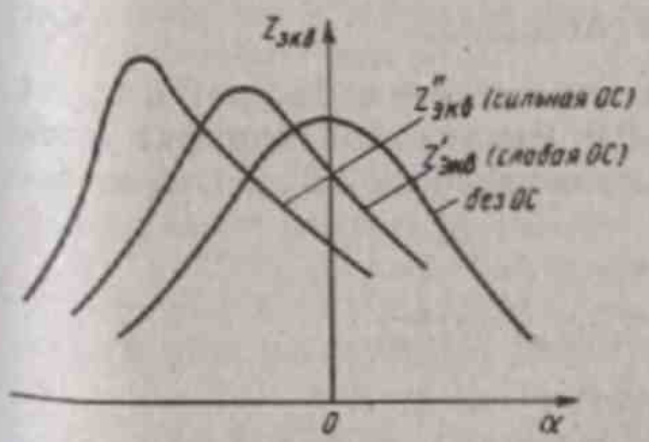


Рис. 3.12

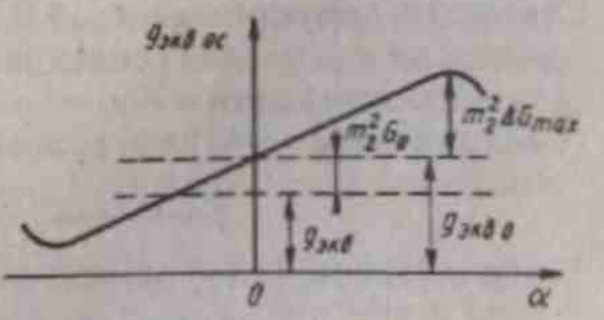


Рис. 3.13

рая эквивалентна действию входной емкости, а добавление этой емкости к $C_к$ уменьшает резонансную частоту контура. С другой стороны, наличие проводимости $G_{вх\,ос}$ (см. рис. 3.10) также может являться причиной смещения максимума АЧХ влево. Действительно, подключение параллельно входному контуру положительной проводимости увеличивает затухание контура, а отрицательной — уменьшает его. Кроме того, происходит сужение полосы пропускания входного контура, что обусловлено действием отрицательной проводимости $G_{вх\,ос}$. При очень сильной ОС усилитель самовозбуждается.

Для устойчивой работы усилителя необходимо, чтобы деформация АЧХ входного контура из-за действия внутренней ОС находилась в допустимых пределах. Это *условие устойчивой работы усилителя*, которое не надо путать с условием отсутствия самовозбуждения. Последнее условие необходимо, но недостаточно. Усилитель может не возбуждаться, но его работа будет неустойчивой, если деформация АЧХ превысит допустимое значение. Если же деформация АЧХ в пределах допустимой, то это необходимое и достаточное условие, при выполнении которого самовозбуждение усилителя исключается.

Для количественной оценки устойчивости усилителя ограничимся рассмотрением активной составляющей проводимости контура:

$$g_{экв\,ос} = g_{экв} + m_2^2 G_{вх\,ос} = g_{экв} + m_2^2 G_0 + m_2^2 \Delta G = g_{экв\,0} + m_2^2 \Delta G,$$

где $g_{экв\,0}$ — средняя активная проводимость контура. Этому выражению соответствует график рис. 3.13, из которого видно, что из-за внутренней ОС увеличивается среднее значение активной проводимости контура и появляется переменная составляющая $m_2^2 \Delta G$. Составляющую $m_2^2 G_0$, не зависящую от расстройки α, можно учесть и скомпенсировать соответствующим подбором проводимости $g_{экв}$. Деформация АЧХ вызывается наличием переменной составляющей, зависящей от α. Если $m_2^2 \Delta G_{max} \ll g_{экв\,0}$, то деформация АЧХ входного контура мала. Для оценки устойчивости введем *коэффициент устойчивости*, характеризующий относительное изменение проводимости входного контура из-за внутренней ОС:

$$k_{уст} = (g_{экв\,0} - m_2^2 \Delta G_{max}) / g_{экв\,0}. \qquad (3.45)$$

Если $\Delta G_{max} = 0$, то $k_{уст} = 1$; в реальных условиях $\Delta g_{max} > 0$ и $k_{уст} < 1$. Считается допустимым $k_{уст} = 0{,}8 \div 0{,}9$. Рассмотренная оценка устойчивости не учитывает реактивной проводимости ΔB_{max}, т. е. является приблизительной.

Входящая в (3.45) проводимость

$$g_{экв\,0} = g_{экв} + m_2^2 G_0 \approx g_{экв} = 1/R_{экв}.$$

Тогда с учетом (3.44) можно записать

$$k_{уст} = 1 - 0{,}5 m_1^2 m_2^2 S Y_{12} R_{экв}^2. \qquad (3.46)$$

Выражение (3.46) получено в предположении, что параметры входного и выходного контуров усилителя одинаковы. Учитывая (3.26), его можно переписать в виде

$$k_{уст} = 1 - 0{,}5K_0^2 Y_{12}/S. \quad (3.47)$$

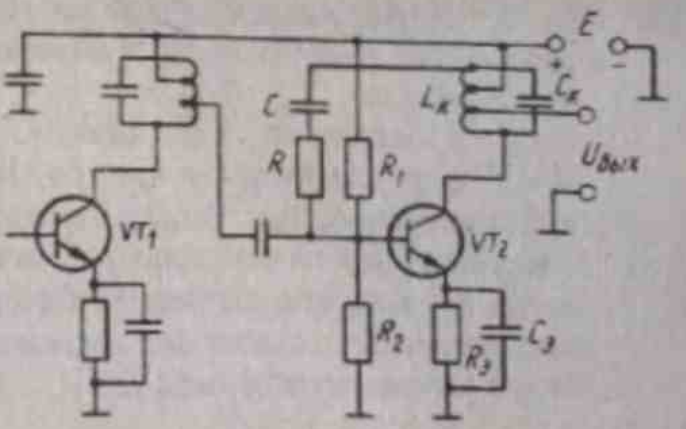


Рис. 3.14

Из (3.47) видно, что для повышения устойчивости усилителя следует выбирать УЭ с меньшей проводимостью ОС и уменьшать коэффициент усиления усилителя K_0. При этом для любого УЭ можно подобрать такой *коэффициент устойчивого усиления*

$$K_{0\,уст} = [2S\,(1 - k_{уст})/Y_{12}]^{1/2}, \quad (3.48)$$

при котором усилитель работает устойчиво. Это достигается выбором соответствующих коэффициентов включения m_1 и m_2. Устойчивость усилителя повышается с уменьшением K_0 благодаря ослаблению влияния ОС, а также на более низких резонансных частотах, поскольку $\dot{Y}_{12}$ зависит от частоты. Значительного ослабления ОС можно добиться, применяя каскодный усилитель.

Внутреннюю обратную связь можно скомпенсировать, применяя специальные цепи нейтрализации. Для этих целей в усилителе создается цепь внешней ОС, ток в которой равен по величине и противоположен по фазе току внутренней ОС. Пример схемы усилителя с цепью нейтрализации *RC* показан на рис. 3.14.

Выводы. 1. *Активная составляющая входной проводимости резонансного усилителя $G_{вх\,ос}$, обусловленная внутренней ОС, меняет свой знак в зависимости от расстройки частоты сигнала относительно резонансной. Если $G_{вх\,ос}$ — положительная величина, то усилитель отбирает энергию от источника сигнала (отрицательная ОС), если $G_{вх\,ос}$ — отрицательная величина, то во входную цепь вносится дополнительная энергия (положительная ОС).*

2. *Характер изменения реактивной составляющей входной проводимости $B_{вх\,ос}$ аналогичен характеру изменения активной составляющей $G_{вх\,ос}$. Реактивная составляющая $B_{вх\,ос}$ на частотах ниже резонансной имеет емкостной характер.*

3. *Из-за наличия внутренней ОС в усилителе происходит деформация АЧХ входного контура, что приводит к изменению основных показателей усилителя.*

4. *Если активная составляющая входной проводимости $G_{вх\,ос}$ на частотах, где она отрицательная, компенсирует потери во входном контуре, то усилитель самовозбуждается.*

5. Деформация АЧХ из-за внутренней ОС проявляется в смещении резонансной частоты влево и в уменьшении полосы пропускания.

6. Усилитель считается устойчивым, если деформация АЧХ его входного контура из-за внутренней ОС находится в допустимых пределах. Это необходимое и достаточное условие устойчивой работы усилителя. Устойчивость можно оценить по коэффициенту устойчивости, характеризующему относительное изменение активной проводимости входного контура из-за внутренней ОС.

§ 3.5. АМПЛИТУДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА И НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

При приеме сигнала большого уровня в резонансном усилителе возникают нелинейные эффекты, для выявления которых необходимо определить вначале выражение для его амплитудной характеристики (АХ).

Амплитудную характеристику резонансного усилителя определим по его структурной схеме (рис. 3.15, *а*). Напряжение, приложенное к УЭ, $u_c = E_{см} + u_{вх}$, где $u_{вх} = U_{вх} \cos \omega t$. При проведении анализа полагаем УЭ безынерционным, его ВАХ $i_2 = F(u_c)$ хорошо описывается полиномом третьей степени:

$$i_2 = i_{20} + S u_{вх} + \frac{S'}{2!} u_{вх}^2 + \frac{S''}{3!} u_{вх}^3, \qquad (3.49)$$

где S, S', S'' — крутизна в рабочей точке и ее первая и вторая производные. Подставляя в (3.49) $u_{вх} = U_{вх} \cos \omega t$ и учитывая, что $u_{вх}^2 = U_{вх}^2 (0{,}5 + 0{,}5 \cos 2\omega t)$ и $u_{вх}^3 = U_{вх}^3 (0{,}75 \cos \omega t + 0{,}25 \cos 3\omega t)$, получаем

$$i_2 = i_{20} + \frac{1}{4} S' U_{вх}^2 + \left(S U_{вх} + \frac{1}{8} S'' U_{вх}^3 \right) \cos \omega t + \frac{1}{4} S' U_{вх}^2 \cos 2\omega t + \frac{1}{24} S'' U_{вх}^3 \cos 3\omega t. \qquad (3.50)$$

Из выражения (3.50) следует, что помимо составляющей с частотой сигнала f в выходном токе УЭ появляются составляющие с частотами 0, $2f$, $3f$. Следовательно, нелинейность ВАХ усилительного элемента приводит к появлению гармоник в выходном токе. Этот нелинейный эффект называется *генерацией гармоник*. Поскольку на выходе УЭ имеется резонансный контур, настроенный на частоту $f = f_0$, полезное напряжение $U_{вых}$ на выходе усилителя определяется током первой гармоники: $U_{вых} = I_{m1} R_{экв}$, где $R_{экв}$ — эквива-

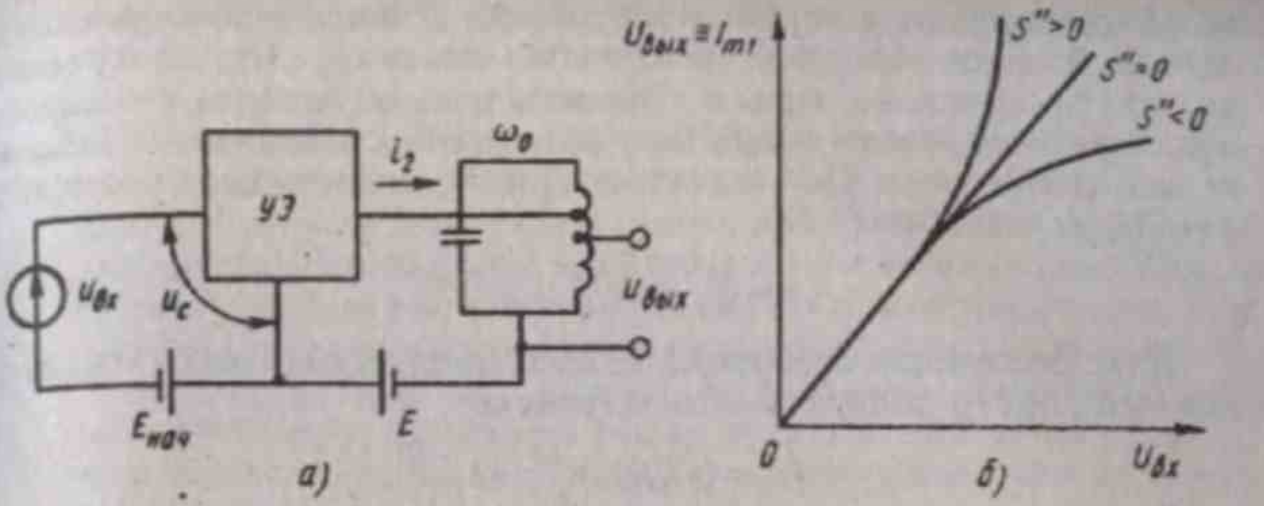


Рис. 3.15

лентное сопротивление выходного контура. Согласно (3.50), амплитуда первой гармоники тока i_2

$$I_{m1} = SU_{вх} + 0{,}125S''U_{вх}^3. \qquad (3.51)$$

Как следует из (3.51), амплитуда первой гармоники выходного тока УЭ, а следовательно, и $U_{вых}$ нелинейно зависят от амплитуды входного сигнала $U_{вх}$. В зависимости от знаков S и S'' АХ усилителя искажается, вид ее при положительной S и для S'' различных знаков показан на рис. 3.15, *б*. Если $S''<0$, то при усилении АМ колебаний происходит уменьшение глубины модуляции усиливаемого сигнала, при $S''>0$ глубина модуляции возрастает. Этот нелинейный эффект называется *сжатием*, он характеризуется зависимостью коэффициента усиления усилителя от амплитуды входного сигнала. Сжатие появляется из-за нелинейности ВАХ третьей степени и не зависит от нелинейности ВАХ второй степени. Для ослабления нелинейных эффектов при усилении сигнала необходимо так выбрать рабочую точку УЭ, чтобы $S''=0$; при этом амплитуда усиливаемого сигнала по возможности должна быть малой.

Вывод. *Амплитуда напряжения на выходе резонансного усилителя нелинейно зависит от амплитуды входного сигнала. Нелинейность АХ приводит к появлению в усилителе нелинейных эффектов — генерации гармоник и сжатию.*

§ 3.6. МНОГОКАСКАДНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В ряде случаев в приемниках используются многокаскадные усилители, состоящие из нескольких одноконтурных каскадов. Для n-каскадного усилителя результирующий нормированный коэффициент усиления с учетом (3.27)

$$\gamma_n = \gamma^n = (1/[1+(y/d_{экв})^2]^{1/2})^n, \qquad (3.52)$$

где $d_{экв}$ — эквивалентное затухание контура одного каскада. Обыч-

но результирующая полоса пропускания $П$ всего n-каскадного усилителя бывает заданной. Обозначим величину $1/\gamma_n$ на границах полосы пропускания через σ. Эта величина характеризует *допустимую неравномерность коэффициента усиления усилителя в заданной полосе пропускания*. Для заданных $П$ и σ относительная расстройка $y = П/f_0$ и, согласно (3.52),

$$\sigma = (\left[1 + (П/f_0 d_{экв})^2\right]^{1/2})^n.$$

Для обеспечения требуемой полосы пропускания всего усилителя каждый контур должен иметь затухание:

$$d_{экв} = (П/f_0)\,(\sigma^{2/n} - 1)^{-1/2}.$$

Из этого выражения следует, что с увеличением числа каскадов при неизменной полосе пропускания необходимо увеличивать $d_{экв}$ контуров. В транзисторных многокаскадных усилителях увеличения $d_{экв}$ контура можно достичь, увеличивая коэффициенты включения m_1 и m_2, поскольку транзисторы имеют низкие входные и выходные сопротивления. В усилителях на полевых транзисторах, обладающих большими значениями сопротивлений $R_{вх}$ и $R_{вых}$, увеличение m_1 и m_2 может оказаться недостаточным для требуемого повышения $d_{экв}$. Поэтому в них параллельно резонансным контурам включают шунтирующие резисторы.

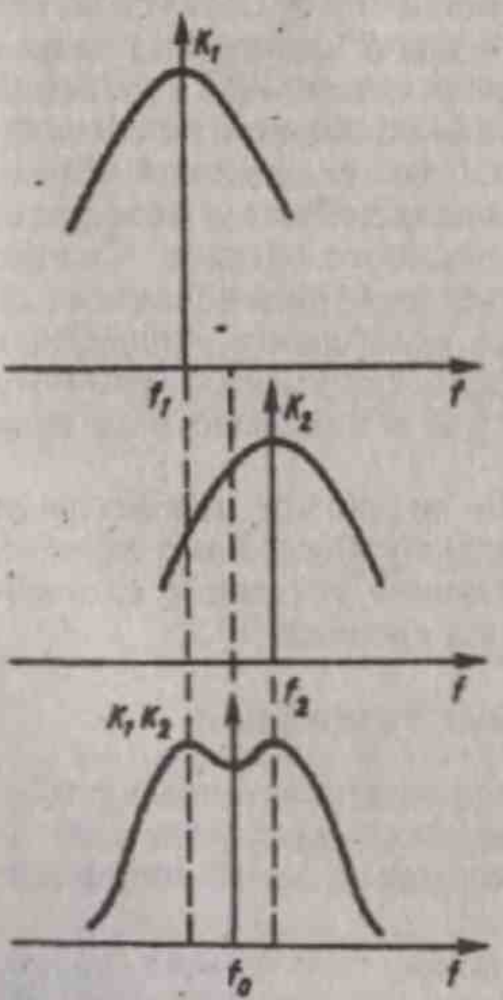


Рис. 3.16

Общий коэффициент усиления (в децибелах) многокаскадного усилителя растет не пропорционально увеличению числа каскадов. Это связано с тем, что с увеличением числа каскадов при постоянной результирующей полосе пропускания усилителя приходится увеличивать $d_{экв}$ контуров, что приводит к уменьшению коэффициента усиления каждого каскада.

Для расширения полосы пропускания многокаскадного усилителя с одноконтурными каскадами без увеличения $d_{экв}$ контуров применяют их *взаимную расстройку*. Если в усилителе из двух каскадов контур одного каскада с коэффициентом усиления K_1 расстраивается относительно средней частоты f_0 полосы пропускания усилителя в одну сторону, а контур другого с коэффициентом усиления K_2 в другую, то

результирующая АЧХ усилителя ближе к прямоугольной, чем АЧХ усилителя с настроенными контурами. Это иллюстрируют АЧХ рис. 3.16. Однако настройка таких усилителей значительно сложнее.

Выводы. 1. *При неизменной полосе пропускания многокаскадного усилителя увеличение числа его каскадов требует увеличения эквивалентного затухания контуров. Это приводит к уменьшению коэффициентов усиления отдельных каскадов, а общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя (в децибелах) растет не пропорционально увеличению числа каскадов.*

2. *Для расширения полосы пропускания многокаскадного усилителя при увеличении числа каскадов без увеличения эквивалентного затухания контуров можно применить их взаимную расстройку.*

§ 3.7. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА ТРАНЗИСТОРНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Источники шумов в транзисторах. Полупроводниковый триод можно рассматривать как прибор, состоящий из двух переходов и области полупроводника, расположенной между ними. В каждом *p-n*-переходе имеются три составляющие шума: *мерцательные шумы*, проявляющиеся на низких частотах, их уровень возрастает с понижением частоты; *дробовые шумы*, обусловленные флуктуациями числа носителей; *тепловые шумы* в переходе. Поскольку в транзисторе два перехода, необходимо учитывать комбинации флуктуаций, возникающих в эмиттерном и коллекторном переходах. Мерцательные шумы действуют на низких частотах и при определении коэффициента шума резонансного усилителя их обычно не учитывают.

Источником дробового шума являются колебания токов эмиттерного и коллекторного переходов, обусловленные флуктуациями числа носителей, способных в данный момент преодолеть потенциальный барьер. Природа возникновения дробового шума в коллекторном переходе несколько иная, чем в эмиттерном. Эмиттерный переход включен в прямом направлении. Ток базы является током неосновных носителей. Если пренебречь рекомбинацией в базовом слое, ток неосновных носителей не изменяет своей шумовой структуры при прохождении через коллекторный переход. Однако из-за возникновения новых пар носителей вблизи коллекторного перехода через коллектор протекает ток насыщения. Этот ток имеет флуктуационную составляющую, которая создает на коллекторном переходе шумовое напряжение. Дробовые шумы коллекторного перехода не зависят от частоты и имеют равномерный спектр во всем диапазоне радиочастот.

Тепловой шум в транзисторах связан с распределенными сопротивлениями базы, эмиттера и коллектора. Для большинства транзисторов тепловой шум базы является преобладающим.

Реальные значения h_{216} отличны от единицы. Это свидетельствует о том, что в базовом слое происходит рекомбинация носителей, следствием которой является деление эмиттерного тока на коллекторный и базовый. Разделение тока непостоянно, что вызывает появление дополнительных флуктуационных шумов — *шумов перераспределения.*

Эквивалентная шумовая схема усилителя. Действие внутренних шумов в транзисторе можно учесть двумя способами: 1) источники шума, фактически действующие в транзисторе, можно ввести в эквивалентную схему транзистора в соответствии с местом их возникновения; 2) действие внутренних шумов транзистора можно учесть с помощью двух эквивалентных источников шума, включенных на его входе: *генератора напряжения шума* $U_ш$ в режиме короткого замыкания и *генератора шумового тока* $I_ш$ в режиме холостого хода. При этом реальный шумящий транзистор заменяется двумя четырехполюсниками (рис. 3.17): шумящим четырехполюсником, состоящим из одних источников шума, лишенным сопротивлений (I на рис. 3.17), и идеальным нешумящим транзистором, характеризующим его усилительные свойства (II). Заметим, что источники шума в транзисторе взаимосвязаны; однако для упрощения выкладок будем считать, что $I_ш$ и $U_ш$ не связаны. Согласно формуле Найквиста,

$$I_ш^2 = 4kT_0 П_ш G_ш, \qquad (3.53)$$

$$U_ш^2 = 4kT_0 П_ш R_ш,$$

где $G_ш$ и $R_ш$ — шумовые параметры транзистора. Заметим, что $G_ш$ не равно $1/R_ш$.

Выражение для коэффициента шума. Для определения коэффициента шума транзисторного одноконтурного резонансного усилителя воспользуемся рис. 3.18, на котором показана схема усилительной секции, состоящей из УЭ и входного контура, что позволяет учесть шумы входной цепи. Часть схемы левее точек $A—A$ заменим эквивалентными генераторами шума:

$$I_{ш.вх}^2 = 4kT_0 G_{вс} П_ш, \; I_{ш.к}^2 = 4kT_0 G_к П_ш, \qquad (3.54)$$

где $G_{вс} = m_1^2 g_н / m_2^2$ — проводимость источника сигнала, пересчитанная к точкам $A—A$ цепи; $G_к = 1/m_2^2 R_к$ — проводимость контура,

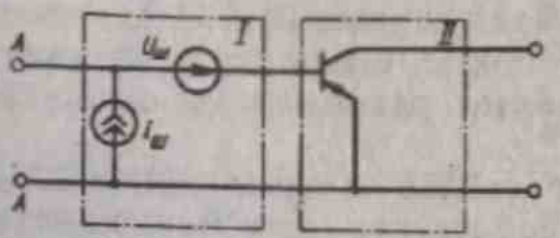


Рис. 3.17

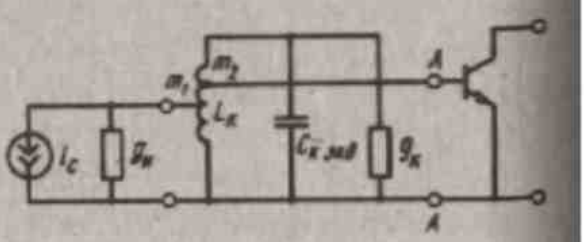


Рис. 3.18

пересчитанная к точкам A—A цепи; $G_{к\,экв}=G_к+g_{вх}$ — сумма проводимости контура $G_к$ и входной проводимости $g_{вх}$ УЭ. Заметим, что шумы проводимости $g_{вх}$ учтены в выражениях для $I_ш$ и $U_ш$, а не в шумовом токе $I_{ш\,к}$. Заменяя правую часть схемы, т. е. сам транзистор, его эквивалентной шумовой схемой (см. рис. 3.17), получаем эквивалентную шумовую схему усилителя (рис. 3.19). Объединим все проводимости в одну: $G_{экв}=G_{вс}+G_{к\,экв}$.

Согласно определению (см. § 1.4), коэффициент шума $Ш=I^2_{ш\,полн}/I^2_{ш вх}$. Полный шумовой ток $I^2_{ш\,полн}=I^2_{ш вх}+I^2_{ш\,к}+I^2_ш+U^2_ш G^2_{экв}$. Тогда

$$Ш=1+I^2_{ш\,к}/I^2_{ш вх}+I^2_ш/I^2_{ш вх}+U^2_ш G^2_{экв}/I^2_{ш вх}.$$

Подставляя в последнее выражение значения шумовых токов из (3.53) и (3.54), получаем окончательную формулу для коэффициента шума одноконтурного резонансного усилителя:

$$Ш=1+\frac{G_к m_2^2}{m_1^2 g_в}+\frac{G_ш m_2^2}{m_1^2 g_в}+\frac{R_ш G^2_{экв} m_2^2}{m_1^2 g_в}. \qquad (3.55)$$

Полученная формула справедлива для любой схемы включения УЭ, но с изменением схемы включения меняются шумовые параметры УЭ. Поскольку шумовые параметры транзистора зависят от частоты, коэффициент шума также зависит от частоты. Как видно из рис. 3.20, на частотах $f<f_в$ коэффициент шума резко возрастает с уменьшением частоты. Это объясняется повышением на нижних частотах мерцательных шумов. В области средних частот он не зависит от частоты, основными в этой области являются дробовые и тепловые шумы. Увеличение коэффициента шума на частотах $f>f_в$ объясняется ростом шумов, вызываемых перераспределением тока.

Выводы. 1. *Коэффициент шума резонансного усилителя зависит от частоты и от шумовых параметров УЭ: для его уменьшения следует выбирать малошумящие УЭ.*

2. *Коэффициент шума зависит от коэффициентов включения m_1 и m_2, следовательно, можно выбирать такие m_1 и m_2, при которых коэффициент шума минимален.*

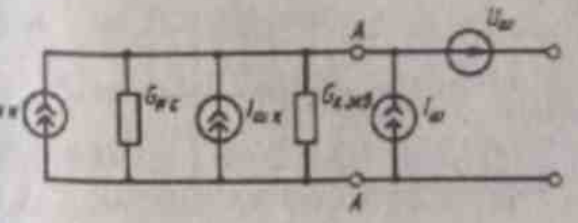


Рис. 3.19

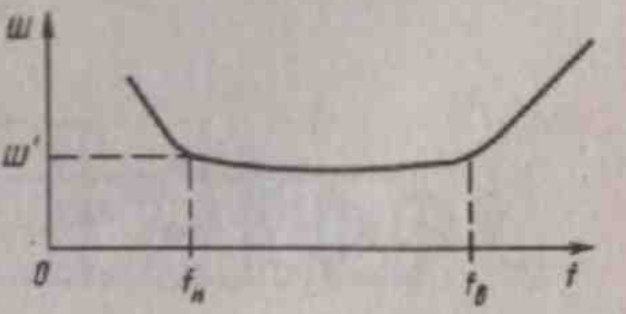


Рис. 3.20

§ 3.8. РЕЗОНАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С МНОГОКОНТУРНЫМ ФИЛЬТРОМ

Схемы усилителей. Типичная схема усилителя с многоконтурным фильтром изображена на рис. 3.21. Связь между контурами фильтра в данном случае трансформаторная. Для обеспечения связи катушки индуктивности контуров разбиваются на две части: $L_2 = L_2' + L_2''$, ..., $L_{n-1} = L_{n-1}' + L_{n-1}''$. Степень связи между контурами определяется коэффициентом взаимной индуктивности M. Как правило, все контуры настраиваются на частоту $\omega_0 = 1/[C\,(L' + L'')]^{1/2}$. В рассматриваемом усилителе первый и последний контуры фильтра имеют автотрансформаторные цепи связи, но возможны и другие варианты цепей связи. Основное преимущество усилителя с многоконтурным фильтром состоит в возможности получения АЧХ усилителя, близкой к прямоугольной. При достаточно сильной связи между контурами АЧХ усилителя — многогорбая кривая с числом горбов, равных числу контуров.

Коэффициент усиления по напряжению. Поскольку, согласно (3.7), коэффициент усиления усилителя $\dot{K} = \dot{K}_1 \dot{K}_\Phi \dot{K}_2$, получим выражения для коэффициентов $\dot{K}_1$, $\dot{K}_\Phi$ и $\dot{K}_2$. Для этого от принципиальной схемы (рис. 3.21) перейдем к эквивалентной (рис. 3.22) схеме усилителя.

Примеры определения коэффициента $\dot{K}_1$. Для нахождения коэффициента передачи автотрансформаторной цепи связи УЭ с фильтром (см. рис. 3.21) пересчитаем элементы эквивалентной схемы выходной цепи УЭ к первому контуру фильтра. Разделим цепь на две части (вертикальная штриховая линия) и определим напряже-

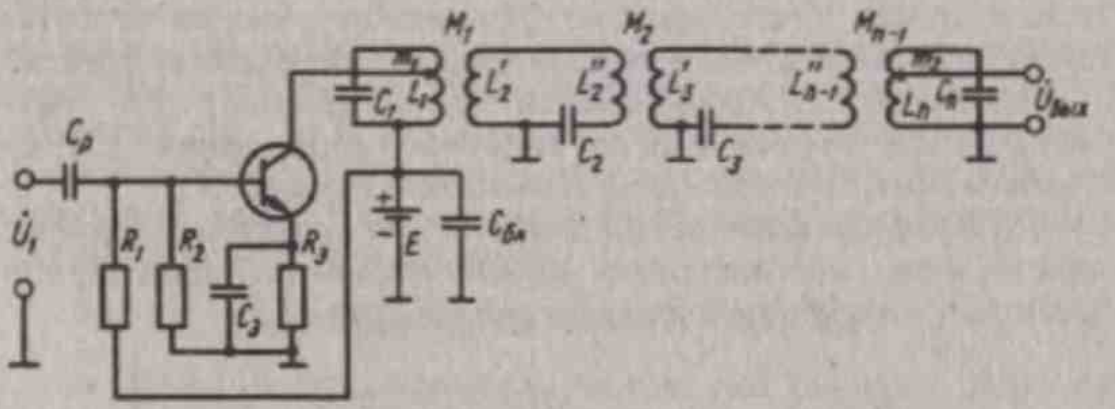


Рис. 3.21

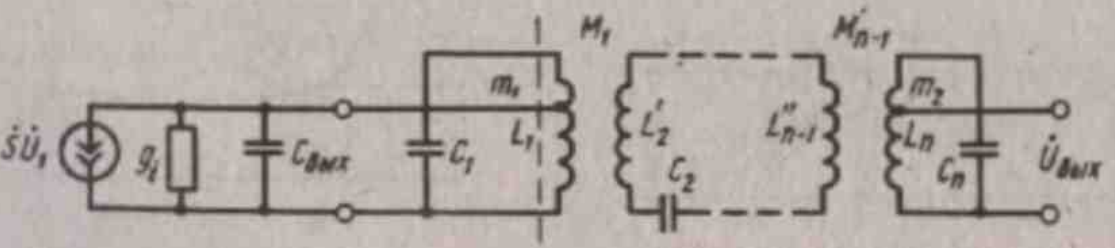


Рис. 3.22

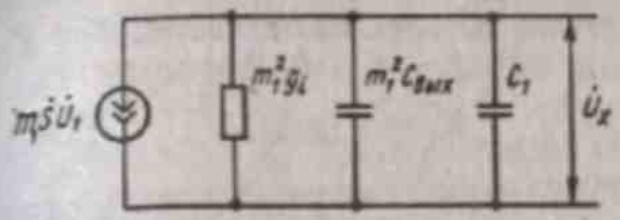


Рис. 3.23

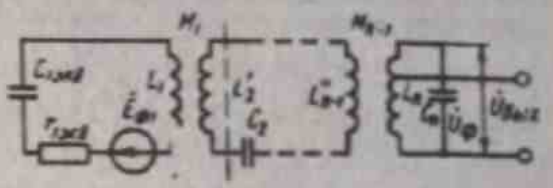


Рис. 3.24

ние холостого хода в первом контуре при отключенной правой части цепи (рис. 3.23). Введем обозначение: $C_{1экв} = C_1 + m_1^2 C_{вых}$. Тогда

$$\dot{U}_x = \dot{E}_{\phi 1} = -m_1 \dot{S}\dot{U}_1/(m_1^2 g_i + j\omega C_{1экв}),$$

знак минус показывает, что полярность напряжения $\dot{U}_x$, создаваемого током $\dot{S}\dot{U}_1$, противоположна принятой. Согласно (3.8) можно записать

$$\dot{K}_1 = -\frac{m_1 \dot{S}}{m_1^2 g_i + j\omega C_{1экв}} \approx -\frac{m_1 \dot{S}}{j\omega C_{1экв}}. \qquad (3.56)$$

С учетом пересчитанной в первый контур фильтра ЭДС $E_{\phi 1}$ эквивалентная схема рис. 3.22 примет вид схемы рис. 3.24, на которой сопротивление $r_{1экв}$ равно сумме сопротивления собственных потерь первого контура и вносимого сопротивления потерь из выходной цепи УЭ.

Выражение для коэффициента передачи $\dot{K}_1$ при индуктивной связи УЭ с первым контуром фильтра получим, используя эквивалентную схему рис. 3.25. На основании теоремы об эквивалентном генераторе делаем разрез по штриховой линии и определяем напряжение холостого хода:

$$\dot{U}_x = \dot{E}_{\phi 1} = -\dot{I}_{L\,св} j\omega M_1 = -\frac{\dot{S}\dot{U}_1}{g_i + j\omega C_{вых} + 1/(j\omega L_{св})} \frac{j\omega M_1}{j\omega L_{св}}. \qquad (3.57)$$

При нахождении тока $\dot{I}_{L\,св}$ пренебрегаем сопротивлением катушки $L_{св}$ ввиду его малости. Тогда

$$\dot{K}_1 = \frac{\dot{U}_x}{\dot{U}_1} = -\frac{\dot{S}}{g_i + j\left(\omega C_{вых} - \dfrac{1}{\omega L_{св}}\right)} \frac{M_1}{L_{св}}. \qquad (3.58)$$

Обычно $\dot{Y}_{22} \ll j\omega L_{св}$, тогда с учетом значения $m_1 = M_1/L_1$

$$\dot{K}_1 = -j\omega L_1 m_1 \dot{S}. \qquad (3.59)$$

Поскольку $1/\omega_0 C_{1экв} = \omega_0 L_1 = \rho$, для неширокой области частот ω приблизительно

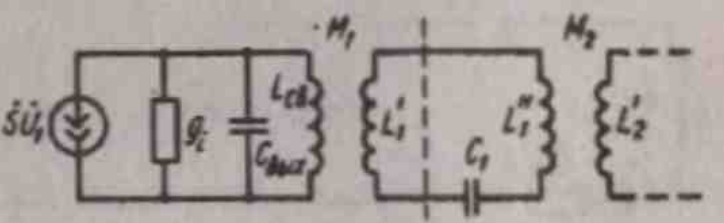


Рис. 3.25

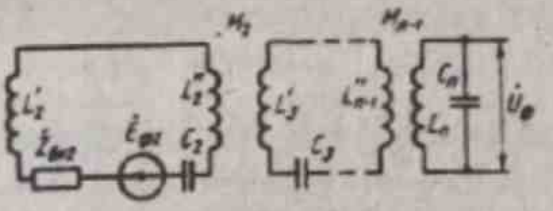


Рис. 3.26

равна ω_0, коэффициент передачи K_1 можно определить по формуле

$$\dot{K}_1 = -j\rho m_1 S. \qquad (3.60)$$

Примеры определения коэффициента K_2. Согласно (3.10), $\dot{K}_2 = \dot{U}_{вых}/\dot{U}_\phi$. Для автотрансформаторной цепи связи фильтра с последующим каскадом (рис. 2.9, *а*) коэффициент K_2 определяется выражением (2.10), а при связи фильтра с последующим каскадом через емкостной делитель (рис. 2.9, *б*) — выражением (2.11).

Коэффициент передачи многоконтурного фильтра определим по эквивалентной схеме (см. рис. 3.23). Используя теорему об эквивалентном генераторе, делаем разрез по штриховой линии во втором контуре и находим $\dot{U}_{x2} = \dot{E}_{\phi 2} = j\omega M_1 \dot{I}_{1x} = j\omega M_1 (\dot{E}_{\phi 1}/\dot{Z}_1)$, где $\dot{Z}_1$ — сопротивление первого контура фильтра при последовательном обходе, включающее пересчитанные в контур $C_{вых}$ и g_i УЭ. При этом от эквивалентной схемы рис. 3.23 переходим к эквивалентной схеме рис. 3.26. Таким образом, ЭДС из первого контура пересчитана во второй, ближе к выходному контуру. Применяя еще раз теорему об эквивалентном генераторе, пересчитаем $\dot{E}_{\phi 2}$ в третий контур. $\dot{E}_{\phi 3} = j\omega M_2 (\dot{E}_{\phi 2}/\dot{Z}_{2экв})$. Здесь $\dot{Z}_{2экв} = \dot{Z}_2 + \omega^2 M_1^2/\dot{Z}_1$, второе слагаемое учитывает вносимое во второй контур сопротивление $\dot{Z}_{вн}$ из первого контура. По аналогии, ЭДС, наведенная в последнем контуре фильтра,

$$\dot{E}_{\phi n} = \frac{j\omega M_{n-1}}{\dot{Z}_{n-1\,экв}} \cdot \frac{j\omega M_{n-2}}{\dot{Z}_{n-2\,экв}} \cdot \ldots \cdot \frac{j\omega M_1}{\dot{Z}_1} \dot{E}_{\phi 1}, \qquad (3.61)$$

что соответствует эквивалентной схеме рис. 3.27. Согласно этой схеме, $\dot{U}_\phi = \dfrac{\dot{E}_{\phi n}}{\dot{Z}_{n\,экв}} \dfrac{1}{j\omega C_n}$. Тогда

$$\dot{K}_\phi = \frac{\dot{U}_\phi}{\dot{E}_{\phi 1}} = \frac{1}{j\omega C_n} \frac{j\omega M_1 j\omega M_2 \ldots j\omega M_{n-1}}{\dot{Z}_1 \dot{Z}_{2экв} \ldots \dot{Z}_{n\,экв}}, \qquad (3.62)$$

а эквивалентное комплексное сопротивление k-го контура (при $k = 2, 3, \ldots$) равно $\dot{Z}_{k\,экв} = \dot{Z}_k + \omega^2 M_{k-1}^2/\dot{Z}_{k-1\,экв}$.

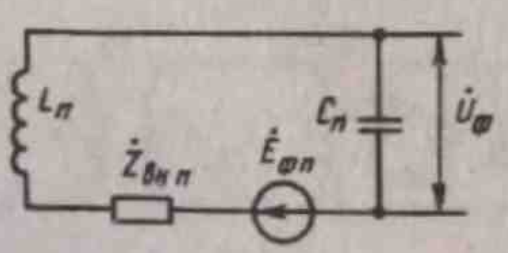


Рис. 3.27

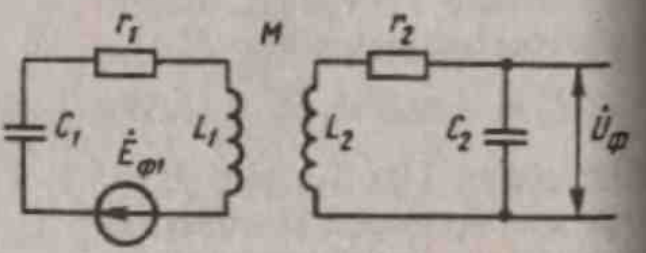


Рис. 3.28

Общее выражение для коэффициента усиления усилителя находится перемножением выражений соответствующих коэффициентов передачи $\dot{K}_1$, $\dot{K}_\phi$, $\dot{K}_2$. Если частота сигнала меняется в небольших пределах, то K_1 и K_2 практически от частоты не зависят, но K_ϕ меняется резко. Следовательно, АЧХ многоконтурного усилителя определяется АЧХ фильтра с учетом реакции выходной цепи УЭ и входной цепи последующего каскада.

Двухконтурный полосовой фильтр. Принципиальная схема двухконтурного фильтра показана на рис. 3.28, на этой схеме r_1 и r_2 — сопротивления потерь контуров с учетом вносимых сопротивлений. Выражение для коэффициента передачи двухконтурного фильтра получают из (3.62) при $n=2$:

$$\dot{K}_\phi = \frac{1}{j\omega C_2}\,\frac{j\omega M}{\dot{Z}_1\,\dot{Z}_{2вн}}.$$

Учитывая, что $\dot{Z}_{2вн} = \dot{Z}_2 + \omega^2 M^2/\dot{Z}_1$, получаем

$$\dot{K}_\phi = \frac{M}{C_2}\,\frac{1}{\dot{Z}_1\,\dot{Z}_2 + \omega^2 M^2}. \qquad (3.63)$$

Будем считать, что контуры полосового фильтра одинаковы, т. е. $L_1 = L_2 = L$, $d_1 = d_2 = d$, $C_1 = C_2 = C$ (C_1 и C_2 — полные эквивалентные емкости контуров с учетом $C_{вых}$ УЭ и $C_{вх}$ последующего каскада). Комплексное сопротивление контура

$$\dot{Z}_1 = \dot{Z}_2 = \dot{Z} = r + j\,(\omega L - 1/\omega C) = r + j\omega_0 L\,(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega) = r + j\rho y =$$
$$= \rho\,(d + jy);$$

для малых расстроек $y = 2\Delta\omega/\omega_0$, d — эквивалентное затухание контура. Подставляя значение $\dot{Z}$ в (3.63) и вводя коэффициент связи $k_{св} = M/\sqrt{L_1 L_2} = M/L$, получаем

$$\dot{K}_\phi = \frac{L}{C}\,\frac{k_{св}}{\rho^2\,(d+jy)^2 + \omega^2 M^2} = \frac{\rho^2 k_{св}}{\rho^2\,(d+jy)^2 + \omega^2 M^2} = \frac{k_{св}}{(d+jy)^2 + \omega^2 M^2/\rho^2}.$$

Для малых расстроек ω приблизительно равна ω_0, при этом слагаемое $\omega^2 M^2/\rho^2$ в знаменателе выражения для $\dot{K}_\phi$ равно $\omega_0^2 M^2/\rho^2 = \omega_0^2 M^2/\omega_0^2 L^2 = k_{св}^2$. Тогда

$$\dot{K}_\phi = k_{св}/(k_{св}^2 + d^2 - y^2 + 2jdy). \qquad (3.64)$$

Модуль выражения (3.64)

$$K_\phi = k_{св}/[(k_{св}^2 + d^2 - y^2)^2 + 4y^2 d^2]^{1/2}. \qquad (3.65)$$

Перепишем выражение (3.65) так, чтобы расстройка y входила в него один раз:

$$K_\phi = \frac{k_{св}}{[(d^2 - k_{св}^2 + y^2)^2 + 4k_{св}^2 d^2]^{1/2}}. \qquad (3.66)$$

Согласно (3.66), АЧХ двухконтурного фильтра зависит от $k_{св}$, при этом можно выделить три характерных случая.

1. Слабая связь ($k_{св} < d$). Коэффициент передачи фильтра при резонансе (при $y = 0$) для слабой связи

$$K_{\phi 0} = k_{св}/(d^2 + k_{св}^2). \qquad (3.67)$$

При увеличении $|y|$ в (3.66) $(d^2 - k_{св}^2 + y^2)$ увеличивается и всегда больше нуля. Следовательно, с ростом y коэффициент передачи K_ϕ уменьшается. С уменьшением $k_{св}$ резонансный коэффициент передачи $K_{\phi 0}$ также уменьшается.

2. Критическая связь ($k_{св} = d$). Нетрудно убедиться, что $K_{\phi 0}$ максимален при $k_{св} = d$. Такая связь, называемая *критической*, оптимальна по коэффициенту передачи. Тогда, согласно (3.66),

$$K_\phi = d/(y^4 + 4d^4)^{1/2}, \qquad (3.68)$$

т. е. с увеличением y коэффициент передачи фильтра уменьшается. При резонансе ($y = 0$)

$$K_\phi = 1/2d. \qquad (3.69)$$

Форма АЧХ при критической связи одногорбая, однако $K_{\phi 0}$ максимален.

3. Сильная связь ($k_{св} > d$): $d^2 - k_{св}^2 < 0$. Максимальный коэффициент передачи фильтра при сильной связи получается при равенстве нулю производной от подкоренного выражения знаменателя (3.66), т. е. при выполнении условия $d^2 - k_{св}^2 + y^2 = 0$. Это условие выполняется при двух значениях расстроек: $y_{1,2} = \pm(k_{св}^2 - d^2)^{1/2}$. При этих расстройках $K_{\phi\,max} = 1/2d$, т. е. равен резонансному коэффици-

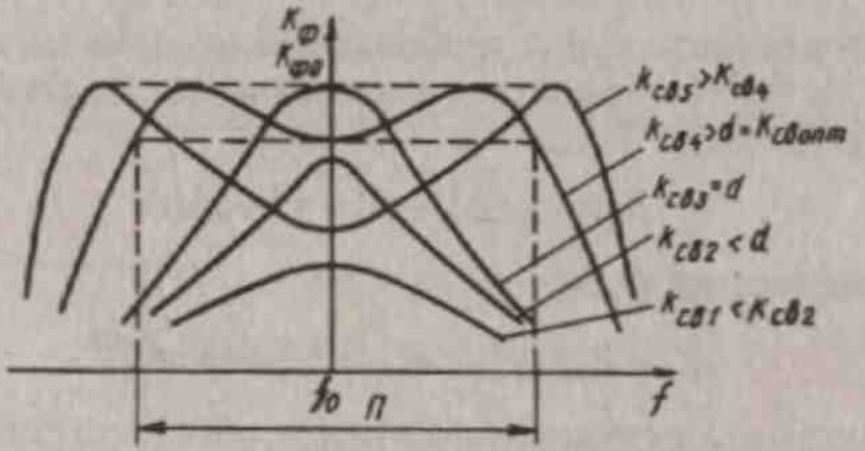


Рис. 3.29

ент передачи при критической связи. С увеличением $k_{св}$ значения $y_{1,2}$ увеличиваются. Следовательно, АЧХ полосового фильтра имеет двугорбый характер, с увеличением $k_{св}$ разнос между частотами, на которых K_ϕ максимален, увеличивается, а коэффициент передачи на резонансной частоте при $y=0$ уменьшается. Форму АЧХ двухконтурного полосового фильтра при различных $k_{св}$ иллюстрируют графики рис. 3.29.

Чем сильнее связь между контурами, тем больше расширяется АЧХ фильтра, при этом по форме скатов АЧХ в большей степени приближается к прямоугольной, однако при сильной связи на резонансной частоте получается значительный провал. При *оптимальной* АЧХ фильтра ($k_{св\ опт}$) провал соответствует допустимым искажениям на границе полосы пропускания $П$. При оптимальной АЧХ неравномерность K_ϕ в пределах полосы пропускания $П$ не превышает заданной, однако крутизна скатов наибольшая.

Выводы. 1. *Коэффициент усиления по напряжению усилителя с многоконтурным фильтром целесообразно определять как произведение трех коэффициентов передачи: $\dot{K}_1$ — цепи связи УЭ с фильтром совместно с УЭ, $\dot{K}_\phi$ — фильтра и $\dot{K}_2$ —цепи связи фильтра с последующим каскадом.*

2. *Результирующая АЧХ усилителя определяется АЧХ фильтра с учетом реакции выходной цепи УЭ и входной цепи последующего каскада.*

3. *Форма АЧХ полосового двухконтурного фильтра зависит от коэффициента связи между контурами. При слабой связи ($k_{св}<d$) АЧХ — одногорбая, максимум K_ϕ получается при резонансной частоте. При критической связи ($k_{св}=d$) АЧХ также одногорбая, однако резонансный коэффициент передачи максимален. При сильной связи ($k_{св}>d$) АЧХ — двугорбая, с увеличением $k_{св}$ частотный разнос между горбами растет. Максимальный коэффициент передачи при сильной связи равен значению $K_{\phi 0}$ при критической связи.*

4. *С увеличением коэффициента связи между контурами возрастает крутизна скатов АЧХ фильтра.*

5. *При оптимальной АЧХ полосового фильтра провал на резонансной частоте соответствует допустимым искажениям на границе полосы пропускания.*

§ 3.9. ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В РАДИОПРИЕМНИКАХ

Усилители радиочастоты. Как правило, УРЧ — это резонансные одноконтурные усилители с фиксированной или переменной настройкой. Однако в ряде случаев УРЧ может выполняться в виде апериодического усилителя, схема которого аналогична схеме каскадов предварительного усиления УЗЧ. Примеры наиболее

распространенных схем УРЧ на биполярных транзисторах, отличающихся видами цепей связи контура с УЭ и с последующим каскадом, показаны на рис. 3.2. Для повышения селективности приемника в качестве нагрузки УРЧ можно использовать двухконтурный полосовой фильтр.

Перестройку УРЧ в рабочем диапазоне частот осуществляют, изменяя один из реактивных параметров контура ($L_к$ или $C_к$) (см. § 8.4). Схемы перестраиваемых УРЧ отличаются от усилителей с фиксированной настройкой только наличием в контуре переменной реактивности.

В качестве УЭ наиболее широко в УРЧ используются биполярные и полевые транзисторы, для приемников СВЧ наряду с транзисторами применяются лампы бегущей волны, лампы маячкового типа и т. д. Высокие требования к линейности радиотракта РПУ при малом коэффициенте шума обусловили широкое применение в УРЧ полевых транзисторов. Пример схемы *одноконтурного резонансного УРЧ на полевом транзисторе* с двумя изолированными затворами показан на рис. 3.30. В качестве элементов настройки здесь используются варикапы, для повышения линейности УРЧ выбрана их встречно-последовательная схема включения. В этой схеме отсутствуют четные гармоники токов, а нечетные гармоники ослабляются. На рис. 3.30 обозначено: $C_{под}$ — подстроечный конденсатор; $C_{доб}$ — добавочный конденсатор, необходимый для обеспечения требуемого диапазона перестройки частоты УРЧ. Цепь связи УЭ с контуром в УРЧ трансформаторная, второй затвор полевого транзистора может использоваться для подачи напряже-

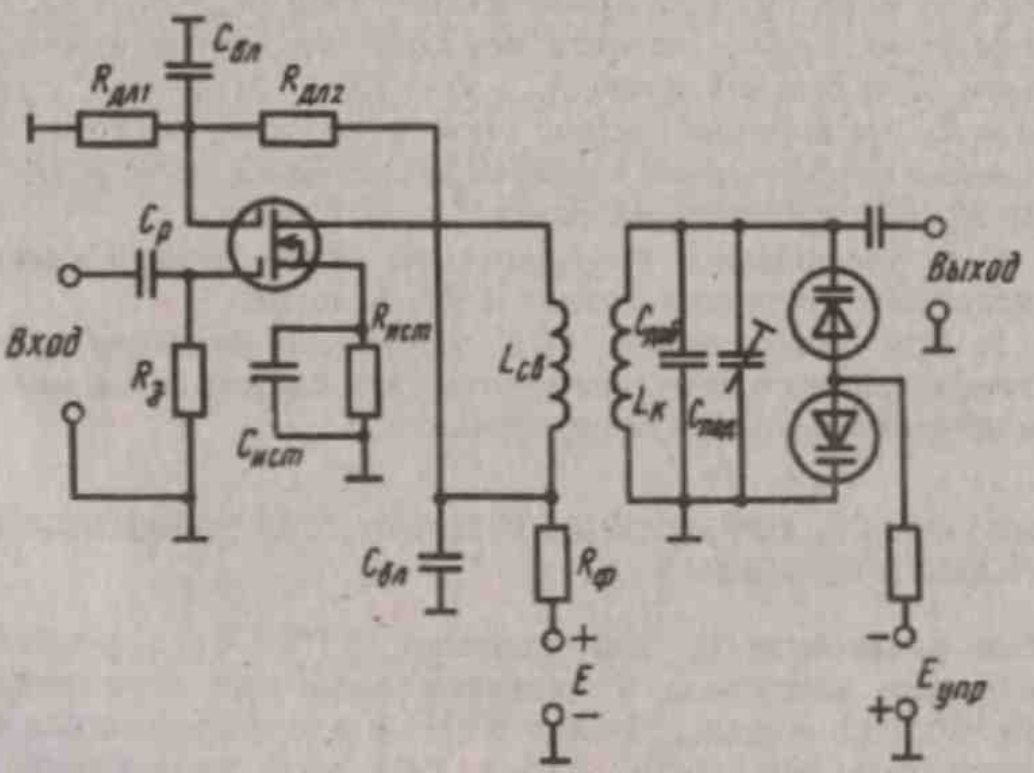


Рис. 3.30

ния автоматической регулировки усиления.

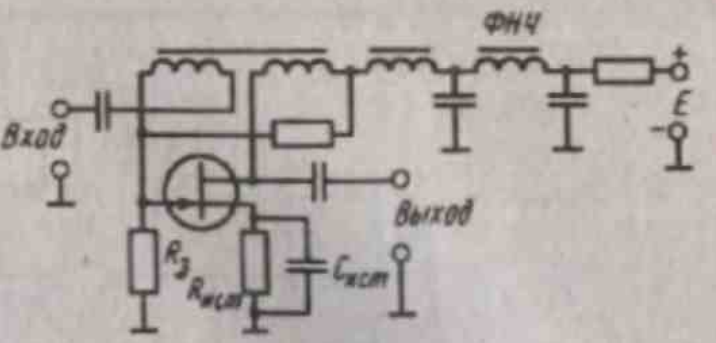


Рис. 3.31

В ряде приемников, например в некоторых профессиональных РПУ, УРЧ усиливает сигнал в широкой полосе частот. Вариант схемы такого УРЧ отечественного профессионального коротковолнового РПУ показан на рис. 3.31. Он представляет собой однотранзисторный усилитель на мощном полевом транзисторе, охваченный глубокой ООС за счет включенного в цепь стока и затвора широкополосного согласующего трансформатора, что обеспечивает необходимое усиление, лучшее согласование сопротивления по входу и выходу и высокую линейность амплитудной характеристики. Нагрузкой УРЧ служит фильтр нижних частот.

Широкополосный УРЧ может иметь интегральное исполнение, например на ИС К175УВ1Б (рис. 3.32, *а*) при типовой схеме включения ИС (рис. 3.32, *б*). Верхняя граничная частота этой ИС не менее 45 МГц, нижняя зависит от емкостей разделительных конденсаторов C_1, C_4. Входное сопротивление не менее 1 кОм, коэффициент шума не выше 12 дБ, коэффициент усиления по напряжению не менее 10. Допускается работа ИС на нагрузку $R_н \geqslant 200$ Ом и $C_н \leqslant 10$ пФ либо на последовательный резонансный контур.

На частотах выше 30 МГц находят применение УРЧ с УЭ, включенным по схеме с ОБ, общим затвором (для полевых транзисторов). В подобных усилителях область базы (затвора) тран-

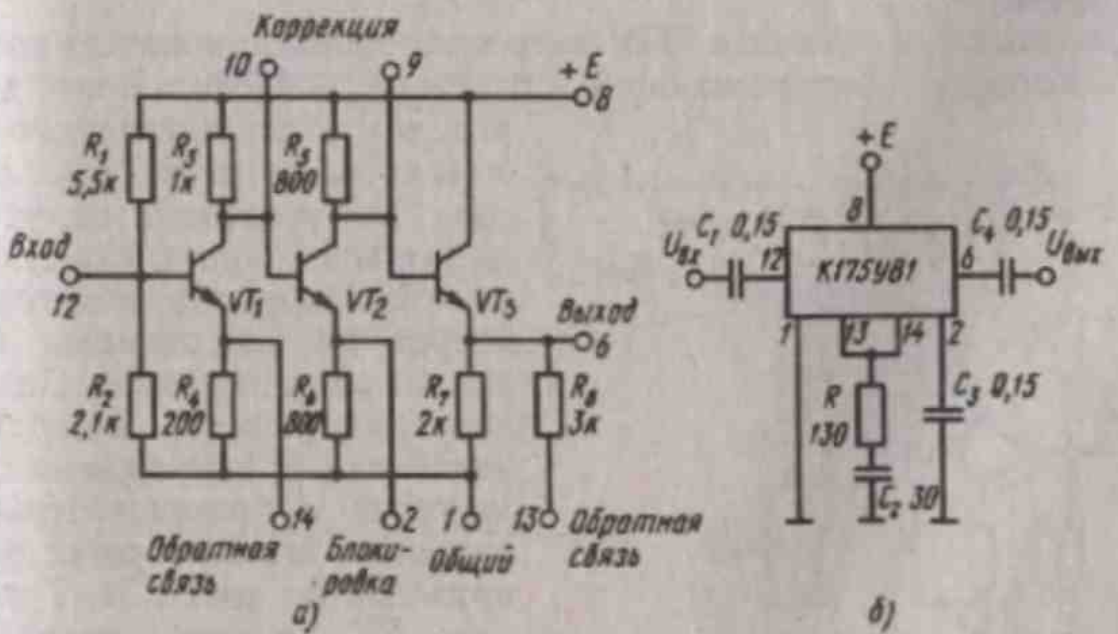


Рис. 3.32

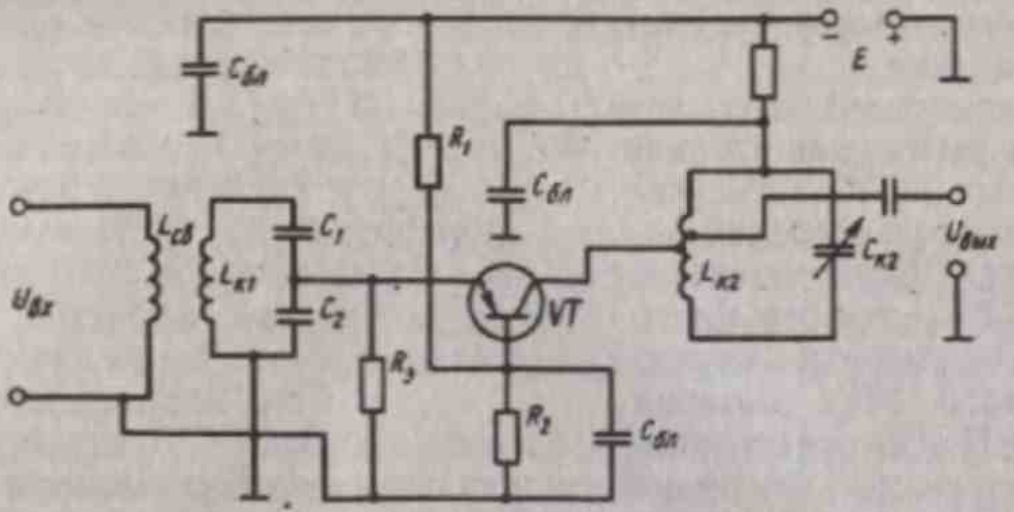


Рис. 3.33

зистора при соединении ее с общей точкой схемы резко ослабляет емкостную связь между входом и выходом усилителя, тем самым повышая его устойчивость. При этом $f_{h21б}$ во много раз выше $f_{h21э}$, поэтому транзистор работоспособен в более широкой полосе частот. Вариант схемы УРЧ *на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОБ*, показан на рис. 3.33; в усилителе использовано последовательное питание коллекторной цепи транзистора, связь транзистора с выходным контуром автотрансформаторная, с входным контуром — через емкостной делитель, связь входного контура с источником сигнала трансформаторная, а выходного контура с последующим каскадом автотрансформаторная. Усилитель (рис. 3.33) используется в массовых, недорогих приемниках УКВ. Обычно входной контур настраивается на среднюю частоту радиовещательного диапазона УКВ, а выходной контур узкополосный, перестраиваемый.

Широкое применение в РПУ метрового диапазона нашли *каскодные усилители*, обеспечивающие устойчивое усиление, более высокое, чем у двухкаскадного усилителя на этих же транзисторах. Эти усилители могут выполняться по схеме как с последовательным питанием транзисторов по постоянному току, так и с параллельным. Один из вариантов схемы каскодного усилителя на биполярных транзисторах с последовательным питанием коллекторных цепей приведен на рис. 3.34. Транзистор VT_1 первого каскада каскодного усилителя включен

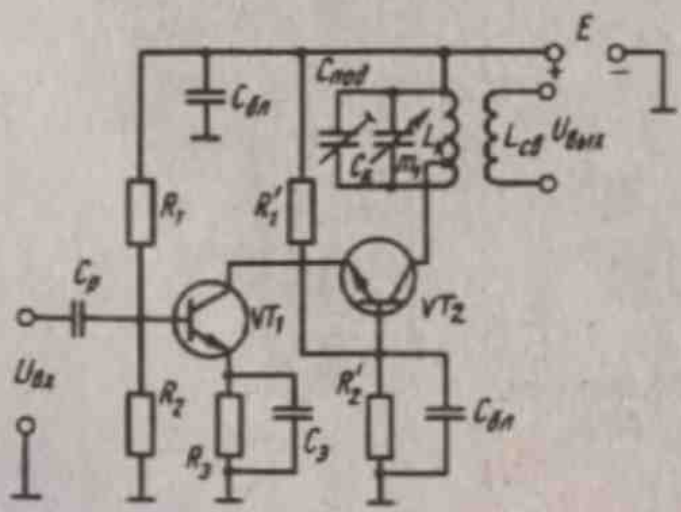


Рис. 3.34

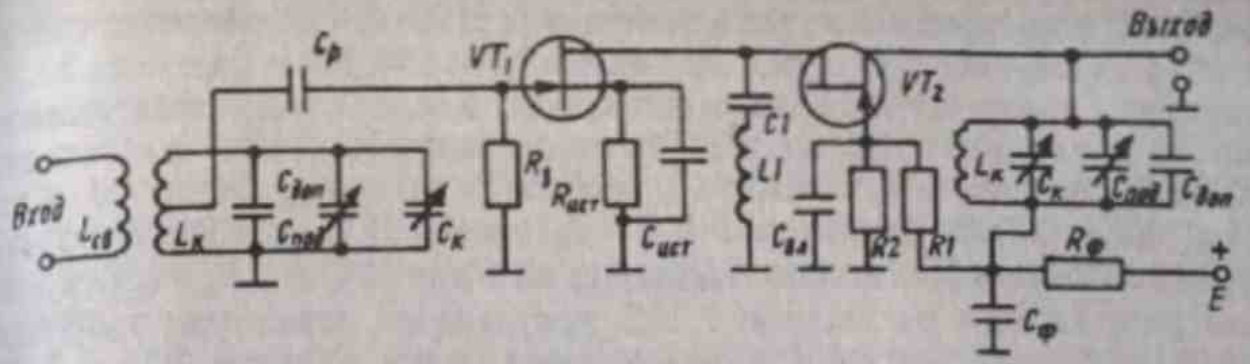


Рис. 3.35

по схеме с ОЭ, что обеспечивает достаточно высокое входное сопротивление усилителя; при этом селективность избирательной цепи источника сигнала снижается незначительно. Нагрузкой коллекторной цепи VT_1 служит малое входное сопротивление второго каскада каскодного усилителя, выполненного по схеме с ОБ. По этой причине первый каскад усилителя обеспечивает усиление сигнала практически только по мощности, а второй — по напряжению; в целом усилитель обеспечивает высокое усиление и по мощности, и по напряжению.

Находит применение каскодный усилитель на полевых транзисторах (рис. 3.35). Транзистор первого каскада включен по схеме с общим истоком, второго — по схеме с общим затвором. По постоянному току оба транзистора включены последовательно.

Каскодные усилители широко применяются в ИС (219УВ1, 235УВ1, К2УС247, 2УС283). Рассмотрим схему одноконтурного УРЧ (рис. 3.36, *б*) на ИС 235УВ1 (рис. 3.36, *а*). Усилительная часть

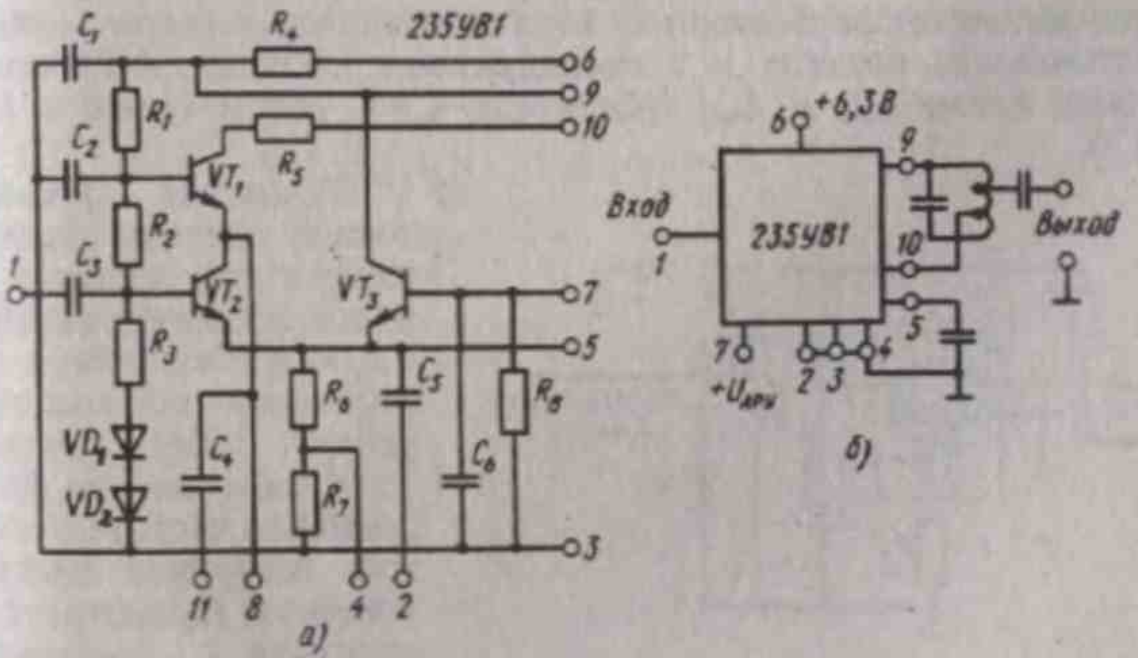


Рис. 3.36

этой ИС выполнена по каскодной схеме ОЭ—ОБ (транзисторы VT_3 и VT_1). Коэффициент шума ИС на частоте 150 МГц не выше 7 дБ, крутизна проходной характеристики не менее 7 мА/В (на частоте 10 МГц не менее 20 мА/В). Входное сопротивление на частоте 10 МГц не менее 0,5 кОм, $C_{вх}$ менее 25 пФ, $R_{вых}$ более 30 кОм, $C_{вых}$ около 6 пФ. Резисторы R_1 — R_3, диоды VD_1 и VD_2 образуют термозависимый делитель смещения на базы VT_1 и VT_2. Регулировкой напряжения на выходе 7 ИС достигается изменение эмиттерного тока транзистора VT_3, а следовательно, и токов VT_1 и VT_2. Таким образом, регулируется коэффициент усиления УРЧ.

С повышением рабочей частоты индуктивность и емкость резонансного контура уменьшаются, и в диапазоне дециметровых волн катушка индуктивности вырождается в один виток, а в качестве конденсатора может использоваться емкость между концами проводов. При этом контур превращается в отрезок резонансной линии. Колебательные контуры с резонансными линиями используются в диапазонах дециметровых и сантиметровых волн. Связь резонансной линии с внешними цепями, как правило, либо трансформаторная, реализуемая с помощью витка, либо автотрансформаторная, реализуемая с помощью отвода от части резонансной линии. В последнее время находят широкое применение полосковые резонансные линии, выполняемые по технологии печатного монтажа на поверхности диэлектрических пластин. В качестве примера на рис. 3.37 приведена схема *транзисторного УРЧ дециметрового диапазона*; транзистор усилителя включен по схеме с ОБ (база транзистора по переменному току заземлена через проходной конденсатор C_3). Резонансный контур усилителя образован четвертьволновой полосковой линией *Л* и емкостью варикапа. Коллекторное питание подается на транзистор через полосковую линию; используется автотрансформаторное подключение коллектора к линии. С источником сигнала и с последующим каскадом УРЧ связан петлями связи $L_{св1}$ и $L_{св2}$ (усилители СВЧ рассмотрены в § 5.4 и 12.3).

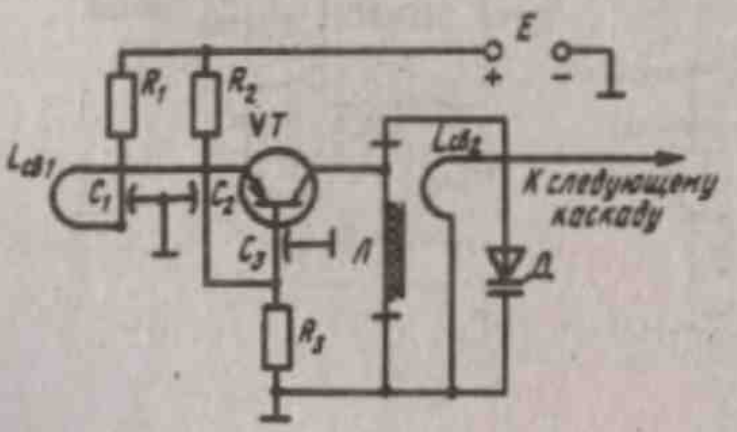


Рис. 3.37

Усилители промежуточной частоты предназначены для усиления сигналов промежуточной частоты и обеспечения селективности по соседнему каналу. Как правило, УПЧ работают на фиксированной частоте и содержат несколько каскадов усиления. Существует два варианта построения УПЧ: с распределенной

и сосредоточенной селективностью. В первом варианте все (или большинство) каскады УПЧ резонансные, при этом результирующая АЧХ определяется перемножением АЧХ отдельных каскадов. Во втором варианте результирующая АЧХ всего УПЧ определяется в основном фильтром сосредоточенной селекции, являющимся нагрузкой одного из каскадов УПЧ; остальные каскады УПЧ могут быть либо апериодическими, либо одноконтурными широкополосными.

Схемы *апериодических* УПЧ аналогичны схемам резисторных каскадов предварительного усиления. Схемы одноконтурных резонансных УПЧ аналогичны схемам одноконтурных УРЧ с фиксированной настройкой, при этом для построения одноконтурных УПЧ широко применяются ИС. На рис. 3.38, *б* приведена схема УПЧ с резонансной одноконтурной нагрузкой на ИС К2УС242 (рис. 3.38, *а*) — однокаскадный универсальный усилитель. При включении ИС по схеме рис. 3.38, *б* резистор R_2 используется в качестве нагрузочного, резистор R_3 обеспечивает стабильность режима транзистора, конденсатор C_2 устраняет ООС, обусловленную R_3; R_4C_3 — фильтр в цепи питания; смещение на базу транзистора подают от внешнего источника питания на вывод *2*, резонансный контур включен между выводами *8* и *4*, напряжение питания подается на вывод *9*. Микросхему можно использовать в диапазоне 0,15—30 МГц. На частоте 10 МГц микросхема обеспечивает при включении транзистора по схеме ОЭ $R_{вх}=150$ Ом и крутизну передаточной характеристики 25 мА/В. Одноконтурные усилители широко применяются в УПЧ радиолокационных приемников. Для повышения устойчивости подобные УПЧ часто выполняют по каскодной схеме, используя, например, ИС 219УВ1, 235УР2, 235УР3, 2УС282.

Полосовые УПЧ с двухконтурным фильтром могут, например, использоваться в тракте промежуточной частоты приемников диапазона УКВ.

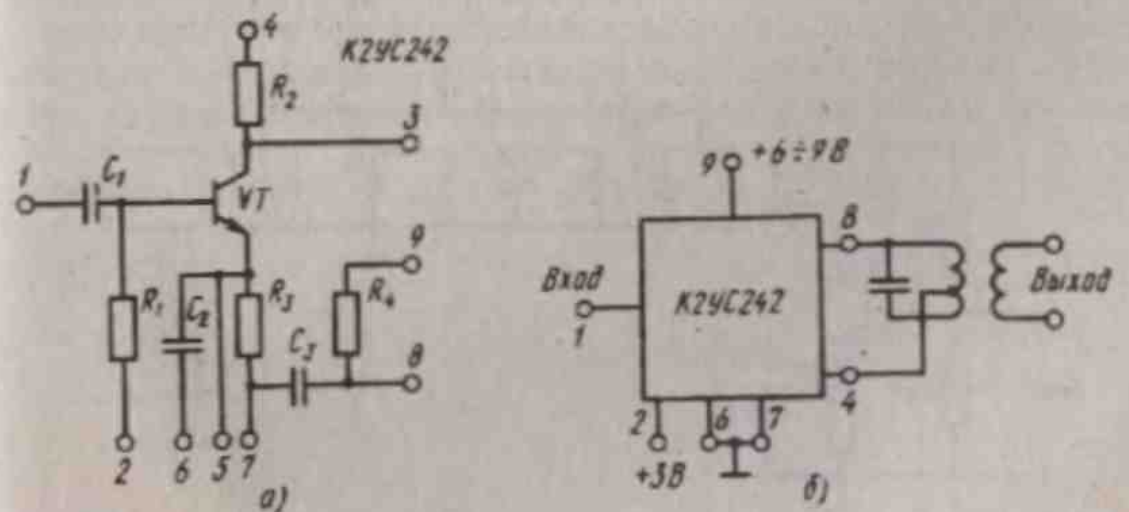


Рис. 3.38

Основное распространение нашли УПЧ с фильтром сосредоточенной селекции (ФСС). Обычно ФСС является нагрузкой преобразователя частоты, а последующие каскады УПЧ в основном обеспечивают необходимое усиление. Усилители с ФСС позволяют получить АЧХ УПЧ, достаточно близкую к идеальной прямоугольной и более стабильную.

Фильтры сосредоточенной селекции. Находят применение следующие виды ФСС: на дискретных *LC*-элементах, электромеханические, кварцевые и пьезокерамические.

Фильтры на дискретных *LC*-элементах состоят из ряда колебательных контуров, связь между которыми может быть индуктивной (см. рис. 3.20) или емкостной. На рис. 3.39 приведена схема УПЧ с ФСС, состоящим из трех двухконтурных звеньев, согласованных по волновому сопротивлению, с емкостной связью между контурами. Связь ФСС с УЭ и последующим каскадом трансформаторная, возможен вариант схемы с автотрансформаторной связью. Степень связи с ФСС выбирают, исходя из согласования выходного сопротивления УЭ и входного сопротивления последующего каскада с волновым сопротивлением ФСС. Для ослабления магнитных связей между катушками их обычно помещают в экран. Внешние контуры L_1C_1 и L_4C_4 являются полузвеньями ФСС.

Развитие микроэлектроники привело к значительным достижениям в разработке селективных цепей, таких, как ФСС с использованием механического резонанса и активных фильтров без катушек. К ФСС с использованием механического резонанса относятся электромеханические, кварцевые и пьезокерамические фильтры. Достоинствами этих ФСС являются малые размеры и высокая стабильность показателей. Принцип действия этих ФСС состоит в преобразовании электрических колебаний в механические, затем в передаче этих механических колебаний в резонансную систему и в обратном преобразовании колебаний выходного резонатора в электри-

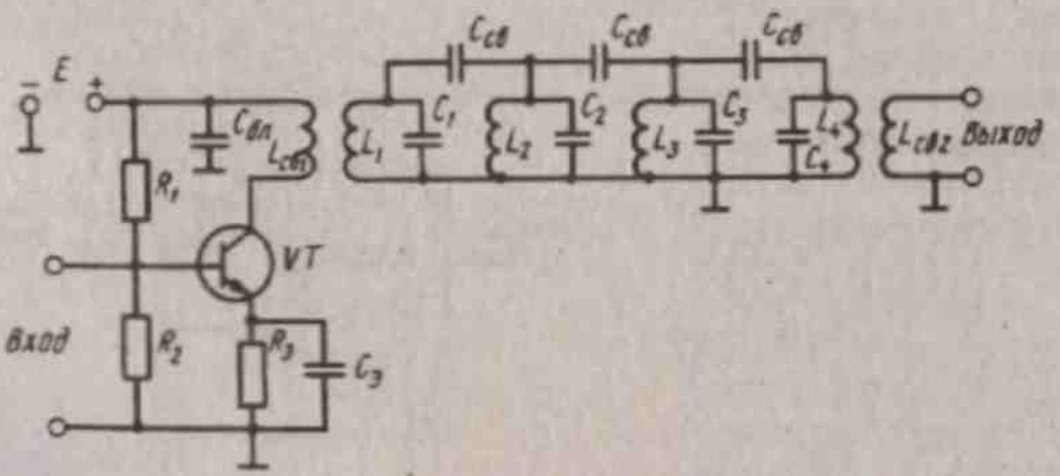


Рис. 3.39

ческие. В качестве резонансной системы могут использоваться механические резонаторы, кварцевые и керамические пластины.

Электромеханические фильтры с механическими резонаторами (рис. 3.40) преобразуют электрические колебания в механические и, наоборот, с помощью магнитострикционных электромеханических преобразователей *П1* и *П2*. На рис. 3.40 обозначено: *МР* — механические резонаторы (металлические диски), *С* — упругие связи между резонаторами. Каждый преобразователь состоит из катушки индуктивности L_1 (L_2) с магнитострикционным стержнем МС. При протекании через катушку L_1 тока высокой частоты в магнитострикционном стержне возникают при наличии постоянного магнита *М1* продольные механические колебания с частотой сигнала, которые вызывают колебания в механических резонаторах. Эти колебания через упругие связи передаются к последнему резонатору и в преобразователе *П2* преобразуются в выходное напряжение. Колеблющийся резонатор по своим свойствам эквивалентен колебательному *LC*-контуру с очень высокой добротностью, упругие связи эквивалентны емкости $C_{св}$.

В качестве примера приведем данные фильтра ЭМПФ-5-465-6 на частоту 465 кГц: полоса пропускания на уровне 3 дБ — 5,6...6,4 кГц, избирательность по соседнему каналу — 56 дБ, $R_{вх}=10$ кОм, $R_{вых}=1$ кОм, затухание в полосе пропускания — 8,5 дБ. Схема УПЧ с электромеханическим фильтром (ЭМФ) показана на рис. 3.41.

Кварцевые фильтры в отличие от электромеханических не содержат специальных электромеханических преобразователей, поскольку эти преобразования происходят непосредственно в *кварцевом резонаторе*. Резонатор представляет собой пластину, вырезанную из кристалла кварца и помещенную между двумя металлическими электродами. Кварцевые пластины обладают пьезоэлектрическим эффектом: при деформации пластины на ее поверхности появляются электрические заряды (прямой пьезоэлектрический эффект), при действии электрического поля в пластине возникают механические деформации (обратный пьезоэлектрический эффект). Характер деформации пластины зависит от полярности приложен-

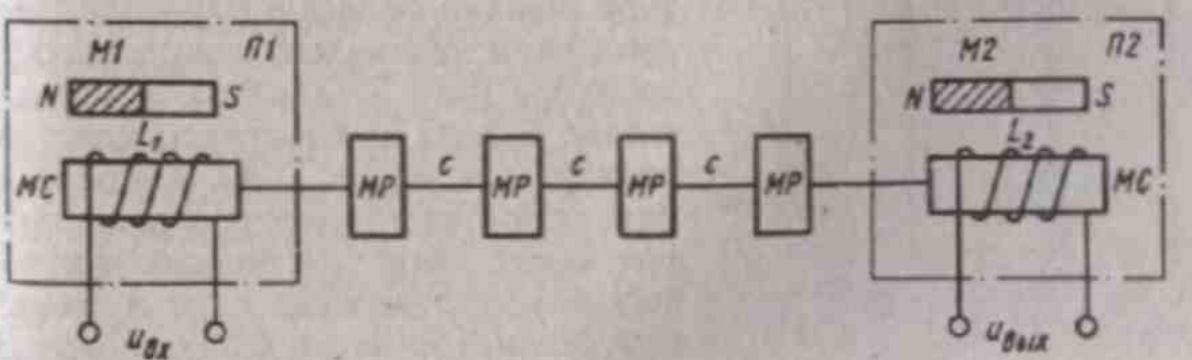


Рис. 3.40

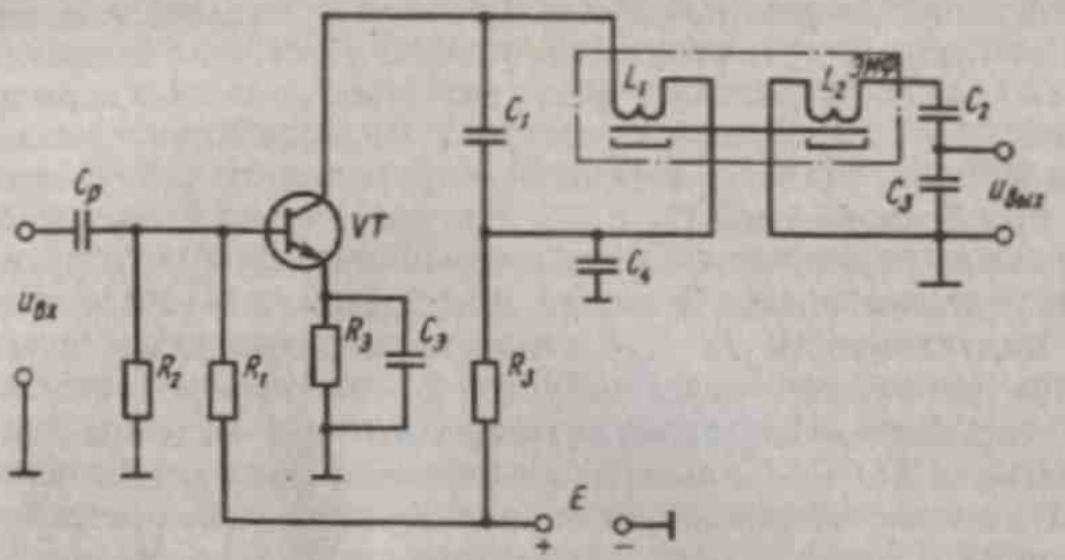


Рис. 3.41

ного напряжения; если напряженне переменное, то в пластине возникают механические (упругие) колебания. Таким образом, кварцевая пластина преобразует подводимое к ней электрическое колебание в механическое, и наоборот.

Кварцевая пластина, как всякое упругое тело, обладает резонансной частотой механических колебаний, зависящей от ее размеров. Чем меньше размеры кварцевой пластины, тем выше резонансная частота механических колебаний. Следовательно, можно подобрать такие размеры кварцевой пластины, чтобы ее резонансная частота механических колебаний была близка частоте переменного напряжения, прикладываемого к пластине. Включенный в электрическую цепь резонатор для электрических колебаний представляет собой обычную резонансную систему, т. е. обладает свойствами колебательного контура.

Параметры такого контура отличаются от параметров LC-контура: во-первых, в таком контуре внешние воздействия мало влияют на резонансную частоту; во-вторых, контур обладает очень высокой добротностью (порядка 10^4—10^6). Напомним, что добротность LC-контура обычно не выше 200—300. Электрический эквивалент кварцевого резонатора (рис. 3.42, *а*) с электродами в виде пленки на кварцевой пластине, показанный на рис. 3.42, *б*, представляет собой электрическую цепь, которая имеет такие же полные электрические сопротивления, что и кварцевый резонатор на частотах вблизи резонанса. Индуктивность $L_{кв}$ характе-

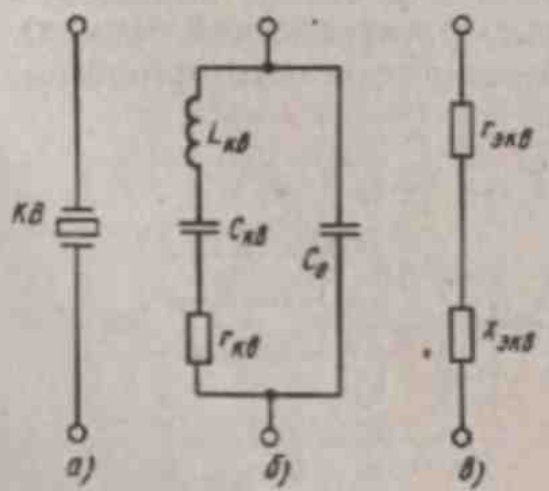


Рис. 3.42

ризует колеблющуюся массу кварцевой пластины; емкость $C_к$ — величину, обратную упругости пластины; сопротивление $r_к$ учитывает потери на трение, а также потери энергии при преобразовании механических колебаний в электрические; C_0 — емкость между выводами кварцевого резонатора на частотах, отличных от резонансной. Эквивалентное сопротивление контура кварцевого резонатора (рис. 3.42, *в*) $\dot{Z}_{экв} = r_{экв} + jX_{экв}$.

Разрабатываются и совершенствуются новые типы фильтров, базирующиеся на достижениях акустоэлектроники, микроэлектроники и др. Так, в современных РПУ достаточно широко используются *монолитные кварцевые фильтры*, представляющие собой решетку из электродов, попарно осажденных на поверхности кварцевой подложки. Пары электродов действуют как резонаторы, а участки между ними — как элементы связи. По сравнению с кварцевыми фильтрами из дискретных компонентов монолитные фильтры обладают более высокой надежностью и позволяют обеспечить дальнейшую миниатюризацию РПУ. Их диапазон рабочих частот 2,5—150 МГц, полоса пропускания 0,001—0,3% от средней частоты фильтра; стабильность параметров (1,5—2) 10^{-6} в интервале температур от −10 до +15°С. Однако с увеличением верхней границы диапазона рабочих частот усложняется задача согласования монолитных фильтров с внешними цепями. Одно из решений этой задачи — создание в виде одной гибридно-пленочной ИС монолитных кварцевых фильтров с согласующими цепями и усилителем.

Кварцевый фильтр (рис. 3.43, *а*) профессионального КВ РПУ выделяет промежуточную частоту 45 МГц. Фильтр имеет полосу пропускания 15 кГц на уровне 3 дБ, за пределами полосы пропускания затухание составляет 50 дБ. Поскольку входное и выходное сопротивления фильтра равны 7000 Ом, необходимы цепи для согласования с предыдущим и последующим каскадами. С учетом согласующих цепей и дополнительной экранировки фильтр обеспечивает результирующее внеполосное затухание около 70 дБ. Частотная характеристика (рис. 3.43, *б*) типична для кварцевых фильтров.

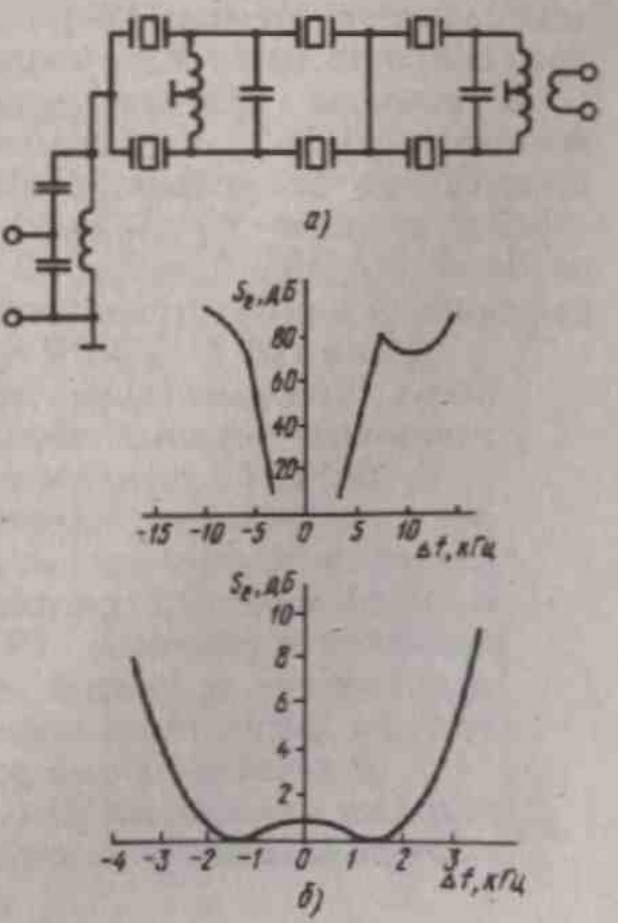


Рис. 3.43

Фильтры на поверхност-

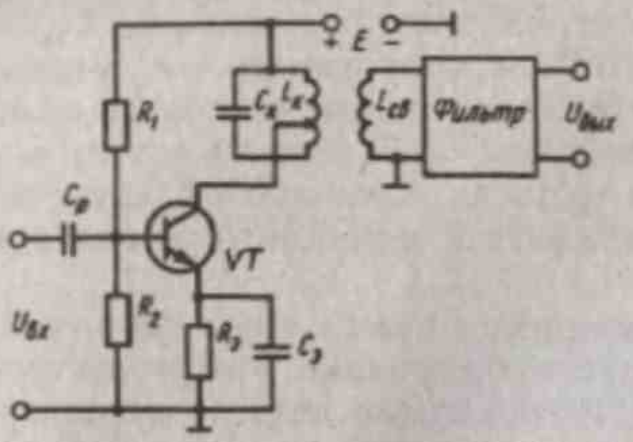


Рис. 3.44

ных акустических волнах обладают рядом достоинств, в том числе малыми габаритами и массой, низкой стоимостью и высокой воспроизводимостью параметров. При подведении сигнала к входной паре электродов на поверхности пластины возбуждаются акустические волны, которые распространяются в направлении второй пары электродов. Достигнув ее, акустические волны вызывают в ней электрические колебания, которые возбуждают акустическую волну по направлению к третьей паре электродов, и т. д.

Пьезокерамические фильтры выполняются аналогично монолитным кварцевым фильтрам, однако решетка электродов наносится на поверхность пьезокерамической подложки. Эти фильтры более просты в изготовлении, обладают малым затуханием в полосе пропускания и высоким коэффициентом прямоугольности АЧХ. Однако за пределами полосы пропускания имеются паразитные полосы пропускания, что требует включения перед фильтром резонансного контура (рис. 3.44), обеспечивающего согласование выходного сопротивления УЭ с входным сопротивлением фильтра.

В качестве примера приведем данные пьезокерамического фильтра ФП1П-23 на промежуточную частоту 465 кГц: полоса пропускания по уровню 6 дБ—9,5 кГц, селективность при расстройке ± 9 кГц—40 дБ, вносимое затухание в полосе пропускания не более 9,5 дБ, $R_{вх} = R_{вых} = 2$ кОм. Находят применение в УПЧ приемников и пьезомеханические фильтры.

Выводы. 1. *В УРЧ приемников наиболее широко используются одноконтурные транзисторные усилители. Высокое устойчивое усиление обеспечивают каскодные УРЧ.*

2. *В УПЧ с распределенной селекцией большая часть каскадов — резонансные, при этом результирующая АЧХ УПЧ определяется произведением АЧХ отдельных каскадов. В УПЧ с сосредоточенной селекцией результирующая АЧХ УПЧ определяется в основном АЧХ фильтра сосредоченной селекции, являющегося нагрузкой одного из каскадов УПЧ; остальные каскады могут быть апериодическими или широкополосными.*

3. *В качестве фильтров сосредоточенной селекции в УПЧ находят применение фильтры на дискретных LC-элементах, электромеханические, кварцевые и пьезокерамические.*

Глава 4

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

§ 4.1. НАЗНАЧЕНИЕ, СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ПРИНЦИП РАБОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Назначение. Преобразователи частоты (ПрЧ) служат для переноса спектра частот из одной области в другую без изменения характера модуляции. Они являются частью супергетеродинного приемника (см. § 1.2). В результате преобразования получается новое значение частоты $f_{пр}$, называемой *промежуточной*. Частота $f_{пр}$ может быть как выше, так и ниже частоты сигнала f_c; в первом случае происходит преобразование частоты вверх, во втором — вниз. Как видно из диаграмм напряжений на входе и выходе ПрЧ (рис. 4.1), при преобразовании частоты закон модуляции $u_{вх}$ (в данном примере — амплитудной) не нарушается, а изменяется только частота несущего колебания на выходе преобразователя. Согласно рис. 4.2, спектр преобразованного колебания сместился по оси частот влево (для $f_{пр} < f_c$); при этом характер спектра не изменился. На рис. 4.2 F — частота модулирующего колебания; f_c и $f_{пр}$ — несущие частоты для $u_{вх}$ и $u_{пр}$.

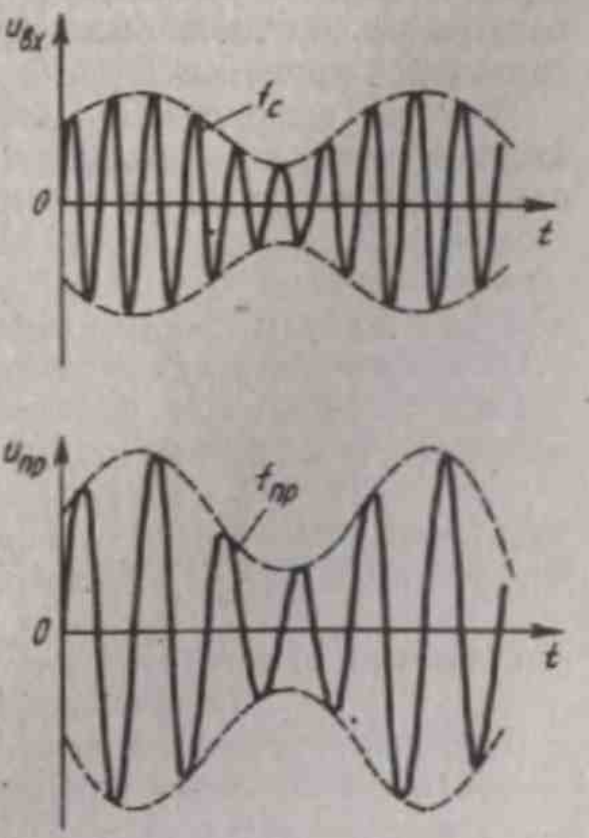


Рис. 4.1

Структурная схема и принцип работы. Для преобразования частоты в радиоприемниках используются *линейные цепи с периодически меняющимися параметрами*. Структурная схема преобразования частоты, показанная на рис. 4.3, содержит преобразовательный элемент *ПЭ*, гетеродин *Г* и фильтр *Ф*. Режим работы ПЭ периодически во времени меняется под действием напряжения ге-

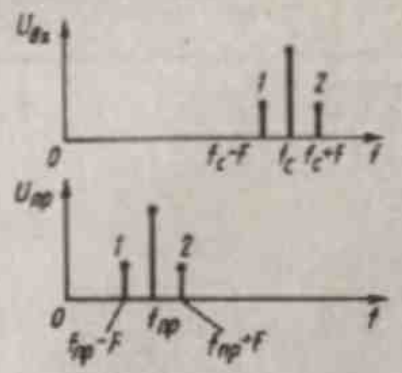


Рис. 4.2

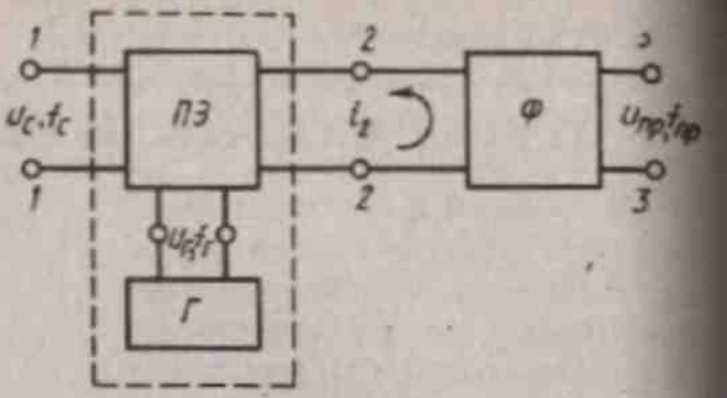


Рис. 4.3

теродина с частотой гетеродина $f_г$. В результате изменяется крутизна ВАХ преобразовательного элемента, что приводит к преобразованию сигнала. Положим, что к ПЭ со строго квадратичной ВАХ $i_2 = f(u)$ (рис. 4.4) приложены напряжение гетеродина $u_г$ и некоторое начальное напряжение смещения $E_{см}$; при этом $u = u_г + E_{см}$. Под действием напряжения гетеродина рабочая точка ПЭ начинает периодически изменяться во времени и, как следует из рис. 4.4, крутизна S в рабочей точке также будет периодически меняться от S' до S''. Так как $S = \mathrm{d}i_2/\mathrm{d}u$, то при квадратичной ВАХ зависимость крутизны S от напряжения u линейна. Следовательно, при косинусоидальном напряжении $u_г$ крутизна S изменяется также по косинусоидальному закону и содержит постоянную составляющую и первую гармонику. Тогда $S(t) = S_0 + S_1 \cos \omega_г t$, где S_0 — постоянная составляющая крутизны ПЭ; S_1 — амплитуда первой гармоники крутизны ПЭ.

Ток на выходе ПЭ $i_2 \approx S(t)\, u_c$. Эта формула приближенная, поскольку она не учитывает ток сопротивления нагрузки. Пусть на входе ПЭ действует сигнал $u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$, где U_c, φ_c — функ-

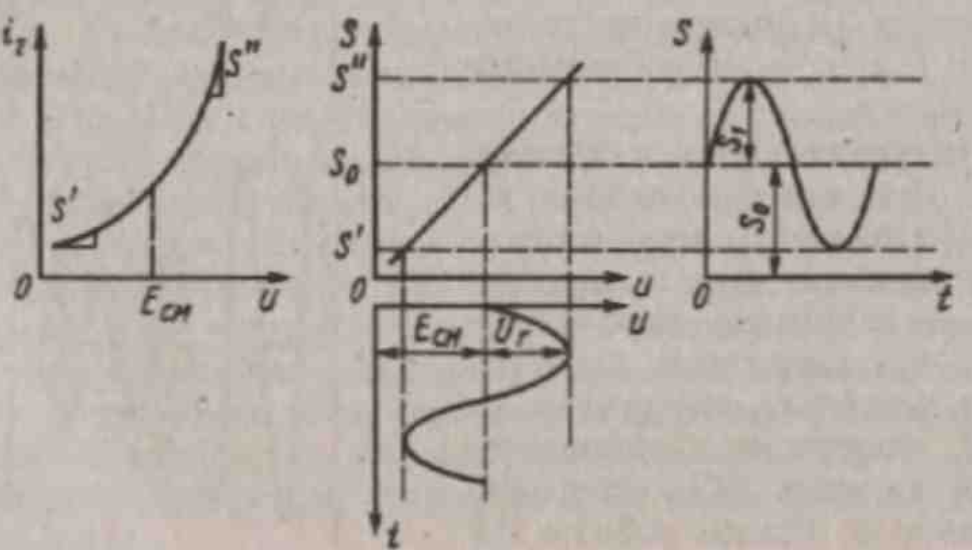


Рис. 4.4

ции времени. Подставив в выражение для тока i_2 значения $S(t)$ и u_c, получим $i_2 \approx (S_0 + S_1 \cos \omega_г t)\, U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$. Используя правило перемножения косинусов, запишем

$$i_2 \approx S_0 U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + 0{,}5 S_1 U_c \cos[(\omega_г + \omega_c)\, t + \varphi_c] + \\ + 0{,}5 S_1 U_c \cos[(\omega_г - \omega_c)\, t - \varphi_c]. \quad (4.1)$$

Согласно (4.1), ток на выходе ПЭ содержит составляющие трех частот: частоты сигнала f_c, суммарной частоты $f_г + f_c$ и разностной частоты $f_г - f_c$. Из составляющих выходного тока используют только, как правило, составляющую разностной частоты (полезная составляющая):

$$i_{2\,вых} = 0{,}5 S_1 U_c \cos[(\omega_г - \omega_c)\, t - \varphi_c]. \quad (4.2)$$

Фильтр на выходе преобразователя частоты выделяет только эту составляющую выходного тока, поэтому напряжение на выходе преобразователя определяется током $i_{2\,вых}$. Согласно (4.2), амплитуда полезной составляющей выходного тока пропорциональна амплитуде сигнала U_c, следовательно, при преобразовании частоты закон изменения амплитуды сигнала (амплитудная модуляция) сохраняется. Фаза тока $i_{2\,вых}$ также соответствует фазе исходного сигнала φ_c, т. е. при преобразовании частоты фазовая модуляция сохраняется. Амплитуда тока $i_{2\,вых}$ зависит от амплитуды гармоники крутизны S_1. При $U_г = 0$, как следует из рис. 4.4, $S_1 = 0$; $i_{2\,вых} = 0$ (преобразования по частоте не происходит). Чем больше $U_г$, тем больше S_1, а следовательно, больше амплитуда тока $i_{2\,вых}$ и амплитуда напряжения на выходе преобразователя.

В зависимости от вида ПЭ ПрЧ подразделяют на *диодные, транзисторные, интегральные*. В зависимости от числа ПЭ выделяют следующие виды преобразователей: *простые* (один ПЭ), *балансные* (два ПЭ), *кольцевые* (четыре ПЭ). Если $f_{пр} = f_c - f_г$, то положение боковых полос сигнала относительно несущей частоты после преобразования частоты не изменяется (*неинвертирующий преобразователь частоты*). Если $f_{пр} = f_г - f_c$, то боковые полосы после преобразования меняются местами, нижняя становится верхней, и наоборот (*инвертирующий преобразователь частоты*).

Выводы. 1. *При преобразовании частоты закон модуляции входного напряжения не нарушается, а изменяется только несущая частота.*

2. *Для преобразования частоты используются линейные цепи с периодически меняющимися параметрами.*

3. *Под действием напряжения гетеродина периодически во времени меняется режим работы ПЭ, в результате чего меняется с частотой $f_г$ крутизна ПЭ. При этом ток на выходе ПЭ содержит помимо составляющей с частотой сигнала ряд ком-*

бинационных составляющих, одна из которых с частотой $f_{пр}$ (обычно $f_c - f_г$ или $f_г - f_c$), *выделяемая фильтром, создает напряжение на выходе преобразователя частоты.*

§ 4.2. ОСНОВЫ ЛИНЕЙНОЙ ТЕОРИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Цель анализа. При анализе преобразователя частоты по аналогии с резонансными усилителями (см. § 3.2) решают две задачи: 1) определяют выходное напряжение $u_{пр}$, для чего находят полезную составляющую тока $i_{2\,пол}$ промежуточной частоты, которая совпадает с резонансной частотой фильтра, после чего рассчитывают основные показатели преобразователя — коэффициент усиления, АЧХ, ФЧХ и т. д.; 2) находят составляющую входного тока преобразователя на частоте сигнала f_c, создающую нагрузку для источника сигнала. Анализ проведем при следующих допущениях:

1) полагаем, что на ПЭ (см. рис. 4.3) действуют три гармонических напряжения:

$$u_г = U_г \cos \omega_г t,\ u_c = U_c \cos \omega_c t,\ u_{пр} = U_{пр} \cos \omega_{пр} t. \qquad (4.3)$$

Напряжения на входном и выходном фильтрах создаются входными и выходными токами различных комбинационных частот. Обычно эти напряжения малы, поскольку сопротивления фильтров для комбинационных частот незначительны;

2) считаем $U_c \ll U_г$; $U_{пр} \ll U_г$, т. е. полагаем ПЭ работающим в *линейном режиме относительно напряжения сигнала*; относительно напряжения гетеродина ПЭ всегда работает в нелинейном режиме;

3) ПЭ является безынерционным устройством, не содержащим емкостных и индуктивных элементов; поэтому его ток не зависит от производных или интегралов приложенных к ПЭ напряжений. Для безынерционного ПЭ входной и выходной токи определяются статическими ВАХ:

$$i_1 = i_{вх} = f_1 (u_г, u_c, u_{пр}), \qquad (4.4)$$

$$i_2 = i_{вых} = f_2 (u_г, u_c, u_{пр}). \qquad (4.5)$$

Определение полезной составляющей выходного тока. Для нахождения $i_{2\,пол}$ воспользуемся выражением (4.5). Так как u_c и $u_{пр}$ малы, то ток $i_2 = f_2 (u_г, u_c, u_{пр})$ можно разложить в ряд Тейлора по двум переменным, ограничившись учетом членов ряда с u_c и $u_{пр}$ в первой степени:

$$i_2 = f_2 (u_г) + \frac{\partial f_2}{\partial u_c} u_c + \frac{\partial f_2}{\partial u_{пр}} u_{пр}, \qquad (4.6)$$

где $f_2 (u_г) = i_{вых} (u_г) = i_{вых\,г} (t)$ — ток на выходе ПЭ при действии напряжения гетеродина; $\partial f_2 / \partial u_c = \partial i_{вых} / \partial u_c = Y_{21} (t) = S (t)$ — крутизна ПЭ,

периодически изменяющаяся во времени под действием напряжения гетеродина; $\partial f_2/\partial u_{пр} = \partial i_{вых}/\partial u_{пр} = Y_{22}(t) = g_i(t)$ — внутренняя проводимость ПЭ, изменяющаяся во времени под действием напряжения гетеродина.

Согласно линейной теории ПрЧ, в выражении (4.6) учитывают первые три члена; при этом ток i_2 линейно зависит от u_c и $u_{пр}$. С учетом принятых обозначений формулу (4.6) можно переписать в виде

$$i_2 = i_{вых\,г}(t) + S(t)\,u_c + g_i(t)\,u_{пр}. \qquad (4.7)$$

Поскольку коэффициенты, входящие в (4.7), периодически с частотой $f_г$ меняются во времени, их можно представить рядами Фурье:

$$i_{вых\,г}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos n\omega_г t; \qquad (4.8)$$

$$S(t) = \sum_{k=0}^{\infty} S_k \cos k\omega_г t; \qquad (4.9)$$

$$g_i(t) = \sum_{m=0}^{\infty} g_{im} \cos m\omega_г t. \qquad (4.10)$$

Ряды (4.8)—(4.10) содержат только косинусоидальные члены, так как $u_г = U_г \cos \omega_г t$, а ПЭ считаем безынерционным. Подставив (4.8)—(4.10) в (4.7), получим

$$i_2 = \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos n\omega_г t + \sum_{k=0}^{\infty} S_k U_c \cos k\omega_г t \cos \omega_c t + \sum_{m=0}^{\infty} g_{im} U_{пр} \cos m\omega_г \cos \omega_{пр} t. \qquad (4.11)$$

Составляющая тока $i_{вых\,г}$ не содержит полезной составляющей тока с частотой $\omega_{пр}$. Учитывая правило перемножения косинусов, определяем

$$i_2 = i_{вых\,г}(t) + \sum_{k=0}^{\infty} 0{,}5 S_k U_c [\cos(k\omega_г + \omega_c) t + \cos(k\omega_г - \omega_c) t] + \sum_{m=0}^{\infty} 0{,}5 g_{im} U_{пр} [\cos(m\omega_г + \omega_{пр}) t + \cos(m\omega_г - \omega_{пр}) t]. \qquad (4.12)$$

Преобразование частоты возможно на любой гармонике крутизны:

$$f_{пр} = kf_г + f_c;\ f_{пр} = kf_г - f_c \text{ при } kf_г > f_c;\ f_{пр} = f_c - kf_г \text{ при } kf_г < f_c. \qquad (4.13)$$

Из этих значений используется только одно. Если при $k=1$

$f_{пр}=|f_г-f_с|$, то преобразование частоты называется *простым*. Если при $k>1$ $f_{пр}=|kf_г-f_с|$, то преобразование частоты называют *комбинационным*; оно возможно из-за появления гармоник крутизны.

Таким образом, из всех составляющих выходного тока только одна с частотой $f_{пр}$ является полезной: $i_{2пол}=I_{вых}\cos\omega_{пр}t$. Тогда, согласно (4.12), амплитуда полезной составляющей выходного тока

$$I_{вых}=0{,}5S_kU_с+g_{i0}U_{пр}, \tag{4.14}$$

где g_{i0} соответствует $m=0$ (только при $m=0$ составляющая тока имеет промежуточную частоту). В выражении (4.14) первое слагаемое характеризует преобразование частоты, второе — реакцию фильтра.

Эквивалентные параметры преобразования частоты. *Крутизна прямого преобразования* по определению крутизны $S_{пр}=I_{вых}/U_с$ при $U_{пр}=0$. Согласно (4.14),

$$S_{пр}=S_k/2, \tag{4.15}$$

где $S_{пр}$ — коэффициент пропорциональности между амплитудой выходного тока промежуточной частоты и амплитудой напряжения сигнала на входе при короткозамкнутом выходе ПЭ. При простом преобразовании $k=1$ и $S_{пр}=0{,}5S_1$; при $k=0$ $S_{пр}=S_0$ преобразования частоты не происходит, преобразователь частоты работает как обычный усилитель сигнала.

Внутренняя проводимость преобразователя частоты, по определению, $g_{iпр}=I_{вых}/U_{пр}$ при $U_с=0$. Тогда, согласно (4.14), внутренняя проводимость преобразователя равна постоянной составляющей внутренней проводимости ПЭ:

$$g_{iпр}=g_{i0}. \tag{4.16}$$

Внутренний коэффициент усиления преобразователя

$$\mu_{пр}=S_{пр}/g_{iпр}. \tag{4.17}$$

С учетом принятых обозначений

$$I_{вых}=S_{пр}U_с+g_{iпр}U_{пр}. \tag{4.18}$$

Методика расчета преобразователей частоты. Формула (4.18) аналогична формуле (3.6) для резонансного усилителя, поэтому расчет преобразователя можно производить по тем же формулам, что и резонансного усилителя, подставляя в них вместо S, g_i и μ эквивалентные параметры $S_{пр}$, $g_{iпр}$, $\mu_{пр}$. Таким образом, расчет преобразователя распадается на две части: сначала находят эквивалентные параметры преобразователя, а затем по ним рассчитывают преобразователь как резонансный усилитель. Уравнение (4.18) соответствует эквивалентной схеме выходной цепи преобразователя частоты на рис. 4.5. Эта схема соответствует эквивалентной схеме усилителя для амплитуд, а не для мгновенных значений.

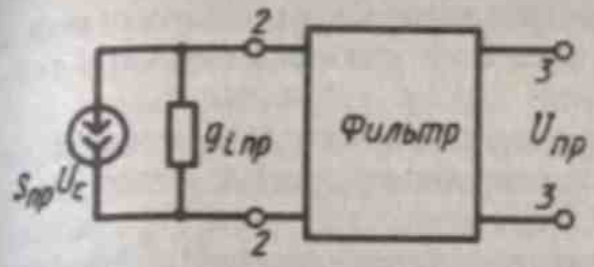


Рис. 4.5

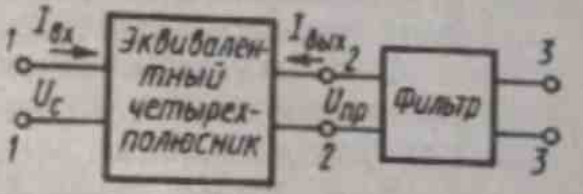


Рис. 4.6

Определение полезной составляющей входного тока. Входной ток находят аналогично току $I_{вых}$. Однако полезную составляющую выходного тока находят на частоте $f_{пр}$, а полезную составляющую входного тока — на частоте f_c, поскольку она выделяется входным контуром. Разложив функцию (4.4) в ряд Тейлора по двум переменным u_c и $u_{пр}$ и ограничиваясь линейными членами, найдем

$$i_1 = f_1(u_г) + \frac{\partial f_1}{\partial u_c} u_c + \frac{\partial f_1}{\partial u_{пр}} u_{пр}, \qquad (4.19)$$

где $f_1(u_г) = i_{вх\,г}(u_г) = i_{вх\,г}(t)$ — ток на входе ПЭ при действии напряжения гетеродина; $\partial f_1/\partial u_c = \partial i_{вх}/\partial u_c = Y_{11}(t)$ — входная проводимость ПЭ; $\partial f_1/\partial u_{пр} = \partial i_{вх}/\partial u_{пр} = Y_{12}(t)$ — проводимость обратной связи. Так как коэффициенты изменяются во времени с частотой $f_г$, то их, как было указано, можно представить рядами Фурье. Учтя правило перемножения косинусов и выделив составляющую тока на частоте сигнала, получим следующее выражение для амплитуды полезной составляющей входного тока:

$$I_{вх} = g_k U_c + S_{обр} U_{пр}, \qquad (4.20)$$

где $g_k = Y_{110}$ — *входная проводимость ПЭ для частоты сигнала*; $S_{обр} = 0{,}5Y_{12k}$ — *крутизна обратного преобразования*, зависящая от k-й гармоники проводимости Y_{12}. Наличие $S_{обр}$ обусловливает *эффект обратного преобразования частоты*. При воздействии на ПЭ напряжения гетеродина в ПрЧ возникает прямое преобразование, в результате которого на выходе преобразователя появляется напряжение с частотой $f_{пр}$. Однако при этом в преобразователе происходит обратное преобразование, в результате которого напряжение $u_{пр}$ преобразуется обратно в напряжение с частотой сигнала, выделяющееся на входном контуре ПрЧ. Интенсивность обратного преобразования зависит от значения $S_{обр}$. Таким образом, преобразовательный элемент совместно с гетеродином можно заменить эквивалентным линейным четырехполюсником (рис. 4.6), который характеризуется четырьмя параметрами: $S_{пр}$, $g_{i\,пр}$ — для выходного тока и $S_{обр}$, g_k — для входного тока. Этот эквивалентный четырехполюсник описывается системой уравнений (4.18) и (4.20).

Выводы. 1. *При анализе преобразователя частоты реша-*

ют две задачи: определяют составляющую выходного тока с промежуточной частотой и находят составляющую входного тока с частотой сигнала.

2. С помощью эквивалентных параметров преобразователь рассчитывают по формулам, аналогичным формулам для резонансного усилителя.

3. В основе линейной теории преобразователей частоты лежит замена преобразовательного элемента совместно с гетеродином эквивалентным линейным четырехполюсником, который характеризуется параметрами $S_{пр}$, $g_{i\,пр}$ — для выходного тока и $S_{обр}$, g_{ic} — для входного.

§ 4.3. ПОБОЧНЫЕ КАНАЛЫ ПРИЕМА В СУПЕРГЕТЕРОДИННЫХ ПРИЕМНИКАХ

Частотная характеристика ПрЧ. Под АЧХ преобразователя частоты понимают зависимость его коэффициента передачи от частоты входного сигнала при фиксированной частоте гетеродина; частота сигнала f_c изменяется в широких пределах. Пусть в качестве фильтра преобразователя используется одиночный резонансный контур, настроенный на частоту $f_{0\,пр}$ (рис. 4.7). С изменением f_c при фиксированном значении $f_г$ промежуточная частота $f_{пр}$ меняется. Графические зависимости $f_{пр}=F(f_c)$, построенные согласно (4.13), показаны на рис. 4.8, *а*. При $k=0$ $f_{пр}=f_c$; при $k=1$ $f_{пр}=f_г \pm f_c$ и т. д. Таким образом, различным значениям f_c соответствуют различные значения $f_{пр}$, причем значение $f_{пр}$ зависит от номера гармоники крутизны, на которой происходит преобразование частоты. Напряжение на выходном контуре преобразователя появится только при выполнении условия резонанса, т. е. при $f_{пр}=f_{0\,пр}$. Согласно рис. 4.8, *а*, условие резонанса выполняется не на одной частоте сигнала, а на нескольких частотах $f_{0c}=|kf_г \pm f_{0\,пр}|$; следовательно, АЧХ преобразователя имеет несколько подъемов. Каждому подъему соответствует опреде-

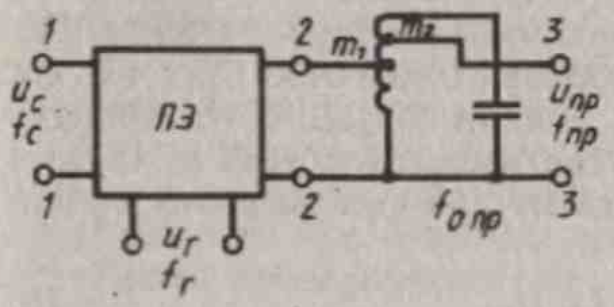


Рис. 4.7

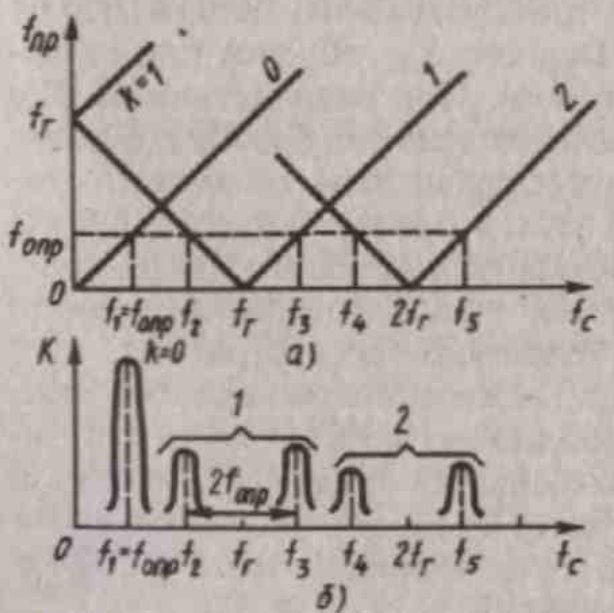


Рис. 4.8

ленная полоса пропускания, через которую на выход приемника могут проходить составляющие спектра сигнала и помех. Это дает основание называть такие полосы пропускания *каналами приема*. Каждый канал соответствует своей частоте сигнала. АЧХ преобразователя показана на рис. 4.8, *б*, форма АЧХ каждого канала зависит от вида фильтра ПрЧ. Для одиночного резонансного контура АЧХ определяется выражением (3.27).

Найдем резонансные коэффициенты усиления каждого канала. Для этого воспользуемся формулой (3.26) для резонансного коэффициента усиления по напряжению одноконтурного усилителя, в которую вместо крутизны S подставим крутизну преобразования $S_{пр}$: $K_0 = m_1 m_2 S_{пр} R_{экв}$. Эквивалентное сопротивление контура $R_{экв} = 1/(g_{ос} + m_1^2 g_{i пр})$, где $g_{ос} = 1/R_{ос}$ — собственная проводимость резонансного контура; $g_{i пр} = g_{i0}$ — выходная проводимость преобразователя частоты. Так как $g_{i пр}$ не зависит от номера гармоники крутизны k, то $R_{экв}$ от k также не зависит. Следовательно, при преобразовании частоты на различных гармониках крутизны значение $R_{экв}$ не меняется. Входящие в формулу для K_0 коэффициенты включения m_1, m_2 от k также не зависят. Существенно меняется в зависимости от k крутизна преобразования $S_{пр} = 0{,}5S_k$, где S_k — амплитуда k-й гармоники крутизны. При $k=0$ $S_{пр0} = S_0$; при $k=1$ $S_{пр1} = 0{,}5S_1$; при $k=2$ $S_{пр2} = 0{,}5S_2$ и т. д. Так как $S_1 \leqslant S_0$, $S_2 < S_1$, то $S_{пр1} < 0{,}5S_{пр0}$, $S_{пр2} < S_{пр1}$. Следовательно, значение K_0 в канале при $k=0$ наибольшее; значение K_0 при $k=1$ в два или более раз меньше, чем при $k=0$; значение K_0 при $k=2$ меньше, чем значение K_0 при $k=1$, и т. д.

Выводы. 1. *Преобразование частоты в супергетеродинном приемнике приводит к образованию ряда каналов приема. Из всех каналов только один является полезным, называемый основным. За основной может быть принят любой канал, за исключением канала при $k=0$, так как в нем не происходит преобразования частоты.*

2. *Если преобразование частоты простое ($k=1$), то за основной принимают канал с частотой f_2 или f_3 (см. рис. 4.8, б). Обычно основным выбирают канал с частотой f_2, остальные каналы называют побочными (паразитными). Канал, симметричный относительно основного (для канала с частотой f_2 — это канал с частотой f_3), называют зеркальным. Канал на частоте $f_1 = f_{0пр}$ называют побочным каналом на промежуточной частоте.*

3. *Если режим по сигналу нелинеен (уровень сигнала настолько большой, что ВАХ ПЭ для сигнала нелинейна), то $f_{0пр} = |kf_г + mf_{0с}|$, где $m=0, 1, 2...$ В линейном по сигналу режиме работы преобразователя частоты $m=1$. Так как*

$$f_{0с} = \frac{kf_г \pm f_{0пр}}{|m|},$$

то при работе ПрЧ в нелинейном по сигналу режиме число побочных каналов увеличится.

Способы борьбы с вредным действием побочных каналов. Наличие побочных каналов приводит к следующему: 1) вместе с требуемым сигналом, работающим на частоте настройки приемника, возможен прием мешающих сигналов от станций, частоты которых попадают в побочные каналы приема. Поскольку частоты колебаний после ПрЧ от полезной и мешающих радиостанций практически равны, разделить их фильтром не удается и между этими колебаниями могут возникнуть биения, приводящие после детектирования к *интерференционным помехам* (на выходе приемника кроме полезного сигнала будет прослушиваться тон биений); 2) помехи на выход приемника проходят не только по основному, но и по побочным каналам, что ухудшает чувствительность РПУ; 3) появляется многозначность настройки приемника; 4) возможны интерференционные помехи даже при приеме одной полезной станции (полезное колебание может, например, попадать на выход приемника по двум каналам: по основному и по побочному на частоте $f_{0пр}$, причем по побочному полезное колебание проходит через ПрЧ без преобразования; поскольку частоты преобразованного сигнала и сигнала прямого прохождения не точно равны друг другу, между ними возникают биения). Рассмотрим основные способы борьбы с вредным действием побочных каналов.

Селективность до ПрЧ. Она осуществляется с помощью селективных цепей в преселекторе приемника. При этом побочные каналы остаются, однако до преобразователя приемника осуществляется фильтрация помех, которые могут попасть в эти каналы. На рис. 4.9, *а* показаны АЧХ входной цепи и УРЧ преселектора приемника (пунктирная кривая), АЧХ преобразователя частоты (сплошные кривые), а на рис. 4.9, *б* — результирующая АЧХ трактов радиочастоты и преобразователя. Согласно рис. 4.9, *б*, коэффициенты усиления в побочных каналах по сравнению с коэффициентом усиления в основном канале существенно уменьшаются.

Достаточно просто осуществляется селективность для канала с частотой $f_{0пр}$, которая не меняется при перестройке приемника. Если селективность по каналу на промежуточной частоте, обеспечиваемая входной цепью и УРЧ, недостаточна, то на входе РПУ включают *фильтр-пробку*, настроенный на частоту $f_{0пр}$ (рис. 4.10). Контур $L_ф C_ф$ настроен на частоту $f_{0пр}$, поэтому сопротивление $R_{ое}$ этого контура на частотах, близких к $f_{0пр}$, велико. Контур $L_к C_к$ настроен на частоту сигнала $f_{сз}$, отличающуюся от $f_{0пр}$, поэтому для колебаний с частотой $f_{0пр}$ этот контур сильно расстроен и его сопротивление мало. Следовательно, напряжение с частотой $f_{0пр}$ будет падать на верхнем контуре, а на нижнем контуре будет существенно ослаблено.

Выбор режима работы ПрЧ. Сформулируем основное правило выбора режима работы преобразователя: смещение на ПЭ

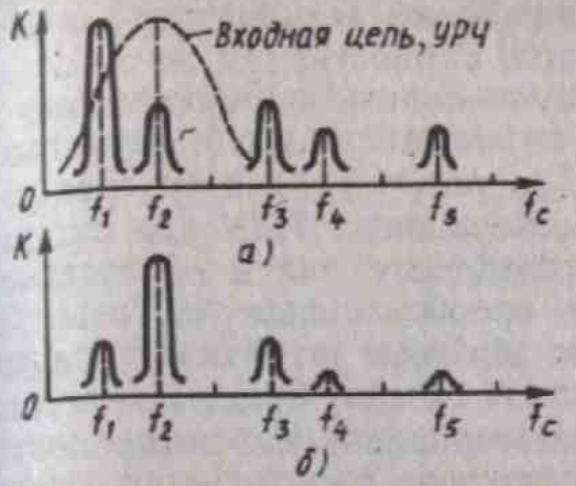


Рис. 4.9

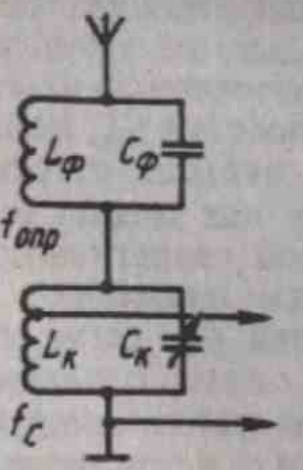


Рис. 4.10

и амплитуду гетеродина $U_г$ необходимо выбирать так, чтобы усиление ПрЧ по основному каналу было наибольшим, а по побочным — наименьшим.

Так как при преобразовании на первой гармонике крутизны S_1 крутизна $S_{пр}=0{,}5S_1$, то режим преобразователя необходимо выбирать так, чтобы первая гармоника крутизны S_1 была как можно больше, а остальные как можно меньше. Заметим, что усиление ПрЧ по основному и зеркальному каналам одинаковое. Если ВАХ преобразовательного элемента на рабочем участке квадратична (см. рис. 4.4), смещение на нем выбрано в середине прямолинейной характеристики крутизны, а амплитуда гетеродина — из условия использования всего линейного участка, то в ПрЧ останется только два побочных канала: зеркальный и на промежуточной частоте. При этом АЧХ преобразователя (см. рис. 4.8, *б*) имеет каналы на частотах f_1, f_2 и f_3. Если на рис. 4.4 амплитуду гетеродина $U_г$ увеличить, то первая гармоника крутизны S_1 возрастает незначительно, однако при этом сильно увеличится уровень ее гармоник.

Число побочных каналов уменьшается при работе преобразователя в линейном режиме по полезному сигналу. При этом амплитуда сигнала не должна превышать некоторого допустимого значения, которое, например, для транзисторных преобразователей составляет 1—10 мВ.

Специальные схемы преобразователей частоты, например балансные (см. § 4.6), используют для борьбы с побочными каналами. В целях обеспечения однозначности настройки применяют однорукоятечную настройку приемника, когда селективные цепи гетеродина, входной цепи и УРЧ перестраиваются совместно.

Выбор промежуточной частоты. Такой выбор является важным фактором в борьбе с побочными каналами. При выборе частоты $f_{0пр}$ в первую очередь руководствуются следующими соображениями. Промежуточная частота должна находиться вне диапазона принимаемых частот; она не должна совпадать с частотами

мощных станций. Частота $f_{0пр}$ должна иметь стандартное значение, поскольку на таких частотах мощные радиостанции не работают. Для обеспечения более высокой селективности по зеркальному каналу частота $f_{0пр}$ должна быть по возможности выше (зеркальный канал отстоит от основного на $2f_{0пр}$, рис. 4.8, *б*), а по соседнему каналу как можно ниже. В профессиональных РПУ для создания высокой селективности как по зеркальному, так и по соседнему каналам применяют многократное преобразование частоты. При меньшей $f_{0пр}$ легче получить более высокое устойчивое усиление УПЧ; однако с увеличением $f_{0пр}$ частота сигнала больше отличается от частоты гетеродина, колебания гетеродина меньше проникают в антенну и при их излучении в окружающее пространство создают меньше помех расположенным вблизи приемникам. С увеличением $f_{0пр}$ уменьшаются масса и габариты селективных цепей, но усложняется сопряженная перестройка селективных цепей входной цепи, УРЧ и гетеродина. От выбора частоты $f_{0пр}$ во многом зависит сложность построения гетеродина, например при $f_{0пр}=70$ МГц в РПУ декаметрового диапазона (1,5—30 МГц) коэффициент перекрытия диапазона частот гетеродина 71,5—100 МГц, т. е. достаточно мал ($\approx 1{,}4$), что позволяет исключить переключение поддиапазонов гетеродина.

Выводы. 1. *Помимо полезной станции в супергетеродинном приемнике возможен прием ряда мешающих станций, частоты которых попадают в побочные каналы. Наличие побочных каналов приема приводит к появлению интерференционных помех, а также к увеличению шумов на выходе приемника.*

2. *Селективные цепи в тракте радиочастоты приемника фильтруют помехи, попадающие в побочные каналы приема.*

3. *Для борьбы с побочными каналами режим работы преобразователя частоты (смещение на ПЭ и амплитуда гетеродина) стремятся выбирать таким, чтобы усиление преобразователя по основному каналу было наибольшим, а по побочным — наименьшим. Для уменьшения числа побочных каналов обеспечивают линейный режим работы преобразователя по полезному сигналу.*

4. *Селективность по побочным каналам, сложность построения гетеродина и другие показатели РПУ зависят от правильного выбора промежуточной частоты.*

§ 4.4. ДИОДНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Принцип работы диодного ПрЧ. В большинстве приемников сверхвысоких частот в качестве ПЭ преобразователей частоты используют кристаллические диоды, обладающие малым временем пролета электронов (малой инерционностью) и сравнительно малыми шумами. Недостаток диодных преобразователей — отсутствие усили-

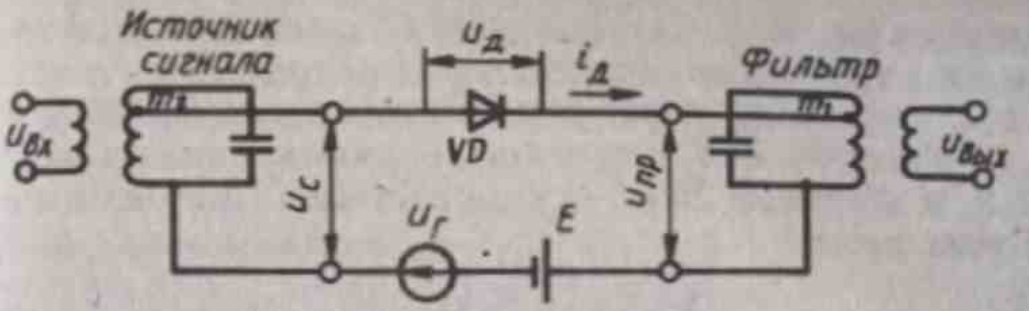


Рис. 4.11

тельных свойств. Такие преобразователи частоты применяют и в профессиональных РПУ декаметрового диапазона.

Вариант схемы диодного преобразователя частоты показан на рис. 4.11. Фильтр настроен на частоту $f_{0пр}$. Частичное подключение диода к входному и выходному контурам снижает шунтирующее действие на них сопротивления диода. В реальных конструкциях диодных преобразователей частоты СВЧ входной контур выполняют в виде отрезков полосковых или коаксиальных линий, а также в виде объемных резонаторов. В некоторых преобразователях предусматривают источник напряжения смещения E, оптимизирующий рабочий участок ВАХ диода.

На рис. 4.12 представлена типовая ВАХ диода; рабочую точку выбирают обычно в начале координат (в рассматриваемом случае напряжение $E=0$). Согласно рис. 4.11, напряжение на диоде при $E=0$ $u_д=u_г+u_с+u_{пр}$. Поскольку $u_с \ll u_г$, $u_{пр} \ll u_г$, можно считать, что $u_д$ примерно равно $u_г$. По ВАХ диода, учитывая $S=di_д/du_д$, можно построить зависимость $S=f(u_д)$. С повышением амплитуды $U_г$ увеличивается $S_{пр}$, а следовательно, и коэффициент передачи преобразователя частоты. Поэтому $U_г$ выбирают по возможности большим, но не выше допустимого напряжения пробоя диода. Под действием $u_г$ периодически меняются параметры диода. На рис. 4.12 показаны диаграммы изменения тока диода $i_д$ и крутизны S. Изменение крутизны приводит к преобразованию частоты.

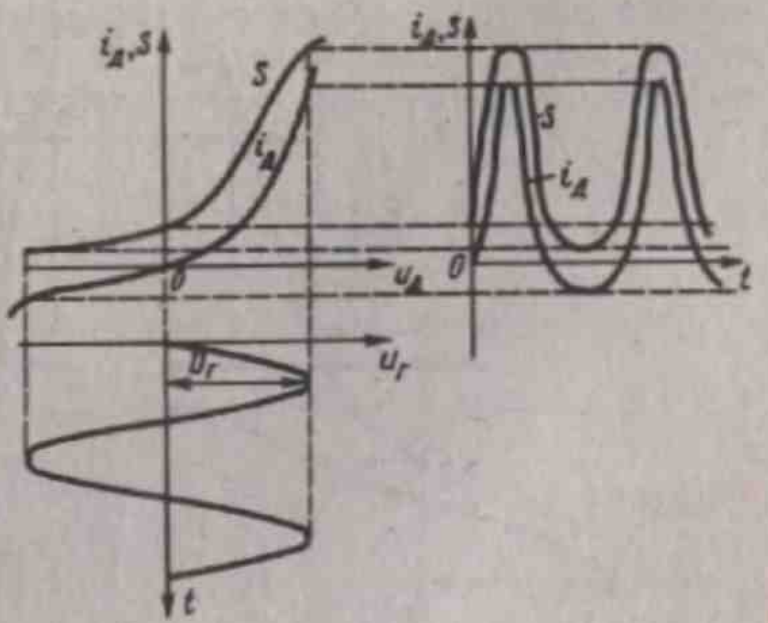


Рис. 4.12

Эквивалентные параметры преобразования. Определим эти параметры для ПрЧ с идеальным диодом, имеющим ВАХ,

показанную на рис. 4.13. Согласно рис. 4.13, ток диода $i_д$ и крутизна S меняются во времени под действием напряжения гетеродина с частотой $f_г$; ток диода имеет вид косинусоидальных импульсов с $i_{д\,max}=S_д U_г$ и шириной 2θ, а крутизна — прямоугольных импульсов высотой $S_д$ и шириной 2θ (θ — угол отсечки). Постоянная составляющая тока диода

$$I_{д0}=\frac{1}{\pi}\int_0^{\theta} i_д(\omega_г t)\,d\omega_г t=\frac{1}{\pi}\int_0^{\theta} S_д(U_г\cos\omega_г t-E)\,d\omega_г t=\frac{S_д}{\pi}(U_г\sin\theta-E\theta). \tag{4.21}$$

Как следует из (4.21), составляющая $I_{д0}$ пропорциональна амплитуде гетеродина $U_г$. Учитывая, что измерить амплитуду $U_г$ в СВЧ-диапазоне трудно, производят косвенную оценку $U_г$ по значению $I_{д0}$.

Постоянная составляющая крутизны

$$S_0=\frac{1}{\pi}\int_0^{\theta} S_д\,d\omega_г t=S_д\theta/\pi, \tag{4.22}$$

амплитуда k-й гармоники крутизны

$$S_k=\frac{2}{\pi}\int_0^{\theta} S_д\cos k\omega_г t\,d\omega_г t=2S_д\sin k\theta/k\pi. \tag{4.23}$$

В диодном ПрЧ (см. рис. 4.11) входные и выходные токи и напряжения диода одни и те же, поэтому для диода $g_i(t)=S(t)$, а $\mu=1$

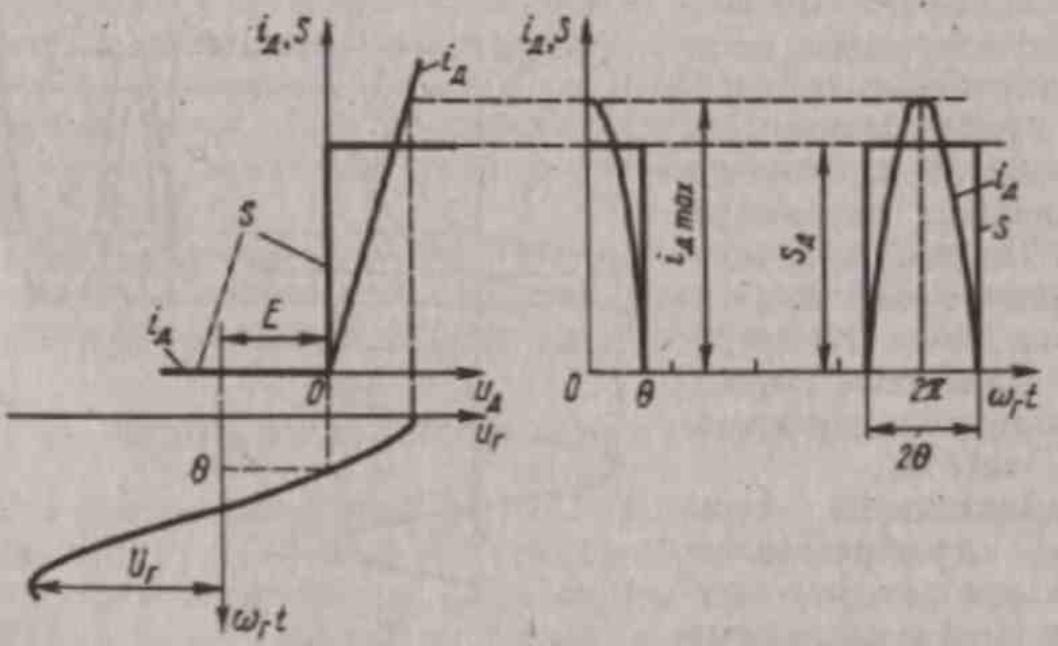


Рис. 4.13

(условие симметрии схемы). Тогда для определения эквивалентных параметров диодного ПрЧ достаточно знать S_0 и S_k. *Крутизна преобразования по k-й гармонике* диодного ПрЧ

$$S_{пр} = S_k/2 = S_д \sin k\theta/k\pi, \tag{4.24}$$

внутренняя проводимость

$$g_{i\,пр} = g_{д0} = S_0 = S_д\theta/\pi, \tag{4.25}$$

внутренний коэффициент усиления

$$\mu_{пр} = S_{пр}/g_{i\,пр} = \sin k\theta/k\theta. \tag{4.26}$$

Схема диодного ПрЧ взаимная, поэтому параметры прямого и обратного преобразования равны между собой:

$$S_{обр} = S_{пр};\ g_к = g_{i\,пр};\ \mu_с = \mu_{пр}. \tag{4.27}$$

Зная эквивалентные параметры диодного преобразователя, его расчет производят по формулам усилителя, в которых усилительные параметры заменяют на преобразовательные.

Коэффициент шума диодного ПрЧ (рис. 4.14). По определению,

$$Ш_{пр} = P_{ш\,вых}/(P_{ш\,вх} K_{P\,пр}), \tag{4.28}$$

где $P_{ш\,вх} = b_1 kT_0 П_ш$ [см. выражение (1.10)] — мощность шума на входе преобразователя за счет шумов сопротивления источника сигнала; $K_{P\,пр}$ — коэффициент передачи по мощности преобразователя, равный отношению выходной мощности на частоте $f_{пр}$ к входной мощности на частоте $f_с$. Если $U_г = 0$, то преобразователь частоты — пассивный четырехполюсник и $P_{ш\,вых} = P_Т = b_2 kT_0 П_ш$ характеризуется тепловыми шумами сопротивления перехода диода. Если $U_г > 0$, то через диод протекает постоянная составляющая тока диода $I_{д0}$, являющаяся источником дополнительных дробовых шумов мощностью $P_{др}$; при этом $P_{ш\,вых} = P_Т + P_{др}$. С увеличением $U_г$ постоянная составляющая тока диода $I_{д0}$ растет, при этом увеличивается уро-

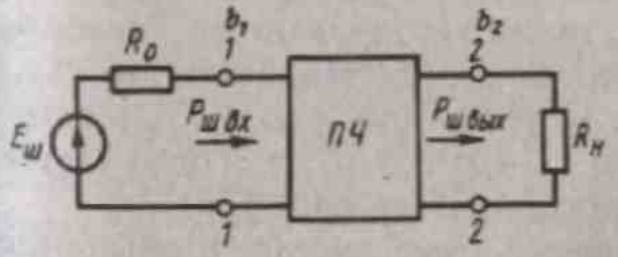


Рис. 4.14

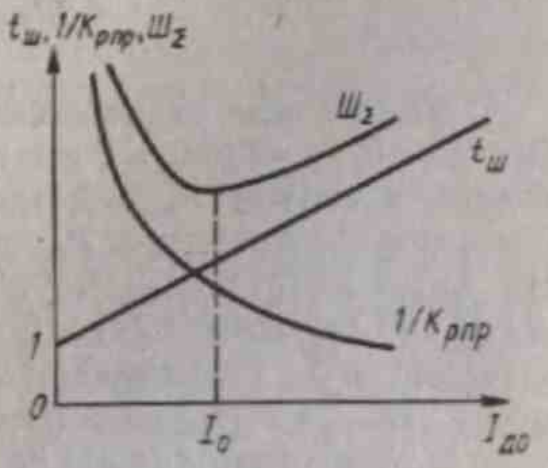


Рис. 4.15

вень дробовых и выходных шумов. Следовательно, $P_{ш\,вых}$ прямо пропорциональна амплитуде напряжения гетеродина $U_г$.

Шумовые свойства диодного преобразователя оценивают с помощью *относительной шумовой температуры* $t_ш$. Если положить, что вся мощность $P_{ш\,вых}$ создается выходным сопротивлением преобразователя, то температуру $T'_ш$ его выходного сопротивления необходимо подобрать такой, чтобы шумовая мощность $b_2kT'_шП_ш$ совпадала с шумовой мощностью на выходе реального преобразователя. Тогда $T'_ш=t_ш T_0$, откуда $t_ш=T'_ш/T_0$. Таким образом, относительная шумовая температура показывает, во сколько раз нужно увеличить температуру выходного сопротивления по сравнению с комнатной температурой T_0, чтобы оно отдавало в нагрузку такую же мощность, что и реальный преобразователь. При $U_г=0$, $I_{д0}=0$, $P_{ш\,вых}=b_2kT_0П_ш$ и $t_ш=1$. С увеличением $U_г$ возрастают $I_{д0}$, $P_{ш\,вых}$, что равносильно увеличению $t_ш$. Графическая зависимость $t_ш$ от $I_{д0}\equiv U_г$ показана на рис. 4.15. С учетом принятых обозначений выражение (4.28) можно переписать в виде

$$Ш_{пр}=\frac{b_2kT_0t_ш П_ш}{b_1kT_0K_{Р\,пр}П_ш}=\frac{t_ш}{K_{Р\,пр\,ном}}, \qquad (4.29)$$

где $K_{Р\,пр\,ном}$ — номинальный коэффициент передачи по мощности преобразователя при его согласовании на входе и выходе одновременно.

Так как диодный ПрЧ имеет $K_{Р\,пр}<1$, то большое значение приобретают шумы последующего каскада УПЧ. Поэтому, как правило, результирующий коэффициент шума $Ш_Σ$ определяют совместно с коэффициентом шума УПЧ. Согласно (1.27),

$$Ш_Σ=Ш_{пр}+\frac{Ш_{УПЧ}-1}{K_{Р\,пр\,ном}}, \qquad (4.30)$$

где $Ш_{УПЧ}$ — коэффициент шума УПЧ. Учитывая (4.29), получим

$$Ш_Σ=\frac{t_ш+Ш_{УПЧ}-1}{K_{Р\,пр\,ном}}. \qquad (4.31)$$

С изменением напряжения гетеродина меняются $I_{д0}$, $t_ш$ и $K_{Р\,пр}$. При $U_г=0$, $I_{д0}=0$, $U_{пр}=0$ выходная мощность колебания с промежуточной частотой $P_{вых}=0$; при этом $K_{Р\,пр}=P_{вых}/P_{вх}=0$, $1/K_{Р\,пр}=\infty$. С ростом $U_г$ параметры $P_{вых}$ и $K_{Р\,пр}$ также увеличиваются. Зависимости $K_{Р\,пр}=F(U_г)$ и $K_{Р\,пр}=F(I_{д0})$ определяются зависимостью $S_{пр}=F(U_г)$. Согласно (4.24), с ростом $U_г$ угол θ (см. рис. 4.13), а следовательно, и $S_{пр}$ увеличиваются; при $U_г\to\infty$ $S_{пр}\to S_д/\pi$. Тогда зависимость $1/K_{Р\,пр}=F(I_{д0})$ имеет вид, показанный на рис. 4.15.

В соответствии с (4.31) коэффициент шума диодного преобразователя совместно с УПЧ прямо пропорционален $t_ш$ и $1/K_{Р\,пр}=F(I_{д0})$

и его зависимость от $J_{п0}$ имеет вид, показанный на рис. 4.15. Учитывая зависимости $t_ш = F(I_{п0})$, $1/K_{Pпр} = F(I_{п0})$, можно установить связь между режимом работы преобразователя и коэффициентом шума. Из графика рис. 4.15 видно, что коэффициент шума $Ш_Σ$ минимален при токе $I_{п0} = I_0$. При меньших амплитудах гетеродина он резко возрастает из-за уменьшения коэффициента $K_{Pпр}$. При больших амплитудах $U_г$ коэффициент шума возрастает медленнее. Это объясняется тем, что коэффициент $K_{Pпр}$ возрастает медленнее, чем увеличиваются дробовые шумы диода. Таким образом, режим работы диодного преобразователя выбирают по минимальному коэффициенту $Ш_Σ$.

На выходе гетеродина помимо основного напряжения всегда присутствуют шумы. Эти шумы проявляются в виде боковых спектров, отстоящих в обе стороны от основной спектральной линии с частотой $f_г$ на частоту $f_{0пр}$. Шумы боковых спектров подаются на ПЭ совместно с гармоническим напряжением $U_г$, преобразуются по частоте и попадают в полосу пропускания фильтра преобразователя, настроенного на частоту $f_{0пр}$. С учетом шумов гетеродина ток диода I_0, при котором $Ш_Σ$ минимален, уменьшается.

Выводы. 1. *Преобразование частоты в диодном преобразователе осуществляется благодаря периодическому изменению крутизны диода под действием напряжения гетеродина. Для расчета диодного преобразователя определяют его эквивалентные параметры преобразования. Так как схема диодного преобразователя взаимна, то параметры прямого и обратного преобразования равны между собой.*

2. *Постоянная составляющая тока диода пропорциональна амплитуде напряжения гетеродина $U_г$, что позволяет проще косвенно оценить $U_г$ по $I_{п0}$.*

3. *При $U_г = 0$ мощность шумов на выходе диодного ПрЧ определяется шумами сопротивления перехода диода; при $U_г > 0$ через диод проходит ток с постоянной составляющей $I_{п0}$, являющийся источником дополнительных дробовых шумов. Коэффициент шума ПрЧ совместно с УПЧ $Ш_Σ$ зависит от напряжения $U_г$; режим работы диодного ПрЧ ($I_{п0} = I_0$) выбирают по минимальному $Ш_Σ$, особенно при отсутствии в приемнике УРЧ.*

§ 4.5. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

В транзисторных преобразователях частоты в качестве ПЭ используют биполярный или полевой транзистор. Под действием напряжения гетеродина $u_г$ периодически с частотой гетеродина $f_г$ меняется во времени крутизна S транзистора, за счет чего происходит преобразование частоты. По аналогии с усилителями, в транзисторных преобразователях напряжение сигнала может подаваться в цепь

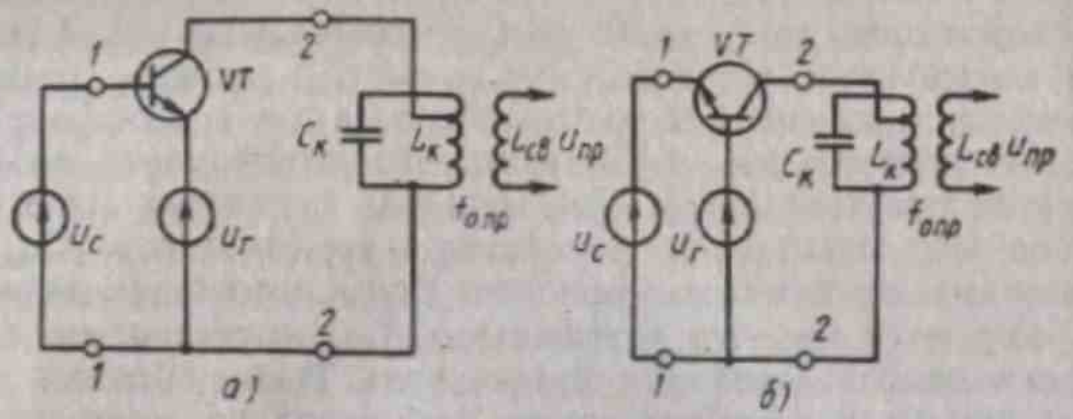


Рис. 4.16

базы (схема с ОЭ) либо в цепь эмиттера (схема с ОБ). На рис. 4.16, *а* показана упрощенная схема по переменному току преобразователя с ОЭ, в которой напряжение сигнала u_c подано в цепь базы транзистора, а напряжение гетеродина $u_г$ — в цепь эмиттера; для сигнала транзистор включен по схеме с ОЭ, а для гетеродина — по схеме с ОБ. На рис. 4.16, *б* показана схема преобразователя с ОБ, в этой схеме напряжение u_c подано в цепь эмиттера транзистора, а напряжение $u_г$ — в цепь базы (для гетеродина это схема с ОЭ). В обоих преобразователях рис. 4.16 суммарное напряжение сигнала и гетеродина действует между эмиттером и базой. В преобразователе с ОЭ (рис. 4.16, *а*) входной ток с частотой f_c определяется током базы, а в преобразователе с ОБ (рис. 4.16, *б*) — током эмиттера; поскольку ток базы меньше тока эмиттера, преобразователь с ОЭ потребляет от источника сигнала меньший ток по сравнению с преобразователем с ОБ.

Напряжение гетеродина можно подавать в цепь совместно с напряжением сигнала, однако при этом между цепями сигнала и гетеродина возникает связь, которая может привести: а) к взаимному влиянию настройки контуров сигнала и гетеродина; б) к просачиванию напряжения с частотой сигнала в цепь гетеродина, что может вызвать синхронизацию гетеродина напряжением сигнала, при этом $f_г = f_c$ и преобразования частоты не произойдет; в) к излучению антенной приемника напряжения с частотой $f_г$, если контур является входным, что создает помехи близко расположенным РПУ. Для ослабления перечисленных отрицательных явлений напряжение сигнала и гетеродина подают в различные цепи транзис-

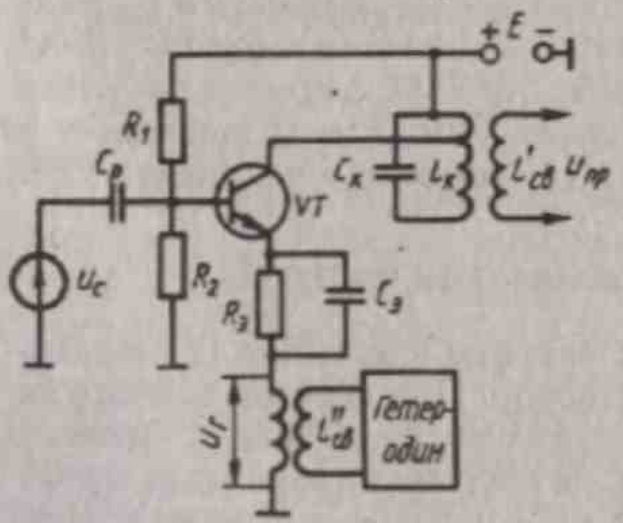


Рис. 4.17

тора; однако даже при этом некоторая связь между цепями сигнала и гетеродина имеет место через сопротивление база — эмиттер.

Схема преобразователя частоты на биполярном транзисторе с отдельным гетеродином показана на рис. 4.17. Напряжение $u_г$ вводится в цепь эмиттера, выходной фильтр настроен на частоту $f_{0пр}$. В качестве фильтра часто используют сложный фильтр сосредоточенной селекции. В настоящее время широко применяют преобразователи на полевых транзисторах.

Схема преобразователя частоты на двухзатворном полевом транзисторе приведена на рис. 4.18. Напряжение $u_с$ подают на один затвор транзистора VT, а напряжение $u_г$ — на другой; при этом достигается хорошая развязка цепей сигнала и гетеродина. Для согласования выходного сопротивления транзистора с низким входным сопротивлением кварцевого фильтра в цепь стока включен согласующий контур $C_к L_к$. Основное преимущество полевых транзисторов при использовании их в преобразователях — близкая к квадратичной зависимость тока стока от напряжения затвор—исток, при которой число побочных каналов при преобразовании частоты уменьшается.

Схема ПрЧ с совмещенным гетеродином представлена на рис. 4.19. Контур L_1C_1 настроен на частоту сигнала, контур L_2C_2 — на частоту гетеродина, контур L_3C_3 — на промежуточную частоту. Коллекторный ток транзистора $i_к$ содержит помимо составляющих с частотами $|kf_г \pm f_с|$ составляющую с частотой $f_г$, которая в преобразователе с отдельным гетеродином отфильтровывалась, а в преобразователе с совмещенным гетеродином используется для получения колебания с частотой $f_г$. Для генерирования колебания с частотой $f_г$ в преобразователе предусмотрена индуктивная обратная связь через катушку $L_{св}$ с контуром L_2C_2. Настройка приемника

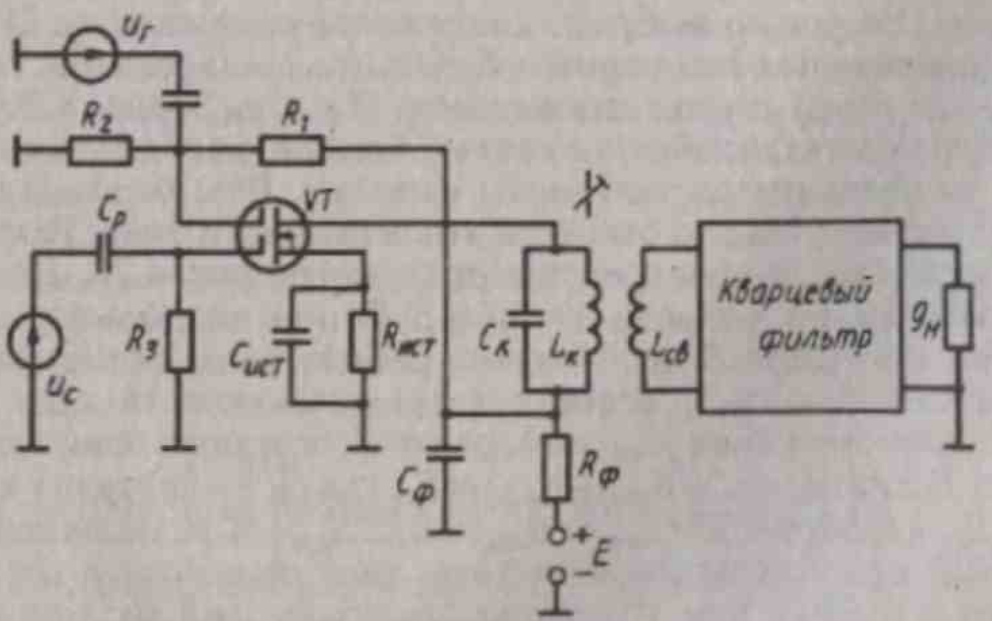


Рис. 4.18

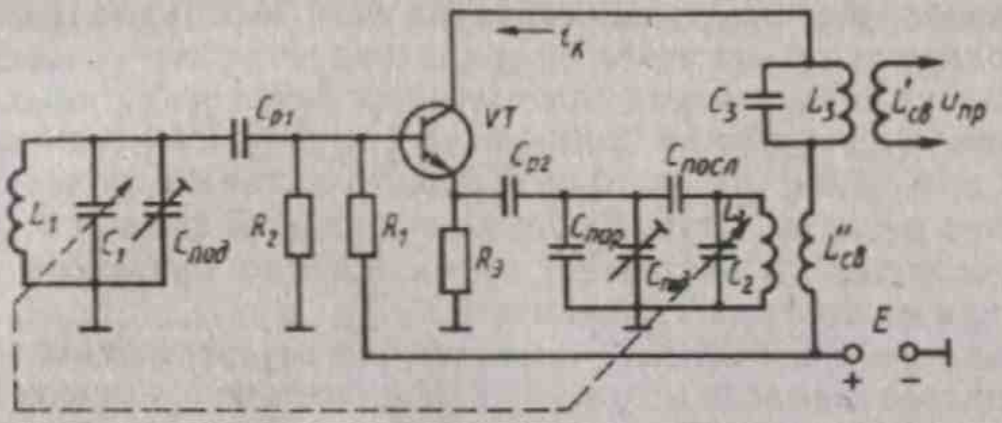


Рис. 4.19

осуществляется одновременным изменением емкости конденсаторов C_1 и C_2 контуров сигнала и гетеродина, которые обычно выбираются одинаковыми. При перестройке приемника необходимо обеспечивать разность между частотами настройки контуров сигнала и гетеродина, равную промежуточной частоте, т. е. выполнять условие $f_{0пр}=|f_г-f_с|$. Реально это условие (*сопряжение контуров*) можно выполнить только в некоторых точках диапазона рабочих частот. Для обеспечения сопряжения контуров в контур гетеродина включают специальные конденсаторы сопряжения $C_{пар}$ и $C_{посл}$ либо резисторы сопряжения при варакторной настройке. Заметим, что схему преобразователя с совмещенным гетеродином используют в отдельных случаях, в недорогих приемниках низкого класса, поскольку такие преобразователи частоты имеют низкую стабильность частоты.

Расчет транзисторных ПрЧ проводится согласно общей методике (см. § 4.2). Его начинают с определения эквивалентных параметров ПрЧ, после чего по формулам для усилителя находят его основные показатели. Для нахождения эквивалентных параметров необходимо правильно выбрать напряжение смещения на ПЭ и амплитуду напряжения гетеродина. Для этого по характеристике транзистора $i_к=f(u_{бэ})$ строят зависимость $S=f(u_{бэ})$ (рис. 4.20). Режим ПЭ выбирают так, чтобы получить усиление, наибольшее по основному и наименьшее по побочным каналам. Возможны два режима работы: без отсечки и с отсечкой коллекторного тока. Режим работы без отсечки $i_к$ иллюстрируют диаграммы рис. 4.20. Для получения максимально возможной $S_{пр}=S_1/2$ при минимальном уровне гармоник крутизны S необходимо работать на линейном участке зависимости $S=f(u_{бэ})$, используя по возможности весь участок. Напряжение смещения $E_{см}$ выбирают в середине прямолинейного участка. Тогда $S_1=0{,}5\,(S_{max}-S_{min})\approx S_0$, где S_0 — крутизна в рабочей точке; $S_{пр}=0{,}5S_1=0{,}25\,(S_{max}-S_{min})\approx 0{,}25S_{max}$. Следовательно, транзисторный преобразователь частоты дает примерно в четыре раза меньшее усиление, чем усилитель, выполненный на том же транзисторе с крутизной S_{max} в рабочей точке. Поскольку гармоники

крутизны S_2, S_3... для рассматриваемого случая практически отсутствуют, АЧХ преобразователя имеет вид, показанный на рис. 4.8, *б*, при учете только трех каналов на частотах f_1, f_2 и f_3. При увеличении $U_г$ возрастает уровень гармоник крутизны, что приводит к увеличению числа побочных каналов приема.

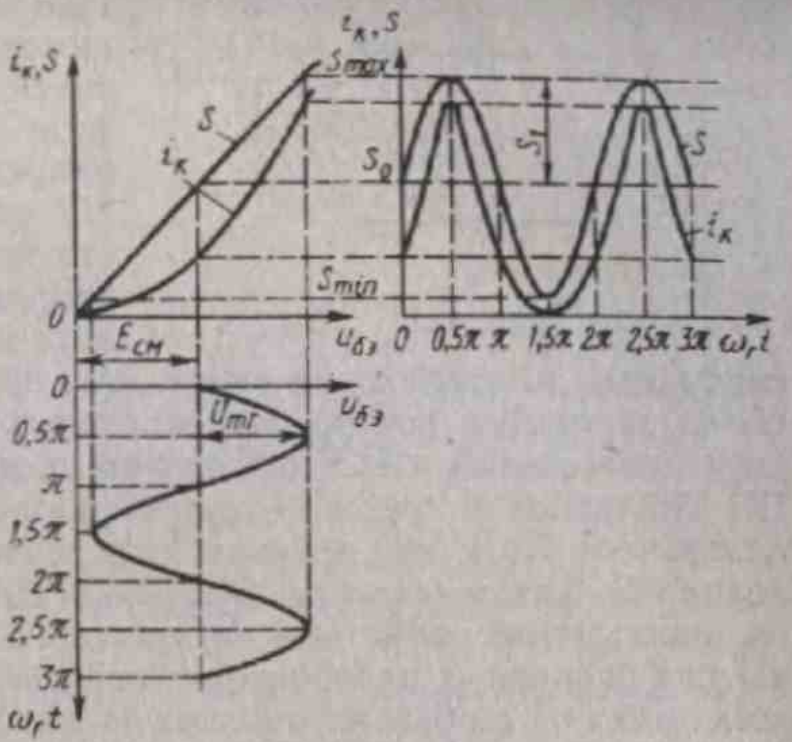


Рис. 4.20

Для определения внутренней проводимости преобразователя $g_{i\text{пр}}$ находят g_i в рабочей точке. Тогда $g_{i\text{пр}} = g_{i0} \approx g_i$. Для нахождения входной проводимости используют входную характеристику транзистора $i_б = f(u_{бэ})$, по которой строят зависимость входной проводимости $g_{11} = di_б/du_{бэ}$. В рабочей точке $g_{ic} = g_{110} \approx g_{11}$. Крутизну $S_{обр}$ обычно не рассчитывают, поскольку в преобразователе частоты обратная связь менее опасна, чем в резонансных усилителях, из-за различия частот входного f_c и выходного $f_{\text{пр}}$ колебаний преобразователя.

Выводы. 1. *В транзисторных преобразователях частоты для уменьшения взаимной связи между цепями сигнала и гетеродина напряжение сигнала обычно подается в цепь базы, а напряжение гетеродина — в цепь эмиттера.*

2. *Преобразование частоты в транзисторном преобразователе осуществляется за счет периодического изменения крутизны транзистора под действием напряжения гетеродина с частотой $f_г$.*

3. *Наиболее широко используют схему преобразователя с отдельным гетеродином. Возможно построение преобразователя с совмещенным гетеродином, в котором для генерирования колебаний с частотой $f_г$ полезно используется составляющая коллекторного тока с частотой $f_г$.*

§ 4.6. БАЛАНСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Балансный преобразователь частоты — соединение двух небалансных преобразователей. В зависимости от подачи напряжения u_c и $u_г$ на ПЭ возможны два варианта построения балансных ПрЧ.

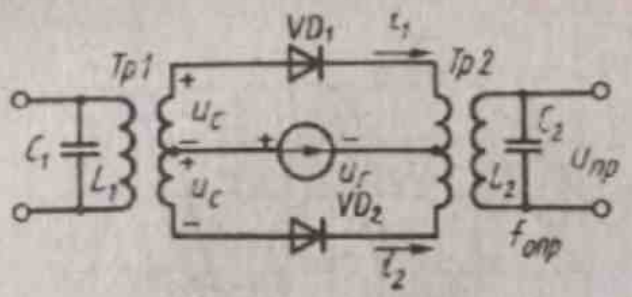


Рис. 4.21

При первом варианте напряжения сигнала на ПЭ равны по значению, но противоположны по фазе (противофазные сигналы); напряжения гетеродина на обоих ПЭ равны по значению и действуют в одной фазе (синфазные напряжения). При втором варианте напряжения сигнала на ПЭ синфазные, а напряжения гетеродина противофазные. Общим для обоих вариантов построения балансных ПрЧ является то, что из двух подводимых к ПЭ напряжений u_c и $u_г$ одно действует на оба ПЭ синфазно, а другое — противофазно. Напряжение на выходе балансного ПрЧ, как правило, определяется разностью выходных токов ПЭ. Таким образом, балансный ПрЧ имеет основные свойства, аналогичные свойствам двухтактного усилителя. Особенно важны для балансных преобразователей два свойства: 1) компенсация всех помех от любых источников на выходе каскада при их синфазном воздействии на ПЭ. При отсутствии противофазных сигналов на входе балансного преобразователя и действии на ПЭ только синфазных напряжений гетеродина напряжения на входном и выходном контурах ПрЧ равны нулю; при этом на выходе преобразователя нет напряжения шумов гетеродина, а во входную цепь приемника не просачивается напряжение с частотой гетеродина. При подаче напряжения u_c это свойство ПрЧ не нарушается; 2) компенсация четных гармоник токов ПЭ в нагрузке, что приводит к уменьшению в балансном ПрЧ числа побочных каналов.

Диодные ПрЧ. Вариант схемы диодного балансного преобразователя показан на рис. 4.21. Напряжение сигнала u_c на диоды VD_1 и VD_2 подается в противофазе от входного трансформатора Tp_1 со средней точкой. Напряжения $u_г$ на обоих диодах действуют в одинаковой фазе. Напряжение на выходе преобразователя $u_{пр} = A\,(i_{1пр} - i_{2пр})$, где A — коэффициент пропорциональности. При отсутствии входного сигнала на каждый диод подается напряжение $u_г$. Так как напряжения на диодах от напряжения $u_г$ действуют в фазе, то $i_1 = i_2$ и $u_{пр} = 0$; при этом на выходе преобразователя отсутствует напряжение, обусловленное шумами гетеродина, а также компенсируются изменения токов i_1 и i_2 за счет паразитной модуляции напряжения гетеродина. При действии напряжения сигнала составляющие токов диодов с промежуточной частотой в случае преобразования на первой гармонике крутизны соответственно $i_{1пр} \approx 0{,}5 S_1 U_c \cos[(\omega_г - \omega_c)\,t - \varphi_c]$, $i_{2пр} \approx 0{,}5 S_1 U_c \cos[(\omega_г - \omega_c)\,t - \varphi_c + \pi]$ (выражения для токов $i_{1пр}$ и $i_{2пр}$ приближенные, не учитывающие реакции нагрузки). Так как $\cos(\alpha \pm \pi) = -\cos\alpha$, то $i_{2пр} = -i_{1пр}$. Тогда $u_{пр} = A\,(i_{1пр} + i_{1пр}) = A2i_{1пр}$. Таким образом, напряжение на выходе балансного диодного преобразователя в два раза больше напряжения $u_{пр}$ небалансного

ПрЧ. Так как составляющие токов i_1 и i_2 с частотой $f_г$ в половинках вторичной обмотки трансформатора *Тр1* протекают в противоположные стороны и взаимно компенсируются, то напряжение с частотой $f_г$ в балансном преобразователе не просачивается во входную цепь приемника (контур $L_1 C_1$).

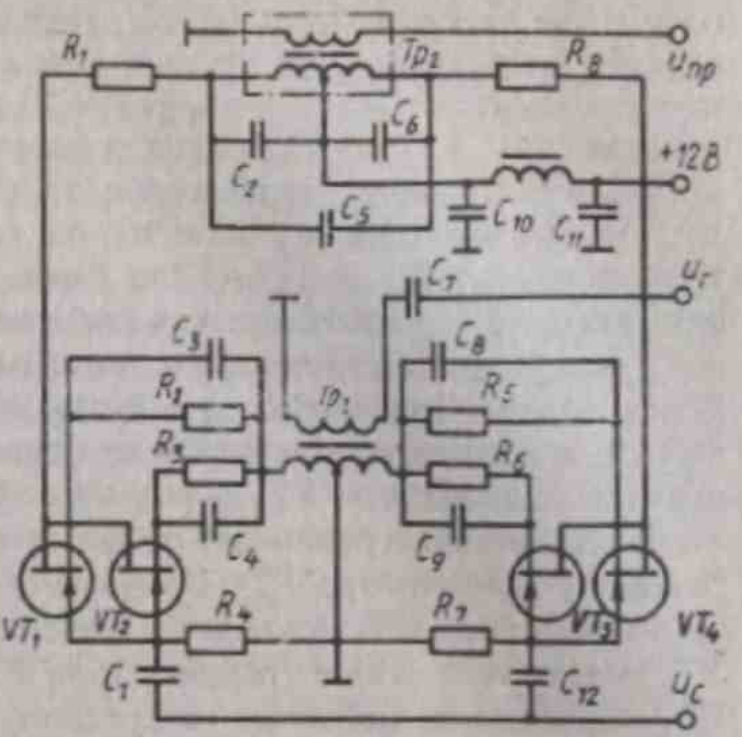


Рис. 4.22

Конструктивно цепи СВЧ балансного диодного ПрЧ могут выполняться в виде металлической пленки, нанесенной на поверхность диэлектрической пластины. Диоды в миниатюрном исполнении помещают в углубления на поверхности пластины. На полосковую структуру накладывают вторую диэлектрическую пластину; обе пластины размещаются между металлическими поверхностями. Требуемое соотношение фаз колебаний $u_г$ и $u_с$ обеспечивается подбором расстояний от точек ввода этих колебаний до диодов.

Транзисторные ПрЧ. Такие преобразователи реализуют как на полевых, так и биполярных транзисторах. Широкое применение в настоящее время находят полевые транзисторы. На рис. 4.22 приведена схема балансного преобразователя частоты отечественного профессионального КВ РПУ на полевых транзисторах КП303Е, в котором для увеличения $S_{пр}$ в каждое плечо преобразователя включено по два транзистора. Напряжения сигнала на транзисторах действуют в фазе, а напряжения гетеродина — в противофазе. При полной симметрии схемы отсутствует прямое прохождение напряжения с частотой сигнала на выход преобразователя. Составляющие входных токов транзисторов с частотой $f_г$ замыкаются через входной контур и, поскольку они сдвинуты по фазе на 180°, при полной симметрии схемы не создают на входном (сигнальном) контуре напряжения с частотой гетеродина.

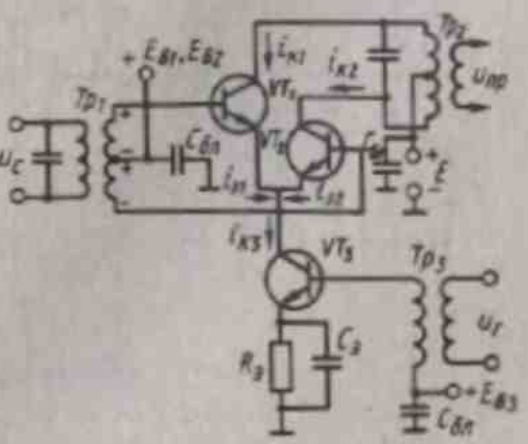


Рис. 4.23

Реализуются балансные транзисторные преобразователи и на базе ИС, при этом основное применение

в качестве типового усилительного компонента нашел дифференциальный усилитель. Один из вариантов схемы подобного балансного преобразователя показан на рис. 4.23. Коллекторное напряжение на транзисторы VT_1 и VT_2 подается через среднюю точку индуктивной катушки выходного колебательного контура. Напряжение на выходе преобразователя $u_{пр}$ зависит от разности коллекторных токов транзисторов VT_1 и VT_2. Если токи $i_{к1}$ и $i_{к2}$ равны и изменяются синфазно, то $u_{пр}=0$. Напряжение сигнала на базы транзисторов VT_1 и VT_2 подается в противофазе, поэтому по аналогии с диодным балансным преобразователем выходное напряжение пропорционально сумме коллекторных токов транзисторов VT_1 и VT_2. Коллекторный ток транзистора VT_3 $i_{к3}=i_{э1}+i_{э2}$; транзисторы VT_1 и VT_2 работают в одинаковых режимах, поэтому $i_{э1}=i_{э2}$. Токи $i_{э1}$ и $i_{э2}$ задаются током $i_{к3}$ транзистора VT_3, следовательно, изменение режима работы транзистора VT_3 приведет к изменению токов $i_{э1}$ и $i_{э2}$; транзистор VT_3 управляет токами транзисторов VT_1 и VT_2. На базу транзистора VT_3 подается напряжение гетеродина $u_г$, при этом периодически с частотой $f_г$ начинает меняться ток $i_{к3}$ и соответственно токи $i_{э1}$ и $i_{э2}$ транзисторов VT_1 и VT_2; за счет действия гетеродина токи

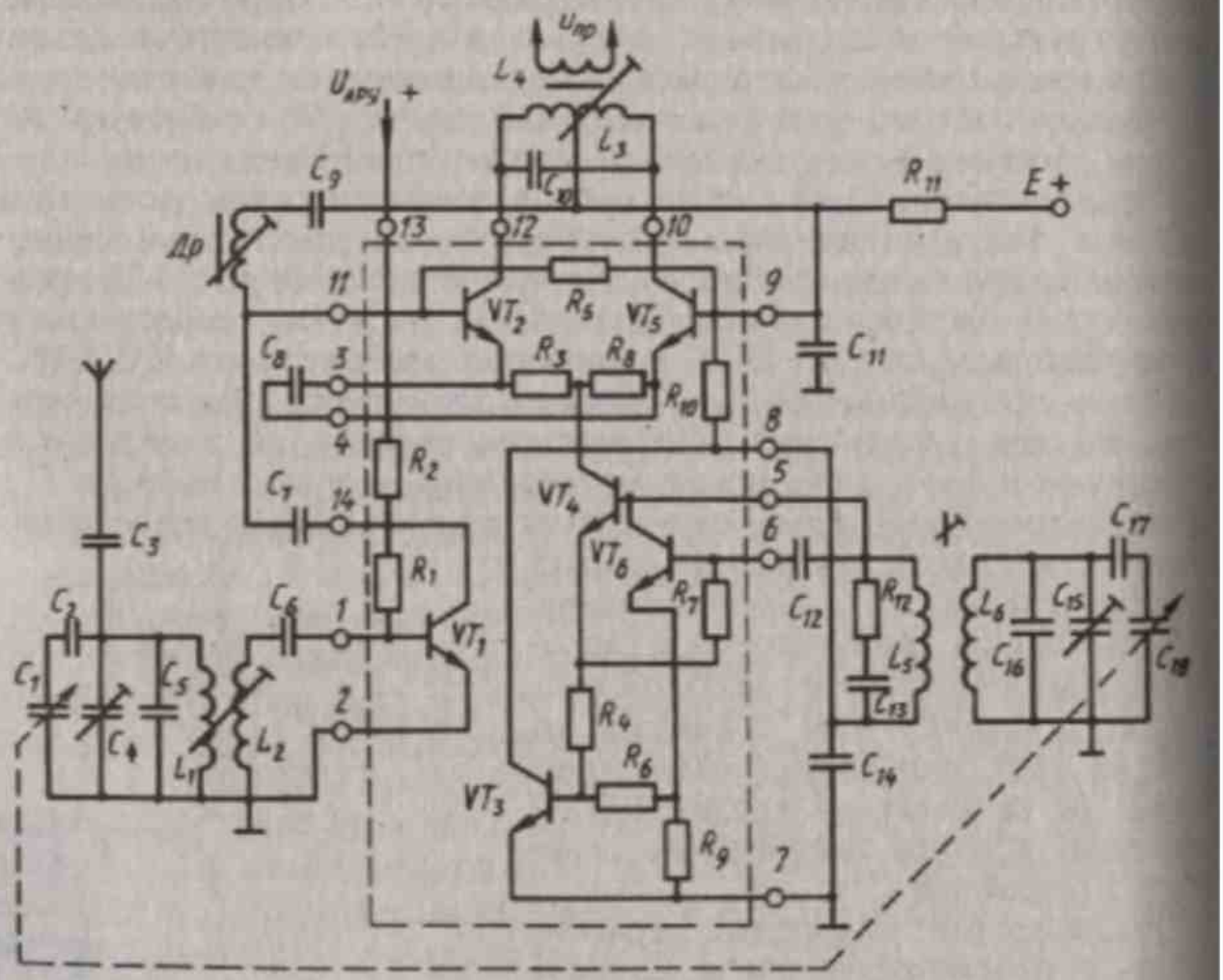


Рис. 4.24

i_{s1} и i_{s2} изменяются синфазно. При изменении токов i_{s1} и i_{s2} положение рабочей точки транзисторов VT_1 и VT_2 меняется, что вызывает изменение крутизны этих транзисторов. Таким образом, под действием напряжения $u_г$ периодически во времени с частотой $f_г$ меняется крутизна транзисторов VT_1 и VT_2, что приводит к преобразованию частоты.

В качестве примера на рис. 4.24 приведена схема балансного ПрЧ на ИС К237ХК1, предназначенная для создания УРЧ с регулируемым коэффициентом усиления и ПрЧ в АМ-трактах РПУ. Усилитель выполнен на транзисторе VT_1. Через внешний конденсатор C_1 напряжение сигнала подается на балансный ПрЧ с симметричным выходом и несимметричным входом на транзисторах VT_2 и VT_5. При хорошей симметрии первичной обмотки L_3 выходного трансформатора обеспечивается высокое подавление напряжения $u_г$ на выходе. Коллектор транзистора VT_4 одного из двух транзисторов гетеродина подключен через резисторы R_3 и R_8 к эмиттерам VT_2 и VT_5. Таким образом VT_4 управляет токами транзисторов VT_2 и VT_5. Гетеродин выполнен на VT_4 и VT_6 по схеме с отрицательным сопротивлением, что упрощает коммутацию его

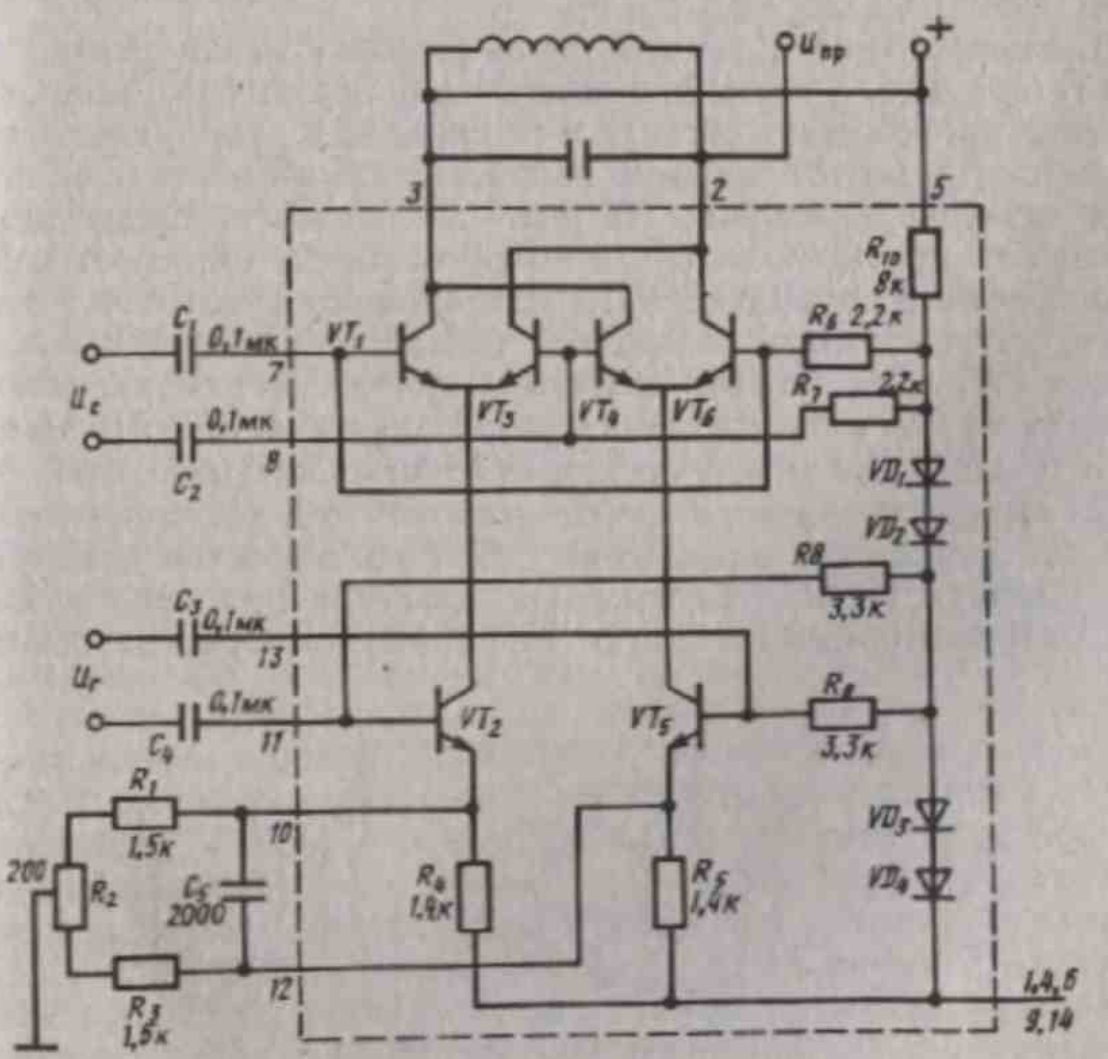


Рис. 4.25

контуров в многодиапазонном приемнике. Для стабилизации режима транзисторов гетеродина используют транзистор VT_3.

В УКВ-диапазоне широко применяется ИС К174ПС1, выполненная на двух спаренных дифференциальных каскадах (рис. 4.25). Режим по постоянному току транзисторов задается стабилизатором напряжения R_{10}, $VD_1 \div VD_4$; смещение через R_6 и R_7 подается на транзисторы дифференциальных пар, а через R_8 и R_9 на VT_2 и VT_5. Подбором сопротивления резистора между выводами *2* и *3* ИС можно обеспечить необходимый коэффициент передачи. Напряжение $u_{пр}$ снимается с контура, включаемого между выводами *2* и *3* ИС. Преобразователь по схеме рис. 4.25 имеет крутизну преобразования не менее 4,5 мА/В, коэффициент шума не более 8 дБ.

На ИС К157ХА1 можно реализовать УРЧ с ПрЧ. Эта ИС представляет собой дифференциальный усилитель без коллекторных нагрузок. Эффективны ПрЧ на основе интегральных перемножителей, предназначенных для реализации передаточной функции $u_{вых} = k u_c u_г$, где $u_{вых}$ — выходное напряжение, $u_c = U_c \cos \omega_c t$, $u_г = U_г \cos \omega_г t$ — напряжения сигнала и гетеродина с масштабным коэффициентом k. Подобные преобразователи можно реализовать на ИС К525ПС2, К174ПС1 и др.

Кольцевые ПрЧ. Для повышения развязки между цепями сигнала и гетеродина, а также для обеспечения практически полного исключения прохождения сигнала и гетеродина в цепи промежуточной частоты используют двойные балансные преобразователи, получившие название кольцевых. На рис. 4.26 приведена схема диодного кольцевого преобразователя, в котором диоды образуют кольцо с односторонней проводимостью. Напряжение сигнала через согласующую катушку связи со средней точкой подводится к кольцу из диодов $VD_1 \div VD_4$ (первая диагональ моста), во вторую диагональ моста включена катушка связи с фильтром на частоте $f_{0пр}$. Напряжение $u_г$ подключено между средними точками катушек связи.

На выходе кольцевого преобразователя при высокой симметрии плеч обеспечивается подавление побочных эффектов преобразования. Снизить уровень нелинейных эффектов при преобразовании удается применяя диоды Шотки. Подобные преобразователи имеют

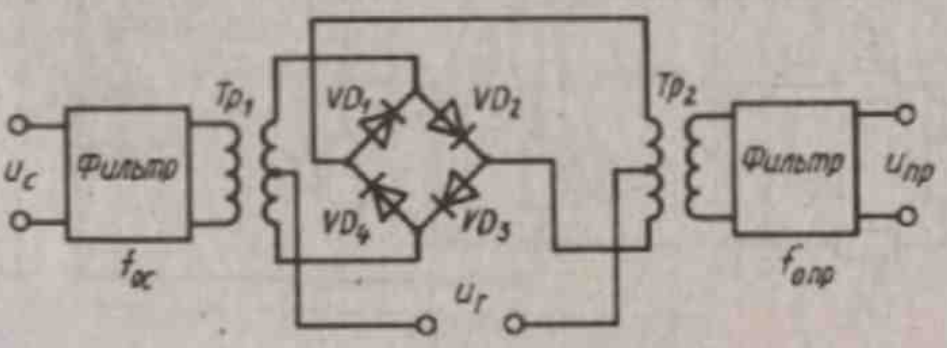


Рис. 4.26

низкий уровень шумов и большой линейный участок амплитудной характеристики, однако обладают значительными потерями при преобразовании. Для уменьшения потерь преобразователь должен быть согласован по сигнальному и гетеродинному входам, а также по выходу на частоте $f_{0пр}$.

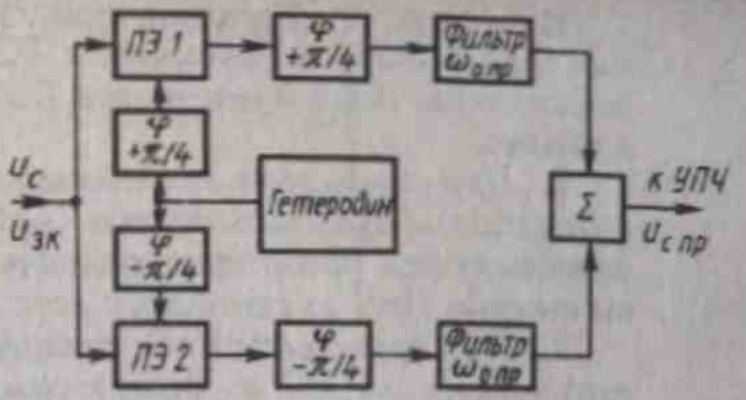


Рис. 4.27

Использование в преобразователях диодов Шотки позволяет осуществить лучшее согласование по сравнению с обычными кремниевыми или германиевыми диодами. Кольцевые преобразователи используют в диапазоне частот до 100 МГц; их широко применяют в профессиональных РПУ декаметрового диапазона.

Преобразователи частоты без зеркального канала. При некотором усложнении балансные преобразователи позволяют скомпенсировать зеркальный канал приема. Преобразователь (рис. 4.27) целесообразно использовать при малой частоте $f_{0пр}$, поскольку в этом случае зеркальный канал находится настолько близко к основному, что плохо ослабляется селективными цепями входной цепи и УРЧ. Согласно рис. 4.27, напряжения сигнала u_c с частотой f_c и фазой φ_c и зеркального канала $u_{зк}$ с частотой $f_{зк}$ и фазой $\varphi_{зк}$ подают на *ПЭ1* и *ПЭ2*. Напряжение гетеродина $u_г$ подается на *ПЭ1* и *ПЭ2* через фазовращатели со сдвигом по фазе соответственно на $+\pi/4$ и $-\pi/4$. В результате на выходе *ПЭ1* получают напряжение сигнала с частотой $f_c - f_г$ и фазой $\varphi_c - \varphi_г - 45°$ и напряжение зеркального канала с частотой $f_г - f_{зк}$ и фазой $\varphi_г - \varphi_{зк} + 45°$. В этом можно убедиться, если определить ток на выходе *ПЭ1* по методике, рассмотренной в § 4.1. На выходе *ПЭ2* получают напряжения сигнала и зеркального канала с теми же частотами и с фазами, соответственно равными $\varphi_c - \varphi_г + 45°$ и $\varphi_г - \varphi_{зк} - 45°$. Преобразованные по частоте напряжения сигнала и зеркального канала с выхода *ПЭ1* подаются на фазовращатель со сдвигом фазы $+45°$, на выходе которого фаза сигнала равна $\varphi_c - \varphi_г$, а зеркального канала — $\varphi_г - \varphi_{зк} + 90°$. Аналогично, на выходе нижнего плеча преобразователя (на выходе фазовращателя со сдвигом фазы $-45°$) фаза сигнала составляет $\varphi_c - \varphi_г$, а зеркального канала — $\varphi_г - \varphi_{зк} - 90°$. Напряжения с верхнего и нижнего плеч подаются на сумматор, коэффициенты передачи плеч которого выбирают одинаковыми. Поскольку напряжения сигнала на выходе плеч имеют одинаковые фазы, они в сумматоре складываются и поступают в последующий УПЧ; напряжения зеркального канала на выходе плеч имеют противоположные фазы, поэтому при сложении зеркальная помеха компенсируется.

Выводы. 1. *Характерным для балансных ПрЧ является то, что из двух подводимых к ПЭ напряжений сигнала и гетеродина одно действует на оба ПЭ синфазно, а другое — противофазно.*

2. *При синфазном воздействии на оба ПЭ любого источника в балансном преобразователе, напряжение на выходе которого определяется разностью выходных токов ПЭ, обеспечивается на выходе ПрЧ компенсация всех помех.*

3. *При противофазных сигналах и синфазных напряжениях гетеродина на ПЭ в строго симметричном балансном преобразователе обеспечивается компенсация шумов гетеродина и во входную цепь приемника не просачивается напряжение с частотой гетеродина.*

4. *В балансных ПрЧ уменьшается число побочных каналов приема, снижается уровень нелинейных эффектов при преобразовании.*

5. *Кольцевые ПрЧ позволяют существенно ослабить взаимную связь между цепями сигнала и гетеродина, а также обеспечить компенсацию токов сигнала и гетеродина в нагрузке.*

6. *При некотором усложнении балансные ПрЧ позволяют скомпенсировать зеркальный канал приема.*

Глава 5

МАЛОШУМЯЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 5.1. ВИДЫ МАЛОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Создание высокочувствительных приемников требует разработки малошумящих УРЧ, роль которых особенно велика в приемниках СВЧ. Это объясняется тем, что в СВЧ-приемниках внешние помехи, включая флуктуационные шумы, малы и чувствительность приемника определяется внутренними шумами. Малошумящие СВЧ-усилители можно создать на биполярных и полевых транзисторах. Лучшими показателями, особенно при работе в СВЧ-диапазоне, обладают параметрические усилители, использующие принцип регенеративного усиления.

Регенеративным усилителем называют устройство, обеспечивающее усиление радиосигналов за счет внесения в электрическую цепь отрицательного сопротивления, что соответствует внесению в эту цепь дополнительной энергии. Энергия сигнала, поступающая из антенны в колебательный контур, расходуется на потери эквивалентного контура, определяемые потерями в самом контуре и потерями в подключенной к контуру нагрузке. Если к контуру подключить двухполюсник с отрицательным сопротивлением, то результирующие потери в контуре уменьшатся, при этом мощность сигнала в нагрузке возрастет. При равенстве подключенного к контуру отрицательного сопротивления собственному сопротивлению контура происходит компенсация потерь в контуре. При этом мощность сигнала из антенны передается в нагрузку (на вход первого усилительного или преобразовательного каскада) без ослабления. Если вносимое в контур отрицательное сопротивление больше собственного сопротивления контура, т. е. частично компенсирует не только потери в контуре, но и поглощение энергии нагрузкой, то мощность сигнала в нагрузке больше, чем мощность сигнала от антенны, т. е. произойдет усиление сигнала. Если вносимое отрицательное сопротивление полностью компенсирует потери эквивалентного контура вместе с нагрузкой, то в контуре возникнут незатухающие колебания, т. е. усилитель превратится в генератор.

С увеличением вносимого в контур отрицательного сопротивления

добротность контура возрастает, усиление усилителя увеличивается, однако полоса пропускания уменьшается. Следовательно, увеличение коэффициента усиления связано с сужением полосы пропускания.

Элемент с отрицательным сопротивлением можно создать за счет цепи положительной ОС либо с помощью некоторых нелинейных элементов. Наиболее широко применяются регенеративные усилители, использующие для создания отрицательного сопротивления нелинейный элемент. В зависимости от типа нелинейного элемента различают *усилители с туннельным диодом* и *параметрические усилители с варикапами*. При использовании обмена энергией между электромагнитным полем и молекулами некоторых кристаллов реализуют *квантовые усилители*. Схема, поясняющая принцип построения регенеративного усилителя, показана на рис. 5.1. Сигнал от источника сигнала подается в резонансный контур LC, к которому подключен элемент с отрицательной проводимостью g_-. Связь контура с источником сигнала и нагрузкой — автотрансформаторная. Особенность регенеративного усилителя состоит в том, что входной и усиленный сигнал соответственно подается и снимается с одного и того же контура, т. е. цепи источника сигнала и нагрузки совпадают (с учетом коэффициентов включения), следовательно, усилитель обладает свойством взаимности, при котором вход и выход усилителя можно поменять местами. Благодаря этому свойству шумы электронного прибора, включенного на выходе усилителя, поступают обратно в усилитель и усиливаются в нем, ухудшая шумовые параметры усилителя. По этой причине регенеративные усилители, как правило, делают однонаправленными (невзаимными). В таких усилителях усиливаемый сигнал проходит только в направлении от источника сигнала к нагрузке, обратный путь от нагрузки к усилителю исключается. Свойство однонаправленности в усилителе можно реализовать двумя путями: 1) включением между источником сигнала, усилителем и нагрузкой однонаправленных (обычно ферритовых) вентилей; при этом усилитель является *регенеративным усилителем с однонаправленными вентилями* или *регенеративным усилителем проходного типа*; 2) соединением источника сигнала, усилителя и нагрузки через ферритовый

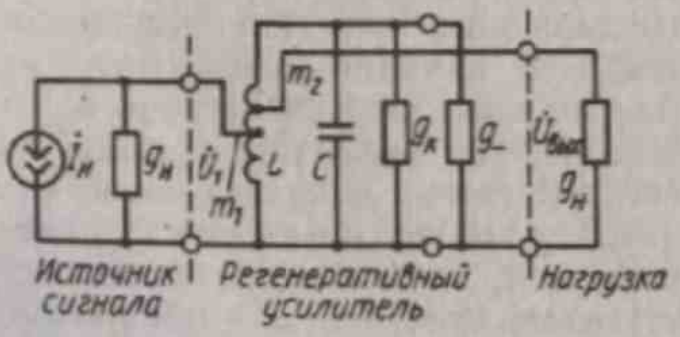


Рис. 5.1

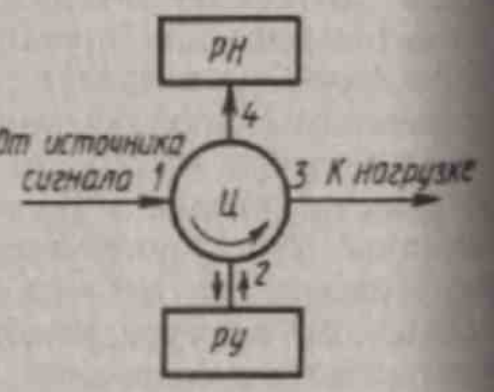


Рис. 5.2

циркулятор (рис. 5.2); при этом усилитель является *регенеративным усилителем с циркулятором* или *усилителем отражательного типа*. В усилителе рис. 5.2 сигнал от источника поступает на плечо *1* циркулятора *Ц* и далее через плечо *2* к регенеративному усилителю *РУ*; усиленный сигнал через плечо *3* проходит в нагрузку. Шумы нагрузки поступают в плечо *4* и далее поглощаются резистивной нагрузкой *РН*, не попадая в усилитель.

Выводы. 1. *Регенеративное усиление сигналов обеспечивается за счет внесения в электрическую цепь отрицательного сопротивления.*

2. *С увеличением вносимого в контур отрицательного сопротивления добротность контура и усиление усилителя возрастают, однако при этом его полоса пропускания сужается.*

§ 5.2. УСИЛИТЕЛИ НА ТУННЕЛЬНОМ ДИОДЕ

В усилителе на туннельном диоде в качестве элемента с отрицательным сопротивлением используют туннельный диод. ВАХ туннельного диода, т. е. зависимость прямого тока $i_д$ от приложенного напряжения $u_д$, показана на рис. 5.3. Падающему участку характеристики соответствует отрицательная проводимость диода $di_д/du_д$ для малых амплитуд сигнала. Схема усилителя на туннельном диоде показана на рис. 5.4. Режим работы диода по постоянному току обеспечивается с помощью резисторов R_1 и R_2 так, чтобы рабочая точка помещалась на середине участка ВАХ с отрицательной проводимостью (точка B на рис. 5.3). Напряжение источника питания $E=(I_д+E_д/R_2)\,R_1+E_д$, откуда $I_д=Eg_1-E_д\,(g_1+g_2)$, где $g_1=1/R_1$; $g_2=1/R_2$. Если нагрузочная прямая по постоянному току, построенная согласно $I_д=f(E_д)$, пересекает ВАХ диода помимо точки B и в дополнительных точках A и C (прямая *I* на рис. 5.3), то усилитель работает неустойчиво. В цепи диода устанавливается ток, соответствующий току в точке A либо в точке C; при этом возможен

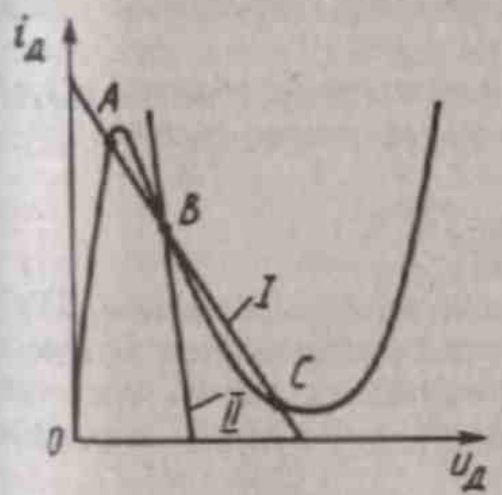


Рис. 5.3

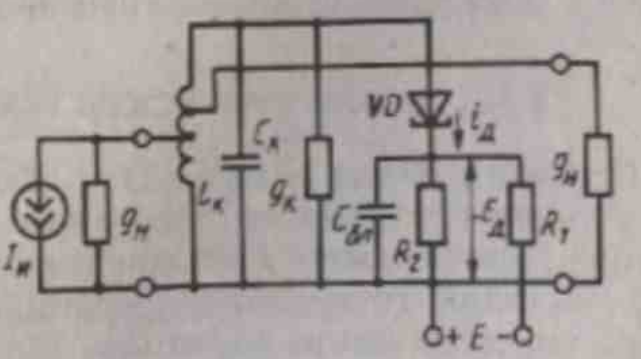


Рис. 5.4

перескок из одной точки в другую. Устойчивое положение рабочей точки B обеспечивается таким подбором сопротивлений делителя R_1, R_2, при которых нагрузочная прямая пересекает ВАХ диода только в точке B (прямая *II* на рис. 5.3). Для этого сопротивление резистора R_2 выбирают малым; нагрузочная прямая проходит через рабочую точку достаточно круто. Конденсатор $C_{бл}$ служит для замыкания резистора R_2 по переменному току. В усилителях (рис. 5.4) приемников дециметровых и сантиметровых волн резонансный контур реализуется на основе отрезков линий или волноводов.

На частотах сигнала туннельный диод помимо отрицательной проводимости обладает реактивными параметрами: емкостью электронно-дырочного перехода (0,2—2 пФ) и индуктивностью соединительных проводников (0,02—0,2 нГн). По этой причине активная составляющая полной проводимости диода с учетом его реактивных параметров зависит от частоты. Существует частота, называемая *критической*, выше которой проводимость диода из отрицательной превращается в положительную. Поэтому необходимо выбирать такой туннельный диод, у которого максимальная рабочая частота в 3—4 раза ниже его критической частоты.

Усилители с туннельными диодами просты по конструкции, малы по габаритам и массе, надежны в эксплуатации. Однако в рабочем режиме ток туннельного диода имеет постоянную составляющую, являющуюся источником дробовых флуктуационных шумов. Во много раз меньше ток проводимости у варикапа, поэтому шумы параметрических усилителей значительно меньше, чем шумы усилителя на туннельном диоде. Усилители на туннельных диодах находят применение в бортовой аппаратуре систем спутниковой связи.

Выводы. 1. *Режим работы по постоянному току туннельного диода в усилителе выбирают таким, чтобы рабочая точка помещалась на середине падающего участка ВАХ диода.*

2. *Устойчивое положение рабочей точки обеспечивается подбором сопротивлений резисторов делителя, при которых нагрузочная прямая по постоянному току пересекает ВАХ диода только в одной точке.*

3. *Критическая частота туннельного диода должна в 3...4 раза превышать максимальную рабочую частоту сигнала.*

§ 5.3. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Принцип работы и виды ПУ. *Параметрическим усилителем* (ПУ) называют устройство, в котором для усиления используют *нелинейную реактивность* (обычно емкость), изменяющуюся во времени с частотой гетеродина. Обычно применяют *нелинейную емкость* p-n-перехода диода-варикапа.

Варикап выполняет в параметрических устройствах те же функ-

ции, что и обычный диод в преобразователях частоты. Отличие состоит в том, что на параметрический диод подается отрицательное запирающее напряжение, поэтому при работе в ПУ варикап ведет себя как емкость. Свойства емкости характеризует вольт-кулоновая характеристика (ВКХ) $q=f(u)$, показывающая зависимость заряда q на емкости от приложенного напряжения u. В зависимости от вида ВКХ (рис. 5.5, *а*) емкости делятся на линейные, для которых ВКХ линейна, и нелинейные, для которых ВКХ нелинейна. Обычно используют зависимость *дифференциальной емкости* C_Δ от приложенного напряжения (рис. 5.5, *б*), называемую вольт-фарадовой характеристикой (ВФХ), показывающей зависимость приращения заряда $\mathrm{d}q$ от приращения приложенного к емкости напряжения $\mathrm{d}u$, т. е. $\mathrm{d}q=C_\Delta \mathrm{d}u$. Тогда

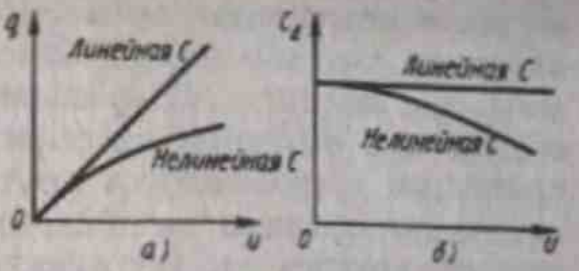


Рис. 5.5

$$C_\Delta=\mathrm{d}q/\mathrm{d}u. \qquad (5.1)$$

Таким образом, емкость C_Δ характеризует крутизну ВКХ в рабочей точке, которая аналогична крутизне характеристики диода в обычных преобразователях частоты. По ВФХ можно построить ВКХ:

$$q=\int_0^u C_\Delta(u)\,\mathrm{d}u. \qquad (5.2)$$

Принцип работы ПУ. Рассмотрим одноконтурное параметрическое устройство (рис. 5.6). В параметрических устройствах нелинейная емкость перехода диода и заряд q на нем меняются под действием напряжения гетеродина $u_г$. Напряжения $u_с$ и $u_{пр}$ с частотой сигнала и промежуточной частотой малы по сравнению с напряжением $u_г$; практически они не влияют на C_Δ. Графики изменения q и C_Δ в зависимости от t и u показаны на рис. 5.7 (поскольку на диод подано отрицательное напряжение, то заряд q — отрицательный, поэтому на рисунке он отложен по оси ординат вниз). Изменение во времени с частотой гетеродина $f_г$ заряда q при-

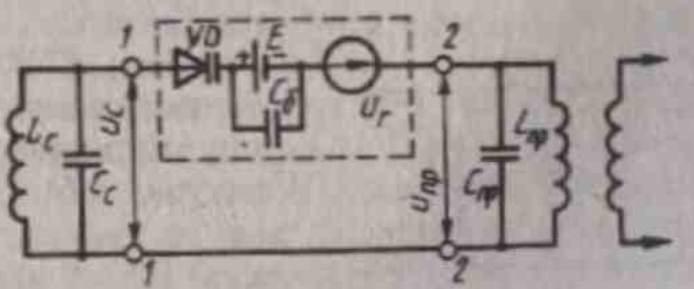


Рис. 5.6

водит к изменению тока $i=\mathrm{d}q/\mathrm{d}t$ с частотой $f_г$. Принципиальным является то, что напряжение $u_г$ изменяет дифференциальную емкость $C_д$, которая также изменяется во времени с частотой $f_г$. Таким образом, в обычных преобразователях частоты под действием напряжения $u_г$ изменяется крутизна S, а в ПУ — емкость $C_д$. Для источника сигнала часть схемы, отмеченную на рис. 5.6 пунктирной линией, можно рассматривать как периодически меняющуюся емкость, что дает возможность перейти от схемы рис. 5.6 к схеме рис. 5.8, на которой напряжение сигнала $u_с$ с частотой $f_с$ приложено к цепи, в которой емкость $C_д(t)$ меняется с частотой $f_г$. При этом протекающий в цепи ток содержит комбинационные составляющие с частотами $|kf_г \pm f_с|$. Из этих составляющих используют только одну (чаще при $k=1$), выделяемую контуром, настроенным на частоту $f_{0пр}$. В результате на контуре $L_{пр}C_{пр}$ (см. рис. 5.6) появляется напряжение с частотой $f_{0пр}$, что свидетельствует о преобразовании частоты.

Помимо прямого преобразования в параметрическом устройстве возникает и обратное преобразование частоты, в результате которого появляется составляющая тока с частотой $f_с$, создающая на входном контуре напряжение с этой частотой $f_с$. Если это напряжение действует в фазе с напряжением источника сигнала, то происходит усиление сигнала, т. е. за счет обратного преобразования при определенных условиях во входной контур ПУ вносится дополнительная энергия. Это позволяет правую от зажимов *1—1* часть схемы рис. 5.8 отождествлять с отрицательным сопротивлением, компенсирующим потери во входном контуре. Заметим, что при прямом и обратном преобразованиях энергия берется от гетеродина, который в ПУ называют *генератором накачки*.

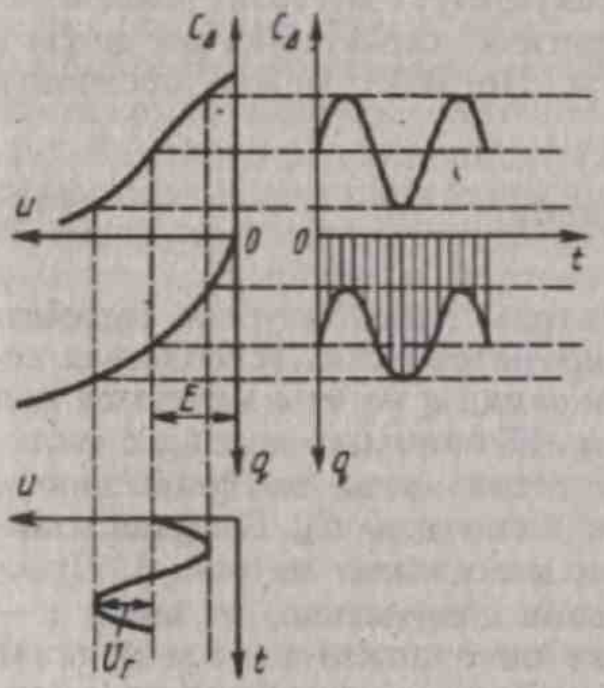


Рис. 5.7

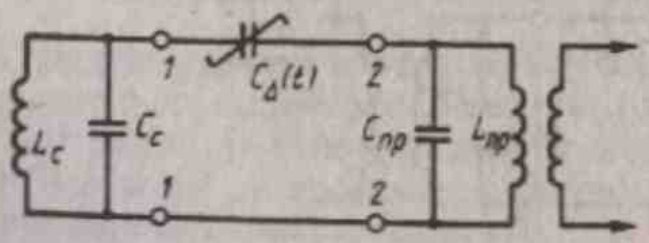


Рис. 5.8

Виды ПУ. В зависимости от числа используемых контуров различают *двухконтурные* (см. рис. 5.6) или *многоконтурные* (с числом контуров более двух) ПУ. В некоторых случаях $f_{0пр}$ примерно равна $f_с$, что дает

возможность использовать в ПУ один контур, на котором выделяются колебания с частотами f_c и $f_{0пр}$.

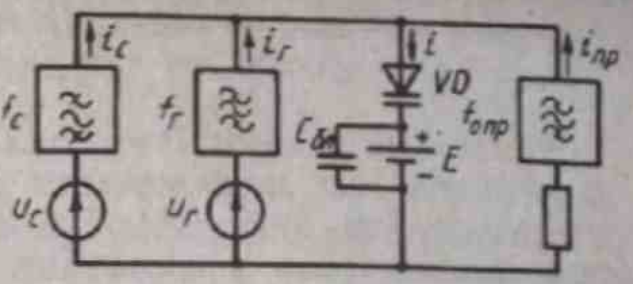


Рис. 5.9

В параметрических усилителях возникают колебания с частотой $f_{пр}=|kf_г \pm f_c|$. Наличие побочных колебаний нежелательно, так как они потребляют мощность $P_{поб}=0{,}5I_{поб}U_{поб}$. Побочные колебания стремятся подавить, обеспечивая равенство нулю $I_{поб}$ либо $U_{поб}$. В зависимости от способа подавления побочных колебаний ПУ делятся на: 1) *ПУ с коротким замыканием побочных колебаний* (см. рис. 5.6); в таких ПУ каждый контур (на частотах f_c, $f_г$, $f_{0пр}$) настроен на свою частоту и выделяет напряжение этой частоты; при этом токов с различными частотами в ПУ создается много, но для них контуры представляют собой практически короткое замыкание, и поэтому эти составляющие токов не создают на контурах напряжений; 2) *ПУ с холостым ходом для побочных колебаний* (рис. 5.9); в этих ПУ фильтрами являются последовательные контуры, которые при резонансе ведут себя как короткозамкнутые, пропускающие ток данной частоты; напряжений с различными частотами может быть много, но они токов с другими частотами не создают. Для усилителя с коротким замыканием побочных колебаний в качестве исходного параметра принимают напряжение на диоде, по которому находят токи.

В зависимости от значения $f_{0пр}$ различают ПУ, работающие на суммарной частоте $f_{0пр}=f_г+f_c$ и на разностной частоте $f_{0пр}=f_г-f_c$ (усиление происходит на частоте сигнала). Как правило, ПУ делают однонаправленным. Различают ПУ с однонаправленным вентилем и с циркулятором.

Выводы. 1. *В качестве усилительного элемента в ПУ используют нелинейную емкость. Так как она в идеальном случае не создает шумов, то ПУ — устройство малошумящее.*

2. *Усиление в регенеративном ПУ происходит за счет преобразования частоты, вначале прямого, а затем обратного.*

3. *Источником энергии ПУ является генератор накачки (гетеродин), а не батарея постоянного тока, как в транзисторных усилителях.*

4. *Усиленный в ПУ сигнал обычно снимают с входного контура, а не с выходного, как в транзисторном усилителе. Усиление обеспечивается за счет внесения во входной контур отрицательного сопротивления (регенеративное усиление).*

5. *Емкость варикапа в ПУ накапливает энергию от гетеродина и перераспределяет ее без потерь в цепи промежуточной частоты и частоты сигнала. Усиленный сигнал может выделяться на контуре промежуточной частоты $f_{0пр}=f_г+f_c$, кото-*

рая превышает частоту сигнала; при этом усиление по мощности зависит от отношения $f_{0пр}/f_c$ (нерегенеративное усиление).

Методика анализа ПУ. Целью анализа ПУ является получение выражений для коэффициента усиления и входной проводимости усилителя (см. рис. 5.6). Для этого необходимо определить составляющие тока с частотами f_c и $f_{пр}$. Для упрощения анализа сделаем ряд допущений:

1) не будем учитывать активные потери в диоде, полагая диод чистой нелинейной емкостью, описываемой ВКХ $q=F(u)$;

2) на диод поступают напряжения только трех частот: частоты f_c на входном контуре, частоты $f_г$ на контуре гетеродина и частоты $f_{пр}$ на выходном контуре, т. е. фильтры ПУ являются идеальными (в действительности на контурах создаются напряжения комбинационными составляющими токов других частот). С учетом сделанного допущения напряжение на диоде

$$u_д=E+u_г+u_c+u_{пр}; \tag{5.3}$$

3) напряжения u_c и $u_{пр}$ полагаем настолько малыми, что ВКХ диода для них можно считать линейной; это дает возможность разложить ВКХ в степенной ряд и учесть в нем только первые два члена:

$$q=F(E+u_г+u_c+u_{пр})=F(E+u_г+\Delta u)\approx F(E+u_г)+F'(E+u_г)\,\Delta u, \tag{5.4}$$

где $F(E+u_г)=q_0(E+u_г)$ — заряд на емкости при действии напряжения $u_г$; $F'(E+u_г)=\mathrm{d}q/\mathrm{d}u=C_\Delta(E+u_г)$ — дифференциальная емкость при действии напряжений смещения E и гетеродина. С учетом введенных обозначений выражение (5.4) принимает вид

$$q=q_0+\Delta q=q_0(E+u_г)+C_\Delta(E+u_г)\,\Delta u. \tag{5.5}$$

Согласно (5.5), заряд q линейно зависит от приложенного к диоду напряжения Δu. Таким образом, вместо нелинейной зависимости $q=F(u)$ получили линейную связь между q и Δu. В выражении (5.5) величины q_0 и C_Δ зависят от $u_г=U_г\cos\omega_г t$, т. е. являются периодическими функциями времени, что позволяет разложить их в ряд Фурье:

$$q_0(t)=\sum_{m=0}^{\infty} q_{0m}\cos m\omega_г t; \tag{5.6}$$

$$C_\Delta(t)=C_0+\sum_{k=1}^{\infty} C_k\cos k\omega_г t. \tag{5.7}$$

Следовательно, заряд q_0 имеет только составляющие с частотами $f_г$, $2f_г$, ..., т. е. полезных составляющих с частотами f_c и $f_{пр}$ не содержит. Поэтому целесообразно рассматривать только второе слагаемое выражения (5.5):

$$\Delta q = C_\Delta (E + u_r)\, \Delta u, \qquad (5.8)$$

где $\Delta u = u_c + u_{пр} = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + U_{пр} \cos(\omega_{пр} t + \varphi_{пр})$. Учтя (5.7) и заменив произведение косинусов полусуммами косинусов суммарных и разностных углов, получим

$$\Delta q = C_0 [U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + U_{пр} \cos(\omega_{пр} t + \varphi_{пр})] +$$

$$+ \sum_{k=1}^{\infty} 0{,}5 C_k \{U_c \cos[(k\omega_r \pm \omega_c)\, t \pm \varphi_c] + U_{пр} \cos[(k\omega_r \pm \omega_{пр})\, t \pm \varphi_{пр}]\}. \qquad (5.9)$$

Из выражения (5.9) следует, что при действии на емкости варикапа напряжений с частотами f_c и f_r в заряде возникают составляющие новых частот вида $f_{пр} = |kf_r \pm f_c|$. Положим, что выходной контур настроен на частоту $f_{0пр} = f_r - f_c$. Тогда составляющая заряда с частотой $f_{0пр}$

$$q_{пр} = C_0 U_{пр} \cos(\omega_{пр} t + \varphi_{пр}) + 0{,}5 C_1 U_c \cos(\omega_{пр} t - \varphi_c), \qquad (5.10)$$

а составляющая заряда с частотой f_c

$$q_c = C_0 U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + 0{,}5 C_1 U_{пр} \cos(\omega_c t - \varphi_{пр}). \qquad (5.11)$$

Дальнейшее рассмотрение удобно провести при записи выражения для заряда в комплексной форме. По теореме Эйлера, $e^{j\alpha} = \cos\alpha + j\sin\alpha$. При этом $u = U\cos(\omega t + \varphi) = \mathrm{Re}[Ue^{j(\omega t + \varphi)}] = \mathrm{Re}[Ue^{j\varphi} e^{j\omega t}] = \mathrm{Re}[\dot{U} e^{j\omega t}]$, где знак Re означает рассмотрение вещественной части ($\cos\alpha$) выражения для $e^{j\alpha}$. Такая запись более удобна, так как фаза φ входит в комплексную амплитуду $\dot{U}$ и для учета фазы φ достаточно поставить точку над $\dot{U}$. Следовательно, выражения (5.10) и (5.11) примут вид

$$q_{пр} = \mathrm{Re}[(C_0 \dot{U}_{пр} + 0{,}5 C_1 \dot{U}_c^*)\, e^{j\omega_{пр} t}];$$
$$q_c = \mathrm{Re}[(C_0 \dot{U}_c + 0{,}5 C_1 \dot{U}_{пр}^*)\, e^{j\omega_c t}], \qquad (5.12)$$

где

$$\dot{U}_{пр} = U_{пр} e^{j\varphi_{пр}};\ \dot{U}_c = U_c e^{j\varphi_c};\ \dot{U}_c^* = U_c e^{-j\varphi_c};\ \dot{U}_{пр}^* = U_{пр} e^{-j\varphi_{пр}}; \qquad (5.13)$$

знаком «*» помечены комплексно-сопряженные величины. Их введение позволяет учесть то, что фазовые углы напряжений $\dot{U}_c^*$ и $\dot{U}_{пр}^*$ имеют знаки, противоположные знакам фазовых углов напряжений $\dot{U}_c$ и $\dot{U}_{пр}$. Составляющая тока с промежуточной частотой

$$i_{пр} = \mathrm{d}q_{пр}/\mathrm{d}t = \mathrm{Re}\{[C_0 \dot{U}_{пр} + 0{,}5 C_1 \dot{U}_c^*]\, j\omega_{пр} e^{j\omega_{пр} t}\}, \qquad (5.14)$$

составляющая тока с частотой сигнала

$$i_c = \mathrm{d}q_c/\mathrm{d}t = \mathrm{Re}\{[C_0 \dot{U}_c + 0{,}5 C_1 \dot{U}_{пр}^*]\, j\omega_c e^{j\omega_c t}\}. \qquad (5.15)$$

Комплексная амплитуда тока с промежуточной частотой, согласно (5.14),

$$\dot{I}_{пр} = \dot{Y}_{21}\dot{U}_{с}^{*} + \dot{Y}_{22}\dot{U}_{пр}, \qquad (5.16)$$

комплексная амплитуда тока с частотой сигнала из (5.15)

$$\dot{I}_{с} = \dot{Y}_{11}\dot{U}_{с} + \dot{Y}_{12}\dot{U}_{пр}^{*}, \qquad (5.17)$$

где

$$\dot{Y}_{21} = j\omega_{пр}0{,}5C_1;\ \dot{Y}_{22} = j\omega_{пр}C_0;\ \dot{Y}_{11} = j\omega_{с}C_0;\ \dot{Y}_{12} = j\omega_{с}0{,}5C_1. \qquad (5.18)$$

Из выражений (5.16) и (5.17) следует, что комплексные амплитуды токов $\dot{I}_{пр}$ и $\dot{I}_{с}$ связаны с комплексными амплитудами напряжений $\dot{U}_{с}$ и $\dot{U}_{пр}$ линейными уравнениями с постоянными коэффициентами. На этом основании ПУ по схеме рис. 5.6 можно заменить для амплитуд токов и напряжений эквивалентным линейным четырехполюсником (рис. 5.10), $\dot{Y}$-параметры которого во времени постоянны. Эквивалентность схем рис. 5.6 и 5.10 в том, что токи $\dot{I}_{с}$, $\dot{I}_{пр}$ и напряжения $\dot{U}_{с}$, $\dot{U}_{пр}$ остаются в эквивалентной схеме такими же, как и в исходной схеме; однако эквивалентная схема не отражает процесса преобразования.

Выводы. 1. *Параметрический усилитель для амплитуд токов и напряжений можно заменить эквивалентным линейным четырехполюсником.*

2. *Для расчета ПУ определяют $\dot{Y}$-параметры, на основании которых вычисление коэффициента усиления и входной проводимости возможно по формулам, подобным полученным для транзисторных усилителей.*

Основные показатели качества ПУ. К основным показателям качества ПУ относятся входная проводимость, коэффициент усиления, амплитудно-частотная характеристика, шумовая температура.

Входная проводимость определяет нагрузку со стороны усилителя (зажимы *1—1*) для источника сигнала. Для усилителя по схеме рис. 5.10 входная проводимость $\dot{Y}_{вх} = \dot{I}_{с}/\dot{U}_{с}$. С учетом выражения (5.17)

$$\dot{Y}_{вх} = \dot{Y}_{11} + \dot{Y}_{12}\dot{U}_{пр}^{*}/\dot{U}_{с}. \qquad (5.19)$$

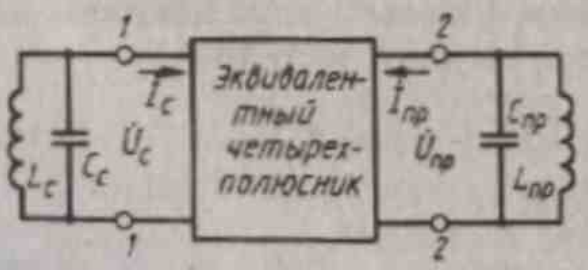


Рис. 5.10

Согласно (5.19), проводимость $\dot{Y}_{вх}$ содержит две составляющие: 1) составляющую $\dot{Y}_{11}$, не зависящую от $\dot{U}_{пр}$; 2) составляющую $\dot{Y}_{12}\dot{U}_{пр}^{*}/\dot{U}_{с}$, зависящую от напряжения $\dot{U}_{пр}$. При $\dot{U}_{пр} = 0$ $\dot{Y}_{вх} = \dot{Y}_{11}$. Вторая составляющая обусловлена наличием ОС за счет обратного преобразования в ПУ между

контуром на частоте $f_{0пр}$ и входным контуром. Для нахождения $\dot{Y}_{вх}$ необходимо определить напряжение $\dot{U}^{*}_{пр}$ из уравнения (5.16). Напряжение $\dot{U}_{пр} = -\dot{I}_{пр}/\dot{Y}_{пр}$, где $\dot{Y}_{пр}$ — проводимость контура на частоте $f_{0пр}$ (рис. 5.10); знак минус учитывает тот факт, что ток $\dot{I}_{пр}$ создает на выходном контуре напряжение, противоположное ЭДС, вызвавшей ток (см. § 5.2). Выражение (5.16) можно переписать в виде $-\dot{U}_{пр}\dot{Y}_{пр} = \dot{Y}_{21}\dot{U}^{*}_{с} + \dot{Y}_{22}\dot{U}_{пр}$. Согласно этому уравнению, $\dot{U}_{пр} = -\dot{Y}_{21}\dot{U}^{*}_{с}/(\dot{Y}_{пр} + \dot{Y}_{22}) = -\dot{Y}_{21}\dot{U}^{*}_{с}/\dot{Y}_{эпр}$, где $\dot{Y}_{эпр}$ — полная эквивалентная проводимость выходного контура с учетом влияния выходной проводимости $\dot{Y}_{22} = j\omega_{пр}C_0$. В выражение (5.19) входит комплексно-сопряженная величина $\dot{U}^{*}_{пр} = -\dot{Y}^{*}_{21}\dot{U}_{с}/\dot{Y}_{эпр}$. Учитывая, что $\dot{Y}_{21}$ — чистая реактивность, имеем $\dot{Y}^{*}_{21} = -\dot{Y}_{21}$. Тогда $\dot{U}^{*}_{пр} = \dot{Y}_{21}\dot{U}_{с}/\dot{Y}^{*}_{эпр}$. Подставив это значение в (5.19), получим

$$\dot{Y}_{вх} = \dot{Y}_{11} + \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}/\dot{Y}^{*}_{эпр}. \qquad (5.20)$$

Подставив в (5.20) значения $\dot{Y}$-параметров из (5.18), определим окончательное выражение для входной проводимости:

$$\dot{Y}_{вх} = j\omega_с C_0 - \omega_с \omega_{пр} C_1^2/4\dot{Y}^{*}_{эпр}. \qquad (5.21)$$

Если выходной контур настроен в резонанс на частоту $f_{0пр}$, то $\dot{Y}^{*}_{эпр} = g_{к пр}$. Следовательно,

$$\dot{Y}_{вх} = j\omega_с C_0 - g_{-}, \qquad (5.22)$$

где

$$g_{-} = (\omega_с \omega_{пр} C_1^2)/(4g_{к пр}). \qquad (5.23)$$

Уравнению (5.23) соответствует эквивалентная схема рис. 5.11.

Выводы. 1. *Входная проводимость ПУ содержит две составляющие: первая (емкостная) имеет место и при коротком замыкании выходного контура, вторая обусловлена эффектом обратного преобразования.*

2. *При $\omega_{пр} = \omega_т - \omega_с$ вторая составляющая $\dot{Y}_{вх}$ при настройке выходного контура в резонанс чисто активна и отрицательна. Эта отрицательная проводимость компенсирует потери во*

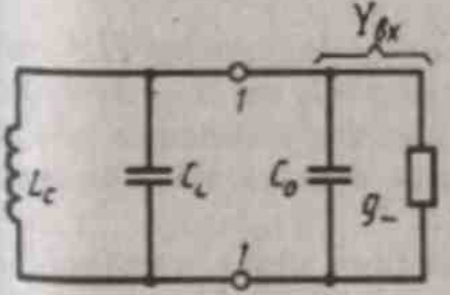


Рис. 5.11

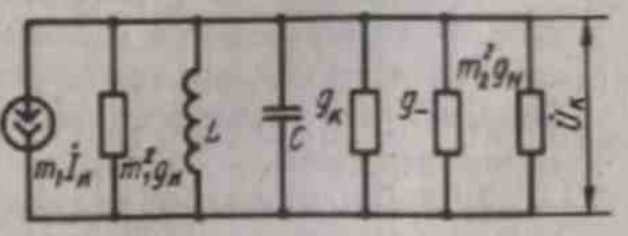


Рис. 5.12

входном контуре и позволяет получить регенеративное усиление.

3. *Значение g_- зависит от амплитуды первой гармоники емкости C_1; при $U_г=0$, $C_1=0$, $g_-=0$. Таким образом, отрицательная входная проводимость ПУ появляется только при действии напряжения гетеродина.*

Коэффициент усиления ПУ без циркулятора определим по схеме рис. 5.1. Особенностью этого усилителя является то, что $g_н$ и $g_с$ подключены к одному и тому же входному контуру и при $m_1=m_2=1$ вход и выход ПУ совпадают. Коэффициент усиления по напряжению $\dot{K}=\dot{U}_{вых}/\dot{U}_1=m_2/m_1$; при $m_1=m_2$ коэффициент передачи $K=1$ независимо от значения g_-. Коэффициент усиления по мощности $K_P=P_{вых}/P_{вх}$. Если на входе ПУ обеспечивается согласование, то $P_{вх}=P_{вх\,ном}=I_н^2/(4g_н)$. Тогда $K_P=(P_{вых}/I_н^2)\,4g_н$. Для расчета $P_{вых}$ пересчитаем все элементы рис. 5.1 к контуру (рис. 5.12). При резонансе $U_{к0}=-m_1 I_н/g_0$; где $g_0=g_к+m_2^2 g_н+m_1^2 g_н-g_-=g_{э1}-g_-$. Напряжение на нагрузке $U_{вых}=m_2 U_{к0}=-m_1 m_2 I_н/g_0$. Следовательно, $P_{вых0}=U_{вых}^2 g_н=m_1^2 m_2^2 I_н^2 g_н/g_0^2$ и

$$K_{P0}=\frac{4m_1^2 m_2^2 g_н g_н}{g_0^2}=\frac{4m_1^2 m_2^2 g_н g_н}{g_{э1}^2(1-a)^2}. \qquad (5.24)$$

Коэффициент регенерации a характеризует отношение отрицательной проводимости к проводимости входного контура:

$$a=g_-/g_{э1}. \qquad (5.25)$$

Коэффициент a зависит от проводимости g_-, которая, согласно (5.23), пропорциональна C_1. Поскольку C_1 зависит от амплитуды напряжения гетеродина, для увеличения K_{P0} необходимо увеличивать амплитуду напряжения гетеродина. При $a\to 1$ $K_{P0}\to\infty$; при $a\to 1$ усилитель самовозбуждается. Таким образом, теоретически в ПУ можно получить любое усиление по мощности. Практически очень большое значение K_{P0} реализовать не удается, так как, во-первых, при большом усилении из-за различных дестабилизирующих факторов ПУ может самовозбудиться, и, во-вторых, поскольку от значения a зависит эквивалентное затухание $d_{экв}$ входного контура, при $a\to 1$ $d_{экв}\to 0$ и полоса пропускания параметрического усилителя стремится к нулю.

Выводы. 1. *Коэффициент усиления по мощности ПУ зависит от коэффициента регенерации; если $a\to 1$, то K_{P0} стремится к бесконечности; при этом ПУ самовозбуждается. Коэффициент K_{P0} растет по мере увеличения амплитуды напряжения гетеродина.*

2. *В ПУ обычно не удается реализовать очень высокий K_{P0}, так как при большом K_{P0} усилитель из-за дестабилизирующих*

факторов может самовозбуждаться, а его полоса пропускания становится очень узкой.

Амплитудно-частотная характеристика ПУ зависит от частотных свойств контуров как промежуточной, так и сигнальной частоты. Предположим, что за счет обратного преобразования во входной контур ПУ вносится только отрицательная проводимость g_-. Тогда эквивалентное затухание входного контура $d_{экв} = \rho g_0 = \omega_{0c} L_c g_{э1} (1-a)$, где $\rho = \omega_{0c} L_c$ — характеристическое сопротивление входного контура. Собственное затухание входного контура без учета $g_- = d_{экв\,c} = \rho g_{э1}$. Следовательно,

$$d_{экв} = d_{экв\,c} (1-a). \qquad (5.26)$$

Из (5.26) следует, что при $a \to 1$ $d_{экв} \to 0$. Если на всех частотах в области полосы пропускания во входной контур вносится только g_-, выражение для АЧХ усилителя с учетом (3.27) примет вид

$$\gamma = 1 \Big/ \left[1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_0 d_{экв}} \right)^2 \right]^{1/2}. \qquad (5.27)$$

Согласно (5.27), АЧХ ПУ имеет вид АЧХ обычного одиночного резонансного контура. Форма АЧХ зависит от коэффициента a (рис. 5.13); при большом усилении полоса пропускания сужается.

Шумовая температура — одна из основных характеристик ПУ. В ПУ усилительным элементом является нелинейная емкость, которая в идеальном случае шумов не создает. Шумы реального ПУ определяются различными побочными сопротивлениями в цепях усилителя и обратным током диода. Определим шумовую температуру ПУ без циркулятора. Для этого от схемы рис. 5.6 перейдем к схеме рис. 5.14, на которой варикап совместно с E и $u_т$ заменен изменяющейся во времени емкостью $C(t)$. Будем считать, что все проводимости ПУ находятся при различных температурах T, шумовые токи и напряжения определим по формуле Найквиста. Напряжение шумовой ЭДС, создаваемое проводимостью $g_{х\,пр}$, $U^2_{ш\,пр} = 4kT_{пр} П_ш / g_{х\,пр}$, где $T_{пр}$ — температура проводимости $g_{х\,пр}$. Эти шу-

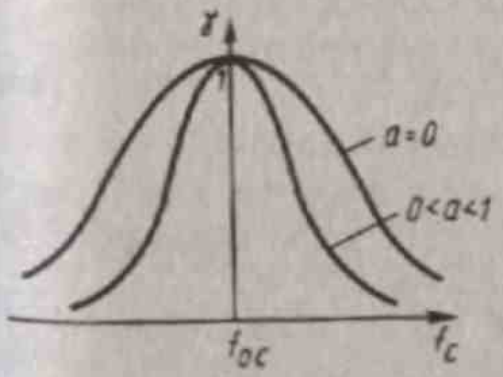


Рис. 5.13

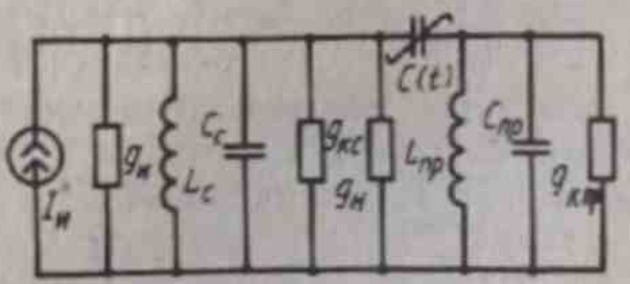


Рис. 5.14

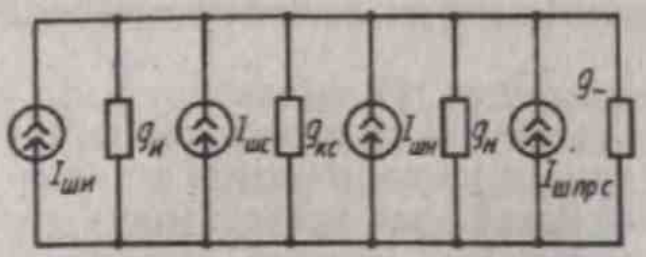


Рис. 5.15

мы действуют на промежуточной частоте. Для определения шумовой температуры ПУ нужно все шумы пересчитать к входу усилителя. Напряжение $U_{ш пр}$ создает во входной цепи ПУ шумовой ток $I_{ш пр с}$ с частотой сигнала за счет обратного преобразования. Ток $I_{ш пр с} = Y_{12} U_{ш пр}$, где $Y_{12} = j\omega_с 0{,}5C_1$. С учетом выражения для Y_{12} получим

$$I_{ш пр с} = |j\omega_с C_1/2|\, U_{ш пр} \text{ или } I^2_{ш пр с} = \omega_с^2 \frac{C_1^2}{4} 4kT_{пр} П_ш \frac{1}{g_{х пр}}.$$

Учитывая формулу (5.23), найдем

$$I^2_{ш пр с} = 4kT_{пр} П_ш \frac{\omega_с}{\omega_{пр}} g_-. \qquad (5.28)$$

Эквивалентная шумовая схема ПУ показана на рис. 5.15. Собственные шумы ПУ определяются шумовыми токами $I_{шс}$, $I_{ш н}$ и $I_{ш пр с}$, т. е. $I^2_{ш об} = I^2_{шс} + I^2_{ш н} + I^2_{ш пр с}$. Согласно формуле Найквиста, $I^2_{шс} = 4kT_с П_ш g_{кс}$; $I^2_{ш н} = 4kT_н П_ш g_н$. Температура нагрузки $T_н = \gamma T$, где γ — коэффициент, учитывающий отличие реальных шумов нагрузки от тепловых; T — фактическая температура нагрузки. Шумы в нагрузке в значительной мере вызываются флуктуациями во входной цепи последующего электронного прибора, они зависят от его типа и режима, поэтому $\gamma > 1$. Таким образом,

$$I^2_{ш об} = 4kП_ш \left(T_с g_{кс} + T_н g_н + \frac{\omega_с}{\omega_{пр}} T_{пр} g_- \right). \qquad (5.29)$$

Собственные шумы ПУ создаются проводимостью $g_н$ источника сигнала, нагретой до шумовой температуры $T_ш$. Тогда $I^2_{ш н} = 4kT_ш П_ш g_н$. При $I^2_{ш н} = I^2_{ш об}$ $4kT_ш П_ш g_н = 4kП_ш (T_с g_{кс} + T_н g_н + (\omega_с/\omega_{пр}) T_{пр} g_-)$. Окончательное выражение для шумовой температуры ПУ без циркулятора имеет вид

$$T_ш = T_с \frac{g_{кс}}{g_н} + T_н \frac{g_н}{g_н} + \frac{\omega_с}{\omega_{пр}} T_{пр} \frac{g_-}{g_н}. \qquad (5.30)$$

Если в ПУ используют циркулятор, то в формуле для $T_ш$ необходимо исключить слагаемое $T_н (g_н/g_н)$. Для неохлаждаемого ПУ $T_ш = 50...100$ К, для охлаждаемого ПУ $T_ш = 20...50$ К.

На рис. 5.16 показана упрощенная схема охлаждаемого ПУ с циркулятором. Усиливаемый сигнал по входному волноводу *1* через циркулятор *2*, имеющий три плеча, подводится к ПУ. По

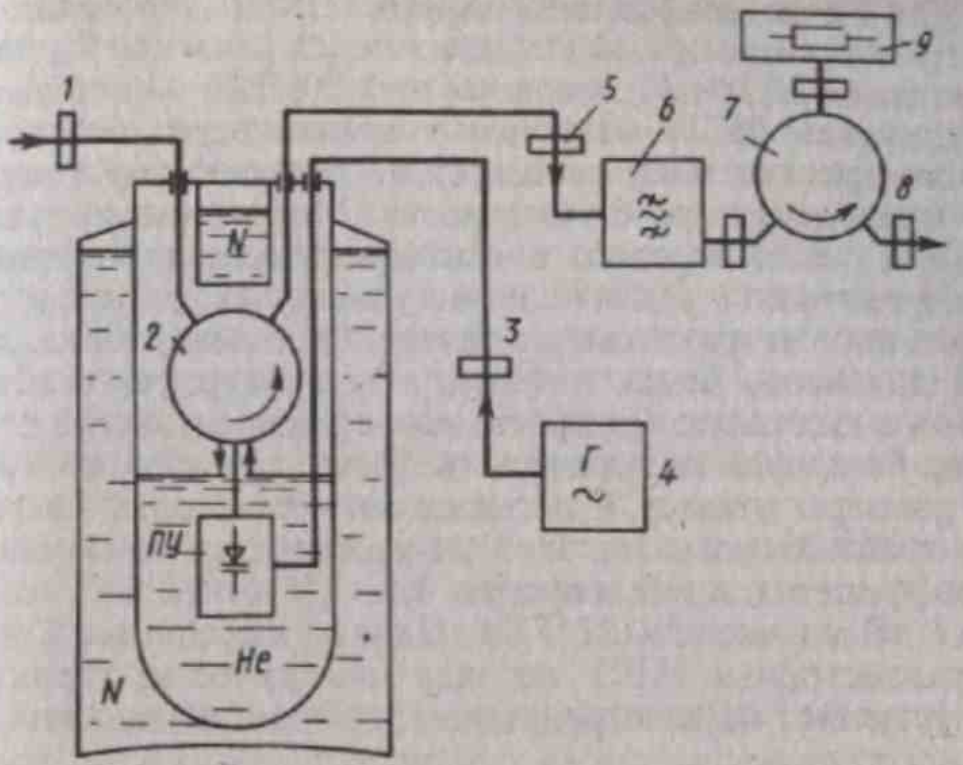


Рис. 5.16

волноводу *3* от генератора накачки *4* к варикапу *ПУ* подается энергия гетеродина. После усиления в *ПУ* сигнал через циркулятор *2* подается в волновод *5* и по нему через фильтр *6* в циркулятор *7*. Назначение фильтра *6* — ослабить колебания генератора накачки и шумы, проникающие в волновод *5*. Отраженные волны в циркуляторе *7* поглощаются резистивной согласованной нагрузкой *9*. Усиленный сигнал через волновод *8* поступает в следующие каскады приемника. Для уменьшения шумовой температуры параметрический усилитель охлаждается жидким гелием в сосуде Дьюара. Для уменьшения испарения жидкого гелия этот сосуд помещается в другой сосуд, заполненный жидким азотом. Циркулятор *2* и волновод *3* охлаждаются парами гелия.

Вывод. *Для уменьшения температуры $T_ш$ применяют циркулятор, осуществляют охлаждение усилителя жидким азотом или жидким гелием, уменьшают потери в контурах, используют оптимальную промежуточную частоту.*

§ 5.4. ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ СВЧ

В последнее время в дециметровом, сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн все шире применяются малошумящие усилители (МШУ) на СВЧ-транзисторах. Наиболее широко, особенно в коротковолновой части сантиметрового диапазона, применяются полевые транзисторы с барьером Шотки. Такие усилители работают до частот порядка 60 ГГц, имеют усиление каскада 10...20 дБ на

частоте 30 ГГц и коэффициент шума 1,5...3. Арсенидгалливые полевые транзисторы при охлаждении до 20 К имеют $T_ш$ на частоте 10 ГГц порядка 30...40 К, а при частоте 20 ГГц — порядка 100 К. К преимуществам МШУ на полевых транзисторах можно отнести также более простые цепи смещения по постоянному току и более высокую температурную стабильность. Маломощные транзисторные МШУ в дециметровых и сантиметровых диапазонах стали постепенно вытеснять усилители на туннельных диодах и полупроводниковые параметрические усилители. Они имеют больший динамический диапазон, более высокие температурную стабильность параметров и выходную мощность насыщения, меньший коэффициент шума, большую надежность и более простую конструкцию, меньшие размеры и массу, а также низкую стоимость. Разработаны серийные транзисторы с высокой подвижностью электронов, у которых коэффициент шума порядка 0,6...1,0 дБ на частоте 18 ГГц и 0,45...0,8 дБ на частоте 12 ГГц. Однако находящиеся в эксплуатации транзисторные МШУ по ряду электрических характеристик пока еще уступают параметрическим, особенно на высоких рабочих частотах.

Как правило, МШУ содержат 3...4 транзисторных каскада. Согласно (1.27), малый коэффициент шума всего усилителя определяется коэффициентами шума его первых каскадов, поэтому в многокаскадных МШУ минимизируются шумы первых (одного или двух) каскадов, а в последующих каскадах обеспечивается максимальный коэффициент усиления. Число каскадов в МШУ зависит от его чувствительности.

Конструктивно малошумящий СВЧ-усилитель представляет из себя укрепленную на металлическом основании диэлектрическую плату (подложку), на которую по определенному рисунку напыляются пассивные элементы схемы МШУ и привариваются или припаиваются навесные элементы, например транзисторы и конденсаторы. Пассивные элементы схемы МШУ обычно представляют собой несимметричные микрополосковые, щелевые или копланарные линии, а также резисторы. Обычно СВЧ МШУ размещается в автономном миниатюрном корпусе, внутренний объем которого представляет собой запредельный волновод.

На входе и выходе малошумящего транзисторного каскада включаются *согласующие цепи (СЦ)*, от качества проектирования которых во многом зависят свойства МШУ. Согласованием по входу усилителя добиваются минимума коэффициента шума (в некоторых случаях отсутствия отражения по входу МШУ), согласованием по выходу — максимума усиления. В МШУ сантиметрового диапазона СЦ обычно реализуются из отрезков микрополосковых линий и печатных катушек индуктивностей. В МШУ чаще всего используют нерезонансные входные СЦ с максимально плоской АЧХ (при широкополосности усилителя 15...20% — это цепи вто-

рого порядка). В качестве выходной СЦ подходит простейшая нерезонансная цепь первого порядка. Такая выходная СЦ может быть реализована как комбинация последовательно включенных линий передачи, первая из которых компенсирует выходную емкостную проводимость транзистора, а вторая, являясь четвертьволновым трансформатором, обеспечивает согласование активного выходного сопротивления с волновым сопротивлением полосковой линии на выходе усилителя (обычно 50 Ом). Выходная СЦ может быть построена так же, как комбинация четвертьволнового полоскового трансформатора (для преобразования выходного активного сопротивления транзистора в 50 Ом), и разомкнутого шлейфа, компенсирующего выходную реактивность транзистора, преобразованную трансформатором из емкостной в индуктивную. Входное и выходное сопротивления отдельных каскадов МШУ чаще всего близко к 50 Ом. Это облегчает согласование как отдельных каскадов в МШУ, так и входа и выхода МШУ со стандартным СВЧ-трактом.

Для уменьшения коэффициента шума МШУ по возможности уменьшают потери, возникающие в схеме до транзистора первого каскада МШУ. Для этого используют топологию печатной платы, при которой длины согласующих цепей на входе МШУ наименьшие, применяют подложки из высококачественных материалов и непосредственное соединение с волноводом, по возможности исключают (либо используют высокодобротный) входной разделительный конденсатор и т. д. На шумовые параметры МШУ оказывают также влияние как выбор и стабильность рабочей точки транзистора, так и выбор фильтрующих цепей и схем подачи питания на сток и затвор транзистора (обычно используется раздельное питание).

В СВЧ транзисторных малошумящих усилителях чаще всего применяется включение полевого транзистора по схеме с общим истоком, поскольку при этом обеспечивается значительный коэффициент усиления по току и напряжению при высоких устойчивых свойствах. Истоки полевых транзисторов должны иметь эффективные заземления, для этого либо сверлят диэлектрические подложки, либо размещают транзистор между двумя диэлектрическими подложками.

В качестве примера на рис. 5.17 приведена принципиальная схема одного из каскадов МШУ двухсантиметрового диапазона волн на отечественном полевом транзисторе АП326-2 [29]. Согласующие цепи на входе и выходе каскада выполнены в виде симметричных разомкнутых шлейфов l_1, l_8. Оптимизация СЦ достигалась подбором длины разомкнутых шлейфов и их расстояния от транзистора. Отрезки четвертьволновых микрополосковых линий l_3, l_4 и l_5, l_6 обеспечивают развязку цепей питания затвора и стока транзистора для предотвращения самовозбуждения усилителя. Усиление каскада на средней частоте диапазона 12 ГГц составляет 6 дБ.

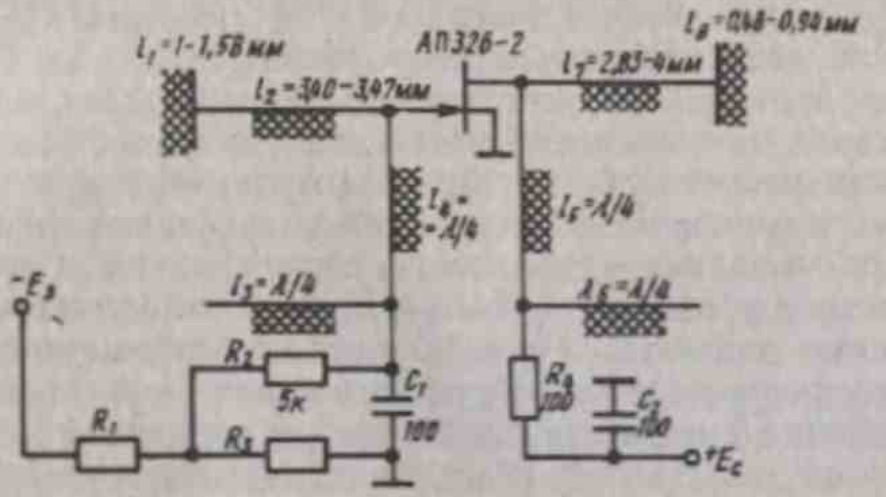


Рис. 5.17

Пятикаскадный МШУ с оптимизированными размерами СЦ имеет коэффициент усиления около 26 дБ при ширине рабочих частот примерно 500 МГц, коэффициент шума не более 6,5 дБ и коэффициент стоячей волны на входе и выходе не более 2. Согласование входной и выходной СЦ МШУ с волноводными выводами осуществляется через щели связи с помощью ступенчатого П-образного трансформатора.

Схема однокаскадного МШУ на арсенидгаллиевом полевом транзисторе ATF-13136 фирмы «Хьюлетт — Паккард» показана на рис. 5.18, усилитель имеет в диапазоне частот 11,3...12,3 ГГц коэффициент шума 1,62...1,7 дБ и коэффициент усиления 8,47...7,88 дБ. В этом усилителе для согласования входной цепи по минимуму коэффициента шума используется закороченный шлейф, а для согласования выходной цепи по максимуму усиления — разомкнутый шлейф. Подложка, на которой собран МШУ, из дюроида толщиной 0,5 мм, она обеспечивает ширину 50-омных микрополосковых линий близкой к ширине выводов транзистора. Используется раздельное питание затвора и стока транзистора от двух внешних источников, рабочая точка транзистора оптимизирована по минимуму шумов. Применена так называемая активная схема подачи питания (транзистор *VT*), позволяющая получить более стабильные характеристики в диапазоне температур и не требующая подстройки режима СВЧ-транзистора при его замене. Фильтры цепей питания двухступенчатые, реализованы в виде четвертьволновых полосковых линий и распределенного плоского конденсатора. Ближайшая к СВЧ-цепям ступень фильтра обеспечивает развязку на 12 ГГц, вторая ступень, расположенная ближе к источнику питания, — нагрузку для нижних частот. Настройка МШУ обычно осуществляется разомкнутыми на концах шлейфами шириной 0,5 мм и длиной 2,5 мм, в качестве этих шлейфов можно использовать отрезки выводов транзисторов. Особенно критичен в настройке небольшой шлейф в цепи затвора транзистора, иногда для улучшения усилительных и шумо-

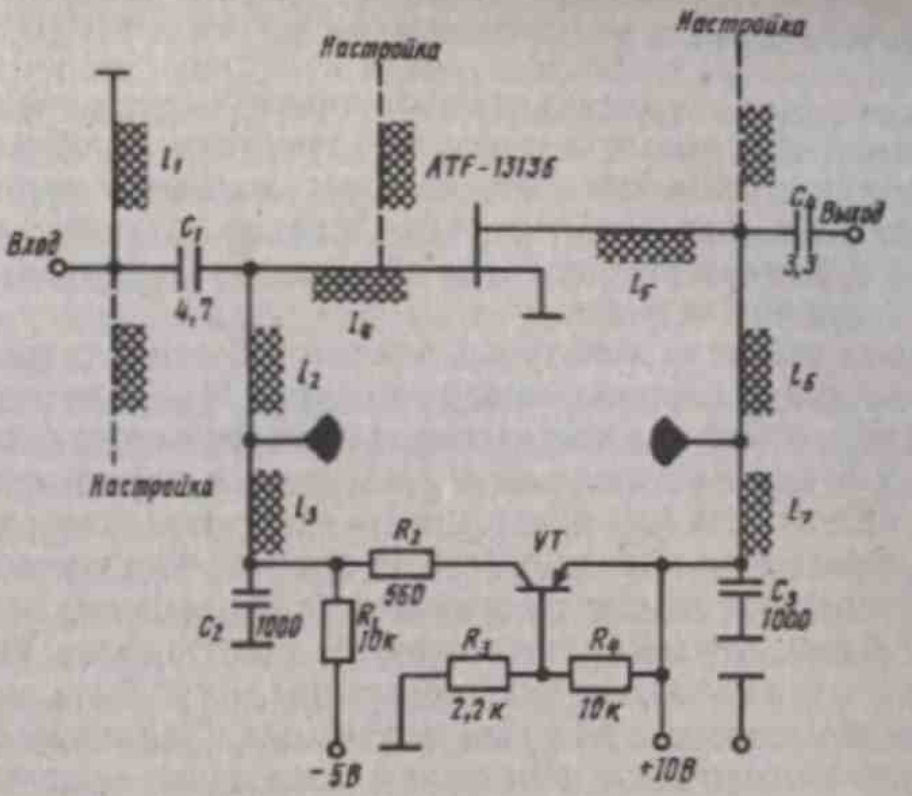


Рис. 5.18

вых свойств МШУ с противоположной стороны разомкнутого шлейфа помещается короткозамкнутый шлейф. Наличие небольшого шлейфа на выходе МШУ улучшает его коэффициент усиления в средней части рабочих частот при одновременном ухудшении АЧХ на верхних частотах. Схема МШУ на биполярном транзисторе показана на рис. 12.26. Ряд практических схем МШУ описан в [3, 23, 28].

Выводы. 1. *Малошумящие транзисторные усилители обычно реализуют на полевых транзисторах с барьером Шотки. Как правило, МШУ содержит 3...4 каскада, в первых каскадах минимизируют коэффициент шума, в последующих обеспечивают максимум коэффициента усиления.*

2. *В малошумящем усилительном каскаде оптимизацию по шумам и коэффициенту усиления обеспечивают с помощью согласующих цепей, включаемых соответственно на его входе и выходе.*

3. *Для уменьшения коэффициента шума МШУ по возможности уменьшают потери в схеме до транзистора его первого каскада, тщательно выбирают и стабилизируют рабочую точку транзистора, используют раздельное питание на затвор и сток транзистора и т. д.*

4. *Конструктивно СВЧ МШУ выполняют в виде укрепленной на металлическом основании диэлектрической подложки, на которую по определенному рисунку напыляют пассивные элементы в виде микрополосковых линий и приваривают или припаивают навесные элементы.*

Самыми малошумящими являются квантовые усилители — *мазеры*. Мазеры применяются там, где требуется особенно высокая чувствительность приема: во входных каскадах радиоприемных устройств СВЧ для дальней радиолокации, а также в радиоастрономии. Шумовая температура квантового усилителя может составлять единицы кельвина.

Принцип действия квантовых усилителей основан на взаимодействии вещества и электромагнитного поля. Как известно, вещество представляет собой систему связанных микрочастиц (молекул, атомов и др.). Микрочастицы могут пребывать в определенных энергетических состояниях (уровнях), между которыми возможны переходы. При переходе частиц вещества из одного энергетического состояния в другое происходит выделение или поглощение энергии. Если при этом выделяются или поглощаются кванты света, переходы называются *излучательными*. Такие переходы могут быть спонтанными (самопроизвольными) либо вынужденными. Спонтанные переходы происходят сверху вниз; спонтанное излучение — случайный процесс, один из источников шума в квантовом усилителе. Вынужденные переходы вызываются внешним полем, частота которого равна частоте излучательного квантового перехода: $f_{21}=(E_2-E_1)/h$, где E_2 и E_1 — средние энергии состояний; h — постоянная Планка.

При воздействии поля на вещество в нем происходят одновременно вынужденные переходы в двух направлениях между первым и вторым уровнями, т. е. одновременно происходит и поглощение, и усиление поля. Для результирующего усиления необходимо, чтобы выделение энергии преобладало над ее поглощением. Это возможно, если населенность уровня с большей энергией превышает населенность уровня с меньшей энергией. Под *населенностью уровня* понимают число микрочастиц в единице объема с одинаковой энергией, равной энергии данного уровня. Однако в состоянии термодинамического равновесия населенность уровней убывает с ростом энергии, при этом преобладает поглощение поля. Следовательно, в веществе для получения усиления поля необходимо обеспечить инверсию (переворачивание) населенностей уровней. Это достигается действием вспомогательного поля с частотой накачки $f_{н}$, вызывающего переходы между другими уровнями. В результате происходит увеличение населенности верхнего рабочего уровня или уменьшение населенности нижнего. Если населенность верхнего уровня превысит населенность нижнего, то появится возможность усиления поля частоты сигнала f_{21}. Таким образом, в квантовом усилителе за счет электромагнитного поля генератора накачки обеспечивается переход части микрочастиц вещества на верхний энергетический уровень (инверсия населенности). Электромагнитное поле сигнала вызывает переход микрочастиц с верхнего уровня на более низкий, при этом излучаемые кванты складываются с энергией сигнала, в результате

чего энергия сигнала многократно увеличивается. Коэффициент усиления пропорционален разности населенностей рабочих уровней.

Разность населенностей увеличивается до определенного предела с ростом мощности накачки и при уменьшении рабочей температуры. При низкой температуре существенно снижаются тепловые шумы усилителя. В квантовых усилителях используют глубокое охлаждение жидким гелием. При этом уровень тепловых шумов становится соизмеримым с шумами спонтанного излучения активного вещества.

Наиболее широко в радиотехнике применяются *трехуровневые мазеры*, в которых частота генератора накачки выбирается равной частоте квантового перехода f_{31}, а частота сигнала — f_{32}. Так как энергетические уровни зависят от постоянного магнитного поля, то, изменяя его, можно установить требуемое значение частот f_{31} и f_{32}. Под действием генератора накачки часть микрочастиц вещества переводится с первого уровня на третий, при этом число микрочастиц на первом и третьем уровнях выравнивается. В этом случае обеспечивается инверсия населенности между вторым и третьим уровнями. Частота накачки должна быть выше частоты сигнала. Таким образом, происходит усиление сигнала с частотой f_{32}. В рассмотренном усилителе энергия генератора накачки преобразуется в энергию усиливаемого сигнала, что аналогично преобразованию энергии источника питания в усилителях других видов. Активное вещество в квантовом усилителе выполняет роль вторичного источника энергии (первичный источник — генератор накачки). За счет освобождаемой энергии квантового перехода происходит компенсация потерь резонатора или волновода, что равносильно внесению в СВЧ-тракт отрицательного сопротивления. Именно по этой причине квантовые усилители относятся к классу регенеративных.

Схема устройства резонаторного квантового усилителя во многом совпадает со схемой рис. 5.16. Принимаемый сигнал из антенны по волноводу через циркулятор поступает в объемный резонатор, в котором находится кристалл активного вещества. В качестве такого кристалла в малошумящих квантовых усилителях чаще всего применяют кристалл рубина. Резонатор помещен в сосуд Дьюара с жидким гелием, этот сосуд помещен в другой сосуд Дьюара, который может охлаждаться жидким азотом. Энергия от генератора накачки по волноводу попадает в резонатор. Усиленный сигнал отводится от резонатора по волноводу обратно в циркулятор и через него по выходному волноводу в последующие каскады приемника. Кристалл помещается внутри магнита, создающего высокую напряженность постоянного магнитного поля. Интервал между рабочими уровнями рубина зависит от постоянного магнитного поля. Напряженность этого поля должна быть такой, чтобы $f_{32}=f_c$.

По мере увеличения усиления в мазере сужается его полоса пропускания. Более широкую полосу пропускания по сравнению

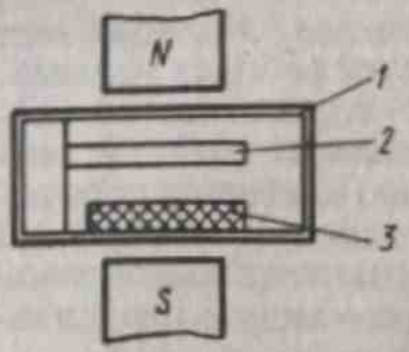


Рис. 5.19

с резонаторными усилителями удается получить в широко распространенной конструкции мазера, в которой реализуется *принцип усиления с бегущей волной*. Идея работы такого мазера: входной сигнал поступает в волновод, в котором находится активное вещество. При прохождении волны по волноводу происходит взаимодействие поля сигнала с возбужденными микрочастицами активного вещества, что приводит к увеличению (усилению) энергии поля сигнала. Чем длиннее волновод, тем больше время взаимодействия между полем и веществом, а следовательно, и усиление. Коэффициент усиления зависит от разности населенностей уровней, длины материала и групповой скорости распространения бегущей волны. Чем меньше скорость, тем больше усиление, поскольку поле взаимодействует с веществом большее время. Поэтому в таких мазерах применяют замедляющие системы.

На рис. 5.19 представлена схема мазера с бегущей волной. В полости волновода *1* размещается замедляющая система в виде штырей гребенчатой структуры *2*. В замедляющей системе, прикрепленной к стенке волновода, распространяются бегущая волна усиливаемого сигнала, взаимодействующая с активным веществом *3*, и волна от генератора накачки. В качестве активного вещества используют кристалл рубина. С двух сторон замедляющей системы располагают тонкие пластины из феррит граната натрия, служащие ферритовыми вентилями, обеспечивающими распространение волны в волноводе в одну сторону, а также поглощение встречной волны; это дает возможность отказаться от применения в усилителе циркуляторов.

Мазеры с бегущей волной позволяют реализовать высокое усиление и малую шумовую температуру. Например, одна из известных конструкций мазера в диапазоне частот 4 ГГц обеспечивает усиление 35 дБ при полосе пропускания 20 МГц и шумовой температуре порядка 5 К. Однако мазер в целом громоздкое и дорогостоящее устройство. В конструкцию мазера входят: собственно усилитель с сосудом Дьюара и с магнитом (постоянным магнитом, электромагнитом, в том числе с использованием сверхпроводимости), генератор накачки, блок электропитания.

Выводы. 1. *В квантовых усилителях за счет действия поля накачки создается инверсия населенностей энергетических уровней на частоте усиливаемого сигнала.*

2. *Электромагнитное поле сигнала вызывает переход микрочастиц с верхнего уровня на более низкий; при этом излучаемые кванты складываются с энергией сигнала, в результате чего происходит усиление сигнала.*

3. *Мазеры являются самыми малошумящими усилителями, однако мазер — громоздкое и дорогостоящее устройство.*

Глава 6

АМПЛИТУДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

§ 6.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ДЕТЕКТОРОВ. ПРИНЦИП РАБОТЫ АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА

Классификация детекторов. *Детектором* называют устройство, служащее для создания напряжения, изменяющегося в соответствии с законом модуляции одного из параметров входного сигнала. Детекторы можно классифицировать по характеру входного сигнала и виду параметра, который подвергается модуляции; по способу выполнения и т. д.

Радиосигналы можно разделить на три основные группы:

1) непрерывные гармонические (рис. 6.1, *а*), в которых передаваемое сообщение заложено в модуляцию одного из следующих параметров гармонического колебания: амплитуды $U_{вх}$, частоты $f_{вх}$, фазы $\varphi_{вх}$. В зависимости от вида модуляции детектируемого сигнала различают *амплитудные* (АД), *частотные* (ЧД) и *фазовые* (ФД) детекторы;

2) радиоимпульсные сигналы (рис. 6.1, *б*), в которых сообщение передается с помощью модуляции одного из следующих параметров сигнала: пикового напряжения $U_{вих}$, частоты $f_{вх}$, длительности импульса $\tau_и$ (широтно-импульсная модуляция — ШИМ), времени начала импульса $t_{нн}$ (временная импульсная модуляция — ВИМ). Для детектирования подобных сигналов используют *детекторы радиоимпульсов*;

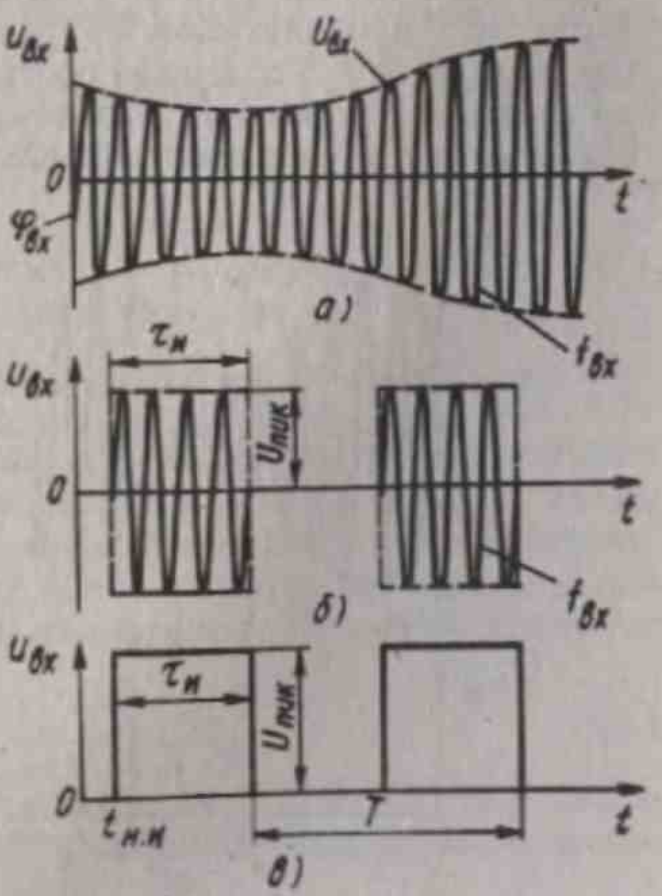


Рис. 6.1

3) видеоимпульсные сигналы (рис. 6.1, *в*); модуляция в видеоимпульсах может осуществляться изменением пикового значения импульса $U_{имп}$ (амплитудно-импульсная модуляция — АИМ), длительности импульса $\tau_и$ (ШИМ); времени начала импульса $t_{нач}$ (ВИМ или ФИМ); возможно изменение комбинации импульсов в группе — импульсно-кодовая модуляция (ИКМ). Детектирование подобных сигналов осуществляется *детектором видеоимпульсов*. Детектор, реагирующий на пиковое значение видеоимпульса, называют *пиковым*.

Амплитудный детектор — устройство, на выходе которого создается напряжение в соответствии с законом модуляции амплитуды входного гармонического сигнала. Если на входе АД действует напряжение $u_{вх}$, модулированное по амплитуде колебанием с частотой F, то график изменения этого напряжения во времени и его спектр имеют вид, показанный на рис. 6.2, *а*. Напряжение на выходе детектора $E_д$ (рис. 6.2, *б*) должно меняться в соответствии с законом изменения огибающей $U_{вх}$ входного напряжения $u_{вх}$. Как известно, спектр АМ-колебания на входе АД состоит из трех составляющих: несущего колебания с несущей частотой $f_н$ и амплитудой $U_н$ и двух боковых составляющих с частотами $f_н+F$ и $f_н-F$ и амплитудами $0{,}5mU_н$ (m — коэффициент модуляции); спектр продетектированного напряжения $E_д$ состоит из двух составляющих: постоянной составляющей $E_{д0}$ на частоте $f=0$ и низкочастотной составляющей с частотой F и амплитудой U_F (рис. 6.2, *б*). Таким образом, напряжение на выходе АД содержит составляющие частот, которых не было во входном напряжении. Поэтому задача амплитудного детектирования не сводится к простой фильтрации с помощью линейной цепи

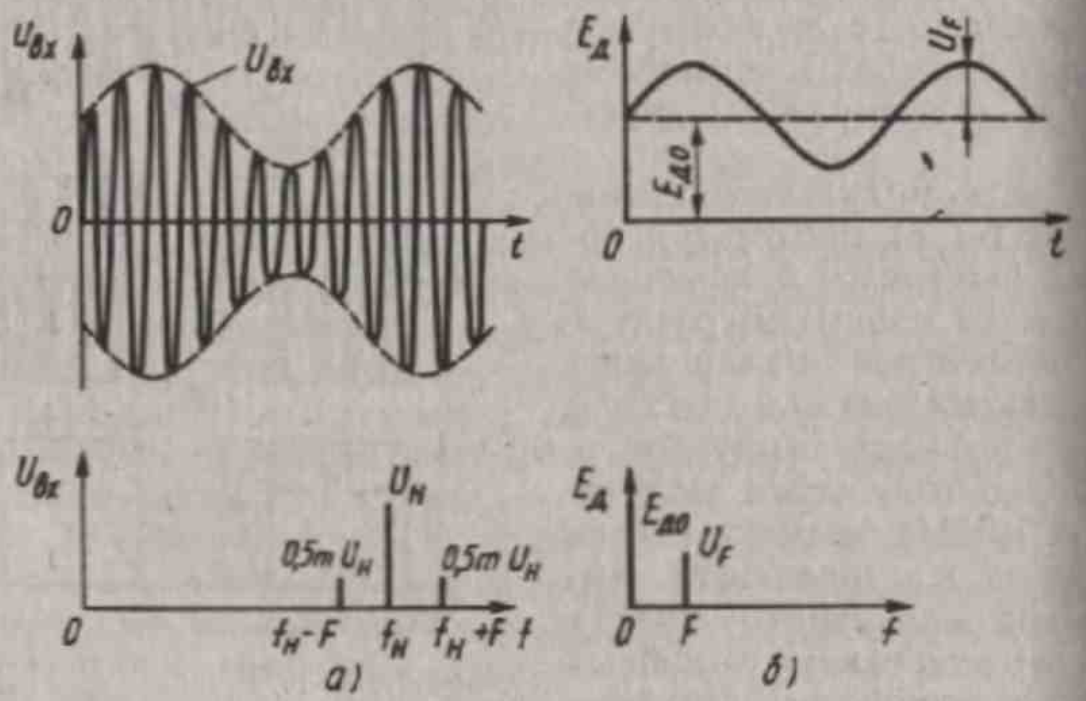


Рис. 6.2

с постоянными параметрами (линейная цепь с постоянными параметрами не создает составляющих с новыми частотами). Новые частотные составляющие могут возникнуть только при прохождении сигнала через параметрическую линейную цепь либо через нелинейную цепь. Следовательно, в зависимости от способа выполнения АД можно подразделить на *синхронные детекторы*, использующие линейную цепь с периодически меняющимися параметрами, и *детекторы на основе нелинейной цепи*. В свою очередь, в зависимости от типа электронного прибора, реализующего нелинейную цепь, АД подразделяют на *диодные* и *транзисторные*. В зависимости от того, нелинейность характеристики какого тока транзистора используется для детектирования, транзисторные АД делят на *коллекторные, базовые, эмиттерные, стоковые, затворные и истоковые*. На практике наиболее часто используют диодные АД.

Принцип работы АД. Рассмотрим принцип действия параметрических и диодных АД.

Параметрические (синхронные) АД. В синхронных детекторах под действием гетеродина периодически во времени меняется параметр цепи (наиболее часто крутизна преобразовательного элемента). Поскольку к таким устройствам относятся преобразователи частоты, то структурная схема параметрического АД совпадает со структурной схемой преобразователя частоты (см. рис. 4.3). Основное отличие параметрического АД от преобразователя состоит в том, что частоту гетеродина выбирают равной частоте несущего колебания на входе детектора, т. е. гетеродин должен быть синхронным с сигналом: $f_г = f_с$ (в преобразователях частоты всегда выполняется неравенство $f_г \neq f_с$). Так как $f_г = f_с$, то такой АД называют *синхронным*. Принцип работы синхронного АД аналогичен принципу работы преобразователя частоты (см. рис. 4.3). Ток на выходе преобразовательного элемента, согласно (4.1), при $f_г = f_с$ с учетом начальной фазы колебания гетеродина $\varphi_г$

$$i_2 \approx S_0 U_с \cos(\omega_с t + \varphi_с) + 0{,}5 S_1 U_с [\cos(2\omega_с t + \varphi_г + \varphi_с) + \cos(\varphi_г - \varphi_с)] + \ldots$$

Из этого выражения следует, что ток i_2 содержит составляющие различных частот: $f_с$, $2f_с$... и составляющую нулевой частоты. Таким образом, в выходном токе i_2 возникают новые частотные составляющие; составляющая с нулевой частотой является полезной, создающей напряжение $E_д$ на выходе фильтра. Полезная составляющая тока

$$i_{20} \approx 0{,}5 S_1 U_с \cos(\varphi_г - \varphi_с). \qquad (6.1)$$

Для выделения i_{20} используют фильтр, состоящий из параллельной $R_н C_н$-цепи (рис. 6.3). Составляющая тока i_{20} создает на $R_н$ напряжение

$$E_д \approx i_{20} R_н \approx 0{,}5 S_1 U_с R_н \cos(\varphi_г - \varphi_с). \qquad (6.2)$$

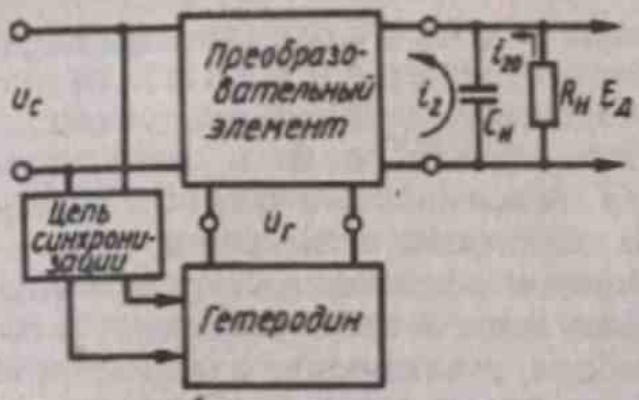


Рис. 6.3

Из (6.2) следует, что АД создает напряжение в соответствии с законом изменения амплитуды входного сигнала. Кроме того, напряжение $E_д$ зависит от разности фаз $\Delta\varphi = \varphi_г - \varphi_c$, т. е. синхронный АД реагирует одновременно на два параметра входного сигнала: U_c и φ_c. Для работы такого АД необходимо, чтобы фаза сигнала равнялась фазе гетеродина: $\varphi_c = \varphi_г$; при этом $\cos\Delta\varphi = 1$; напряжение $E_д$ максимально. Если $\varphi_c = \varphi_г \pm 90°$, то $\cos\Delta\varphi = 0$; $E_д = 0$. Следовательно, необходима не только синхронность ($f_г = f_c$), но и синфазность ($\varphi_г = \varphi_c$) напряжения гетеродина с напряжением сигнала. Для реализации синхронности и синфазности гетеродина создается специальная цепь синхронизации (рис. 6.3), включающая в себя фильтр для выделения несущего колебания u_c, которое подводится к фазовому детектору системы автоматической подстройки частоты гетеродина.

Диодные АД. Диодный АД, построенный по схеме рис. 6.4, называют *последовательным*, поскольку нагрузка $R_н$ и диод VD включены последовательно. Диодный АД, в котором диод и нагрузка включены параллельно, называют *параллельным*. Принцип работы диодного АД можно пояснить с временной или со спектральной точки зрения.

Временная трактовка принципа работы АД. Пусть на вход АД поступает гармоническое напряжение с медленно меняющейся амплитудой $u_{вх} = U_c \cos\omega_c t$ (рис. 6.5). Если напряжение $u_{вх}$ положительно (полярность $u_{вх}$ соответствует показанной на рис. 6.4), то диод открывается и конденсатор $C_н$ начинает заряжаться. Постоянная времени заряда $\tau_з$ конденсатора определяется емкостью $C_н$ и малым сопротивлением открытого диода. По мере заряда $C_н$ выходное напряжение $E_д$ растет и стремится закрыть диод. Действительно, согласно

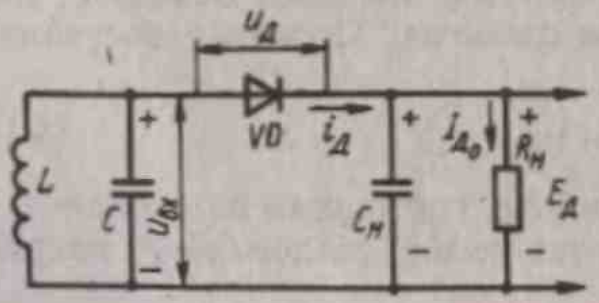


Рис. 6.4

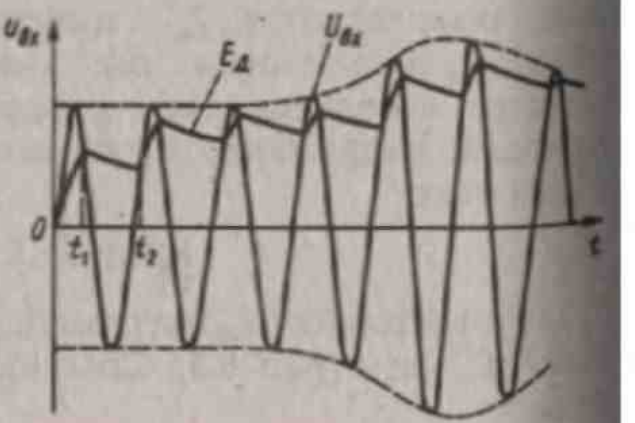


Рис. 6.5

рис. 6.4, напряжение на диоде $u_д = u_{вх} - E_д$ и в момент времени $t = t_1$ $u_{вх} = E_д$, при этом $u_д = 0$. Начиная с момента времени t_1 диод закрывается ($u_{вх} < E_д$) и конденсатор $C_н$ начинает разряжаться через резистор $R_н$. Постоянная времени разряда конденсатора $\tau_р = R_н C_н \gg \tau_з$, поэтому разряд $C_н$ происходит значительно медленнее, чем его заряд. Разряд конденсатора $C_н$ продолжается до момента времени $t = t_2$, при котором напряжение $u_д$ становится равным нулю. Начиная с момента времени t_2 диод снова открывается и конденсатор $C_н$ начинает заряжаться. В результате серии зарядов и разрядов на выходе АД создается продетектированное напряжение $E_д$, имеющее пульсирующую составляющую с частотой сигнала. Учитывая, что время $\tau_р$ в практических схемах АД во много раз больше периода несущей $u_{вх}$, уровень пульсации $E_д$ мал.

Спектральная трактовка принципа работы АД. На рис. 6.6 показан примерный характер изменения тока диода при постоянной амплитуде детектируемого сигнала. При построении рис. 6.6 предполагается, что в установившемся режиме напряжение на выходе детектора $E_д$ практически постоянно во времени. Напряжение на диоде $u_д = u_{вх} - E_д$, т. е. напряжение $E_д$ на выходе АД обуславливает отрицательное напряжение смещения на диоде, относительно которого прикладывается $u_{вх}$. ВАХ диода $i_д = F(u_д)$ для простоты рассмотрения представлена линейной с нулевым обратным током. Ток через диод $i_д$ протекает при открытом диоде и представляет собой синусоидальные импульсы с углом отсечки $\theta < 90°$. В этом токе имеется постоянная составляющая $I_{д0}$, которая протекает по следующей цепи: диод, резистор нагрузки $R_н$, катушка L, диод VD. Ток $I_{д0}$ создает на резисторе $R_н$ падение напряжения $E_д = I_{д0} R_н$. Составляющие тока диода $i_д$ с частотами $f_с$, $2f_с$... протекают через диод VD, конденсатор нагрузки $C_н$, LC-контур, диод VD. Если $u_{вх}$ представляет собой АМ-колебание, то напряжение $E_д$ изменяется в соответствии

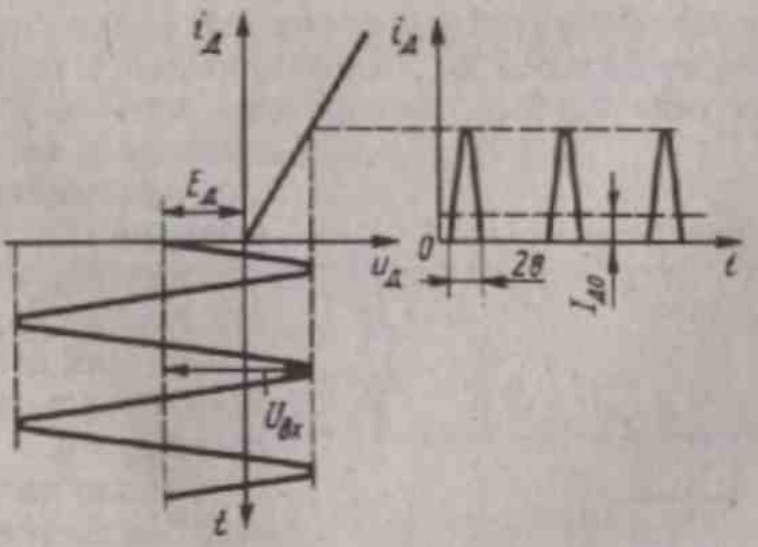


Рис. 6.6

с законом изменения огибающей входного напряжения; при этом по такому же закону изменяется напряжение смещения на диоде.

Выводы. 1. *Спектр напряжения на выходе АД содержит составляющие с частотами, отсутствующими в спектре детектируемого напряжения. Поэтому АД нельзя реализовать с помощью линейной системы с постоянными параметрами.*

2. *Амплитудный детектор можно создать на основе линейной системы с периодически меняющимися параметрами (синхронный детектор) или на основе нелинейной системы.*

3. *Принцип действия синхронного АД аналогичен принципу работы преобразователя частоты. Гетеродин детектора должен быть синхронным ($f_г = f_с$) и синфазным ($\varphi_г = \varphi_с$) с сигналом.*

4. *В диодном АД напряжение на диоде равно разности между входным гармоническим напряжением и продетектированным напряжением; напряжение $E_д$ на выходе определяет отрицательное напряжение смещения на диоде детектора.*

5. *Появление продетектированного напряжения $E_д$ на выходе можно объяснить с временной точки зрения как результат зарядки конденсатора $C_н$ через открытый диод VD и разрядку через резистор $R_н$ либо со спектральной точки зрения как результат создания на резисторе $R_н$ напряжения $E_д$ постоянной составляющей тока диода.*

§ 6.2. АНАЛИЗ УСТАНОВИВШЕГОСЯ РЕЖИМА ДИОДНОГО ДЕТЕКТОРА

Общие сведения. Рассмотрим последовательный диодный АД (рис. 6.7). На схеме слева от пунктирной линии расположен источник сигнала *LC*-контур, справа — детектор. Для общности рассмотрения в схему детектора включена батарея начального смещения $E_{нач}$, заблокированная по радиочастоте конденсатором $C_{бл}$. Батарея $E_{нач}$ создает на диоде *VD* напряжение запирания, следовательно, при $U_{вх} < E_{нач}$ диод закрыт и детектирования входного сигнала не происходит. Включение батареи $E_{нач}$ целесообразно в тех случаях, когда желательно, чтобы слабые посторонние помехи в паузах между сигналом не проходили через приемник. При детектировании АМ-колебаний обычно $E_{нач} = 0$, поэтому последующие формулы справедливы для детектора с нулевым начальным смещением при $E_{нач} = 0$.

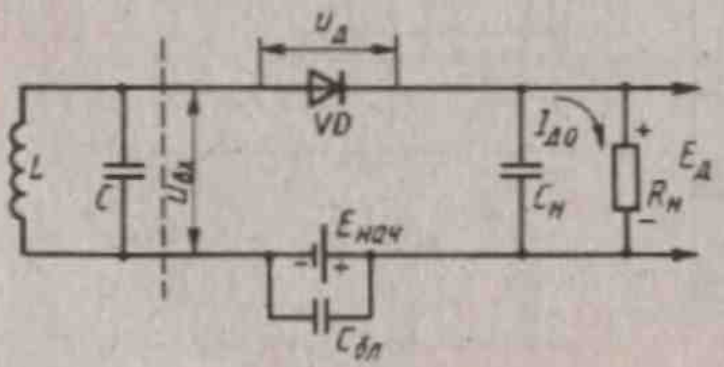


Рис. 6.7

Целью анализа диодного АД является определение напряжения $E_д$ в установив-

шемся режиме. При детектировании АМ-колебаний на практике выполняется следующее условие: в течение некоторого отрезка времени τ амплитуда входного сигнала практически не меняется, однако за это время укладывается так много периодов несущего колебания, что напряжение на выходе АД успевает достигнуть установившегося значения. Следовательно, результаты анализа АД в установившемся режиме при детектировании гармонического колебания с постоянной амплитудой справедливы и при детектировании АМ-колебаний.

При нахождении напряжения $E_д$ на выходе АД в установившемся режиме можно не учитывать инерционность диода и считать, что ток диода $i_д$ однозначно определяется напряжением на диоде $u_д$, действующим в данный момент времени, т. е. характеристика $i_д = F(u_д)$ есть статическая ВАХ диода. Можно также считать, что постоянная времени цепи нагрузки $\tau_н = R_н C_н$ много больше периода высокочастотного колебания $T_{вч} = 1/f_{вх}$. При этом допущении конденсатор $C_н$ за период $T_{вч}$ практически не успевает разрядиться; пульсирующая составляющая напряжения $E_д \to 0$, следовательно, при гармоническом немодулированном воздействии на АД напряжение на его выходе $E_д = \text{const}$. Со спектральной точки зрения второе допущение означает, что первая и высшие гармоники тока диода не создают на конденсаторе $C_н$ переменного напряжения, а напряжение $E_д$ определяется только падением напряжения на резисторе $R_н$ за счет постоянной составляющей $I_{д0}$ тока диода:

$$E_д = I_{д0} R_н. \tag{6.3}$$

Согласно (6.3), для нахождения напряжения $E_д$ необходимо определить составляющую тока $I_{д0}$ с учетом зависимости $i_д = F(u_д)$. По закону Кирхгофа, напряжение, прикладываемое к диоду (см. рис. 6.7),

$$u_д = u_{вх} - E_{нач} - E_д. \tag{6.4}$$

Выражение (6.4) справедливо для любого момента времени. Если $u_{вх} = U_{вх} \cos \omega t$, то

$$u_д = U_{вх} \cos \omega t - E_{нач} - E_д. \tag{6.5}$$

Ток диода

$$i_д = F(u_д) = F(U_{вх} \cos \omega t - E_{нач} - E_д). \tag{6.6}$$

Постоянная составляющая тока диода $I_{д0} = \dfrac{1}{2\pi} \displaystyle\int_0^{2\pi} i_д(\omega t)\, \mathrm{d}\omega t$. Так как функция $i_д(\omega t)$ — четная, то достаточно определить интеграл за половину периода сигнала, удвоив его значение. Тогда

$$I_{д0}=\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} i_д(\omega t)\,\mathrm{d}\,\omega t. \tag{6.7}$$

С учетом выражений (6.3) и (6.7) искомое напряжение на выходе АД

$$E_д=I_{д0}R_н=\frac{R_н}{\pi}\int_0^{\pi} i_д(\omega t)\,\mathrm{d}\,\omega t. \tag{6.8}$$

Полученное выражение справедливо для любой ВАХ диода. Для того чтобы окончательно найти формулы для напряжения $E_д$, нужно конкретизировать вид ВАХ диода.

Детектор с линейно-ломаной ВАХ. В первом приближении ВАХ реального диода можно аппроксимировать двумя отрезками прямых, проходящих через начало координат (рис. 6.8). Правая часть ВАХ диода характеризуется крутизной $S_{прям}$, левая — крутизной $S_{обр}$. Тогда

$$i_д=F(u_д)=\begin{cases}S_{прям}u_д, & \text{при } u_д>0;\\ S_{обр}u_д, & \text{при } u_д<0.\end{cases} \tag{6.9}$$

Линейно-ломаная аппроксимация ВАХ диода не учитывает того, что при $u_д=0$ реальная ВАХ не имеет резкого излома. Согласно

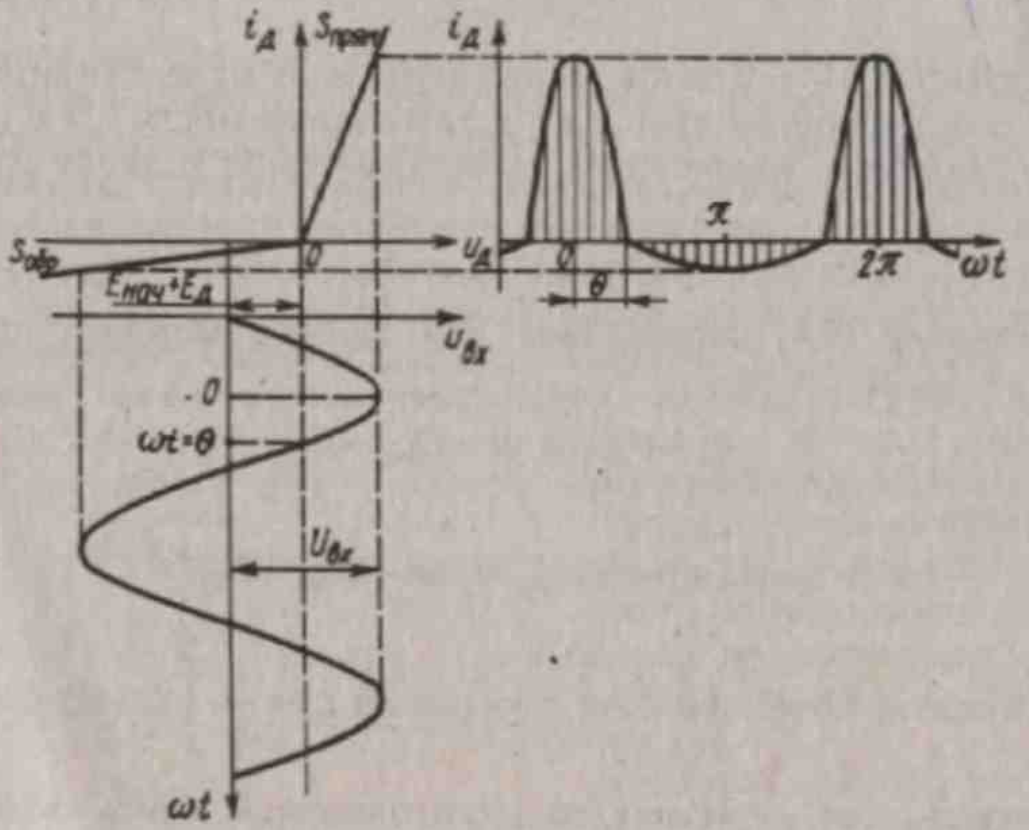


Рис. 6.8

(6.4), на диоде действует запирающее напряжение $E_д$ и $E_{нач}$, значения которых на рис. 6.8 откладываются влево от нуля; относительно напряжения $E_д+E_{нач}$ прикладывается входное напряжение $u_{вх}$. Ток диода находят методом проекции, при $u_д=0$ наступает отсечка тока. Угол отсечки тока диода θ равен половине той части периода (в угловых единицах), в течение которой протекает прямой ток диода. Общий ток через диод представляет собой совокупность усеченных косинусоидальных импульсов прямого и обратного токов; импульс прямого тока длится значительно меньшую часть периода, чем обратный, однако максимальное значение импульса прямого тока значительно больше, чем импульса обратного тока.

При $u_д=0$, согласно определению угла отсечки, $\omega t=\theta$. Тогда по (6.5) $u_д=0=U_{вх}\cos\theta-E_{нач}-E_д$ или

$$U_{вх}\cos\theta=E_{нач}+E_д. \tag{6.10}$$

Подставляя выражение (6.10) в (6.5), получим

$$u_д=U_{вх}\,(\cos\omega t-\cos\theta). \tag{6.11}$$

Ток диода

$$i_д=S_{прям}\,U_{вх}\,(\cos\omega t-\cos\theta),\ \text{при}\ 0<\omega t<\theta; \tag{6.12}$$

$$i_д=S_{обр}\,U_{вх}\,(\cos\omega t-\cos\theta)\ \text{при}\ \theta<\omega t<\pi.$$

Постоянная составляющая тока диода

$$I_{д0}=\frac{1}{\pi}\left\{\int_0^{\theta} S_{прям}\,U_{вх}\,(\cos\omega t-\cos\theta)\,\mathrm{d}\,\omega t+\int_0^{\pi} S_{обр}U_{вх}\,(\cos\omega t-\cos\theta)\,\mathrm{d}\,\omega t\right\}. \tag{6.13}$$

Проинтегрировав (6.13), определим

$$I_{д0}=\frac{U_{вх}}{\pi}\left\{S_{прям}\,(\sin\omega t-\omega t\cos\theta)\Big|_0^{\theta}+S_{обр}\,(\sin\omega t-\omega t\cos\theta)\Big|_0^{\pi}\right\}.$$

После подстановки пределов интегрирования найдем

$$I_{д0}=\frac{U_{вх}}{\pi}\left\{S_{прям}\,(\sin\theta-\theta\cos\theta)-S_{обр}\,(\sin\theta-\theta\cos\theta)-S_{обр}\,\pi\cos\theta\right\}.$$

Сгруппировав однородные члены, получим

$$I_{д0}=\frac{U_{вх}}{\pi}\left\{S_э\,(\sin\theta-\theta\cos\theta)-\pi S_{обр}\cos\theta\right\}, \tag{6.14}$$

где $S_э=S_{прям}-S_{обр}$. Умножив $T_{д0}$ на $R_н$, найдем выражение для продетектированного напряжения:

$$E_д = I_{д0} R_н = S_э R_н U_{вх} \left\{ \frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{\pi} - \frac{S_{обр}}{S_э} \cos\theta \right\}. \quad (6.15)$$

Однако задача определения $E_д$ еще окончательно не решена, так как в формуле (6.15) искомая величина $E_д$ входит в выражение для угла θ. Воспользуемся уравнениями (6.10) и (6.15), в которых два неизвестных: $E_д$ и θ. Разделив (6.15) на (6.10), получим

$$\frac{E_д}{E_{нач} + E_д} = S_э R_н \left\{ \frac{\operatorname{tg}\theta - \theta}{\pi} - \frac{S_{обр}}{S_э} \right\}. \quad (6.16)$$

Введем обозначение

$$a = (\operatorname{tg}\theta - \theta)/\pi. \quad (6.17)$$

Решим выражение (6.16) относительно a:

$$a = \frac{E_д}{(E_{нач} + E_д) S_э R_н} + \frac{S_{обр}}{S_э}. \quad (6.18)$$

Расчет напряжения $E_д$ ведется в такой последовательности:

1) вычисляют $E_д = E_0$ при $U_{вх} \leqslant (E_{нач} + E_д)$, т. е. при сравнительно малых амплитудах входного сигнала (диод закрыт, $\theta = 0$, $a = 0$). Из (6.18)

$$E_0 = -\frac{S_{обр} R_н E_{нач}}{1 + S_{обр} R_н}. \quad (6.19)$$

Напряжение E_0 обусловлено наличием напряжения $E_{нач}$; если $E_{нач} = 0$, то $E_0 = 0$;

2) задаются несколькими значениями напряжений $E_д$ в пределах от $E_{д\min} = E_0$ до $E_{д\max} = E_0 + \Delta E_{д\max}$, где $\Delta E_{д\max}$ — максимальное приращение продетектированного напряжения (значение $\Delta E_{д\max}$ обычно известно). Положим, задались пятью значениями $E_д$: $E_{д1}$, ..., $E_{д5}$. Для каждого значения $E_д$ по формуле (6.18) находят соответствующие коэффициенты a (a_1, ..., a_5);

3) по формуле (6.17) для каждого значения a рассчитываются соответствующие значения θ (θ_1, ..., θ_5). Упрощенный расчет можно произвести по графику рис. 6.9 либо по приближенной формуле, справедливой для малых углов отсечки. Если $\theta \leqslant 45°$, то $\operatorname{tg}\theta \approx \theta + \theta^3/3$. Согласно (6.17), $a \approx \theta^3/3\pi$ или

$$\theta \approx \sqrt[3]{3\pi a}; \quad (6.20)$$

4) по найденным значениям θ определяют амплитуду входного напряжения:

$$U_{вх} = (E_{нач} + E_д)/\cos\theta; \quad (6.21)$$

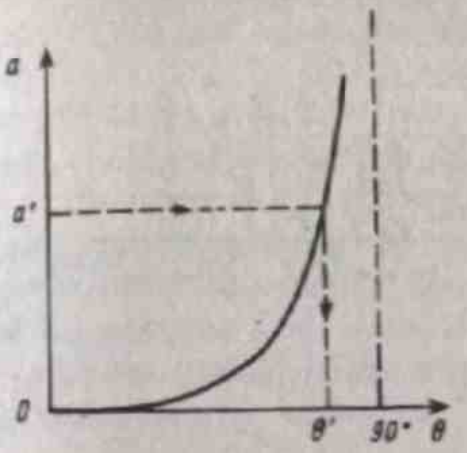


Рис. 6.9

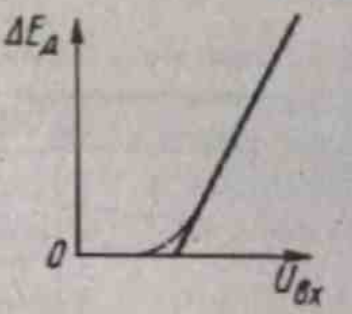


Рис. 6.10

5) по значениям $U_{вх}$ для принятых значений $E_д$ строят зависимость $\Delta E_д = F(U_{вх})$, которая называется *характеристикой детектирования*; она показывает зависимость приращения продетектированного напряжения от амплитуды входного напряжения, которое вызвало это приращение. В первом приближении характеристика детектирования линейна (рис. 6.10); в реальных условиях она имеет вид, показанный на рис. 6.10 пунктиром.

Детектор с линейно-ломаной ВАХ без начального смещения. В таком детекторе (см. рис. 6.4) отсутствует батарея начального смещения, поэтому соотношения для определения $E_д$, полученные ранее, справедливы при $E_{нач} = 0$. Расчет продетектированного напряжения проводится в такой последовательности:

1) по (6.19) при $E_{нач} = 0$ определяют E_0: $E_0 = 0$;

2) задаются несколькими значениями напряжения $E_д$ в пределах от $E_{д\min} = 0$ до $E_{д\max} = \Delta E_{д\max}$, т. е. до максимального приращения продетектированного напряжения. Для каждого значения $E_д$ по формуле (6.18) определяют коэффициент a при $E_{нач} = 0$:

$$a = \frac{1}{S_1 R_н}(1 + S_{обр} R_н); \qquad (6.22)$$

3) для каждого значения коэффициента a находят соответствующий угол отсечки θ. Для малых θ с учетом (6.10) и (6.22) имеем

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_1 R_н}(1 + S_{обр} R_н)}. \qquad (6.23)$$

Если можно пренебречь обратным током диода, т. е. при $S_{обр} = 0$, то формула (6.23) примет вид

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_{прям} R_н}}; \qquad (6.24)$$

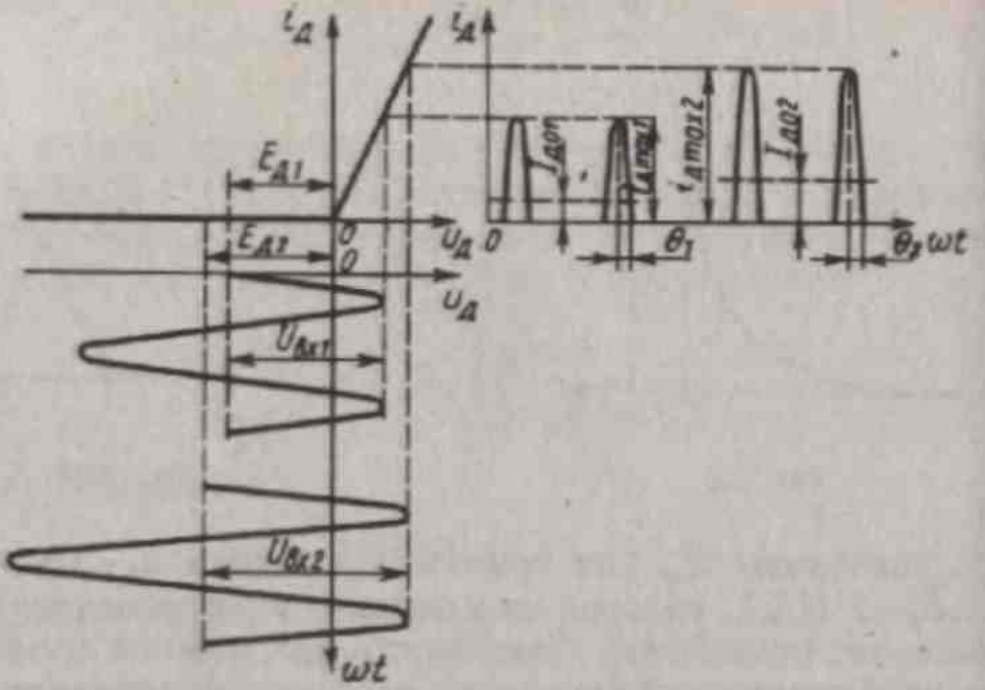


Рис. 6.11

4) по найденным значениям θ вычисляют значения $U_{вх}$ согласно (6.21) при $E_{нач}=0$:

$$U_{вх}=E_д/\cos\theta. \qquad (6.25)$$

В соответствии с (6.24) угол отсечки тока диода (при малых θ, $E_{нач}=0$, $S_{обр}=0$ и линейно-ломаной ВАХ диода) не зависит от амплитуды входного напряжения и продетектированного напряжения $E_д$. При изменении амплитуды входного напряжения за счет амплитудной модуляции угол отсечки тока диода не меняется. Действительно, если напряжение $U_{вх}$ увеличилось, то в установившемся режиме возрастают максимальное значение импульса тока $i_д$, постоянная составляющая тока диода $I_{д0}$, напряжение на выходе АД $E_д$ и, согласно (6.25), косинус угла отсечки $\cos\theta$, а следовательно, и сам угол отсечки θ остается постоянным (рис. 6.11). Если $U_{вх2}>U_{вх1}$, то $i_{дmax2}>i_{дmax1}$, $I_{д02}>I_{д01}$, $E_{д2}>E_{д1}$, $\theta_1=\theta_2$. Угол отсечки тока диода для АД без начального смещения определяется только параметрами диода и сопротивлением нагрузки и зависит в основном от произведения $S_{прям}R_н$. Например, с увеличением крутизны диода $S_{прям}$ увеличивается $i_{дmax}$, $I_{д0}$, $E_д$, отрицательное смещение на диоде возрастает и при $U_{вх}=$const угол отсечки уменьшается. Аналогично, угол отсечки θ зависит от сопротивления нагрузки $R_н$. Согласно (6.25), $E_д=U_{вх}\cos\theta$, следовательно, в АД без начального смещения характеристика детектирования $E_д=F(U_{вх})$ прямолинейна, т. е. амплитудное детектирование осуществляется без искажений. В соответствии с (6.25)

$$K_д=E_д/U_{вх}=\cos\theta, \qquad (6.26)$$

т. е. коэффициент передачи по напряжению АД равен косинусу угла отсечки тока диода. Коэффициент передачи $K_д < 1$. При $\theta \to 0$ $K_д \to 1$. Таким образом, для получения $K_д \approx 1$ необходимо обеспечить большее значение произведения $S_{прям} R_н$ (рис. 6.12).

Вывод. *В АД с линейно-ломаной ВАХ без начального смещения коэффициент передачи детектора $K_д$ равен косинусу угла отсечки тока диода. Для увеличения $K_д$ необходимо увеличить произведение крутизны диода на сопротивление нагрузки. Угол отсечки тока диода определяется параметрами диода и сопротивлением нагрузки.*

§ 6.3. ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ДИОДНОГО ДЕТЕКТОРА

Диодный АД потребляет ток от источника сигнала, т. е. шунтирует его. Шунтирующее действие АД характеризуется входным сопротивлением $R_{вх}$ или входной проводимостью $g_{вх}$.

Входное сопротивление детектора — эквивалентное сопротивление, которое, будучи подключенным к источнику сигнала, потребляет ту же мощность, что и детектор. Следовательно, АД для источника сигнала может быть заменен сопротивлением $R_{вх}$ (рис. 6.13).

Ток диода $i_д$ представляет собой сумму двух косинусоидальных импульсов $i_{д\,прям}$ и $i_{д\,обр}$. Поскольку ток $i_д$ описывается периодической функцией, его можно разложить в ряд Фурье:

$$i_д = I_{д0} + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + \ldots,$$

где $I_{д0}$ — постоянная составляющая тока диода; I_{m1}, I_{m2}, ... — амплитуды первой и высших гармоник тока диода. Мощность, потребляемая АД от источника сигнала,

$$P_д = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{вх}\, i_д \, dt, \qquad (6.27)$$

где $u_{вх} = U_{вх} \cos \omega t$ — напряжение на входе АД. Подставив под знак интеграла (6.27) значения $u_{вх}$ и $i_д$, получим

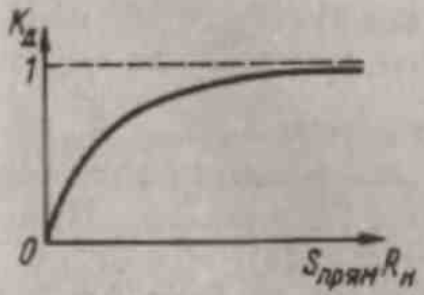


Рис. 6.12

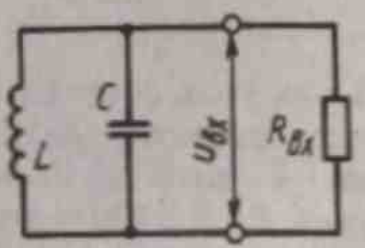


Рис. 6.13

$$P_{\text{д}}=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}U_{\text{вх}}\cos\omega t\,(I_{\text{д}0}+I_{m1}\cos\omega t+I_{m2}\cos 2\omega t+\ldots)\,\mathrm{d}\,\omega t=$$

$$=\frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{2\pi}U_{\text{вх}}I_{\text{д}0}\cos\omega t\,\mathrm{d}\,\omega t+\int_0^{2\pi}U_{\text{вх}}\cos\omega t\,I_{m1}\cos\omega t\,\mathrm{d}\,\omega t+\right.$$

$$\left.+\int_0^{2\pi}U_{\text{вх}}\cos\omega t\,I_{m2}\cos 2\omega t\,\mathrm{d}\,\omega t+\ldots\right]. \qquad (6.28)$$

Учитывая, что интеграл от косинусоидальной функции в пределах от 0 до 2π равен нулю, в (6.28) только интеграл $\int_0^{2\pi}U_{\text{вх}}\times$ $\times\cos\omega t\,I_{m1}\cos\omega t\,\mathrm{d}\,\omega t=0{,}5\int_0^{2\pi}U_{\text{вх}}I_{m1}\cos 0\,\mathrm{d}\,\omega t+0{,}5\int_0^{2\pi}U_{\text{вх}}I_{m1}\cos 2\omega t\times$ $\times\mathrm{d}\,\omega t=0{,}5\int_0^{2\pi}U_{\text{вх}}I_{m1}\,\mathrm{d}\,\omega t=\pi U_{\text{вх}}I_{m1}$ отличен от нуля, а остальные интегралы равны нулю. Тогда $P_{\text{д}}=0{,}5U_{\text{вх}}I_{m1}$. Следовательно, среднее значение мощности, потребляемой АД от источника сигнала, определяемое постоянной составляющей и высшими гармониками тока диода, равно нулю; мощность, потребляемая от источника сигнала, определяется только первой гармоникой тока диода. Тогда

$$R_{\text{вх}}=U_{\text{вх}}/I_{m1};\ g_{\text{вх}}=I_{m1}/U_{\text{вх}}. \qquad (6.29)$$

Амплитуда первой гармоники тока диода

$$I_{m1}=\frac{2}{\pi}\int_0^{\pi}i_{\text{д}}\,(\omega t)\cos\omega t\,\mathrm{d}\,\omega t. \qquad (6.30)$$

Учитывая выражение (6.12), получим

$$I_{m1}=U_{\text{вх}}\left\{\frac{S_{\text{э}}}{\pi}\,(\theta-\sin\theta\cos\theta)+S_{\text{обр}}\right\}. \qquad (6.31)$$

Входная проводимость АД

$$g_{\text{вх}}=\frac{I_{m1}}{U_{\text{вх}}}=\frac{S_{\text{э}}}{\pi}\,(\theta-\sin\theta\,\cos\theta)+S_{\text{обр}}. \qquad (6.32)$$

Так как угол отсечки θ является функцией $S_{\text{э}}$, $S_{\text{обр}}$, $R_{\text{н}}$, то можно упростить формулу (6.32), используя следующее приближенное равенство: $\theta-\sin\theta\cos\theta=\theta-0{,}5\sin 2\theta=0{,}5\,(2\theta-\sin 2\theta)$. При малых значениях θ, $0{,}5\,(2\theta-\sin 2\theta)\approx 0{,}5\,(2\theta-2\theta+(2\theta)^3/3!)\approx 2\theta^3/3$. Учитывая (6.20), можно окончательно записать: $(\theta-\sin\theta\cos\theta)\approx 2\pi a$. Тогда

$$g_{вх} \approx 2aS_i + S_{обр}. \quad (6.33)$$

Если в АД отсутствует начальное смещение ($E_{нач} = 0$), то коэффициент a определяется выражением (6.22), подставив которое в (6.33) получим

$$g_{вх} \approx \frac{2}{R_н}(1 + S_{обр} R_н) + S_{обр} = (2 + 3S_{обр} R_н)/R_н.$$

Следовательно,

$$R_{вх} = R_н/(2 + 3S_{обр} R_н). \quad (6.34)$$

Если $S_{обр} \approx 0$, то

$$R_{вх} = 0{,}5R_н. \quad (6.35)$$

Очевидно, что зависимость $R_{вх} = F(R_н)$ обусловлена не тем, что резистор $R_н$ по току с частотой сигнала включен последовательно с диодом (см. рис. 6.4), поскольку резистор $R_н$ зашунтирован конденсатором $C_н$, напряжение на нем с частотой сигнала близко к нулю. В диодном АД источник сигнала шунтирует сам диод, который открыт часть периода сигнала, равную 2θ. При увеличении $R_н$ возрастает $E_д$; при этом угол отсечки θ уменьшается и диод открывается на меньшую часть периода, что и приводит к увеличению $R_{вх}$.

Выводы. 1. *Потребление энергии от источника сигнала диодным АД определяется только первой гармоникой тока диода.*

2. *Входное сопротивление последовательного диодного АД зависит в основном от крутизны обратного тока диода и сопротивления нагрузки детектора.*

3. *Источник сигнала в АД шунтируется диодом, сопротивление $R_н$ влияет на $R_{вх}$ косвенно: с увеличением $R_н$ возрастает $E_д$ и увеличивается напряжение, запирающее диод, диод оказывается закрытым на большую часть периода входного сигнала (угол θ уменьшается) и меньше шунтирует источник сигнала.*

§ 6.4. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ ДИОДНЫЙ ДЕТЕКТОР

Схема параллельного диодного АД показана на рис. 6.14, где резистор $R_н$ включен параллельно диоду VD. Принципы работы параллельного и последовательного АД совпадают. Постоянная составляющая тока диода $I_{д0}$, протекая через резистор $R_н$, создает на нем продетектированное напряжение $E_д$. Для последовательного АД ток $I_{д0}$ протекает по цепи (см. рис. 6.7) $VD \to R_н \to E_{нач} \to L \to VD$, для парал-

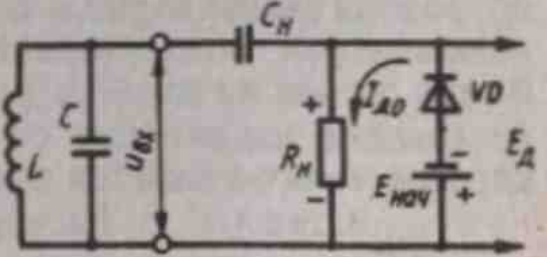


Рис. 6.14

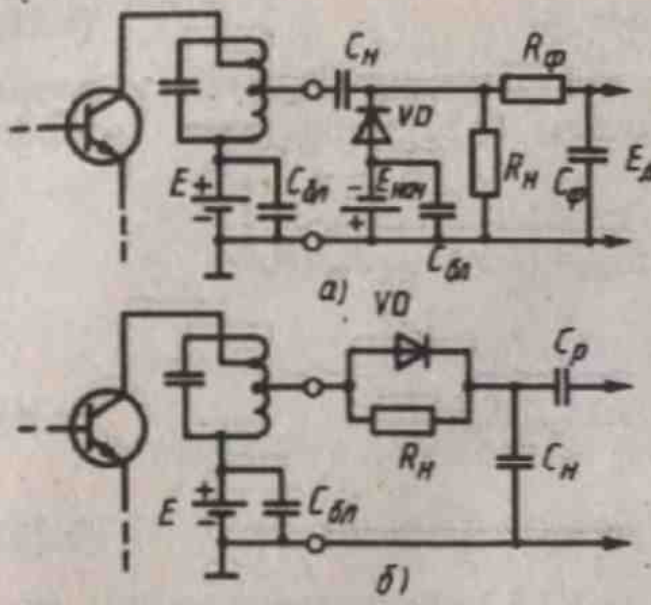


Рис. 6.15

лельного АД — по цепи (рис. 6.14) $VD \rightarrow R_н \rightarrow E_{нач} \rightarrow VD$. Поскольку сопротивление катушки L входного контура для I_{m0} мало, оно практически не влияет на расчетные соотношения для θ, I_{m0} и $K_д$ и расчет этих величин производят по тем же формулам, что и для последовательного диодного АД. При определении $R_{вх}$ параллельного АД необходимо учитывать, что первая гармоника входного тока $I_{m1\,пар}$ параллельного АД протекает не только через диод VD, но и через резистор $R_н$. Поэтому $I_{m1\,пар} = I_{m1\,посл} + U_{вх}/R_н$. Входная проводимость параллельного АД

$$g_{вх\,пар} = I_{m1\,пар}/U_{вх} = I_{m1\,посл}/U_{вх} + 1/R_н = g_{вх\,посл} + 1/R_н, \qquad (6.36)$$

а входное сопротивление

$$R_{вх\,пар} = (R_{вх\,посл} R_н)/(R_{вх\,посл} + R_н). \qquad (6.37)$$

Согласно (6.37), входной контур шунтируется и резистором нагрузки $R_н$, следовательно, $R_{вх\,пар} < R_{вх\,посл}$. С учетом выражения (6.35)

$$R_{вх\,пар} \approx R_н/3. \qquad (6.38)$$

Таким образом, в параллельном АД имеет место более сильное шунтирование источника сигнала по сравнению с последовательным АД. Кроме того, на выходе детектора помимо продетектированного напряжения $E_д$ присутствует переменное напряжение с частотой сигнала, практически равное амплитуде входного напряжения. Чтобы выделить полезное напряжение $E_д$, в этом случае необходимо на выходе АД поставить фильтр $R_ф C_ф$ (рис. 6.15, *а*). Избежать этого недостатка можно применением детектора по схеме рис. 6.15, *б*.

Параллельный АД используют в тех случаях, когда на его входе помимо полезного детектируемого переменного напряжения имеется еще и ненужное постоянное напряжение. Так, на рис. 6.15, *а*, *б* приведены схемы параллельного АД, подключенного к LC-контуру, являющегося коллекторной нагрузкой резонансного усилителя. В этих схемах на входе АД помимо полезного сигнала $u_{вх}$ действует постоянное напряжение от источника коллекторного питания E, которое не пропускается конденсатором $C_в$ либо $C_р$.

Выводы. 1. *Расчет параметров θ, I_{m0} и $K_д$ параллельного АД проводят по тем же формулам, что и для последовательного АД.*

2. *Источник сигнала в параллельном АД шунтируется и резистором нагрузки, что обуславливает его меньшее входное сопротивление по сравнению с $R_{вх}$ последовательного АД.*

3. *Параллельный АД применяют в тех случаях, когда на его входе помимо детектируемого сигнала имеется постоянное напряжение.*

§ 6.5. ДИОДНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ АМ-КОЛЕБАНИЙ

Для детектирования АМ-колебаний используют детектор без начального смещения (см. рис. 6.4). Пусть на входе АД действует АМ-колебание вида $u_{вх}=U_{вх}\cos\omega t$, где $U_{вх}=U_{н}(1+m\cos\Omega t)$; m — коэффициент модуляции; $\Omega=2\pi F$ — угловая частота модулирующего колебания. Диаграммы напряжения и тока диода при детектировании АМ-колебания показаны на рис. 6.16. Если детектирование происходит без искажений, то напряжение на выходе $E_{д}=K_{д}U_{вх}$; для диодного АД $K_{д}=\cos\theta$. Следовательно,

$$E_{д}=U_{н}\cos\theta\,(1+m\cos\Omega t)=U_{н}\cos\theta+U_{н}m\cos\theta\cos\Omega t. \quad (6.39)$$

Если при детектировании искажения отсутствуют, то амплитуда переменной составляющей продетектированного напряжения полностью повторяет огибающую входного напряжения. Однако в ре-

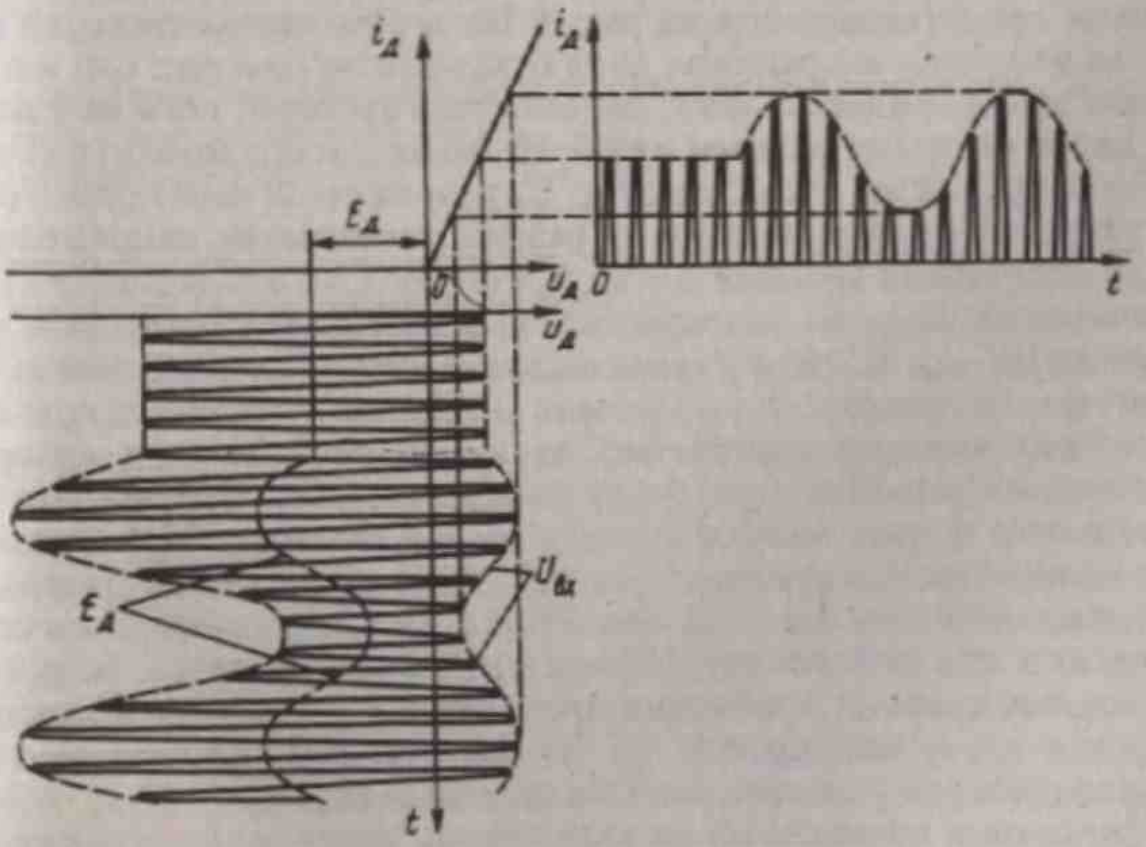


Рис. 6.16

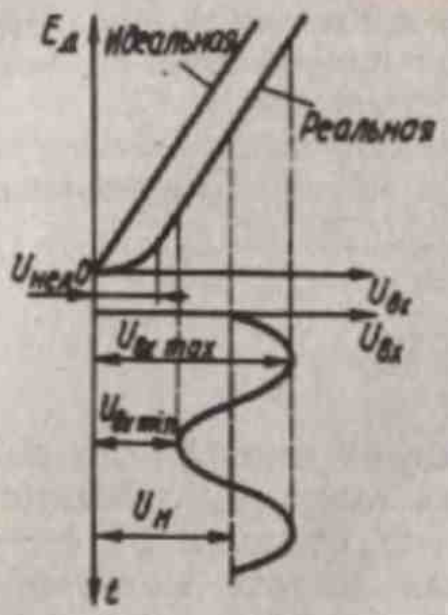


Рис. 6.17

альных детекторах возникают различные виды искажений. Рассмотрим основные искажения при детектировании АМ-колебаний.

Искажения из-за нелинейности характеристики детектирования. Характеристика детектирования реальных АД отличается от прямолинейной и имеет вид, показанный на рис. 6.17. Начальный участок этой характеристики имеет напряжение $U_{пер}$ (у германиевых полупроводниковых диодов $U_{пер} \approx 0{,}1$ В). Если минимальное напряжение на входе детектора меньше $U_{пер}$, т. е. $U_{вх\,min} < U_{пер}$, то коэффициент передачи АД $K_д$ зависит от $U_{вх}$, форма продетектированного напряжения отличается от формы огибающей входного напряжения. Искажения из-за нелинейности характеристики детектирования малы, если $U_{вх\,min} = U_в (1-m) \geqslant U_{пер}$. Для выполнения этого условия нужно, чтобы амплитуда несущего колебания на входе АД

$$U_в \geqslant U_{пер}/(1-m). \qquad (6.40)$$

Искажения из-за большой постоянной времени нагрузки $\tau_н$. Воспользуемся диаграммами входного и продетектированного напряжений, представленными на рис. 6.18, *а*. При положительной полуволне входного напряжения диод открывается (см. рис. 6.4) и происходит заряд конденсатора $C_н$ до момента времени, пока напряжение на диоде не станет равным нулю. Начиная с этого момента времени диод закрывается и конденсатор $C_н$ разряжается через резистор $R_н$. В результате серии зарядов и разрядов создается напряжение $E_д$. Если постоянная времени $\tau_н = C_н R_н$ большая, то конденсатор $C_н$ практически не успевает разряжаться за время между соседними полупериодами $u_{вх}$. В этом случае напряжение $E_д$ на конденсаторе $C_н$ в интервале времени $t_1 - t_2$ убывает медленнее, чем амплитуда входного напряжения; напряжение на выходе АД в этом интервале времени не успевает следить за изменением $U_{вх}$. Так как при этом искажается форма напряжения $E_д$, то при детектировании возникают нелинейные искажения. На рис. 6.18, *б* показаны диаграммы напряжения на выходе АД при отсутствии искажений (пунктирная кривая) и при искажениях формы напряжения $E_д$ из-за больших $\tau_н$ (сплошная кривая); искажения проявляются в том, что в интервале времени $t_1 - t_2$ напряжение $E_д$ на выходе АД изменяется не по синусоидальному закону, а по экспоненциальному.

Механизм возникновения нелинейных искажений продетектированного напряжения из-за цепи $R_н C_н$ состоит в том, что в интервале

времени $t_1 - t_2$ напряжение $E_д > U_{вх}$, оно становится отрицательным для диода и запирает его, при этом диод (нелинейный элемент) закрыт и работа его нарушается. Условие отсутствия искажений за счет инерционности нагрузки следующее: скорость разряда конденсатора $C_н$ должна быть больше скорости спадания напряжения $U_{вх}$, т. е. $\left|\frac{dE_д}{dt}\right| > \left|\frac{dU_{вх}}{dt}\right|$. Начиная с момента времени t_1, при котором $E_д = E_{д1}$, конденсатор $C_н$ разряжается по экспоненте, т. е. $E_д = E_{д1} e^{-\frac{t}{R_н C_н}}$; напряжение $U_{вх} = U_н (1 + m \cos \Omega t)$. Взяв производные от $E_д$ и $U_{вх}$, подставив их в неравенство $\left|\frac{dE_д}{dt}\right| > \left|\frac{dU_{вх}}{dt}\right|$ и исследовав полученное выражение на экстремум, получим окончательную формулу для расчета $\tau_н$:

$$\tau_н = R_н C_н < \frac{\sqrt{1 - m^2}}{m\Omega}. \qquad (6.41)$$

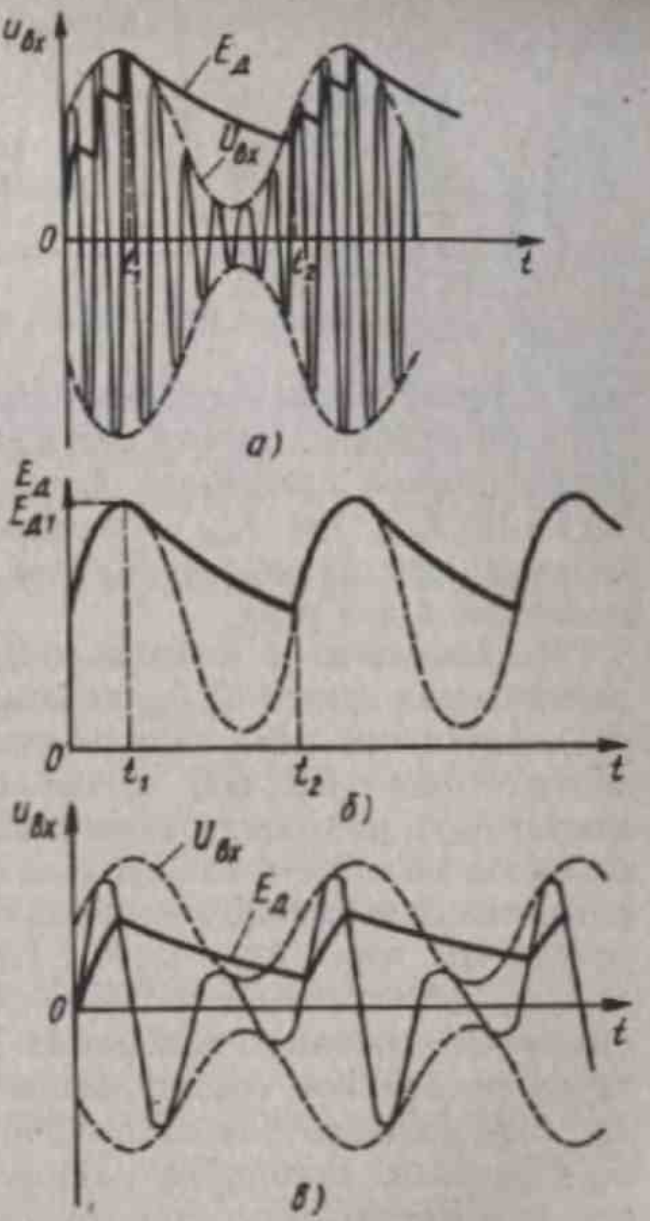


Рис. 6.18

Согласно (6.41), постоянная времени нагрузки $\tau_н$ АД должна быть тем меньше, чем больше высшая модулирующая частота Ω и чем больше коэффициент модуляции m. Физически это объясняется тем, что при малой частоте Ω амплитуда $U_{вх}$ меняется медленно, конденсатор $C_н$ успевает разрядиться и следит за изменением $U_{вх}$; при малых значениях m амплитуда $U_{вх}$ изменяется в меньших пределах и конденсатор $C_н$ также успевает разрядиться. Как показано в § 6.2, для увеличения $K_д$ следует выбирать по возможности большее сопротивление $R_н$, однако с увеличением $R_н$ необходимо уменьшать емкость $C_н$. Нужно помнить, что емкость конденсатора $C_н$ не должна быть соизмеримой с емкостью диода, так как при этом $K_д$ уменьшается.

Искажения из-за соизмеримости частоты модуляции F и частоты

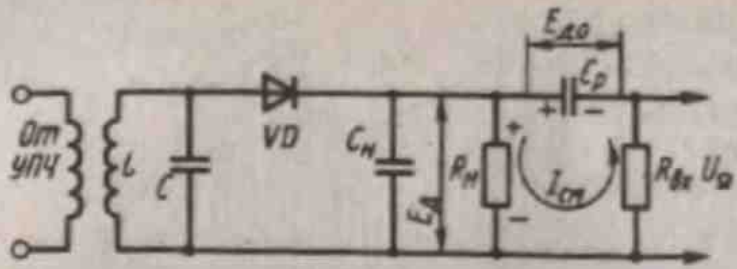


Рис. 6.19

несущего колебания $f_н$. Если $f_н \gg F$, то, как следует из рис. 6.18, *а*, при правильно выбранной $\tau_н$ напряжение $E_д$ повторяет огибающую входного напряжения. Однако при соизмеримости частот F и $f_н$ [$f_н \approx (2-3)F$] напряжение $E_д$ практически перестает следить за изменением $U_{вх}$ (рис. 6.18, *в*). По этой причине частоту несущей колебания на входе АД (в супергетеродинном приемнике $f_н = f_{пр}$) выбирают из условия $f_н = f_{пр} > (5-10)F_{max}$, где F_{max} — максимальная частота модуляции. Применение двухтактного детектора равносильно увеличению несущей примерно в два раза.

Искажения из-за влияния разделительной цепи. Схема АД с разделительной цепью $C_р R_{вх}$ показана на рис. 6.19. При отключенной разделительной цепи напряжение $E_д$ на резисторе $R_н$ изменяется в соответствии с рис. 6.20, *а*, оно содержит две составляющие: постоянную $E_{д0}$ и низкочастотную с амплитудой $U_Ω$. В приемниках АМ-сигналов используется низкочастотная составляющая продетектированного напряжения, которая пропускается на вход последующего каскада через цепь $C_р R_{вх}$. Поскольку постоянная времени $\tau = C_р R_{вх}$ достаточно большая и обычно во много раз больше периода модулирующего колебания $T_F = 1/F$, на конденсаторе $C_р$ выделится постоянная составляющая напряжения $E_{д0}$, а на резисторе $R_{вх}$ — низкочастотная составляющая $U_Ω$. Сумма двух напряжений $E_{д0} + U_Ω$ равна исходному напряжению $E_д$ на выходе АД. Напряжение, до которого зарядится конденсатор $C_р$, $E_{д0} = U_н \cos\theta$, где $\cos\theta$ — коэффициент передачи АД, $U_н$ — амплитуда несущего напряжения на входе АД. При уменьшении напряжения $U_{вх}$ в процессе модуляции до минимального значения конденсатор $C_р$ становится источником постоянного напряжения. Поэтому напряжение $E_д$ на резисторе

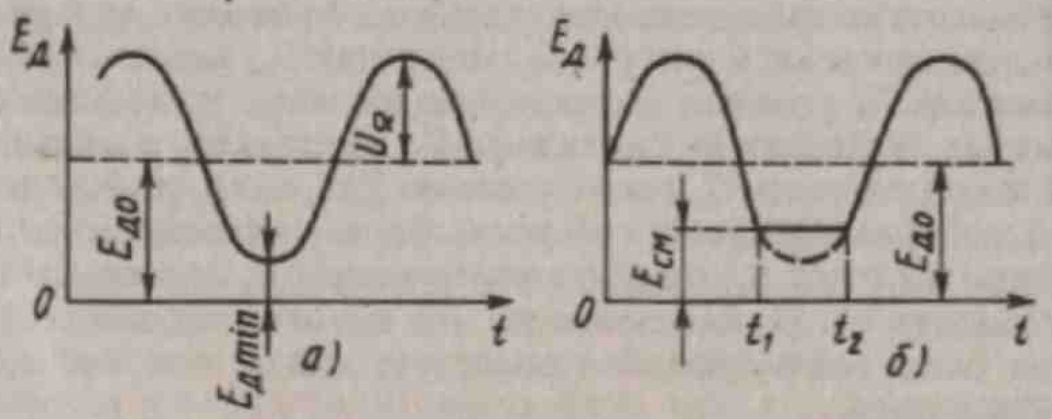


Рис. 6.20

$R_н$ не уменьшится до $E_{д\,min}$, как это происходит при отсутствии цепи $C_р R_{вх}$, на нем появится напряжение $E_{см} = E_{д0} R_н/(R_н + R_{вх})$. При $\cos\theta \approx 1$ $E_{д0} = U_н$. Так как конденсатор $C_р$ имеет большую емкость, то за короткое время, пока напряжение $E_д$ падает до минимума, он не успевает разрядиться. Наличие на резисторе $R_н$ напряжения $E_{см}$ не позволяет уменьшиться $E_д$ менее $E_{см}$; при этом форма выходного напряжения искажается (рис. 6.20, *б*). Так как искажения имеют характер среза, они проявляются на всех частотах модуляции и сильно заметны на слух.

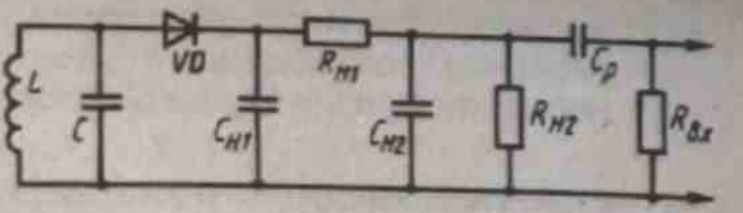


Рис. 6.21

Для борьбы с искажениями необходимо выполнять условие

$$U_{вх\,min} \geqslant E_{см}.$$ При $U_{вх\,min} = U_н\,(1-m)$; $U_н\,(1-m) \geqslant U_н R_н/(R_н + R_{вх})$ или

$$(1-m) \geqslant R_н/(R_н + R_{вх}).$$

Обычно значения $R_н$ и m заданы. Тогда способом борьбы с этим видом искажений является правильный выбор $R_{вх} \geqslant m R_н/(1-m)$. Кроме того, используют *детектор с разделенной нагрузкой* (рис. 6.21), в котором сопротивление нагрузки по постоянному току $R_н = R_{н1} + R_{н2}$. Напряжение $E_{см}$ создается на резисторе $R_{н2}$ за счет разряда $C_р$; при этом значение $E_{см}$ существенно уменьшается. Однако деление нагрузки АД приводит к уменьшению коэффициента передачи детектора, поскольку продетектированное напряжение снимается не со всего резистора $R_н$, а только с его части (с резистора $R_{н2}$). Конденсатор нагрузки (см. рис. 6.21) состоит из двух конденсаторов $C_{н1}$ и $C_{н2}$, при этом фильтрация для частоты $f_{нр}$ улучшается.

Сущность возникновения нелинейных искажений продетектированного сигнала за счет линейной цепи $C_р R_{вх}$ состоит в том, что цепь $C_р R_{вх}$ работает совместно с диодным детектором и в интервале времени $t_1 - t_2$ (см. рис. 6.20, *б*) напряжение $E_{см}$ на $R_н$ закрывает диод, нарушая его работу.

Выводы. 1. *Нелинейность характеристики детектирования приводит к появлению нелинейных искажений сигнала на выходе АД. Для устранения этого вида искажений необходимо выбирать достаточно большой уровень сигнала на входе АД.*

2. *При большой постоянной времени цепи нагрузки АД становится инерционным относительно изменения огибающей входного напряжения. При этом возникают нелинейные искажения. Для их устранения постоянная времени $\tau_д$ должна иметь такое значение, при котором скорость разряда конденсатора $C_н$ больше скорости уменьшения напряжения $U_{вх}$.*

3. *Искажения вследствие влияния разделительной цепи обусловлены тем, что при уменьшении $U_{вх}$ до нуля за счет модуля-*

ции конденсатор $C_р$ становится источником постоянного напряжения, создающим на резисторе $R_н$ дополнительное напряжение смещения $E_{см}$, запирающее диод.

§ 6.6. РАЗНОВИДНОСТИ АМПЛИТУДНЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Транзисторные АД. Как упоминалось в § 6.1, транзисторные АД в зависимости от того, нелинейность характеристики какого тока транзистора используется для детектирования, подразделяются на коллекторные, базовые, эмиттерные, стоковые, затворные и истоковые. Для биполярного транзистора чаще всего используется включение по схеме с общим эмиттером, что позволяет получить помимо детектирования и наибольшее усиление сигнала. Поэтому на практике обычно используется *коллекторный детектор* (КД), в котором детектирование происходит из-за нелинейности проходной характеристики $i_к = F(U_{бэ})$. Схема КД приведена на рис. 6.22, *а*; делитель $R_1 R_2$ задает смещение на транзисторе, конденсатор $C_{бл}$ — блокировочный, $R_н$, $C_н$ — нагрузка детектора. Работу КД можно пояснить с помощью диаграмм рис. 6.22, *б*; пунктиром на этом графике показана реальная характеристика $i_к = F(U_{бэ})$, используется линейно-ломаная аппроксимация. Рабочая точка, которая обеспечивается подачей начального смещения $E_{см}$, выбирается на наиболее криволинейном участке характеристики $i_к = F(U_{бэ})$. При линейно-ломаной аппроксимации и косинусоидальном воздействии импульсы коллекторного тока — косинусоидальные, постоянная составляющая коллекторного тока $I_{к0} = i_{к\,max}\, a_0(\theta)$, где a_0 — коэффициент Берга (для косинусоидального импульса $\theta = 90°$, $a_0(90°) = 1/\pi$). Тогда $I_{к0} = i_{к\,max}/\pi$. Так как для КД $i_{к\,max} = S_к U_{вх}$, где $S_к$ — крутизна харак-

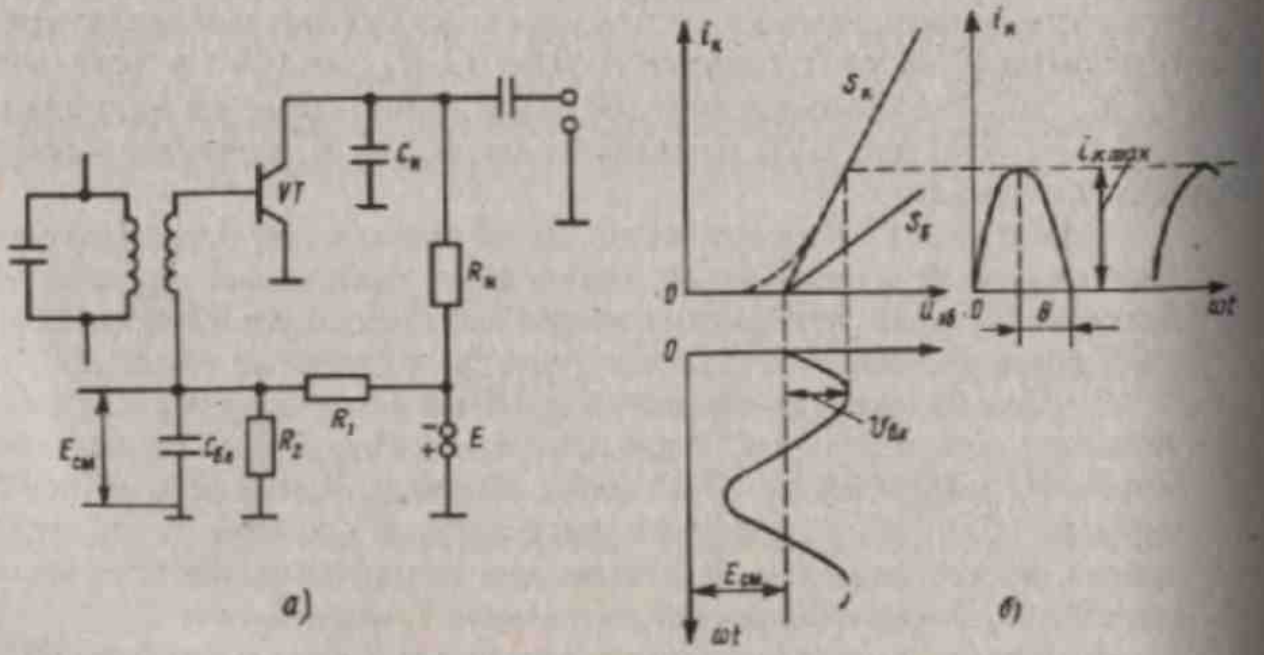


Рис. 6.22

теристики коллекторного тока, то продетектированное напряжение на резисторе $R_н = E_д = I_{к0} R_н = i_{к\,max} R_н/\pi = S_т R_н U_{вх}/\pi$. Для избежания искажений при детектировании КД работает при относительно малых $U_{вх}$.

Коэффициент передачи КД

$$K_д = E_д/U_{вх} = S_т R_н/\pi. \qquad (6.42)$$

Анализируя (6.42), отмечаем, что $K_д$ может быть больше единицы — это одно из основных преимуществ КД по сравнению с диодным. Коэффициент $K_д$ в π раз меньше, чем коэффициент усиления усилителя на том же транзисторе и с той же нагрузкой.

Отметим особенности работы КД. Во входной цепи этого транзистора протекает ток базы, шунтирующий источник сигнала. Для оценки этого шунтирующего действия определим входное сопротивление КД $R_{вх} = U_{вх}/I_{вх1}$. Первая гармоника базового тока $I_{вх1} = i_{б\,max}\alpha_1(\theta) = S_б U_{вх}\alpha_1(\theta)$, где $S_б$ — крутизна характеристики $i_б = F(U_{бэ})$, а $\alpha_1(\theta)$ при угле отсечки базового тока 90° равен 0,5. Тогда $I_{вх1} = 0{,}5 S_б U_{вх}$ и $R_{вх} = 2/S_б = 2R_{вб}$ (наличие двойки в этом выражении обусловлено тем, что транзистор половину периода входного сигнала заперт). Поэтому одновременно с основным существует побочное детектирование в цепи базы, за счет которого на резисторе R_2 (см. рис. 6.22, *а*) создается напряжение с полярностью, противоположной полярности напряжения смещения. Это приводит к ослаблению детектирования в коллекторной цепи, т. е. к уменьшению $K_д$ КД, однако за счет этого эффекта можно повысить линейность характеристики детектирования. Отмеченный эффект можно снизить, уменьшая сопротивление резисторов R_1, R_2 и увеличивая емкость блокировочного конденсатора $C_{бл}$.

Двухтактные детекторы. В § 6.5 было показано, что при детектировании возникают искажения при соизмеримости частоты модуляции и несущего колебания (см. рис. 6.18, *в*). Для уменьшения этих искажений используют двухтактный детектор, схема которого показана на рис. 6.23. Фактически это два диодных АД, работающих на общую нагрузку. Напряжения на входы АД подаются

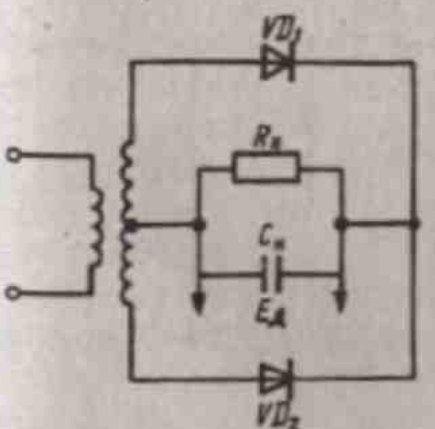


Рис. 6.23

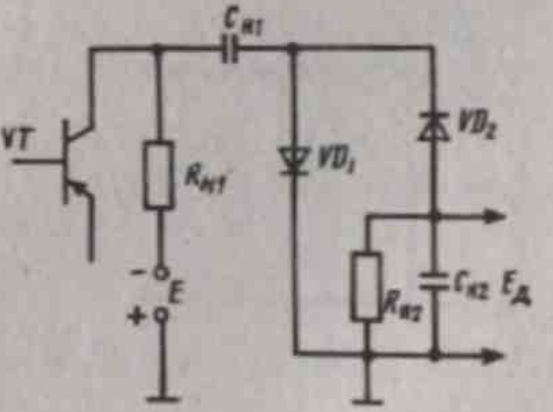


Рис. 6.24

от трансформатора со средней точкой, их полярность для одного полупериода сигнала показана на рис. 6.23. Для диода VD_1 это напряжение отпирающее (VD_1 открыт), для VD_2 — запирающее (VD_2 закрыт). В следующий полупериод VD_1 закрыт, а VD_2 открыт. Таким образом, диоды в этом детекторе работают поочередно. Конденсатор $C_н$ заряжается то через один диод для одного полупериода, то через другой диод для последующего полупериода. Применение двухтактного детектора равносильно увеличению частоты несущего колебания примерно в два раза. Входное сопротивление детектора увеличивается по сравнению с однотактным в четыре раза, $K_д$ увеличивается в два раза.

Детектор с удвоением выходного напряжения. Подобные детекторы (рис. 6.24) используются для повышения $K_д$. При положительном полупериоде входного сигнала VD_2 закрыт и конденсатор $C_{н1}$ заряжается через открытый диод VD_1 до напряжения $U_{вх.м}$; в следующий полупериод входного напряжения диод VD_1 закрывается, диод VD_2 открывается и конденсатор $C_{н2}$ заряжается через $C_{н1}$ и VD_1 до напряжения $2U_{вх.м}$. Входное сопротивление детектора по схеме рис. 6.24 в два раза ниже, чем в детекторе по схеме рис. 6.4.

АД на операционных усилителях. Максимальный уровень продетектированного сигнала $E_{д\,max}$ не должен превышать значения, при котором перегружаются последетекторные каскады, минимальный уровень $E_{д\,min}$ соответствует $U_{вх}=U_{пор}$ (см. рис. 6.17). При этом динамический диапазон устройства определяется отношением $E_{д\,max}/E_{д\,min}$. Для его расширения при фиксированном значении $E_{д\,max}$ необходимо уменьшать напряжение $E_{д\,min}$. Этого можно достичь в АД, построенном по схеме рис. 6.25, *а* на операционном усилителе (ОУ) с ООС и коэффициентом усиления $K \gg 1$. Часть предетектированного напряжения подается на инвертирующий вход. При этом напряжение на выходе усилителя $U_{вых}=K_0\,(U_{вх}-E_д)$. Как показано в [23], в детекторе по схеме рис. 6.25, *а* $E_{д\,min}$ уменьшается примерно в K раз, что соответствует расширению динамического диапазона на $20\lg K$ дБ. Этот АД с ОУ позволяет работать на

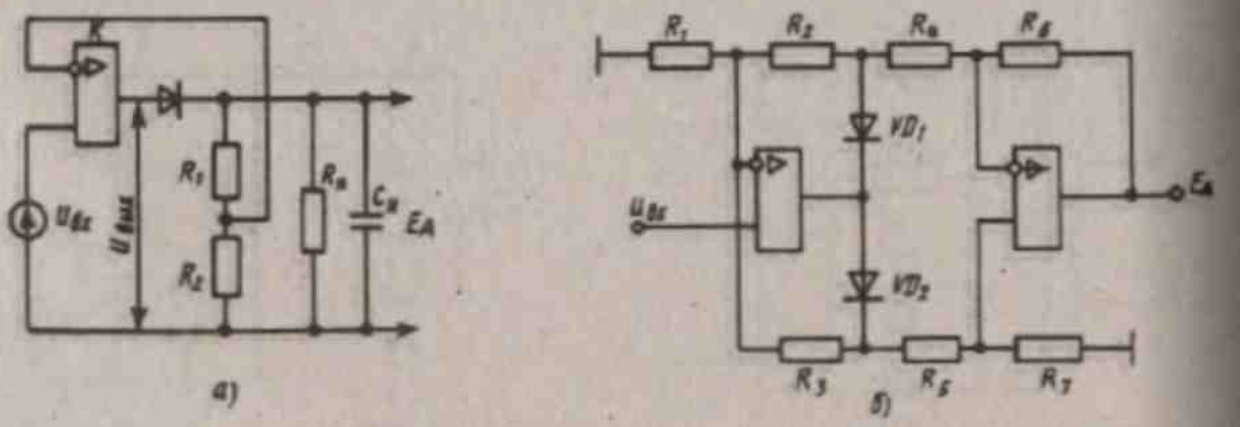


Рис. 6.25

последующий каскад с малым входным сопротивлением при малых искажениях. На рис. 6.25, *б* показан *двухтактный детектор на ОУ* [23], принцип работы которого аналогичен рассмотренному детектору, выполненному по схеме рис. 6.23. Отсутствие катушек индуктивности в АД по схемам рис. 6.24—6.25 позволяет реализовать их в интегральном исполнении. В составе многих аналоговых серий выпускаются специализированные ИС детекторов, а также ИС, в которых детекторы входят как составной элемент. Так, ИС К157ДА1 (двухканальный двухполупериодный АД) предназначена для использования в радиовещательных РПУ и стереофонических магнитофонах; ИСК175ДА1 — детектор АМ сигналов и детектор АРУ с УПТ и т. д. Амплитудные детекторы входят в состав ряда многофункциональных ИС, таких, как К157ХА2, К174ХА2, К237ХК2.

Выводы. 1. *Транзисторные детекторы подразделяются на коллекторные, базовые, эмиттерные, затворные и истоковые в зависимости от того, нелинейность характеристики какого тока транзистора используется для детектирования. Основное преимущество коллекторного детектора по сравнению с диодным в том, что его коэффициент передачи может быть больше единицы.*

2. *Для устранения искажений при соизмеримости частот несущего и модулирующего колебаний применяют двухтактные детекторы, по сравнению с однотактными в этих детекторах $R_{вх}$ увеличивается в четыре, а $K_д$ в два раза.*

3. *Для повышения $K_д$ используются детекторы с удвоением выходного напряжения. Для расширения динамического диапазона применяются амплитудные детекторы на операционных усилителях.*

§ 6.7. ДИОДНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ РАДИОИМПУЛЬСОВ

Детекторы радиоимпульсов применяются в приемниках импульсных сигналов. Схема диодного детектора радиоимпульсов и предшествующего усилителя показана на рис. 6.26. Предположим, что на входе усилителя действует радиоимпульс с идеальной прямоугольной огибающей (рис. 6.27, *а*); в реальных условиях огибающая имеет определенное время установления и время спада переднего и заднего фронтов импульса. Полосу пропускания контура усилителя полагаем настолько широкой, что при отключенном детекто-

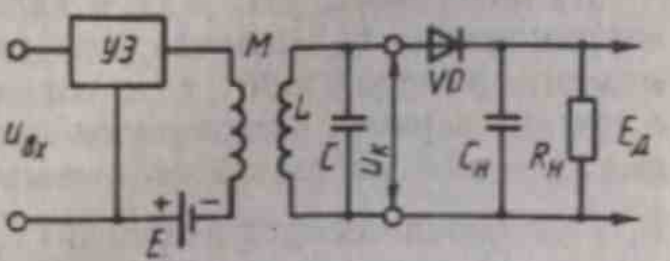


Рис. 6.26

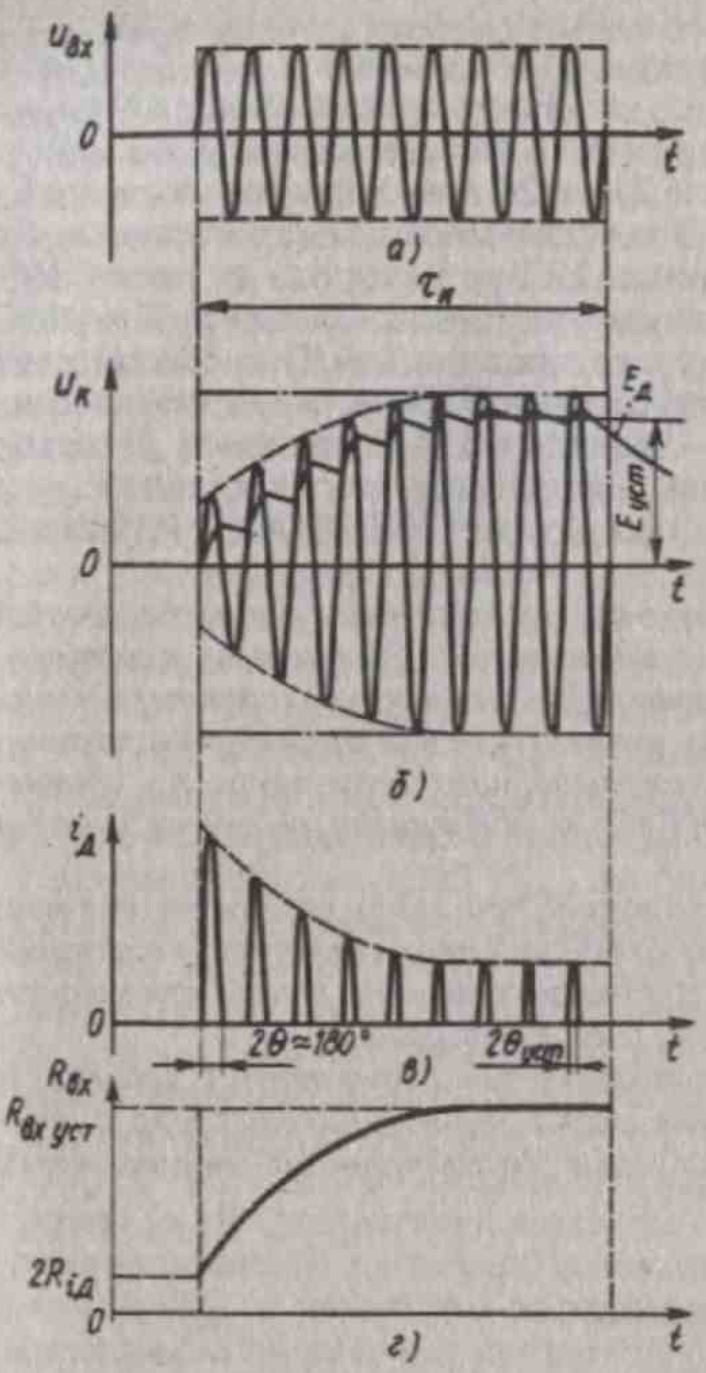


Рис. 6.27

ре напряжение на нем имеет практически прямоугольную огибающую (штрихпунктирная линия на рис. 6.27, *б*). Напряжение $u_и$ действует на входе диодного детектора. В начальный момент времени на диод поступает первая положительная полуволна напряжения $u_и$, диод открывается и происходит заряд конденсатора $C_н$ от нулевого напряжения; при напряжении на диоде, равном нулю, конденсатор начинает разряжаться. При подаче на диод второй положительной полуволны напряжения конденсатор $C_н$ начинает заряжаться с не нулевого напряжения, а с некоторого конечного значения, до которого успевает разрядиться $C_н$ за первый полупериод напряжения $u_и$. В третий полупериод конденсатор $C_н$ заряжается от напряжения более высокого, чем напряжение на нем в конце второго периода, и т. д. В результате серии зарядов и разрядов напряжение $E_д$ на конденсаторе $C_н$ (см. рис. 6.27, *б*) устанавливается. При этом напряжение при заряде увеличивается настолько, насколько оно уменьшается за время разряда конденсатора $C_н$. После окончания действия радиоимпульса конденсатор $C_н$ разряжается через резистор $R_н$ и напряжение $E_д$ на выходе детектора спадает по экспоненте.

Из диаграммы рис. 6.27, *в* видно, что в процессе установления напряжения на $C_н$ меняется угол отсечки θ тока диода. В начальный момент времени $\theta \approx 90°$, т. е. ток через диод протекает практически в течение первого полупериода напряжения $u_и$. По мере установления $E_д$ угол θ уменьшается, стремясь при фиксированном значении $R_н$ к установившемуся значению $\theta_{уст} \approx \sqrt[3]{3\pi/(S_{прям} R_н)}$. Таким образом, в процессе установления напряжения $E_д$ изменяются угол отсечки,

продолжительность протекания и максимальное значение тока через диод (рис. 6.27, *в*). Это приводит к изменению постоянной составляющей $I_{д0}$ и амплитуды первой гармоники I_{m1} тока диода. Изменение I_{m1} вызывает изменение входного сопротивления детектора $R_{вх}$. Так как в начальный момент действия радиоимпульса $\theta \approx 90°$, то, согласно (6.32), $R_{вх\,нач} \approx 2/S_э \approx 2R_{iд}$, где $R_{iд}$ — внутреннее сопротивление открытого диода. Действительно, так как в первый период напряжения $u_к$ диод открыт половину периода, а в течение второй половины периода он закрыт и не шунтирует контур, то среднее значение $R_{вх\,нач} \approx 2R_{iд}$. Сопротивление $R_{iд}$ мало и составляет несколько сотен ом, поэтому в начальный момент действия радиоимпульса сопротивление $R_{вх\,нач}$ детектора мало по сравнению с резонансным сопротивлением контура ($R_{вх\,нач} \ll R_{ое}$). При этом $R_{вх\,нач}$ сильно шунтирует контур, что приводит к уменьшению напряжения на нем. По мере установления напряжения $E_д$ входное сопротивление детектора из-за уменьшения угла θ увеличивается (рис. 6.27, *г*) и в установившемся режиме $R_{вх\,уст} \approx 0{,}5R_н$. Так как $R_{вх\,уст} \gg R_{ое}$, то сопротивление $R_{вх\,уст}$ практически не шунтирует контур. Таким образом, в процессе установления продетектированного напряжения происходит переменное шунтирование контура входным сопротивлением детектора, вследствие чего напряжение на контуре не имеет прямоугольной огибающей, а возрастает постепенно (пунктирная кривая на рис. 6.27, *б*).

В детекторе радиоимпульсов имеют место два переходных процесса, приводящих к искажению импульса при детектировании. Во-первых, искажается передний фронт продетектированного напряжения при подаче радиоимпульса на вход детектора; во-вторых, изменяется задний фронт продетектированного импульса после окончания действия радиоимпульса (рис. 6.28). Как показывает теория и эксперимент, установление происходит быстрее, чем спад продетектированного импульса. Физически это объясняется тем, что процесс установления связан с зарядом конденсатора $C_н$ через диод, который имеет сравнительно малое сопротивление. Однако диод открыт не весь период высокочастотного напряжения, а только часть его, равную 2θ. Это приводит к увеличению времени установления напряжения $E_д$ по сравнению с тем, которое реализуется, если диод открыт весь период. Процесс спада связан с разрядом конденсатора $C_н$ через резистор $R_н$ с большим сопротивлением. Следовательно, задний фронт продетектированного импульса искажается больше, чем передний. Поэтому искажения импульса при детектировании обычно оценивают по времени спада его заднего фронта.

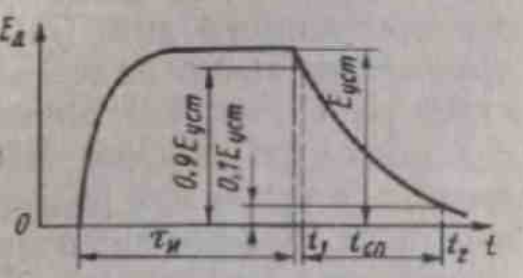


Рис. 6.28

Спад заднего фронта продетектированного импульса происходит по экспоненте $E_д = E_{уст} e^{-\frac{t}{R_н C_н}}$; отсчет времени ведут от $t = \tau_и$. Принято считать, что время спада — это интервал времени, в течение которого напряжение $E_д$ убывает от $0{,}9E_{уст}$ до $0{,}1E_{уст}$. Тогда, согласно рис. 6.28, $0{,}1E_{уст} = e^{-\frac{t_2}{R_н C_н}}$; $0{,}9E_{уст} = e^{-\frac{t_1}{R_н C_н}}$. Решив эти выражения относительно t_1 и t_2 для $t_{сп} = t_2 - t_1$, получим

$$t_{сп} = 2{,}3 R_н C_н. \qquad (6.43)$$

Считается допустимым, если $t_{сп} \leqslant 0{,}25\tau_и$. Тогда постоянная времени нагрузки $\tau_н = R_н C_н \approx 0{,}1\tau_и$. Для уменьшения искажений продетектированного импульса необходимо обеспечить малое $t_{сп}$, для чего следует снижать $\tau_н$. Уменьшение $R_н$ приводит к снижению $R_{вх}$ детектора, а следовательно, к более сильному шунтированию входного контура и уменьшению коэффициента передачи детектора. При требуемом значении $\tau_н$ стремятся по возможности уменьшать $C_н$. Однако при емкости $C_н$, соизмеримой с емкостью диода, к диоду прикладывается напряжение промежуточной частоты, существенно меньшее $u_к$ (см. рис. 6.26). Поэтому нужно, чтобы $C_н \geqslant (9—10)\, C_д$.

Выводы. 1. *В процессе установления продетектированного напряжения на выходе диодного детектора радиоимпульсов изменяются угол отсечки, продолжительность протекания и максимальное значение тока через диод.*

2. *В процессе установления напряжения $E_д$ происходит переменное шунтирование входного контура входным сопротивлением детектора.*

3. *При детектировании радиоимпульса в диодном детекторе происходят искажения переднего и заднего фронтов продетектированного импульса. Так как время установления продетектированного импульса значительно меньше времени его спада, то искажения импульса оценивают по времени спада.*

§ 6.8. ПИКОВЫЙ ДЕТЕКТОР

Пиковый детектор (ПД) предназначен для детектирования импульсов постоянного тока (см. рис. 6.1, *в*); напряжение на его выходе пропорционально пиковому напряжению видеоимпульсов. В простейшем случае это можно осуществить с помощью линейного $R_ф C_ф$-фильтра нижних частот по схеме рис. 6.29. Напряжение на выходе фильтра $E_д = U_{шх}\tau_и / T_и = U_{шх}/Q$, где $Q = T_и/\tau_и$ — скважность импульса. Коэффициент передачи $K_д = E_д/U_{шх} = 1/Q$. При высокой скважности коэффициент $K_д$ мал, поэтому этот способ детектирования целесообразно применять при $Q < 10$.

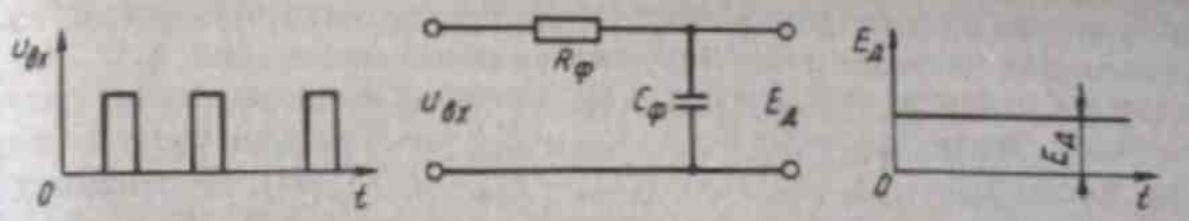


Рис. 6.29

Если скважность импульсов велика, то для увеличения $K_д$ применяют *пиковый диодный детектор*, схема которого аналогична схеме диодного детектора АМ-колебаний. Учитывая, что обычно ПД подключают к видеоусилителю с резисторной нагрузкой, чаще всего используют параллельный детектор (рис. 6.30). Поскольку на входе ПД действует импульсное напряжение, режимы работы ПД и АД различны.

Временная трактовка принципа работы ПД. На вход ПД поступают видеоимпульсы $u_{вх}$ (рис. 6.31), которые подаются на диод в положительной полярности. До воздействия первого импульса диод закрыт батареей $E_{нач}$. Первый импульс открывает диод, и конденсатор $C_н$ начинает через диод заряжаться; по окончании действия импульса конденсатор $C_н$ разряжается через резистор $R_н$, благодаря большой постоянной времени цепи разряда напряжение на $C_н$ уменьшается незначительно. Процесс устанавливается, когда за время заряда в конденсаторе $C_н$ накапливается такое же количество электричества, как и за время разряда, т. е. при $\Delta E = \Delta E_{зар} = \Delta E_{раз}$ (рис. 6.31). Строго говоря, на рис. 6.31 показано изменение не продетектированного напряжения $E_д$, а напряжения на конденсаторе $C_н$; однако при высокой скважности видеоимпульсов $E_д \approx E_с$.

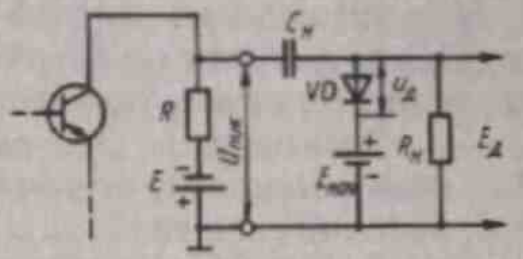


Рис. 6.30

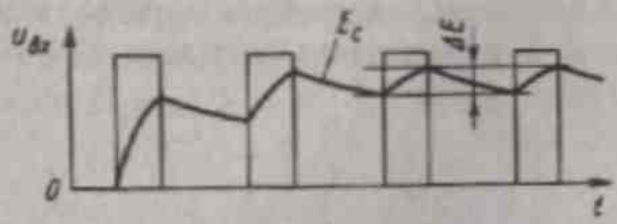


Рис. 6.31

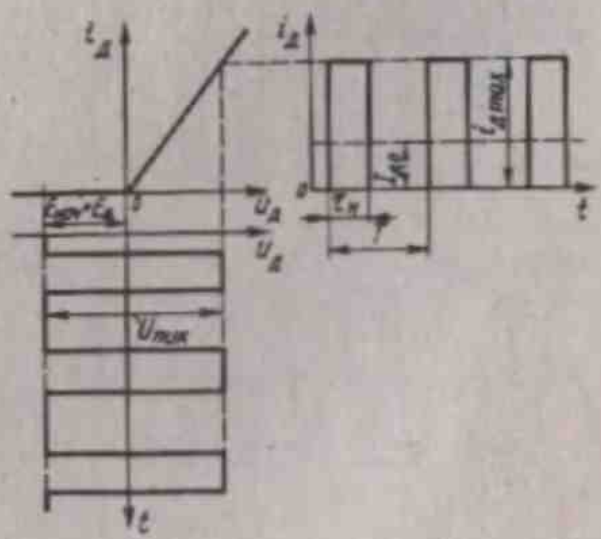


Рис. 6.32

Спектральная трактовка принципа работы ПД. При достаточно большой емкости конденсатора $C_н$ можно считать $E_с = \text{const}$.

Диаграммы напряжения и тока диода при детектировании видеоимпульсов для установившегося режима показаны на рис. 6.32. Напряжение на диоде $u_д = U_{вх} - E_{нач} - E_д$, максимальное значение импульсов тока диода $i_{д\,max} = S(U_{вх} - E_{нач} - E_д)$, постоянная составляющая тока диода $I_{д0} = i_{д\,max}(\tau_и/T_и) = (U_{вх} - E_{нач} - E_д)(S/Q)$. Постоянная составляющая тока диода $I_{д0}$, протекая по цепи $VD \to E_{нач} \to R_н \to VD$, создает на резисторе $R_н$ напряжение $E_д = I_{д0} R_н = (U_{вх} - E_{нач} - E_д) \times \times (SR_н/Q)$. Решив это выражение относительно $E_д$, получим $E_д = = (U_{вх} - E_{нач})/(1 + (Q/SR_н))$. Если батарея начального смещения отсутствует, т. е. $E_{нач} = 0$, то $E_д = U_{вх}/(1 + Q/SR_н))$ и коэффициент передачи ПД

$$K_д = \frac{E_д}{U_{вх}} = \frac{1}{1 + Q/SR_н}. \qquad (6.44)$$

При нахождении входной проводимости необходимо учитывать, что ПД потребляет от источника сигнала мощность, определяемую всеми гармониками тока диода: $g_{вх} = i_д/U_{вх} = S[1 - (E_{нач} + E_д)/U_{вх}]$.

Выводы. 1. *При высокой скважности видеоимпульсов их детектирование осуществляют с помощью параллельного диодного детектора.*

2. *Коэффициент передачи пикового детектора всегда меньше единицы, он зависит не только от параметров детектора, но и от скважности видеоимпульсов. Для увеличения коэффициента передачи нужно выбирать диод с большей крутизной, а резистор нагрузки — с большим сопротивлением.*

Глава 7

АМПЛИТУДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ. ЧАСТОТНЫЕ И ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

§ 7.1. АМПЛИТУДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ

Виды ограничителей. *Ограничителем* называют устройство, обеспечивающее постоянство выходного напряжения при изменении входного напряжения в определенных пределах. Все ограничители можно подразделить на ограничители мгновенных значений и амплитудные ограничители. В *ограничителях мгновенных значений* обеспечивается постоянство максимальных либо минимальных напряжений на выходе, либо и тех и других. На рис. 7.1, *а* показана одна из возможных форм напряжения на входе ограничителя по максимуму и по минимуму с двумя порогами ограничения: $U_{огр\,max}$ и $U_{огр\,min}$. На рис. 7.1, *б* показана форма ограниченного напряжения: в интервале времени от t_2 до t_3 напряжение $u_{вх}$ превышает значение $U_{огр\,max}$, при этом напряжение $U_{вых}$ постоянно; в интервале времени от t_4 до t_5 $u_{вх} < U_{огр\,min}$, т. е. ограничитель

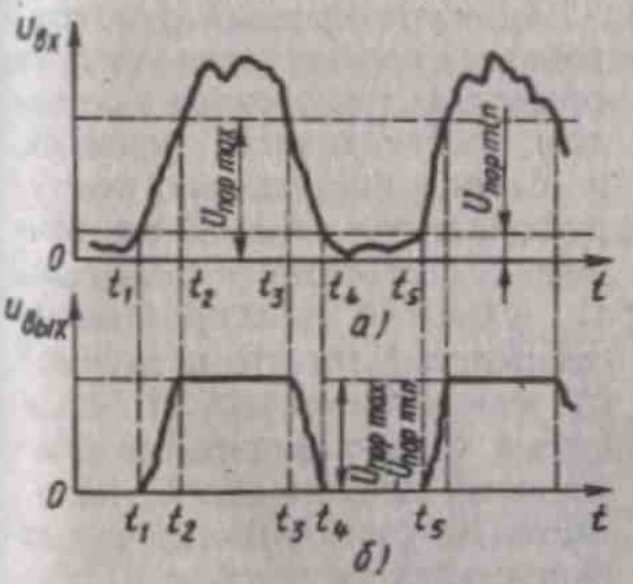


Рис. 7.1

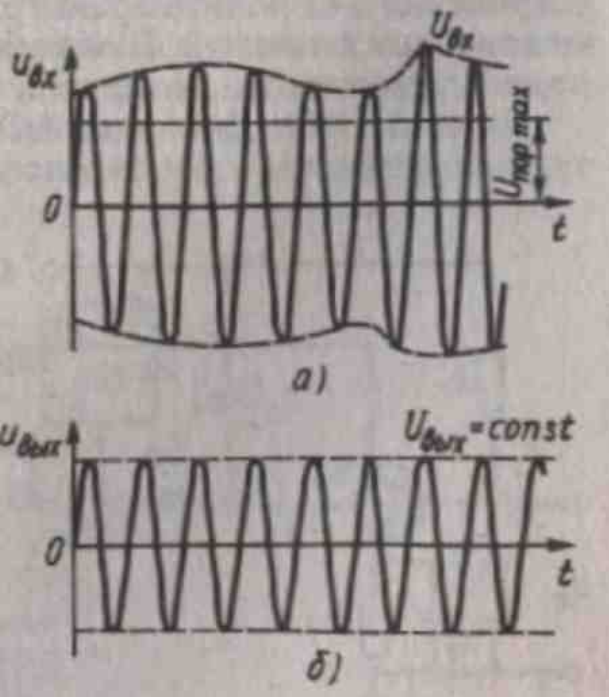


Рис. 7.2

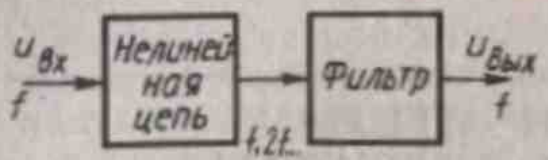


Рис. 7.3

обеспечивает на выходе постоянное (в частности, нулевое) напряжение. В интервалах времени от t_1 до t_2 и от t_3 до t_4 напряжение $u_{вых}$ повторяет форму напряжения $u_{вх}$. Особенность ограничителей мгновенных значений заключается в том, что напряжение на их выходе по форме отличается от входного напряжения (рис. 7.1); напряжение $u_{вых}$, как правило, имеет участки с постоянным напряжением.

Амплитудные ограничители (АО) служат для ограничения синусоидальных колебаний с медленно изменяющейся амплитудой. Диаграммы напряжений на входе и выходе АО показаны на рис. 7.2, *а*, *б*. Напряжение на выходе АО постоянно по амплитуде, однако его фаза и частота при ограничении практически не изменяются. Такие ограничители устраняют только паразитную амплитудную модуляцию, не внося заметных искажений в частотную и фазовую модуляцию. АО применяются в приемниках потому, что существующие частотные детекторы создают на выходе напряжение, как правило, одновременно зависящее как от частоты, так и от паразитной сопутствующей амплитудной модуляции, при наличии которой детекторы без АО дают неоднозначный результат.

Операция ограничения — нелинейная, поэтому при этом возникает ряд гармонических составляющих напряжения. Для обеспечения на выходе АО гармонического напряжения необходимо после нелинейного преобразования напряжения $u_{вх}$ осуществить фильтрацию первой гармоники входного колебания. Тогда структурная схема АО (рис. 7.3) включает в себя нелинейную цепь и фильтр, выделяющий первую гармонику тока на выходе цепи. Если из этого устройства исключить фильтр, то можно получить ограничитель мгновенных значений. В зависимости от вида нелинейной цепи АО подразделяются на диодные и транзисторные.

Диодные АО. Диодный АО (рис. 7.4) — резонансный одноконтурный усилитель с автотрансформаторными цепями связи контура с выходом транзистора и с входом последующего каскада, в котором параллельно контуру подключен диод *VD* с источником постоянного смещения $E_д$ (схема с фиксированным смещением). Вместо источника $E_д$ можно включить *RC*-цепь (схема с автоматическим смещением), напряжение $E_д$ получается за счет детектирования напряжения на контуре $u_к$; так как постоянная времени $\tau = RC$

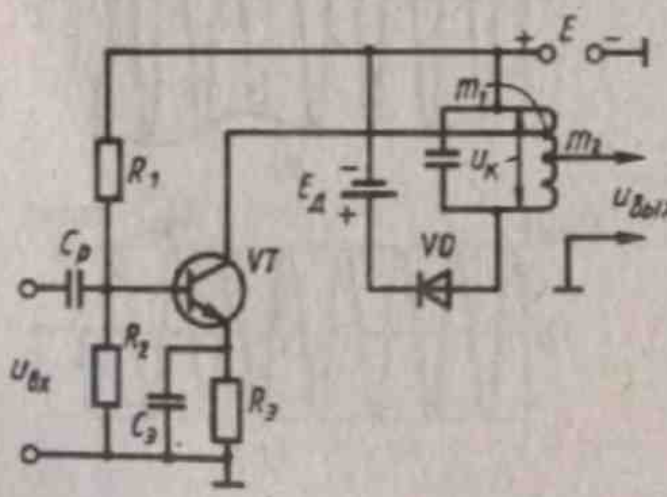


Рис. 7.4

выбирается достаточно большой, то напряжение $E_д$ при изменении огибающей напряжения на контуре практически не меняется.

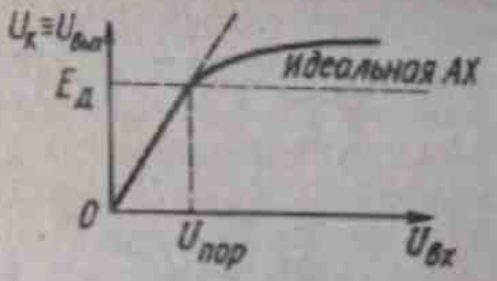


Рис. 7.5

Принцип работы диодного АО состоит в следующем. Если амплитуда напряжения на контуре $U_к < E_д$, то диод VD закрыт и не оказывает влияния на контур. В этом случае схема работает как обычный усилитель и $U_к = K_0' U_{вх}$, где $K_0' = U_к / U_{вх}$. Если $U_к > E_д$, то диод открывается, его входное сопротивление начинает шунтировать контур, затухание контура увеличивается, эквивалентное сопротивление контура при резонансе $R_{экв}$ уменьшается, следовательно, согласно (3.26) снижается коэффициент усиления K_0', что обеспечивает примерное постоянство напряжения на выходе АО.

Основная зависимость АО — *амплитудная характеристика* (АХ), показывающая, как изменяется амплитуда выходного напряжения $U_к \equiv U_{вых}$ при изменении напряжения $U_{вх}$ на входе (рис. 7.5). Пороговое напряжение $U_{пор}$ показывает, с какого входного напряжения усилитель начинает работать как АО. Чем ближе АХ к идеальной (горизонтальная прямая на рис. 7.5), тем лучше ограничительные свойства АО. Форма амплитудной характеристики АО зависит от произведения $R_{экв} g_д$, где $g_д$ — входная проводимость диода. Чем больше произведение $R_{экв} g_д$, тем ближе АХ к идеальной.

Транзисторные АО. Существует несколько разновидностей транзисторных АО: простейшие, с двумя транзиторами и общим $R_э$, с переменным смещением.

Простейший транзисторный АО. Такой АО аналогичен обычному транзисторному усилителю (см. рис. 3.2). В отличие от усилителя транзистор АО работает в нелинейном режиме, для этого коллекторное напряжение E берут несколько меньше, чем в обычном усилителе; напряжение $U_{вх}$ имеет достаточно большую амплитуду. На выходных характеристиках транзистора $i_к = f(u_{кэ})$ (рис. 7.6) построена динамическая характеристика переменного тока

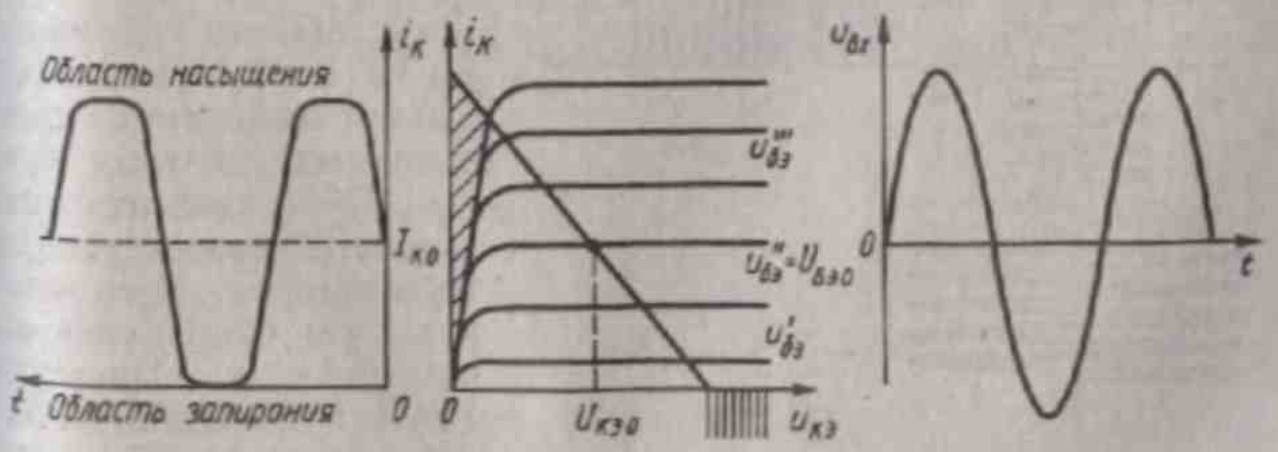


Рис. 7.6

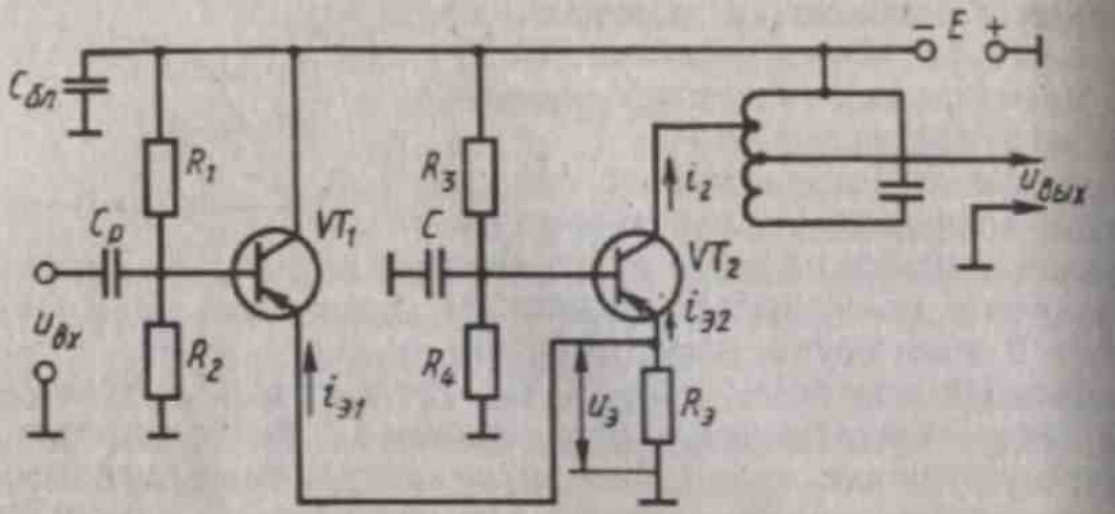


Рис. 7.7

(нагрузочная прямая), угол наклона которой определяется сопротивлением $R_{экв}$ контура. При большой амплитуде $U_{вх}$ наступает двусторонняя отсечка коллекторного тока, вызванная наличием областей запирания и насыщения. При этом ток $i_к$ оказывается ограниченным по максимуму и по минимуму; резонансный контур выделяет первую гармонику коллекторного тока. При $U_{вх} < U_{пор}$ (см. рис. 7.5) ток $i_к$ не имеет отсечки и напряжение $U_{вых}$ растет пропорционально $U_{вх}$; при $U_{вх} > U_{пор}$ появляется отсечка тока $i_к$, рост амплитуды первой гармоники замедляется с увеличением $U_{вх}$, что обеспечивает в определенных пределах постоянство напряжения $U_{вых}$.

Амплитудный ограничитель с двумя транзисторами и общим $R_э$ (рис. 7.7). Напряжение на выходном контуре АО определяется первой гармоникой выходного тока i_2 транзистора VT_2. Диаграммы тока i_2 при различных уровнях входного напряжения (напряжения на базе транзистора VT_1) показаны на рис. 7.8. Если $u_{вх} = 0$, то выходной ток $i_2 = i_{20}$; обычно транзисторы VT_1 и VT_2 и режимы их работы выбираются одинаковыми, поэтому $i_{20} = i_{10}$. Ток i_{20} зависит от начального режима работы транзисторов. Предположим, что напряжение $u_{вх}$ возрастает, т. е. положительный потенциал на базе транзистора VT_1 увели-

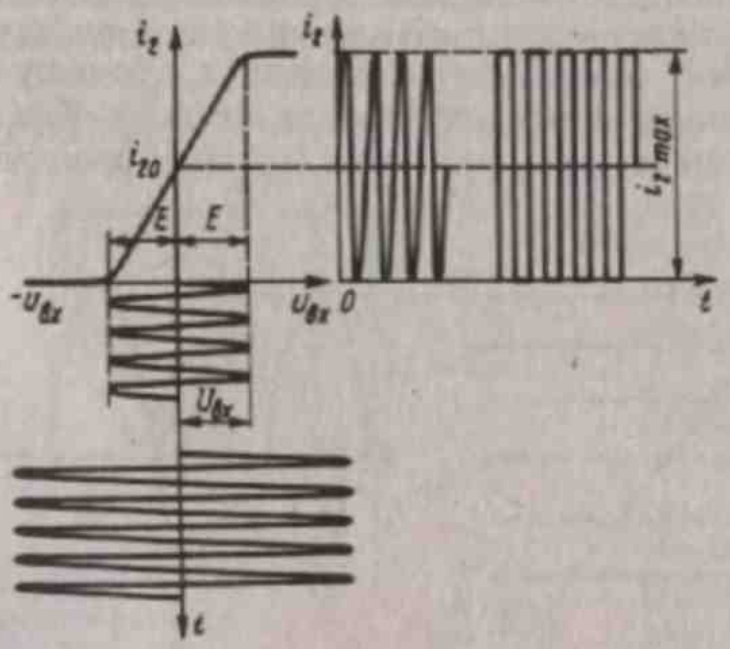


Рис. 7.8

чивается. Это вызывает подзапирание транзистора VT_1; при этом эмиттерный ток $i_{э1}$ уменьшается, а следовательно, снижается и напряжение $u_э = R_э (i_{э1} + i_{э2})$. Так как это напряжение является запирающим для транзисторов VT_1 и VT_2, то его уменьшение вызывает большее отпирание транзистора VT_2, а следовательно, увеличение токов $i_{э2}$ и i_2. Ток $i_{э2}$ возрастает до тех пор, пока напряжение $u_{вх}$ не закроет транзистор VT_1; при этом $i_2 = i_{2max}$. Далее при любом увеличении $u_{вх}$ и положительного потенциала на базе VT_1 (транзистор VT_1 закрыт) ток i_2 не меняется и поддерживается равным i_{2max}. Ток i_2 при закрытом транзисторе VT_1 — ток в рабочей точке, определяемый сопротивлениями резисторов R_3, R_4 и $R_э$.

Предположим теперь, что напряжение $u_{вх}$ уменьшается относительно нуля, т. е. на базу транзистора VT_1 подается отрицательный потенциал. При этом ток $i_{э1}$ и напряжение $u_э$ увеличиваются, транзистор VT_2 подзапирается, ток $i_{э2}$ уменьшается; при некотором отрицательном потенциале на базе VT_1 транзистор VT_2 полностью запирается и ток i_2 уменьшается до нуля. Далее, как бы не увеличивался отрицательный потенциал на базе VT_1, транзистор VT_1 открыт, транзистор VT_2 закрыт и ток $i_2 = 0$. Если амплитуда $U_{вх} < E$ (см. рис. 7.8), то ток i_2, а следовательно, и напряжение $U_{вых}$ линейно зависят от $U_{вх}$. Если $U_{вх} > E$, то появляется двусторонняя отсечка тока i_2, амплитуда первой гармоники тока i_2 увеличивается значительно медленнее роста $U_{вх}$. При $U_{вх} \gg E$ ток i_2 по форме представляет собой прямоугольные импульсы с почти постоянной амплитудой первой гармоники тока. Все это определяет вид АХ ограничителя, показанный на рис. 7.9. На АХ при $U_{вх} = E$ напряжение на выходе равно $U_{вых0} = 0{,}5 i_{2max} R_{экв}$, где $R_{экв}$ — эквивалентное сопротивление выходного контура. Изменяя сопротивление резистора $R_э$, можно регулировать порог ограничения. Так при $R_э'' > R_э'$ напряжение $u_э$ уменьшается быстрее с увеличением $u_{вх}$, транзистор VT_1 закроется при меньших значениях $u_{вх}$ и порог ограничения снизится.

Амплитудный ограничитель с переменным смещением (рис. 7.10). Режим работы транзистора определяется тремя источниками питания E_1, $E_{нач}$ и $E_{доб}$ ($E_{см} = E_{нач} - E_{доб}$); полярность напряжения $E_{доб}$ обычно обратна полярности $E_{нач}$. Напряжение $E_{доб}$ вырабатывает

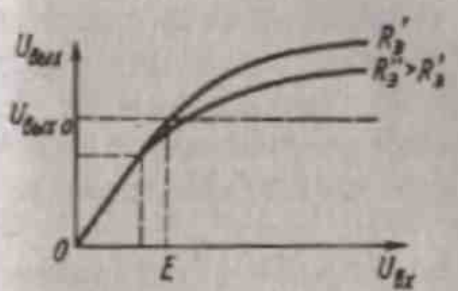


Рис. 7.9

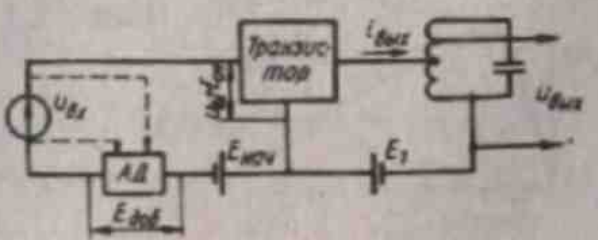


Рис. 7.10

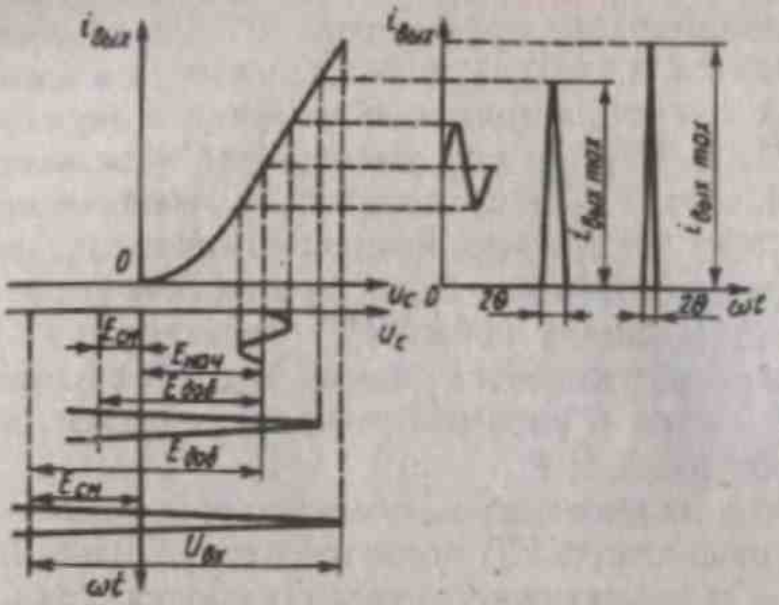


Рис. 7.11

АД, который детектирует, как правило, входное напряжение $u_{вх}$. Напряжение $E_{доб}=F(U_{вх})$; чем больше амплитуда входного сигнала, тем больше $E_{доб}$. Допустим, что вначале амплитуда входного напряжения мала (рис. 7.11); при этом $E_{доб}\approx 0$; $E_{см}=E_{нач}$. АО в этом случае работает как обычный усилитель (напряжение на транзисторе $u_c=u_{вх}+E_{см}$). При увеличении напряжения $U_{вх}$ растет $E_{доб}$ и, поскольку полярность $E_{доб}$ обратна полярности $E_{нач}$, напряжение $E_{см}$ уменьшается и при больших значениях $U_{вх}$ наступает отсечка выходного тока $i_{вых}$. Чем больше напряжение $U_{вх}$, тем меньше угол отсечки θ выходного тока транзистора. Однако одновременно с уменьшением θ при возрастании $U_{вх}$ увеличивается максимальное значение импульса выходного тока $i_{вых\,max}$. Таким образом, в АО с переменным смещением при увеличении $U_{вх}$, начиная с некоторого значения $U_{вх}=U_{пор}$, происходит одновременное увеличение $i_{вых\,max}$ и уменьшение θ. На выходе АО включен колебательный контур, выделяющий первую гармонику I_{m1} выходного тока: напряжение на выходе $U_{вых}=I_{m1}R_{экв}$. Так как $I_{m1}=i_{вых\,max}\alpha_1(\theta)$, где $\alpha_1(\theta)$ — коэффициент первой гармоники, то с увеличением $U_{вх}$ первая гармоника выходного тока увеличивается из-за роста $i_{вых\,max}$ и одновременно уменьшается из-за уменьшения угла θ, при определенных условиях амплитуда первой гармоники тока I_{m1} остается примерно постоянной. Амплитудная характеристика АО с переменным смещением показана на рис. 7.12. При коэффициенте передачи АД $K_д=K_{д\,opt}$ АХ наиболее близка к идеальной. При $K'_д>K_{д\,opt}$ и увеличении $U_{вх}$ напряжение $E_{доб}$ растет быстрее, чем при $K_{д\,opt}$, при этом ток $i_{вых\,max}$ изменяется мало, а угол отсечки уменьшается быстро; по этой причине амплитуда тока I_{m1} при увеличении $U_{вх}$ уменьшается и, следовательно, АХ будет иметь спадающий участок.

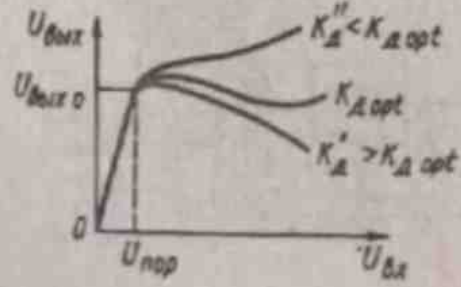


Рис. 7.12

Выводы. 1. *Напряжение на выходе ограничителя мгновенных значений отличается по форме от входного напряжения.*

2. *Амплитудный ограничитель обеспечивает постоянство амплиту-*

ды выходного гармонического колебания, но не изменяет частоту и фазу входного сигнала.

3. В диодном АО постоянство напряжения $U_{вых}$ обеспечивается при $U_{вх} > U_{пор}$ за счет шунтирования контура входным сопротивлением диода, которое возрастает по мере увеличения $U_{вх}$.

4. В АО с одним транзистором ограничение наступает при $U_{вх} > U_{пор}$, когда транзистор начинает работать в нелинейном режиме, характеризуемом появлением отсечки его коллекторного тока. При этом рост амплитуды первой гармоники I_{m1} замедляется, что ограничивает увеличение $U_{вых}$.

5. Двустороннее ограничение выходного тока АО с двумя транзисторами и общим $R_э$ обеспечивается благодаря запиранию первого транзистора при большом положительном потенциале на его базе и второго при большом отрицательном потенциале на базе первого транзистора.

6. В амплитудном ограничителе с переменным смещением смещение на транзисторе зависит от уровня входного сигнала, что обеспечивается включением во входную цепь транзистора АД. При $U_{вх} > U_{пор}$ наступает отсечка выходного тока АО. С увеличением $U_{вх}$ амплитуда первой гармоники выходного тока, определяющая $U_{вых}$, одновременно увеличивается из-за роста $i_{вых\,max}$ и уменьшается из-за уменьшения θ; этим обеспечивается примерное постоянство I_{m1}.

§ 7.2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ЧАСТОТНЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Частотным детектором (ЧД) называют устройство, служащее для получения напряжения, изменяющегося в соответствии с законом изменения частоты входного сигнала. На входе детектора действует напряжение изменяющейся частоты $u_{вх} = U_{вх} \cos \omega_{вх}(t)\, t$ (рис. 7.13, *а*). Если угловая частота сигнала на входе ЧД меняется, например, по закону $\omega_{вх}(t) = \omega_н - \Delta\omega_{max} \cos \Omega t$ (рис. 7.13, *б*), где $\omega_н$ — угловая частота несущего колебания, $\Delta\omega_{max}$ — девиация угловой частоты входного сигнала, Ω — угловая модулирующая частота, то, согласно определению, напряжение $E_д$ на выходе ЧД должно меняться в соответствии с рис. 7.13, *в*.

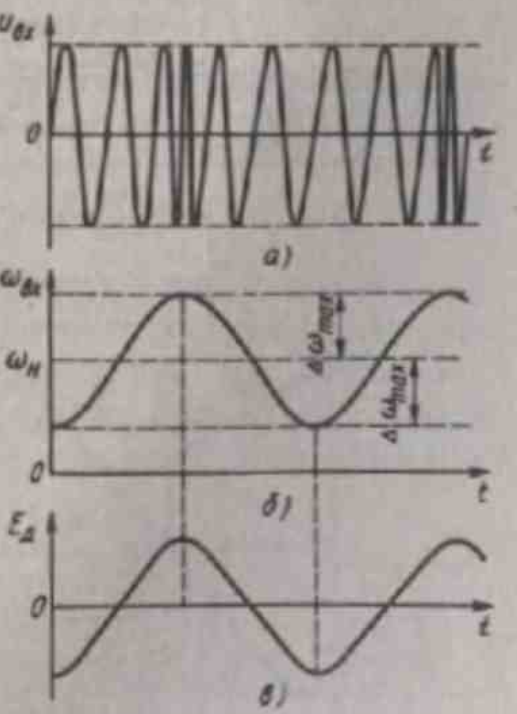


Рис. 7.13

Поскольку спектр напряжения на

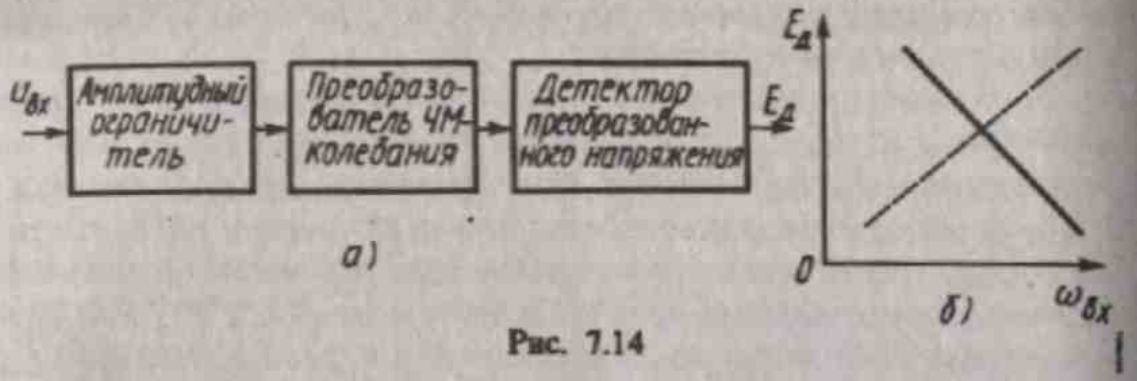


Рис. 7.14

выходе ЧД содержит частотные составляющие, которых не было в спектре входного сигнала, ЧД нельзя реализовать с помощью линейной цепи с постоянными параметрами, так как на ее выходе не могут возникать новые частотные составляющие. ЧД нельзя создать и с помощью безынерционной нелинейной цепи. Действительно, если в качестве безынерционной цепи используют диод, то при действии на его входе ЧМ-колебания импульсы тока диода содержат постоянную составляющую, уровень которой зависит только от амплитуды этого колебания, но не от его фазы и частоты.

Частотное детектирование осуществляется в устройствах, соединяющих в себе линейные и безынерционные нелинейные системы. Принцип частотного детектирования состоит в преобразовании ЧМ-колебания в линейной системе в колебание с другим видом модуляции с последующим детектированием преобразованного колебания безынерционной нелинейной цепью. Общая структурная схема ЧД показана на рис. 7.14, *а*, амплитудный ограничитель служит для устранения паразитной амплитудной модуляции ЧМ-колебания. На рис. 7.14, *б* дана характеристика детектирования однотактного ЧД $E_д = F(\omega_{вх})$, которая не заходит в область отрицательных значений $E_д$. Преобразовать ЧМ-колебание можно в следующие виды колебаний: 1) в амплитудно-частотно-модулированное (АЧМ) колебание, у которого амплитуда меняется в соответствии с изменением частоты колебания. Это преобразование можно осуществить в линейной цепи

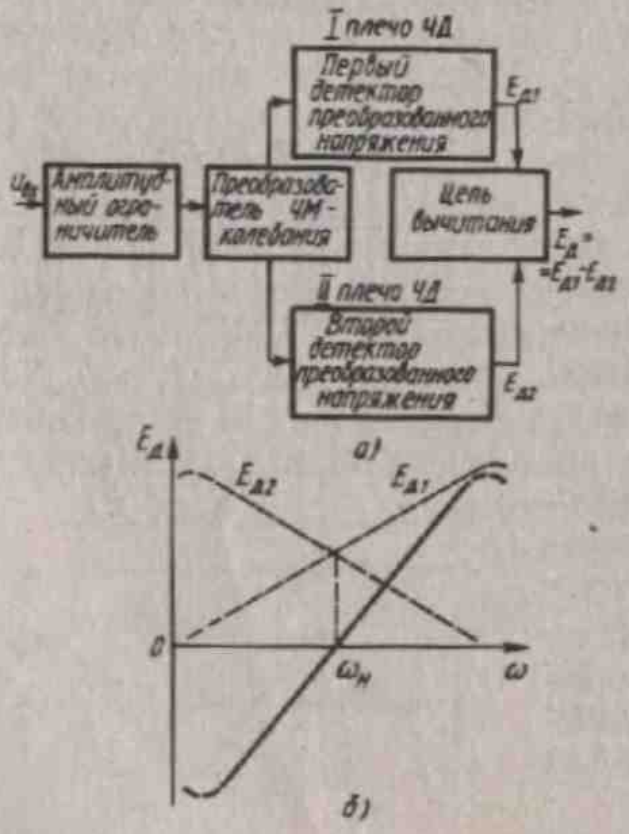


Рис. 7.15

с реактивными параметрами, зависящими от частоты. После линейной цепи АЧМ-колебание детектируется АД; 2) в фазочастотное колебание с последующим фазовым детектированием; 3) в импульсы с переменной скважностью с последующим детектированием импульсным детектором, напряжение на выходе которого пропорционально длительности импульсов, и т. д.

Структурная схема балансного ЧД показана на рис. 7.15, *а*, а его характеристика детектирования — на рис. 7.15, *б*. Устройство имеет два детектора преобразованного напряжения и цепь вычитания. Преимущества такого ЧД по сравнению с небалансным следующие: 1) характеристика детектирования более линейная, поскольку четные гармоники в балансной цепи компенсируются; 2) характеристика детектирования проходит через нуль, поэтому напряжение $E_д$ соответствует знаку отклонения звуковой частоты $\omega_{зв}$ от несущего значения $\omega_н$. Это дает возможность использовать балансные ЧД в цепях автоматической подстройки частоты (АПЧ).

Выводы. 1. *Частотное детектирование обычно осуществляется в устройствах, соединяющих в себе линейные и безынерционные нелинейные цепи. В ЧД ЧМ-колебание преобразуется в линейной цепи с реактивными параметрами в колебание с другим видом модуляции с последующим соответствующим детектированием преобразованного колебания.*

2. *Частотные детекторы бывают однотактными и балансными. Балансные ЧД имеют более близкую к линейной характеристику детектирования; знак напряжения $E_д$ следит за знаком изменения частоты сигнала.*

§ 7.3. ВИДЫ ЧАСТОТНЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Частотный детектор с преобразованием отклонения частоты в изменение амплитуды. В таких детекторах ЧМ-колебание преобразуется в АЧМ-колебание в расстроенных относительно несущей частоты резонансных цепях с последующим детектированием амплитудным детектором.

Частотный детектор с одиночным контуром. Преобразование ЧМ-колебания в детекторе, схема которого показана на рис. 7.16, осуществляется в резонансном *LC*-контуре на наклонном участке его АЧХ, где зависимость $U_к$ от f близка к линейной. Таким образом, действие данного вида ЧД происходит с расстроенным относительно частоты сигнала контуром. При использовании наклонного участка АЧХ контура возникает сопутствующая модуляция (рис. 7.17), при которой закон изменения амплитуды $U_к$ напряжения на контуре соответствует

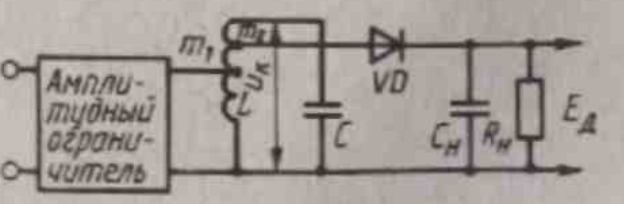


Рис. 7.16

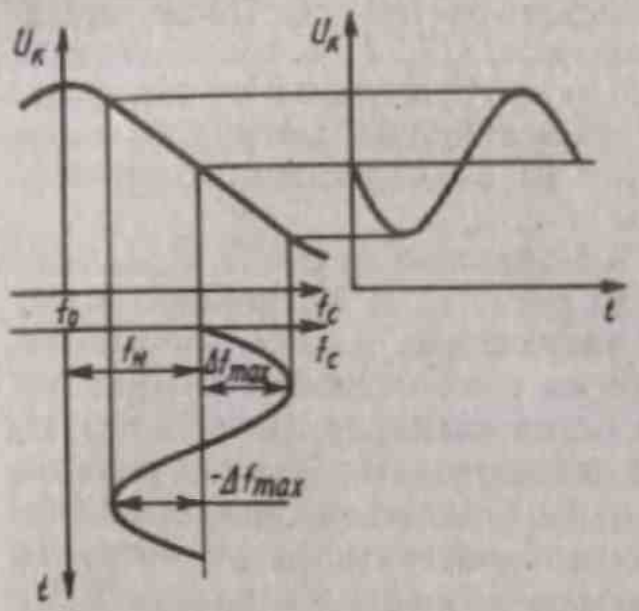


Рис. 7.17

закону изменения частоты входного сигнала. Напряжение с контура подается на амплитудный детектор, после которого $E_д = F(f_c)$. Напряжение на контуре

$$U_к = U_{к0} \Big/ \sqrt{1 + \left[\frac{2(f_c - f_0)}{f_0 d_{экв}}\right]^2},$$

где $U_{к0} = I_{m1} m_1 m_2 R_{экв}$; I_{m1} — амплитуда тока первой гармоники на выходе АО; $d_{экв}$ — эквивалентное затухание контура. Тогда

$$E_д = U_к \cos\theta = U_{к0} \cos\theta \Big/ \sqrt{1 + \left[\frac{2(f_c - f_0)}{f_0 d_{экв}}\right]^2},$$

где $\cos\theta$ — коэффициент передачи амплитудного детектора. Характеристика детектирования, построенная согласно выражению для $E_д$, показана на рис. 7.18; она по форме совпадает с АЧХ используемой в ЧД линейной цепи (в данном случае с резонансной характеристикой колебательного контура).

Выводы. 1. *В частотном детекторе с одиночным расстроенным относительно частоты f_c контуром происходит преобразование ЧМ в АЧМ с последующим детектированием сигнала диодным амплитудным детектором.*

2. *Повысить линейность характеристики детектирования ЧД можно уменьшением добротности контура либо использованием балансного ЧД с взаимно-расстроенными контурами.*

Балансный ЧД с взаимно-расстроенными контурами. Такой ЧД представляет собой два ЧД с одиночными контурами (рис. 7.19); L_1C_1-контур первого ЧД настроен на частоту f_{01}, превышающую f_0 на δf, а L_2C_2-контур — на частоту f_{02}, которая на δf ниже средней частоты входного сигнала f_0. При $f = f_0$, $U_{к1} = U_{к2}$, $E_{д1} = E_{д2}$

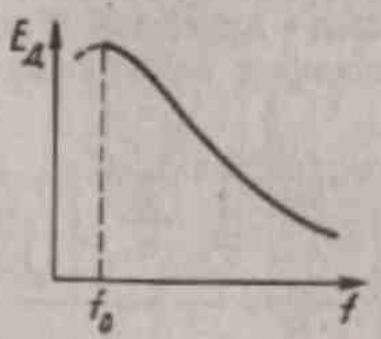


Рис. 7.18

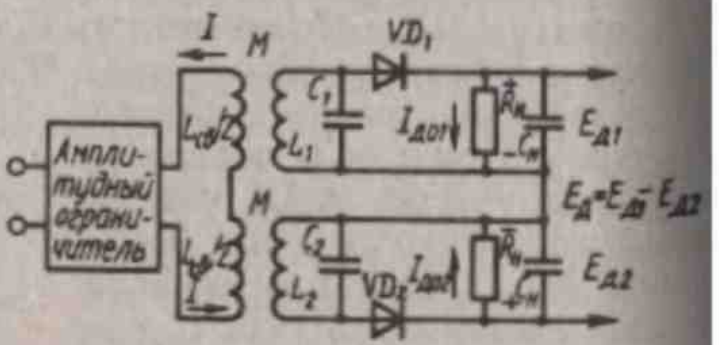


Рис. 7.19

я напряжение на выходе ЧД (рис. 7.20, *а*) $E_д = 0$. При $f > f_0$ напряжение $U_{к1}$ на первом контуре становится больше, чем напряжение $U_{к2}$ на втором контуре, и соответственно $E_{д1} > E_{д2}$; $E_д > 0$. При $f < f_0$, $U_{к1} < U_{к2}$, $E_{д1} < E_{д2}$ напряжение $E_д < 0$ (рис. 7.20, *а*).

Выводы. 1. *Характеристика детектирования балансного ЧД с взаимно-расстроенными контурами практически симметрична, поэтому при детектировании отсутствуют искажения по второй гармонике.*

2. *При сильной взаимной расстройке контуров характеристика детектирования становится нелинейной (рис. 7.20, б).*

Частотный детектор с преобразованием изменения частоты в изменение фазового сдвига. Комплексный коэффициент усиления усилителя с колебательным контуром в соответствии с выражением (3.24) имеет фазочастотную характеристику (ФЧХ), показанную на рис. 7.21, *а*. Согласно ФЧХ, фазовый сдвиг в некоторых пределах пропорционален расстройке. Это позволяет использовать колебательный контур для преобразования изменений частоты в изменения фазового сдвига с последующим фазовым детектированием.

Частотный детектор с одиночным контуром. На рис. 7.21, *б* показан один из вариантов такого ЧД; *LC*-контур настроен на среднюю частоту детектируемого напряжения. Ток детектируемого сигнала $\dot{I}$ наводит в контуре ЭДС, которая вызывает в нем ток $\dot{I}_к$. Этот ток создает на контуре напряжение $\dot{U}$, сдвиг фазы φ которого зависит от частоты детектируемого сигнала (рис. 7.21, *а*). Одновременно ток $\dot{I}$ создает напряжение $\dot{U}_0$ в катушке связи L_2, фаза напряжения $\dot{U}_0$ практически совпадает с фазой тока $\dot{I}$ в широкой полосе частот. Результирующее напряжение с амплитудой $U_\Sigma = \sqrt{U + U_0 + 2U_0 U \cos\varphi}$ детектируется АМ-детектором, состоящим из диода VD и нагрузки $R_н$, $C_н$. Напряжение на выходе АМ-детектора пропорционально U_Σ. Поскольку напряжение U_Σ зависит от фазового сдвига $\varphi = F(f)$, продетектированное напряжение $E_д$ также зависит от частоты.

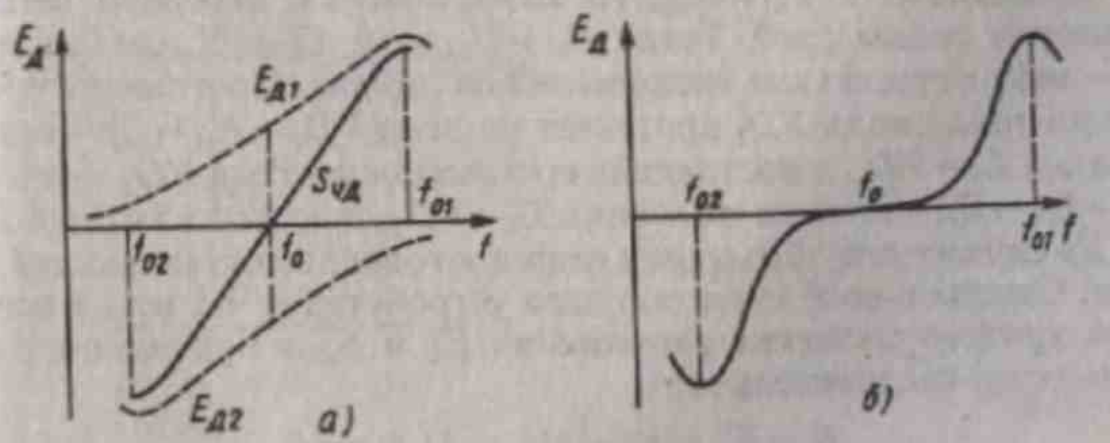


Рис. 7.20

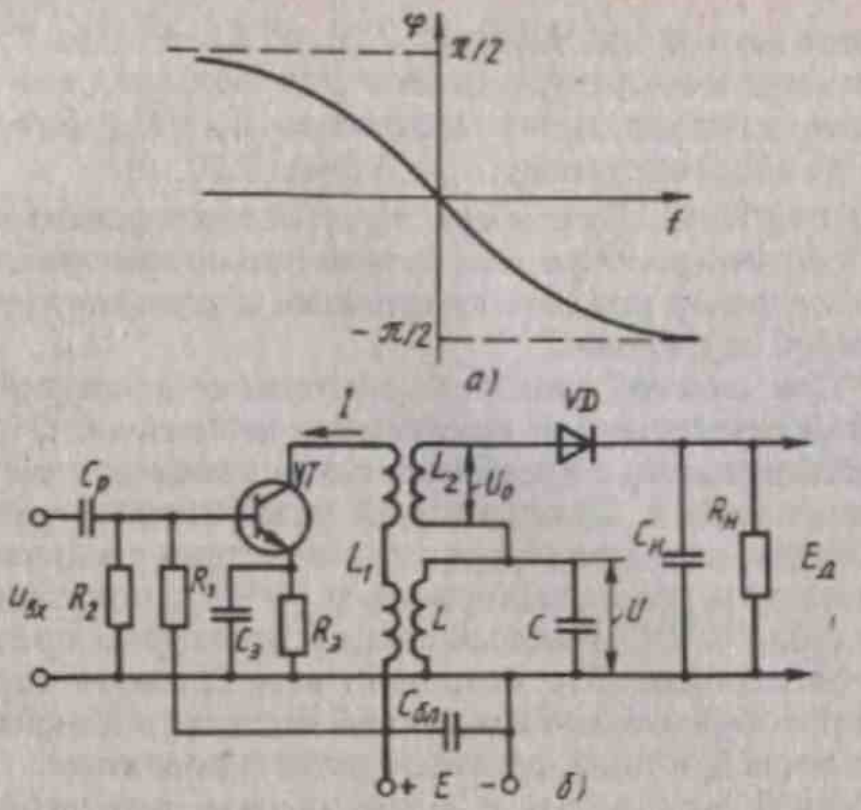


Рис. 7.21

Вывод. *В частотном детекторе для преобразования ЧМ-колебания в ФЧМ-колебание используется колебательный контур, в котором отклонения частоты преобразуются в изменения фазового сдвига с последующим фазовым детектированием.*

Частотный детектор со связанными контурами. Схема такого ЧД показана на рис. 7.22. Обычно плечи ЧД выполняют одинаковыми, поэтому $R_{н1}=R_{н2}=R_н$; $C_{н1}=C_{н2}=C_н$. Для преобразования ЧМ-колебаний используют линейную цепь из двух индуктивно связанных контуров L_1C_1 и L_2C_2. Контуры настроены на частоту $f_{01}=f_{02}=f_0$, равную средней частоте сигнала. На выходе линейной цепи включены два диодных детектора, на нагрузках которых выделяют продетектированные напряжения $E_{д1}$ и $E_{д2}$. Так как диоды VD_1, VD_2 одинаковы, а $R_{н1}=R_{н2}$, то коэффициенты передачи диодных детекторов равны $\cos\theta$. Тогда $E_{д1}=U_{д1}\cos\theta$, $E_{д2}=U_{д2}\cos\theta$, где $U_{д1}$, $U_{д2}$ — высокочастотные напряжения на диодах. Постоянная составляющая тока диода VD_1 протекает по цепи $VD_1 \rightarrow R_{н1} \rightarrow Др \rightarrow$ верхняя половина $L_2 \rightarrow VD_1$, а постоянная составляющая тока VD_2 — по цепи $VD_2 \rightarrow R_{н2} \rightarrow Др \rightarrow$ нижняя половина $L_2 \rightarrow VD_2$. Высокочастотный дроссель $Др$ служит для замыкания цепи постоянной составляющей тока диода. Специального вычитающего устройства в ЧД нет, а используется простое сложение напряжений $E_{д1}$ и $E_{д2}$ в противоположной полярности, следовательно,

$$E_д = E_{д1} - E_{д2} = (U_{д1} - U_{д2})\cos\theta. \qquad (7.1)$$

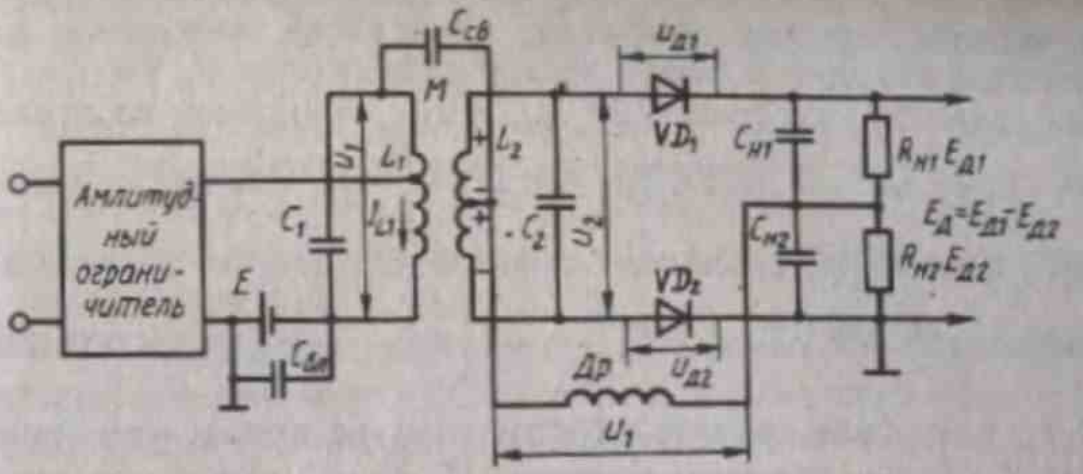


Рис. 7.22

Согласно (7.1), для определения $E_д$ необходимо найти напряжения $U_{д1}$ и $U_{д2}$. Для этого укажем цепь протекания высокочастотной составляющей тока диода VD_1: $VD_1 \rightarrow C_{н1} \rightarrow C_{н2} \rightarrow$ общий провод $\rightarrow C_{бл} \rightarrow L_1C_1$-контур $\rightarrow C_{св} \rightarrow L_2C_2$-контур $\rightarrow VD_1$. К диоду VD_1 приложено два напряжения: половина напряжения на втором контуре $0{,}5\dot{U}_2$ и напряжение на первом контуре $\dot{U}_1$, т. е. $\dot{U}_{д1} = \dot{U}_1 + 0{,}5\dot{U}_2$. Напряжение $\dot{U}_1$ выделяется на дросселе $Др$, подключенном по высокой частоте параллельно L_1C_1-контуру; наличие напряжения $\dot{U}_1$ необходимо для нормальной работы ЧД. Дроссель подключен параллельно первому контуру. Для того чтобы индуктивность $L_{др}$ не влияла на индуктивность первого контура, ее выбирают исходя из условия $L_{др} \approx 10L_1$. По аналогии, для диода VD_2 можно записать $\dot{U}_{д2} = \dot{U}_1 - 0{,}5\dot{U}_2$; знак минус обусловлен тем, что если к диоду VD_1 прикладывается плюс напряжения u_2, то в этот же момент времени к диоду VD_2 прикладывается минус напряжения u_2.

Принцип работы ЧД со связанными контурами поясним с помощью векторных диаграмм рис. 7.23. Предположим, что $f_c = f_0$ (сред-

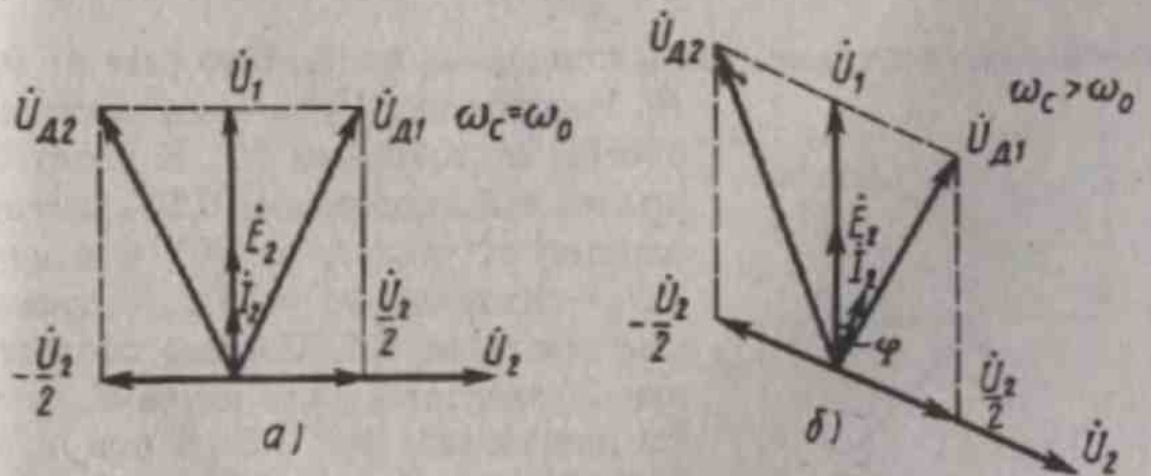


Рис. 7.23

ная частота сигнала совпадает с частотой настройки контура). В качестве исходного берем вектор напряжения $\dot{U}_1$, его фазу принимаем равной нулю (рис. 7.23, *а*), ЭДС, наводимая во втором контуре, $\dot{E}_2 = j\omega M \dot{I}_{L1} = j\omega M \dot{U}_1/(r_1 + j\omega L_1) \approx \frac{M}{L_1}\dot{U}_1$. Согласно выражению для $\dot{E}_1$ фаза ЭДС совпадает с фазой $\dot{U}_1$. Ток во втором контуре, вызываемый ЭДС $\dot{E}_2$, $\dot{I}_2 = \dot{E}_2 \Big/ \left[r_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right]$; при резонансе $\dot{I}_2 = \dot{E}_2/r_2$, т. е. фаза тока во втором контуре при $\omega_c = \omega_0$ совпадает с фазой $\dot{E}_2$. Таким образом, векторы $\dot{U}_1$, $\dot{E}_2$ и $\dot{I}_2$ при $\omega_c = \omega_0$ совпадают по фазе (см. рис. 7.23, *а*). Определим напряжение на втором контуре: $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 \frac{1}{j\omega C_2}$. Это напряжение на конденсаторе C_2 отстает от тока $\dot{I}_2$ на 90°. Половина напряжения $\dot{U}_2$, действующая относительно средней точки катушки индуктивности L_2, прикладываемая к диоду VD_2, опережает напряжение $\dot{U}_1$ на 90°; другая, прикладываемая к диоду VD_1, отстает от этого напряжения на 90°, т. е. совпадает с $\dot{U}_2$. Сложив векторы $\dot{U}_1$ и $0{,}5\dot{U}_2$, найдем вектор напряжения $\dot{U}_{д1}$, а векторы $\dot{U}_1$ и $-0{,}5\dot{U}_2$ — вектор $\dot{U}_{д2}$. Из векторных диаграмм рис. 7.23, *а* видно, что $U_{д1} = U_{д2}$; следовательно, $E_{д1} = E_{д2}$, $E_д = 0$.

Построим векторную диаграмму для $f_c > f_0$ (рис. 7.23, *б*). В качестве исходного берем вектор $\dot{U}_1$; так как ЭДС $\dot{E}_2 \approx \frac{M}{L_1}\dot{U}_1$, то ее фаза совпадает с фазой $\dot{U}_1$. Ток во втором контуре

$$\dot{I}_2 = \dot{E}_2 \Big/ \left[r_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right];$$

при $\omega_c > \omega_0$ сопротивление $\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$ для тока $\dot{I}_2$ имеет индуктивный характер, следовательно, ток $\dot{I}_2$ при $\omega_c > \omega_0$ отстает по фазе от ЭДС $\dot{E}_2$. Напряжение $\dot{U}_2$ на конденсаторе C_2 отстает от тока $\dot{I}_2$ на 90°. К диоду VD_1 приложено напряжение $0{,}5\dot{U}_2$, которое отстает от тока $\dot{I}_2$ на 90°, а к диоду VD_2 — напряжение $-0{,}5\dot{U}_2$, опережающее ток $\dot{I}_2$ на 90°. Сложив соответствующие векторы, определим $\dot{U}_{д1}$ и $\dot{U}_{д2}$. Из диаграммы рис. 7.23, *б* при $\omega_c > \omega_0$ следует, что $U_{д2} > U_{д1}$; при этом $E_{д2} > E_{д1}$ и $E_д < 0$. Форма характеристики

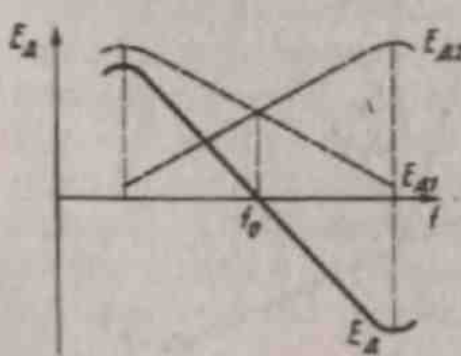


Рис. 7.24

детектирования ЧД показана на рис. 7.24; она зависит от добротности контуров и степени связи между ними.

Выводы. 1. *К каждому из диодов ЧД со связанными контурами приложено напряжение, складывающееся из половины напряжения на втором контуре и напряжения на первом контуре. Напряжение на диоде* VD_1: $\dot{U}_{д1}=\dot{U}_1+0{,}5\dot{U}_2$, *напряжение на диоде* VD_2: $\dot{U}_{д2}=\dot{U}_1-0{,}5\dot{U}_2$.

2. *С изменением частоты* f_c *относительно* f_0 *меняется фазовый сдвиг между ЭДС* $\dot{E}_2$, *наводимой во втором контуре, и током* $\dot{I}_2$ *во втором контуре, что приводит к изменению напряжений* $U_{д1}$ *и* $U_{д2}$ *на диодах, а следовательно, напряжения* $E_д$.

Дробный ЧД. Характерной особенностью дробного ЧД является малая чувствительность к амплитудной модуляции детектируемого напряжения, благодаря чему отпадает необходимость в АО. Схема дробного ЧД (рис. 7.25) является вариантом схемы ЧД со связанными контурами; ее отличие состоит в способе включения диодов и нагрузки, а также в введении катушки связи L_3 вместо дросселя *Др*. Каждое из высокочастотных напряжений $\dot{U}_{д1}$ и $\dot{U}_{д2}$, подводимых к диодам VD_1 и VD_2, так же как в ЧД со связанными контурами, представляет собой сумму двух напряжений: напряжения $\dot{U}_1$ на катушке связи L_3 и половины напряжения на втором контуре $0{,}5\dot{U}_2$. Напряжение $\dot{U}'_1=\frac{M_2}{L_1}\dot{U}_1$, т. е. по фазе оно совпадает с напряжением $\dot{U}_1$ на первом контуре. Поэтому векторные диаграммы, рассмотренные при анализе работы ЧД со связанными контурами, остаются справедливыми и для дробного ЧД; различие состоит лишь в том, что вместо напряжения $\dot{U}_1$ при построении векторных диаграмм дробного ЧД необходимо использовать напряжение $\dot{U}'_1$, которое несколько меньше $\dot{U}_1$.

В дробном ЧД (см. рис. 7.25) в отличие от ЧД по схеме рис. 7.22 полярность диода VD_2 изменена на обратную; при этом напряжение

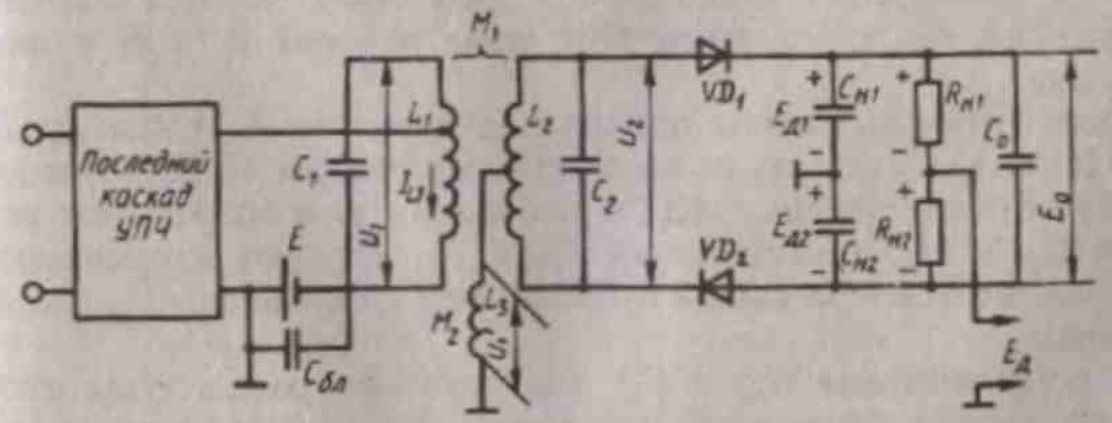


Рис. 7.25

$E_0 = E_{д1} + E_{д2}$. Это напряжение подводится к конденсатору C_0 настолько большой емкости, что напряжение на нем не успевает реагировать на быстрые изменения амплитуды входного сигнала. Следовательно, в процессе работы ЧД может меняться только отношение $E_{д2}/E_{д1}$, а не их сумма. Именно по этой причине ЧД рис. 7.25 называют дробным (иногда детектором отношения). Поскольку диоды VD_1 и VD_2 включены согласованно, постоянная составляющая тока обоих диодов протекает по одной и той же цепи: $VD_1 \rightarrow \rightarrow R_{н1} \rightarrow R_{н2} \rightarrow VD_2 \rightarrow L_2 \rightarrow VD_1$. При этом $I_{д01} = I_{д02} = I_{д0}$.

Продетектированное напряжение $E_д$ на выходе ЧД снимается со средней точки делителя напряжения $R_{н1} R_{н2}$. Обычно $R_{н1} = R_{н2}$, поэтому напряжение на каждом резисторе равно $0{,}5E_0$. Как следует из рис. 7.25, напряжение на выходе ЧД равно разности напряжений на конденсаторе $C_{н1}$ и резисторе $R_{н1}$, т. е. $E_д = E_{д1} - 0{,}5E_0 = E_{д1} - -0{,}5(E_{д1} + E_{д2}) = 0{,}5(E_{д1} - E_{д2})$. Следовательно, продетектированное напряжение в дробном ЧД в два раза меньше, чем в ЧД со связанными контурами. При действии на входе дробного ЧД ЧМ-колебания напряжения $\dot{U}_{д1}$ и $\dot{U}_{д2}$ изменяются так же, как в ЧД со связанными контурами, что приводит к изменению $E_{д1}$ и $E_{д2}$, а следовательно, и $E_д$. Напряжение $E_{д1}$ на $C_{н1}$ создается током диода VD_1, а напряжение $E_{д2}$ на $C_{н2}$ — током диода VD_2. С изменением частоты f_c меняется отношение $E_{д1}/E_{д2}$, а их сумма остается постоянной. Это происходит по двум причинам: во-первых, при ЧМ напряжения $U_{д1}$ и $U_{д2}$ изменяются с противоположным знаком (если $U_{д1}$ возрастает, то $U_{д2}$ уменьшается); во-вторых, емкость конденсатора C_0 настолько большая, что напряжение на ней не успевает следить за изменениями напряжения $E_{д1} + E_{д2}$, происходящими из-за модуляции сигнала.

Напряжения $E_{д1} = U_{д1}\cos\theta_1$; $E_{д2} = U_{д2}\cos\theta_2$, где θ_1, θ_2 — углы отсечки токов диодов VD_1 и VD_2. Эти диоды работают при постоянном смещении $0{,}5E_0$, поскольку напряжение E_0 является источником смещения диодов. Поэтому при изменении амплитуды напряжения на диоде угол θ также меняется: с увеличением напряжения $U_д$ угол θ увеличивается, и наоборот. Так как постоянная составляющая тока $I_{д0}$ для диодов VD_1 и VD_2 одинакова, то при изменении напряжений $U_{д1}$ и $U_{д2}$ из-за ЧМ углы отсечки θ_1 и θ_2 у диодов различны.

Рассмотрим механизм подавления паразитной АМ в дробном ЧД. Положим, амплитуда входного напряжения $U_{вх}$ из-за паразитной АМ быстро увеличилась, в результате чего возрастают напряжения $U_{д1}$ и $U_{д2}$ и напряжения $E_{д1}$ и $E_{д2}$. Однако напряжения $E_{д1}$ и $E_{д2}$ увеличатся в меньшей степени, чем напряжение $U_{вх}$, по двум причинам:

1) с увеличением $U_{д1}$ и $U_{д2}$, как показано ранее, углы отсечки θ токов диодов увеличатся, что приведет к уменьшению входного сопротивления диодного детектора [см. (6.32)], а следовательно,

к росту шунтирующего действия детекторов на колебательные контуры. Это вызовет уменьшение напряжения на резонансной системе;

2) при увеличении $U_{д1}$ и $U_{д2}$ из-за увеличения углов отсечки θ_1 и θ_2 $\cos\theta_1$ и $\cos\theta_2$ уменьшатся, а следовательно, снизится коэффициент $K_д$ детекторов. Поскольку $E_{д1}=K_{д1}U_{д1}$, $E_{д2}=K_{д2}U_{д2}$, уменьшение $K_д$ при возрастании $U_{д1}$ и $U_{д2}$ вызовет незначительное увеличение напряжений $E_{д1}$ и $E_{д2}$.

Выводы. 1. *Векторные диаграммы, рассмотренные при анализе ЧД со связанными контурами, справедливы и для дробных ЧД. Благодаря включению конденсатора C_0 большой емкости при изменении частоты ЧМ-колебания меняется отношение $E_{д1}/E_{д2}$, а их сумма остается практически неизменной.*

2. *Дробный ЧД малочувствителен к паразитной АМ детектируемого сигнала. Например, при увеличении $U_{вх}$ напряжения $E_{д1}$ и $E_{д2}$ возрастают меньше из-за увеличения шунтирующего действия диодных детекторов на колебательные контуры и уменьшения их коэффициентов передачи.*

Частотный детектор с преобразованием ЧМ-колебания в импульсное напряжение с переменной скважностью. Такие детекторы выполняют на дискретных логических элементах, их называют *импульсными (импульсно-счетными)*.

Схема импульсного ЧД показана на рис. 7.26, где *УФ* — устройства формирования для преобразования аналогового сигнала в импульсное напряжение, *ИД* — импульсные делители частоты. Одна из реализаций импульсного ЧД по схеме рис. 7.26 показана на рис. 7.27, а диаграммы напряжений, поясняющие принцип работы ЧД,— на рис. 7.28, *а*—*к*. Импульсный ЧД имеет два входа: на один подается ЧМ-сигнал (рис. 7.28, *а*), на другой — опорное колебание (рис. 7.28, *д*). В качестве $УФ_1$ и $УФ_2$ использованы компараторы с гистерезисом (DA_1 и DA_2) и цепи НЕ ($DD1_1$ и $DD1_2$); форма напряжения u_1' на выходе $УФ_1$ (на выходе $DD1_1$) показана на рис. 7.28, *б*, а на выходе $УФ_2$ (на выходе $DD1_2$) — на рис. 7.28, *ж*. Резисторы R_2 и R_5 компараторов выбирают так, чтобы обеспечить гистерезис

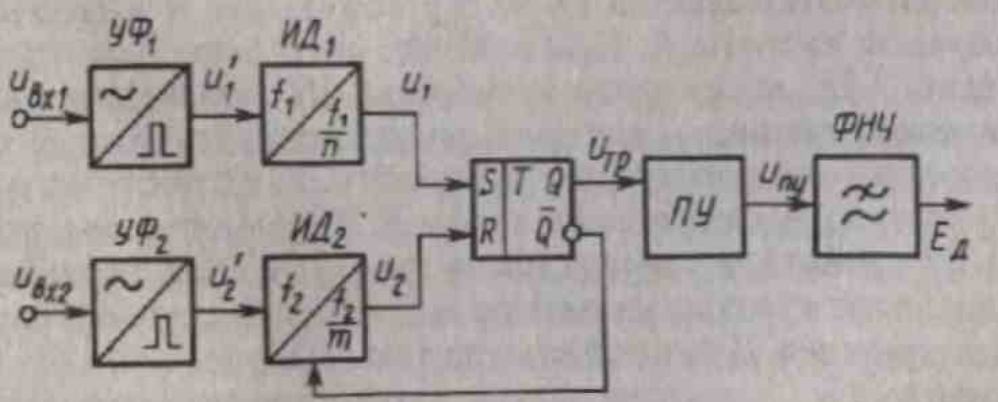


Рис. 7.26

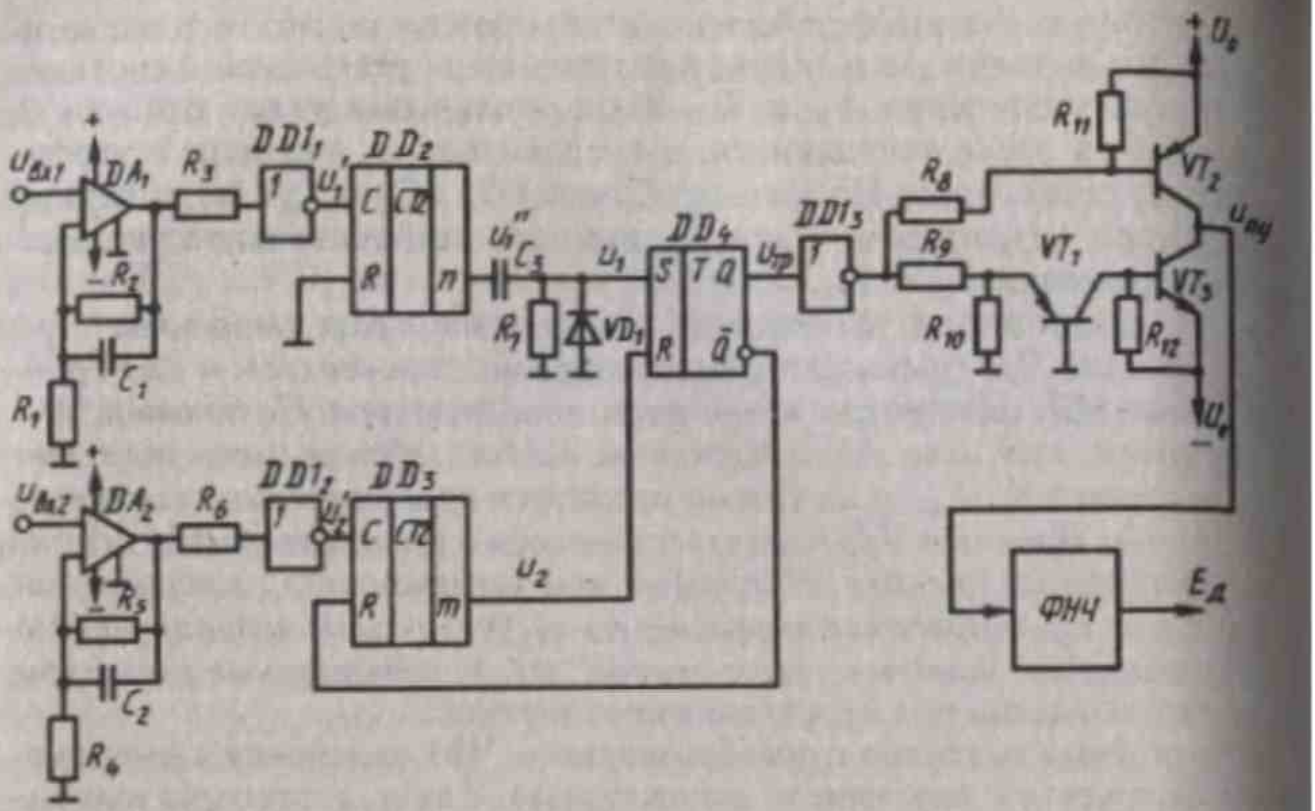


Рис. 7.27

переключения. Параллельно резисторам R_2 и R_5 включают конденсаторы C_1 и C_2 небольшой емкости, которые, не снижая существенно быстродействия, защищают схему от паразитных импульсов, возникающих при пересечении входным сигналом порогового уровня (в данном случае $U_{пор}=0$).

В качестве делителей частоты $ИД_1$ и $ИД_2$ применены цифровые счетчики (DD_2 и DD_3). Импульсы u_1' с выхода DD_2 (рис. 7.28, *в*) имеют период следования $T_1=n/f_1$, где f_1 — частота сигнала на первом входе ЧД. После дифференцирования цепью C_3, R_7 и одностороннего ограничения диодом VD_1 импульсы u_1 (рис. 7.28, *г*) подаются на вход S асинхронного RS-триггера DD_4. Делитель DD_3 работает в стартстопном режиме. При появлении напряжения логической единицы на выходе Q триггера DD_4 при действии импульса u_1 счетчик DD_3 открывается по входу обнуления R и начинает считать импульсы частоты f_2. При приходе m-го импульса через время $\tau=m/f_2$ (рис. 7.28, *ж*) на выходе счетчика DD_3 появляется напряжение логической единицы, которое, воздействуя на вход R триггера DD_4, переводит его в состояние «0» (рис. 7.28, *е*), после чего счетчик DD_3 обнуляется и запирается по входу R. Таким образом, на выходе счетчика DD_3 действуют импульсы u_2 (рис. 7.28, *з*). Каждый импульс u_1 и u_2 переводит триггер из одного состояния в другое; напряжение на выходе триггера DD_4 показано на рис. 7.28, *е*.

Напряжение $u_{тр}$ прикладывается к преобразователю уровня *ПУ* (см. рис. 7.26), который должен исключить постоянную составляющую

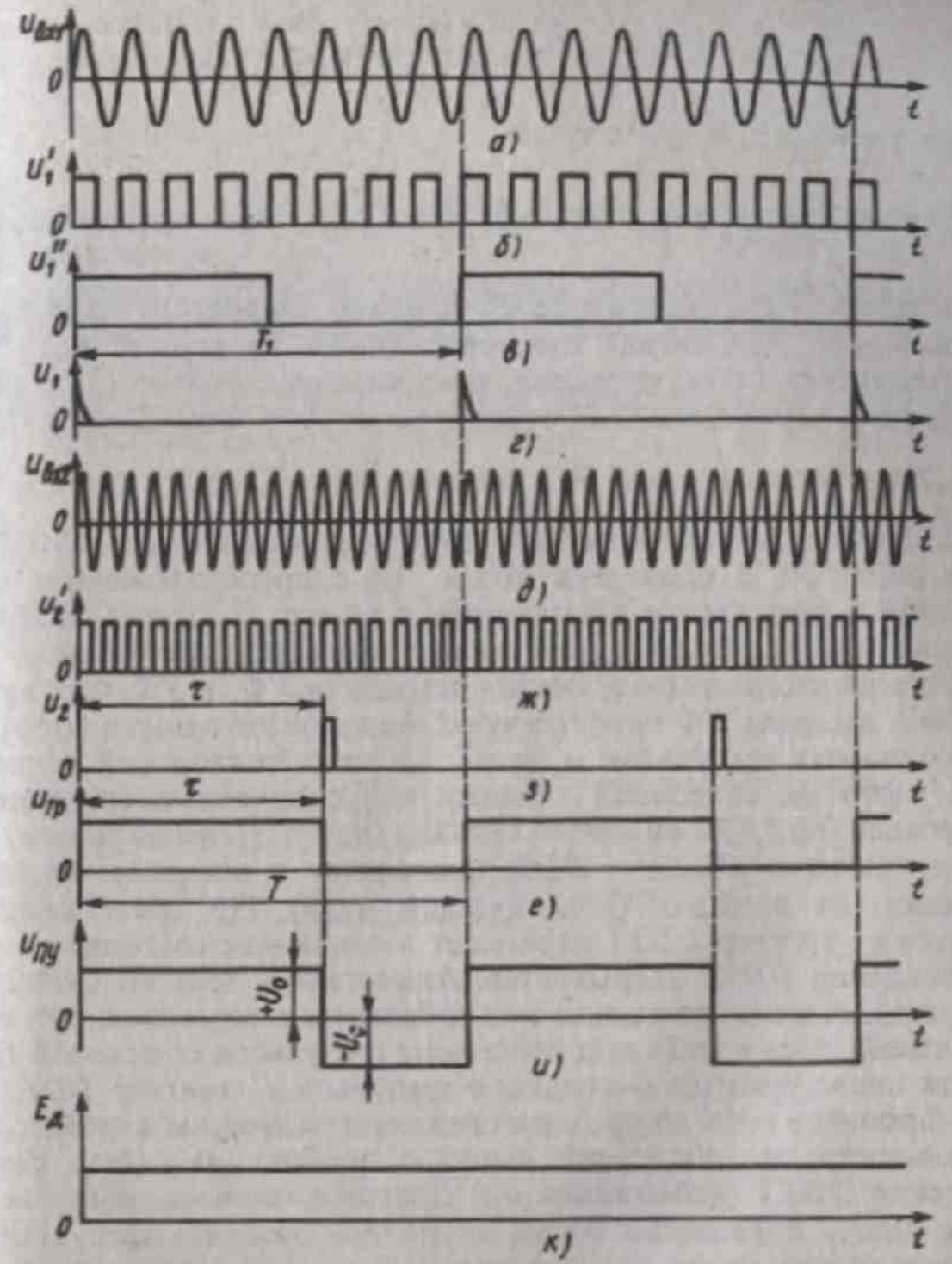


Рис. 7.28

напряжения $u_{тр}$. Это обеспечивается в ЧД по схеме рис. 7.27 с помощью цепи НЕ $DD1_3$ и балансной транзисторной цепи на транзисторах VT_1, VT_2 и VT_3; форма напряжения на выходе *ПУ* представлена на рис. 7.28, *и*. Для ПУ можно использовать МОП-транзисторы, цепи стабилизации напряжения с ограничителями на диодах и быстродействующие операционные усилители с регулировкой тока постоянной составляющей в точке суммирования. Низкочастотная составляющая, выделяемая из напряжения $u_{пу}$ фильтром нижних частот ФНЧ (рис. 7.28, *к*),

$$E_д = \left(U_0 \frac{\tau}{T_1} - U_0 \frac{(T_1 - \tau)}{T_1} \right) = U_0 \left(\frac{2\tau}{T_1} - 1 \right).$$

При $\tau = m/f_2$, $T_1 = n/f_1$ получим

$$E_д = U_0 \left(\frac{2mf_1}{nf_2} - 1 \right). \qquad (7.2)$$

Согласно (7.2), напряжение $E_д$ линейно зависит от частоты f_1, следовательно, ЧМ-сигнал следует подавать на первый вход ЧД. Характеристика детектирования, построенная согласно (7.2), показана на рис. 7.29. Решив (7.2) относительно $f_1 = f_н$ при $E_д = 0$, найдем $f_н = nf_2/2m$. Рассмотренный ЧД работает при $T_1 \geqslant \tau$, т. е. $f_1 \leqslant f_2 \frac{n}{m}$; в ЧД использованы логические элементы и счетчики серии КМОП.

На рис. 7.30, *а* приведена схема ЧД с преобразованием ЧМ-колебаний в импульсное напряжение, а на рис. 7.30, *б* — диаграммы, поясняющие его работу. Входные сигналы с частотами f_1 и f_2 подаются на входы формирующих устройств $УФ_1$ и $УФ_2$ соответственно. На выходах *УФ* присутствуют последовательности коротких прямоугольных импульсов u_1' и u_2', частоты повторений которых равны частотам колебаний входных синусоидальных сигналов — ЧМ-сигнала ($u_{вх1}, f_1$) и опорного сигнала ($u_{вх2}, f_2$). Предположим, что $f_1 > f_2$ и триггеры *DD*2.1 и *DD*2.2 находятся в исходном нулевом состоянии (на выходах Q логический нуль). По срезу каждого импульса u_1' триггер *DD*2.1 переходит в единичное состояние и схема совпадения *DD*3.1 закрывается. Аналогично, триггер *DD*2.2 переходит в единичное состояние под действием импульсов с частотой f_2, а сбрасывается в нуль под действием импульсов с частотой f_1.

Если после прихода очередного импульса u_1' триггер *DD*1.1 не будет сброшен в нуль до прихода следующего импульса этой последовательности, то последний импульс пройдет на выход схемы совпадения *DD*3.1 (напряжение u_1). Другими словами, импульс на выходе *DD*3.1 появляется тогда, когда два соседних импульса u_1' попадают между двумя соседними импульсами u_2'. Это происходит в те интервалы времени, когда разность фаз входных сигналов примерно равна нулю (при постоянной, не равной нулю разности частот f_1, f_2 разность фаз входных сигналов непрерывно линейно меняется). Исходя из этого можно найти частоту повторений импульсной последовательности на выходе *DD*3.1 через число N периодов, за время которых разность фаз входных сигналов меняется от 0 до 2π: $N = T_2/(T_2 - T_1)$, где T_1, T_2 — периоды

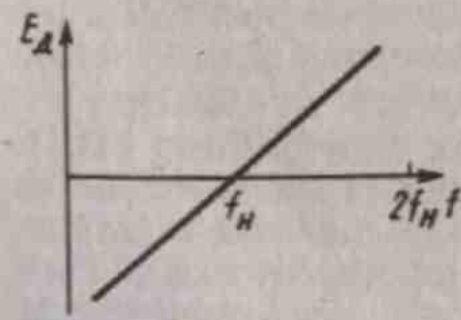


Рис. 7.29

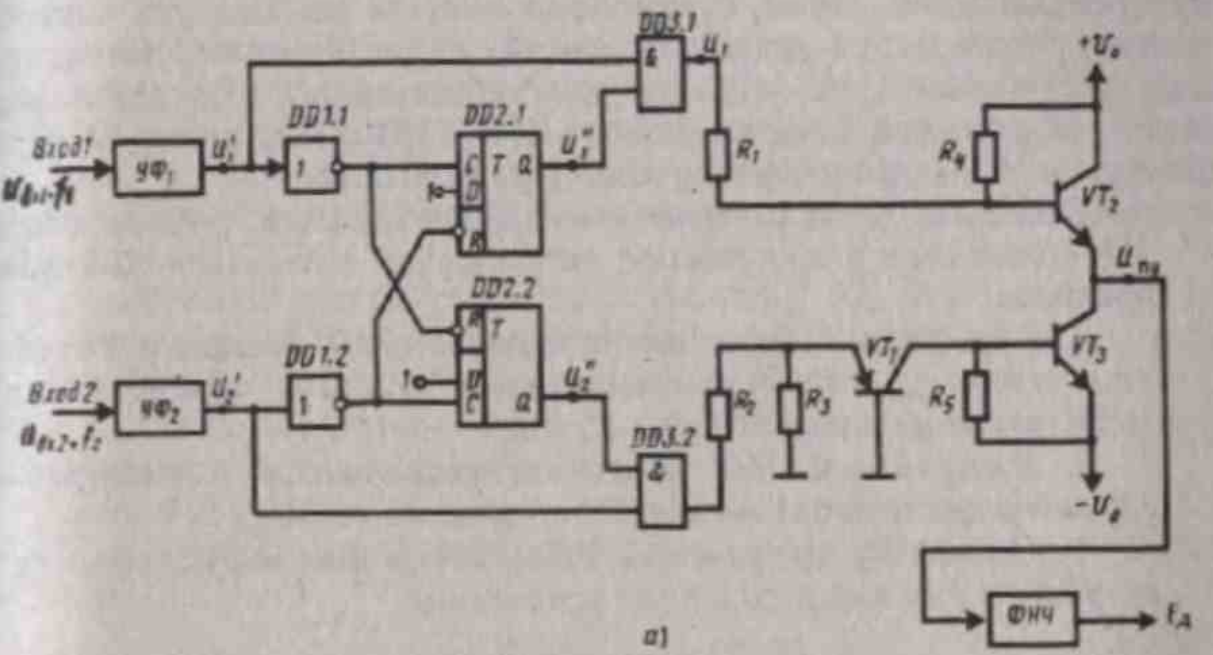
входных сигналов с частотами f_1 и f_2 соответственно. Отсюда частота повторений импульсной последовательности на выходе $DD3.1$

$$F=\frac{1}{T}=\frac{1}{N\cdot T_1}=\frac{T_2-T_1}{T_1\cdot T_2}=f_1\cdot f_2\left(\frac{1}{f_2}-\frac{1}{f_1}\right)=f_1-f_2,$$

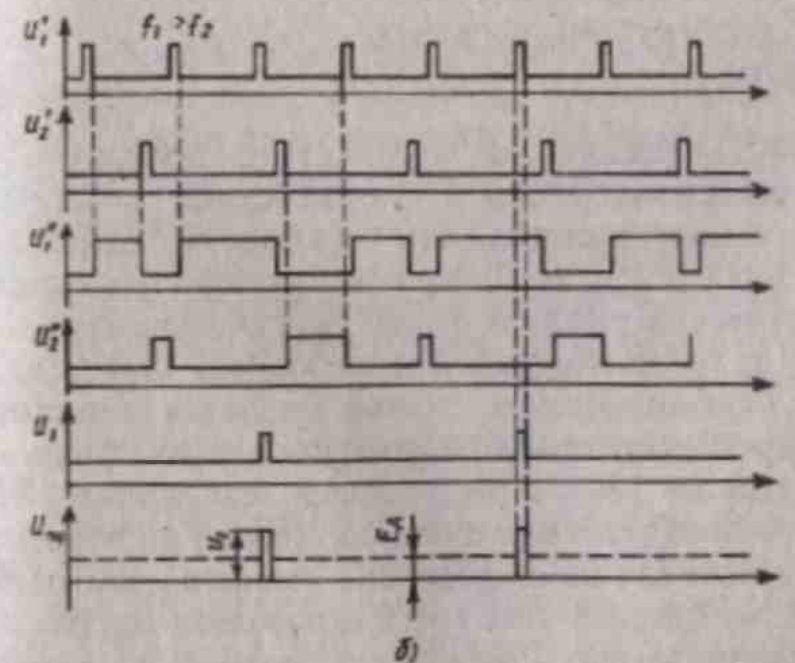
т. е. рассматриваемый ЧД работает в режиме непосредственного вычитания частот.

Аналогично, при $f_1<f_2$ импульсная последовательность с разностной частотой повторений (f_2-f_1) появляется на выходе схемы совпадения $DD3.2$.

Импульсы с выходов $DD3.1$ и $DD3.2$ поступают на преобразователь уровня, собранный на транзисторах VT_1-VT_3, который преоб-



а)



б)

Рис. 7.30

разует однополярные последовательности с выходов *DD*3.1 и *DD*3.2 в суммарную двуполярную последовательность импульсов $U_{пу}$, которая затем подается на ФНЧ. Низкочастотная составляющая, выделяемая из напряжения $U_{пу}$, $E_д = \pm U_0 \tau / T = \pm U_0 \tau \Delta f$, где τ — длительность импульсов на выходах *DD*3.1 и *DD*3.2; Δf — разность частот входных колебаний. Таким образом, ЧД имеет линейную характеристику детектирования. Длительность импульсов τ определяется параметрами формирующих устройств и для нормальной работы ЧД должна быть малой. Поэтому для увеличения крутизны характеристики детектирования необходимо увеличивать напряжение U_0 или включить на выходе усилитель постоянного тока.

Выпускаются специальные ИС ЧД и ИС, в которые ЧД входит в качестве одного из элементов. В ИС ЧД часто строятся по дифференциальной схеме с преобразованием на низкую частоту, при этом расширяется линейный участок характеристики детектирования и уменьшается уровень комбинационных составляющих. В качестве примера можно назвать ИС 435УП1, в которой перед балансным ЧД включен усилитель-ограничитель.

Выводы. 1. *В импульсном ЧД происходит преобразование ЧМ-колебания в импульсное напряжение с переменной скважностью.*

2. *Характеристика детектирования ЧД линейна в диапазоне частот* $\pm f_д$. *Выбором значений n, m или* f_1 *можно установить значение частоты при* $E_д = 0$.

3. *Импульсный ЧД обладает свойствами амплитудного ограничителя; напряжение* $E_д$ *не зависит от* $U_{вх}$.

4. *Поскольку импульсный ЧД не содержит индуктивностей, он удобен для интегрального исполнения.*

§ 7.4. НАЗНАЧЕНИЕ, СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ФАЗОВЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Фазовым детектором (ФД) называется устройство, служащее для создания напряжения, изменяющегося в соответствии с законом изменения фазы входного напряжения. Если на входе ФД действует напряжение $u_{вх} = U_{вх} \cos [\omega t + \varphi (t)]$, то продетектированное напряжение $E_д = K_{ФД} \varphi (t)$. Положим, на входе ФД действует напряжение $u_{вх}$, показанное на рис. 7.31, *а*, тогда напряжение на выходе ФД должно иметь вид рис. 7.31, *б*. Рассмотренный случай является типичным для фазового телеграфирования, при котором начальные фазы паузы и посылки отличаются на 180°. При фазовой модуляции (ФМ) фаза плавно изменяется в соответствии с передаваемой информацией. Так как в спектре напряжения на выходе ФД имеются частотные составляющие, которых не было в спектре напряжения $u_{вх}$, то для реализации ФД нельзя использовать линейную систему с постоянными параметрами. Фазовое детектирование нельзя также осущест-

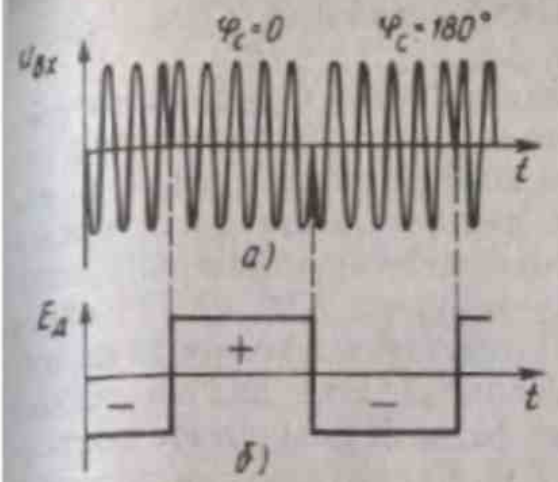


Рис. 7.31

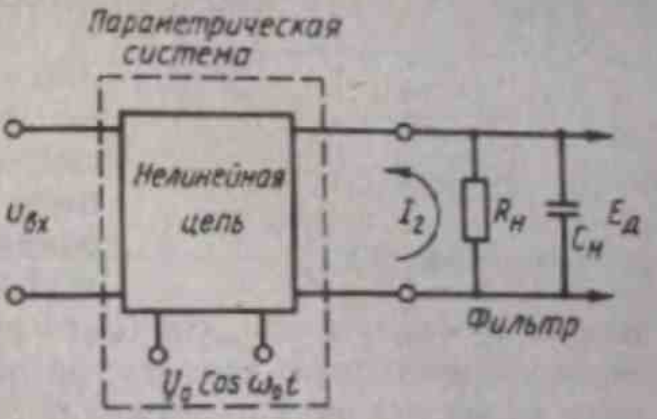


Рис. 7.32

вить с помощью простой безынерционной нелинейной системы. Например, постоянная составляющая тока диодного детектора зависит только от амплитуды входного напряжения и не зависит от его фазы и частоты. Поэтому ФД можно выполнить на основе линейной системы с переменными параметрами (параметрической системы).

Структурная схема ФД показана на рис. 7.32. Эта схема совпадает со структурной схемой преобразователя частоты; отличие состоит лишь в том, что частота гетеродина (*опорное напряжение*) $\omega_г = \omega_с = \omega_0$. Под действием опорного напряжения u_0 меняется активный параметр схемы, обычно крутизна S.

Схема ФД совпадает также со схемой параметрического АД (см. рис. 6.3), поэтому продетектированное напряжение на выходе ФД, согласно (6.2),

$$E_д = 0{,}5 S_1 U_{вх} R_н \cos \varphi, \qquad (7.3)$$

где S_1 — амплитуда первой гармоники крутизны тока преобразовательного элемента; $\varphi = \varphi_0 - \varphi_с$. В зависимости от вида нелинейной цепи и способа ее включения различают однотактные, балансные и кольцевые ФД. В качестве нелинейного элемента используют диоды и транзисторы.

Вывод. *Фазовое детектирование осуществляется с помощью параметрической цепи, в которой источник опорного напряжения должен быть синхронным с источником сигнала.*

§ 7.5. ВИДЫ ФАЗОВЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Однотактный диодный ФД. Детектор выполнен по однотактной схеме (рис. 7.33). Для осуществления фазового детектирования к диоду прикладывается входной сигнал и опорное напряжение; напряжение $E_д$ на выходе ФД определяется выражением (7.3), полученным при предположении, что $U_{вх} \ll U_0$. Характеристика детектирования

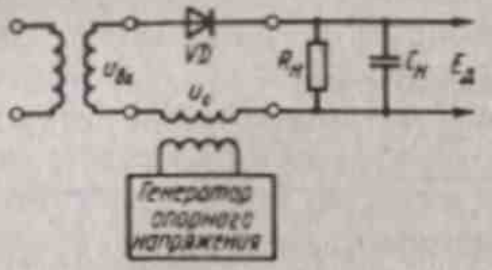


Рис. 7.33

диодного ФД, согласно (7.3), близка к косинусоиде.

Принцип действия ФД по схеме рис. 7.32 можно пояснить, рассматривая его не как параметрическую цепь, а как систему с амплитудным детектированием суммы двух гармонических колебаний ($u_{вх}+u_0$) (рис. 7.34, *а*). На входе такого АД действует суммарное напряжение $u_\Sigma = u_{вх}+u_0 = U_{вх}\cos(\omega_0 t+\varphi)+U_0\cos\omega_0 t$. Эти два колебания имеют одинаковую частоту, но разные фазы. В результате векторного сложения двух напряжений (рис. 7.34, *б*) получают напряжение той же частоты, но другой фазы. Амплитуда суммарного колебания

$$U_\Sigma = \sqrt{U_0^2+U_{вх}^2+2U_0U_{вх}\cos\varphi}.$$

Напряжение на выходе АД с коэффициентом передачи $K_д$

$$E_д = K_д U_\Sigma = K_д\sqrt{U_0^2+U_{вх}^2+2U_0U_{вх}\cos\varphi}. \qquad (7.4)$$

Согласно (7.4), напряжение $E_д$ на выходе ФД зависит от φ входного сигнала; вид зависимости $E_д$ от φ определяется отношением $U_{вх}/U_0$. В общем случае характеристика детектирования существенно отличается от косинусоиды (рис. 7.35, *а*). Если

$$U_{вх} \ll U_0, \text{ то } E_д \approx K_д\sqrt{U_0^2+2U_0U_{вх}\cos\varphi} \approx$$

$$\approx K_д U_0\sqrt{1+\frac{2U_{вх}}{U_0}\cos\varphi} \approx K_д(U_0+U_{вх}\cos\varphi).$$

Таким образом, при малых амплитудах входного сигнала характеристика детектирования однотактного диодного ФД имеет косинусоидальную форму. Если $U_{вх}\approx U_0$, то $E_д \approx K_д\sqrt{2U_0^2+2U_0^2\cos\varphi} = K_д U_0\sqrt{2(1+\cos\varphi)}$; в этом случае характеристика детектирова-

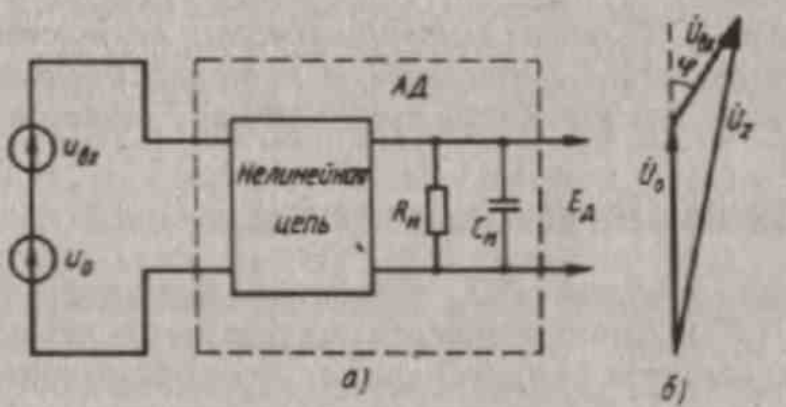


Рис. 7.34

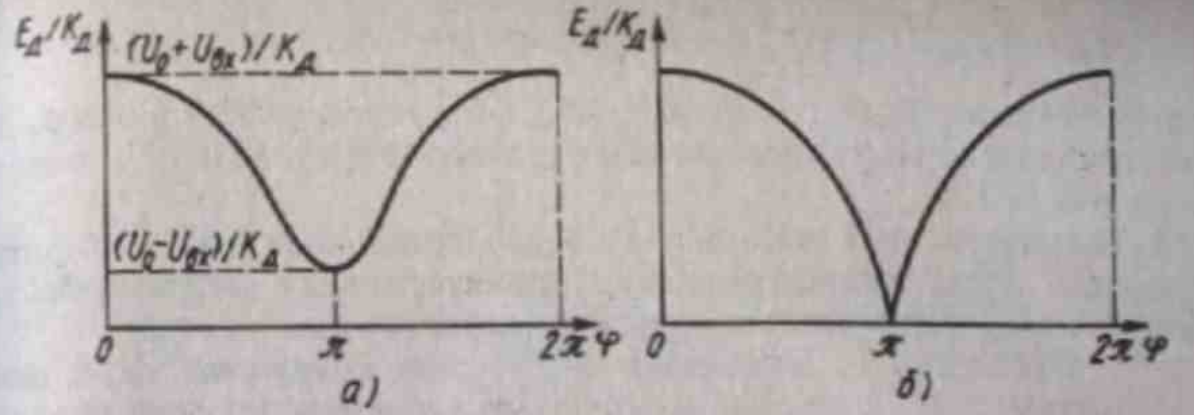


Рис. 7.35

ния представляет собой циклоиду (рис. 7.35, *б*), сильно отличающуюся от косинусоиды.

Выводы. 1. *Однотактный диодный ФД можно рассматривать как параметрическую цепь либо как цепь с АД, на входе которого действует суммарное напряжение входного сигнала и опорного колебания.*

2. *Форма характеристики детектирования ФД зависит от отношения $U_{вх}/U_0$: при $U_{вх} \ll U_0$ она близка к косинусоиде, при $U_{вх} \approx U_0$ она имеет форму циклоиды.*

Балансный ФД. Такой ФД представляет собой два диодных однотактных ФД (рис. 7.36), каждый из которых работает на свою нагрузку. В результате этого на выходе каждого плеча ФД создается напряжение $E_{д1}$ и $E_{д2}$ встречной полярности, поэтому $E_д = E_{д1} - E_{д2}$. Входное напряжение подводится к диодам в противоположной полярности, поэтому фаза напряжения $u_{вх}$ отличается от фазы $u'_{вх}$ на 180°. Опорное напряжение прикладывается к диодам в одинаковой фазе, поэтому

$$E_{д1} = K_д \sqrt{U_0^2 + (U'_{вх})^2 + 2U_0 U'_{вх} \cos\varphi} \approx K_д (U_0 + U'_{вх} \cos\varphi);$$

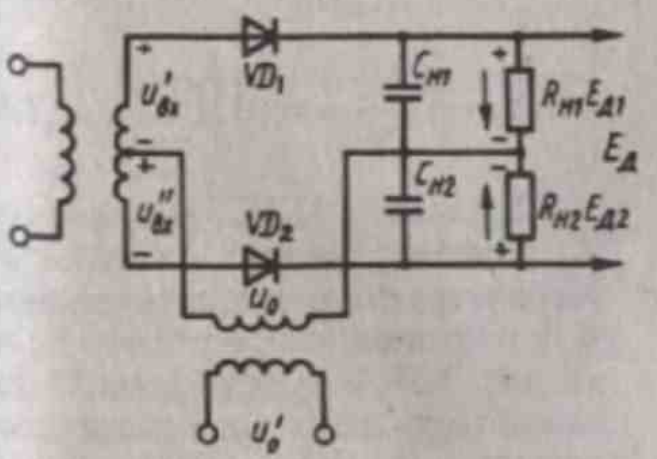


Рис. 7.36

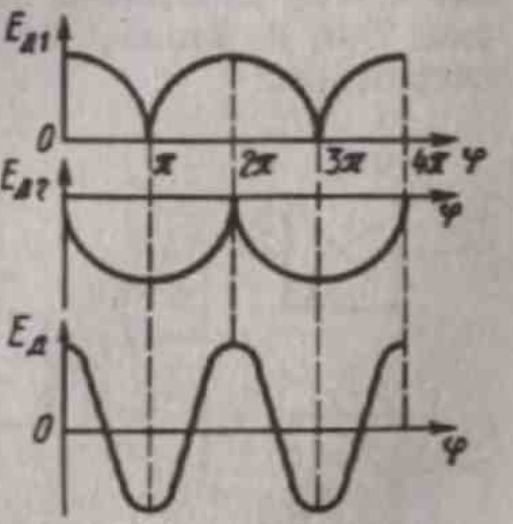


Рис. 7.37

$$E_{д2}=K_д\sqrt{U_0^2+(U'_{вх})^2-2U_0U'_{вх}\cos\varphi}\approx K_д(U_0-U'_{вх}\cos\varphi).$$

Следовательно, $E_д=E_{д1}-E_{д2}\approx K_д(U'_{вх}+U'_{вх})\cos\varphi=2K_дU'_{вх}\cos\varphi$. Характеристики детектирования плеч и всего ФД при $U_0\approx U_{вх}$ показаны на рис. 7.37.

В кольцевом ФД используются два балансных фазовых детектора, при этом симметричность характеристики детектирования улучшается, а коэффициент передачи детектора возрастает.

Выводы. 1. *Балансный ФД — это сочетание двух однотактных ФД, каждый из которых работает на свою нагрузку и создает на них взаимно противоположные напряжения; разность этих напряжений определяет продетектированное напряжение на выходе балансного ФД. Полярность входных сигналов на диодах обратна, опорного напряжения — одинакова.*

2. *Характеристика детектирования балансного ФД по сравнению с однотактным более симметрична и проходит через нуль. Симметричность этой характеристики проявляется и при* $U_0\approx U_{вх}$.

Фазовый детектор на логических дискретных элементах. Структурная схема подобного ФД показана на рис. 7.38. Устройство формирования УФ преобразует аналоговый гармонический сигнал в импульсное напряжение. Возможная схемная реализация такого ФД показана на рис. 7.39, *а*. Детектор имеет два входа: на первый подается ФМ-колебание (рис. 7.40, *а*), на второй — опорное напряжение (рис. 7.40, *в*). В качестве $УФ_1$ и $УФ_2$ (рис. 7.39, *а*) использованы компараторы с гистерезисом (DA_1 и DA_2), аналогичные компараторам импульсного ЧД (см. рис. 7.27). Диаграммы напряжений u_1 и u_2 на выходе $УФ_1$ и $УФ_2$ показаны на рис. 7.40, *б*, *г*. Напряжения u_1 и u_2 подаются на цепь И, в качестве которой используются два логических элемента И—НЕ ($DD1_3$ и $DD1_4$). Напряжение u на выходе цепи И создается только при одновременном действии напряжений u_1 и u_2. Диаграмма напряжения на выходе цепи И показана на рис. 7.40, *д*. Фильтр ФНЧ выделяет постоянную составляющую напряжения:

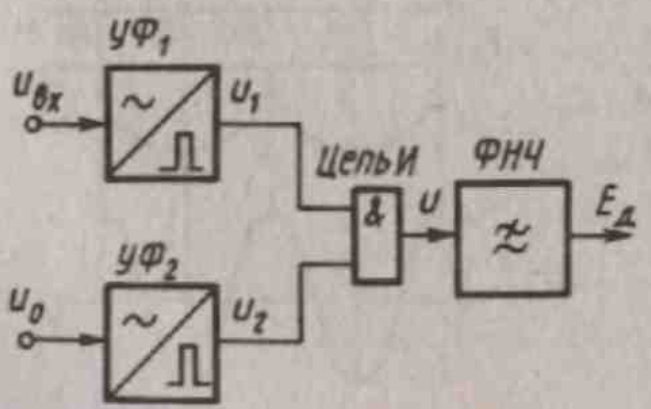


Рис. 7.38

$$E_д=\frac{U_0|\pi-\varphi|}{2\pi}=\frac{U_0}{2}\left|1-\frac{\varphi}{\pi}\right|. \quad (7.5)$$

Согласно (7.5), напряжение $E_д$ линейно зависит от фазы φ. Характеристика детектирования ФД показана на рис. 7.41. Если на рис. 7.39, *а* вместо цепи И использовать цепь на основе элементов И—НЕ ($DD2_1$...$DD2_4$) (рис. 7.39, *б*), то характеристика

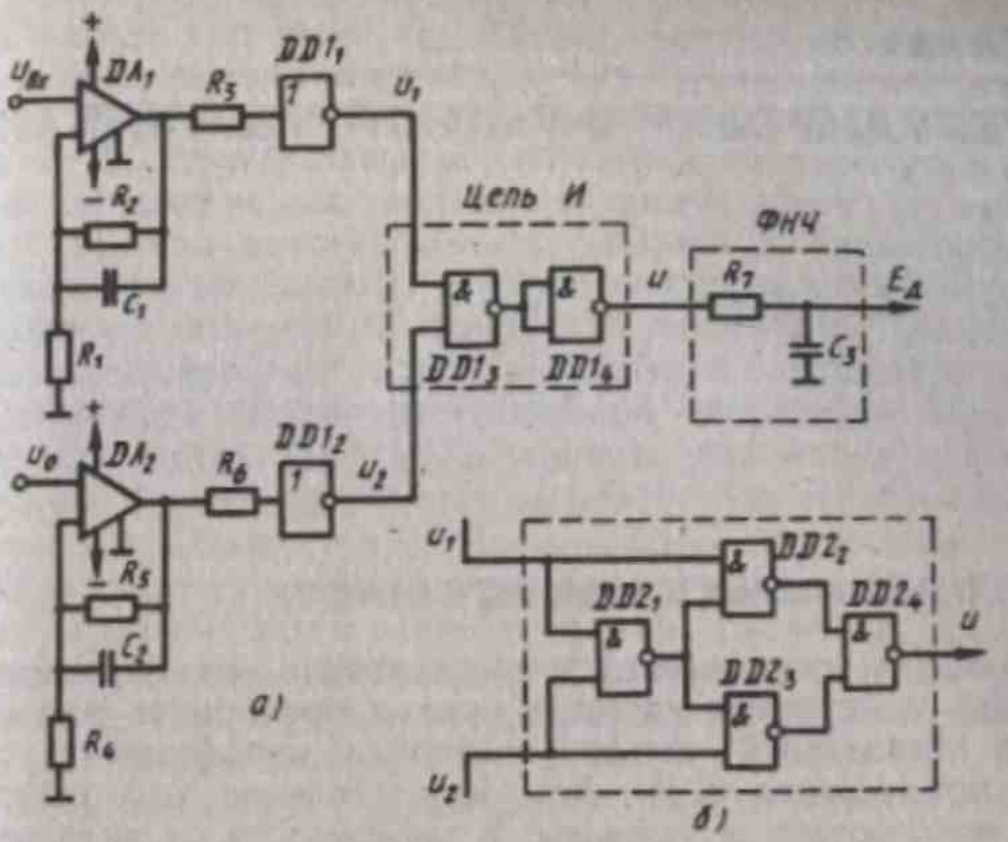


Рис. 7.39

детектирования станет в два раза круче и при равенстве фаз входного и опорного напряжения $E_д=0$. Напряжение u на выходе цепи И, состоящей из элементов И—НЕ, имеется при одновременном наличии либо отсутствии напряжений u_1 и u_2.

Вывод. *В ФД на логических дискретных элементах ФМ-колебание преобразуется в импульсное напряжение, скважность которого зависит от фазы входного сигнала. Импульсный ФД реализуется в интегральном исполнении.*

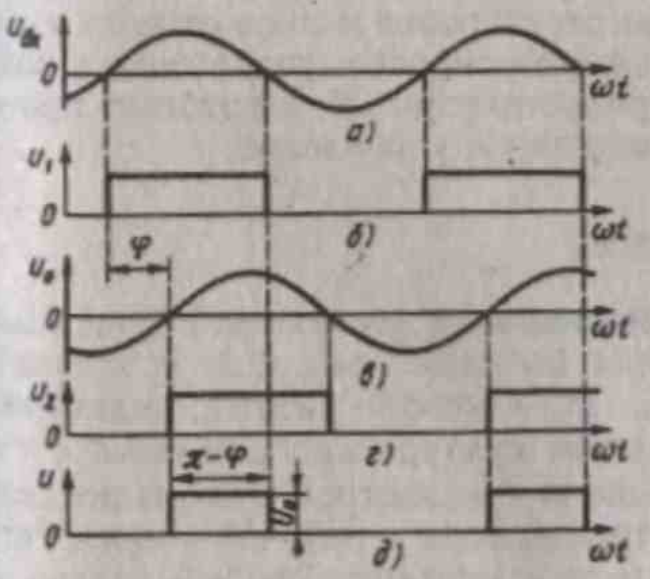


Рис. 7.40

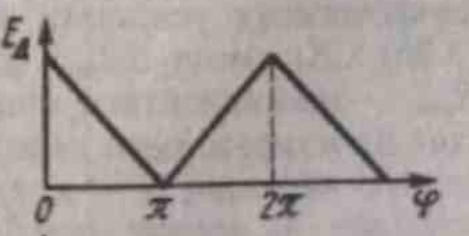


Рис. 7.41

Глава 8

РЕГУЛИРОВКИ В РАДИОПРИЕМНИКАХ

§ 8.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ВИДЫ РЕГУЛИРОВОК

В процессе изготовления и эксплуатации радиоприемника для получения наилучшего качества приема приходится регулировать ряд его показателей: частоту настройки, коэффициент усиления, полосу пропускания и др. Для осуществления этих регулировок в РПУ используют *регуляторы*. В зависимости от вида регулируемого параметра различают: *регулировку усиления*, которая может осуществляться в трактах радиочастоты и промежуточной частоты, а также в последетекторной части приемника; *регулировку частоты настройки*, обеспечивающую прием сигналов в широком диапазоне частот; *регулировку полосы пропускания*, которая может производиться в трактах радиочастоты и промежуточной частоты, а также в последетекторной части приемника. Возможны регулировки и других параметров приемника.

Регулировка бывает ручной и автоматической. *Ручная регулировка* служит для установки исходных показателей РПУ. *Автоматическая регулировка* поддерживает выбранные показатели РПУ на требуемом уровне. Некоторые виды регулировок можно отнести к смешанным. В современных РПУ для регулировок, управления и контроля широко используют микропроцессоры. В некоторых приемниках предусматривается дистанционное управление.

§ 8.2. РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Способы регулировки усиления резонансного усилителя. Резонансный коэффициент усиления усилителя по схеме рис. 3.2, *а*, согласно (3.26), $K_0 = m_1 m_2 S R_{экв}$ (где m_1, m_2 — коэффициенты включения; $R_{экв}$ — эквивалентное сопротивление контура при резонансе с учетом шунтирующего действия выхода транзистора и входа последующего каскада; S — крутизна транзистора в рабочей точке). Регулировка K_0 может осуществляться изменением любой величины, входящей в формулу (3.26).

При синтезе устройств регулировки требуются существенное изменение K_0 от напряжения регулировки $E_{рег}$, малый ток регулировки, малая зависимость изменения других параметров усилителя при изменении K_0. Рассматриваемые способы изменения усиления применимы как для ручных, так и для автоматических регулировок.

Регулировка изменением крутизны S. Такая регулировка осуществляется изменением режима электронного прибора (соответственно регулировка K_0 называется *режимной*). Для изменения крутизны S необходимо менять напряжение смещения на управляющем электроде электронного прибора: напряжение $U_{БЭ0}$ в биполярном или напряжение $U_{ЗИ0}$ в полевом транзисторах. Изменение напряжения $U_{БЭ0}$ на транзисторе вызывает существенное изменение крутизны S в рабочей точке; при изменении напряжения смещения в полевом транзисторе изменяется практически только крутизна S, а в биполярном — еще и такие его параметры, как $g_{вх}$, $g_{вых}$ и т. д.

Регулирующее напряжение $E_{рег}$ подается в цепь эмиттера либо в цепь базы транзистора. Схема регулировки первого вида показана на рис. 8.1, *а*, напряжение смещения на транзисторе $U_{БЭ0} = U_0 - E_{рег}$. По мере увеличения $E_{рег}$ напряжение $U_{БЭ0}$ уменьшается, что влечет за собой уменьшение тока $I_{К0}$ и крутизны S, в результате чего коэффициент усиления K_0 снижается. Цепь регулировки должна обеспечить ток, примерно равный $I_{Э0}$. Если регулируется n каскадов, то ток регулировки $I_{рег} \approx nI_{Э0}$, поэтому цепь регулировки должна вырабатывать сравнительно большой ток $I_{рег}$, что является недостатком схемы рис. 8.1, *а*. Этим недостатком не обладают цепи регулировки второго типа, в которых напряжение $E_{рег}$ вводится в цепь базы (рис. 8.1, *б*): $U_{БЭ0} = U_0 - E_{рег}$, поэтому принцип регулировки в обоих случаях одинаков. Достоинство регулировки по схеме рис. 8.1, *б* состоит в том, что ток $I_{рег}$, равный току делителя $I_{дт} = (5-10)\, I_{Б0}$, во много.

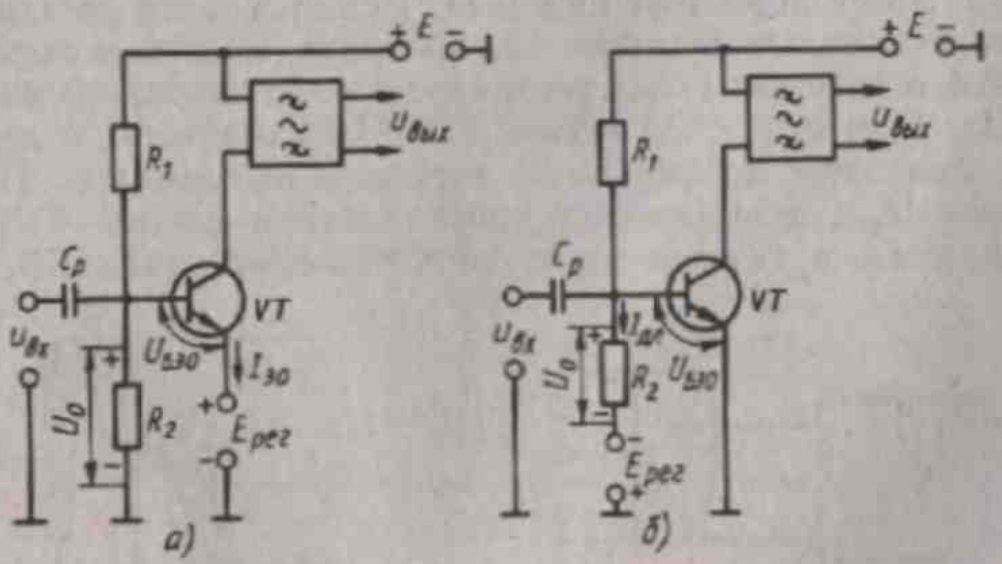


Рис. 8.1

раз меньше тока $I_{рег}$ при регулировке по схеме рис. 8.1, *а*. Однако схема рис. 8.1, *б* менее стабильна в работе, поскольку в ней отсутствует резистор в цепи эмиттера $R_э$. Включение резистора $R_э$ приводит к уменьшению эффективности регулировки, так как он обеспечивает стабилизацию режима не только при изменении температуры, но и при изменении $E_{рег}$. При включении резистора $R_э$ для обеспечения той же глубины регулировки необходимо подавать большее значение напряжения $E_{рег}$.

Регулировка изменением $R_{экв}$. Такая регулировка может осуществляться различными способами. На рис. 8.2 показана схема регулировки с подключенным параллельно контуру диодом VD. При $E_{рег} > U_к$ диод закрыт и контур практически не шунтирует; при этом $R_{экв}$ и K_0 наибольшие. При $E_{рег} < U_к$ диод открывается и его входное сопротивление шунтирует контур. В этом случае $R_{экв}$, а следовательно, и K_0 уменьшаются. Основной недостаток такого способа регулировки состоит в том, что при изменении $R_{экв}$ изменяется не только K_0, но и эквивалентное затухание контура, а это вызывает изменение полосы пропускания усилителя. Тем не менее при сильном сигнале допустимо некоторое ухудшение селективности.

Регулировка изменением m_1 и m_2. Данный способ регулировки поясняется схемой рис. 8.3. Напряжение с контура подается на делитель $\dot{Z}_1\dot{Z}_2$, изменяя одно из сопротивлений которого можно менять коэффициент включения m_2. Аналогична схема для изменения m_1. В качестве $\dot{Z}_1$ и $\dot{Z}_2$ можно использовать катушки с переменной индуктивностью либо конденсаторы с переменной емкостью. Однако этот способ регулировки не используется, так как связан с трудно предотвратимой расстройкой контура, возникающей при изменении $\dot{Z}_1$ и $\dot{Z}_2$.

Аттенюаторная регулировка. При таком способе регулировки между усилительными каскадами включают аттенюатор с переменным коэффициентом передачи. Используются регулируемые делители, емкостные делители на варикапах, мостовые схемы. Так, на рис. 8.4, *а* показана схема регулируемого аттенюатора на диодах $VD_1 - VD_3$. При $|E_{рег}| < |U_0|$ диоды $VD_1 - VD_2$ открыты, а диод VD_3 закрыт; при этом коэффициент передачи максимален. По мере увеличения $|E_{рег}|$ динамические сопротивления диодов VD_1 и VD_2 увеличиваются, а динамическое сопротивление диода VD_3 умень-

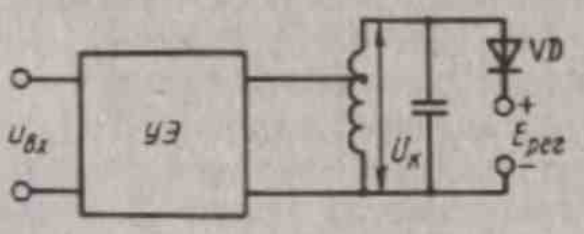


Рис. 8.2

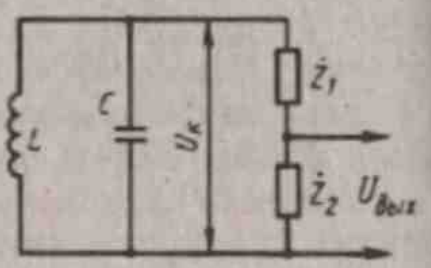


Рис. 8.3

шается, следовательно, уменьшается коэффициент передачи аттенюатора.

На рис. 8.4, *б* представлена схема делителя, в которой в качестве управляемого сопротивления применяют полевой транзистор; под действием $E_{рег}$ изменяется сопротивление канала транзистора.

Широко используются аттенюаторы на *pin*-диодах, обладающих большим диапазоном изменения сопротивления и малой емкостью. На рис. 8.4, *в* показана схема аттенюатора на *pin*-диодах, работой которых управляют изменением смещения на базе транзистора VT_1 с помощью резистора $R_{рег}$. При нулевом напряжении регулировки диоды VD_1 и VD_2 закрыты, а VD_3 открыт, и затухание аттенюатора минимально. При максимальном напряжении регулировки диоды VD_1 и VD_2 открыты, а VD_3 закрыт, и затухание аттенюатора максимально.

Регулировка K_0 с помощью регулируемой ООС. Этот способ регулировки K_0, как и аттенюаторная регулировка, не вытекает из формулы (3.26). Типовая схема изменения K_0 регулируемой ООС показана на рис. 8.5. В этом случае ООС вводится в цепь эмиттера транзистора. В усилительных каскадах параллельно $R_э$ обычно включают конденсатор $C_э$ большой емкости для устранения

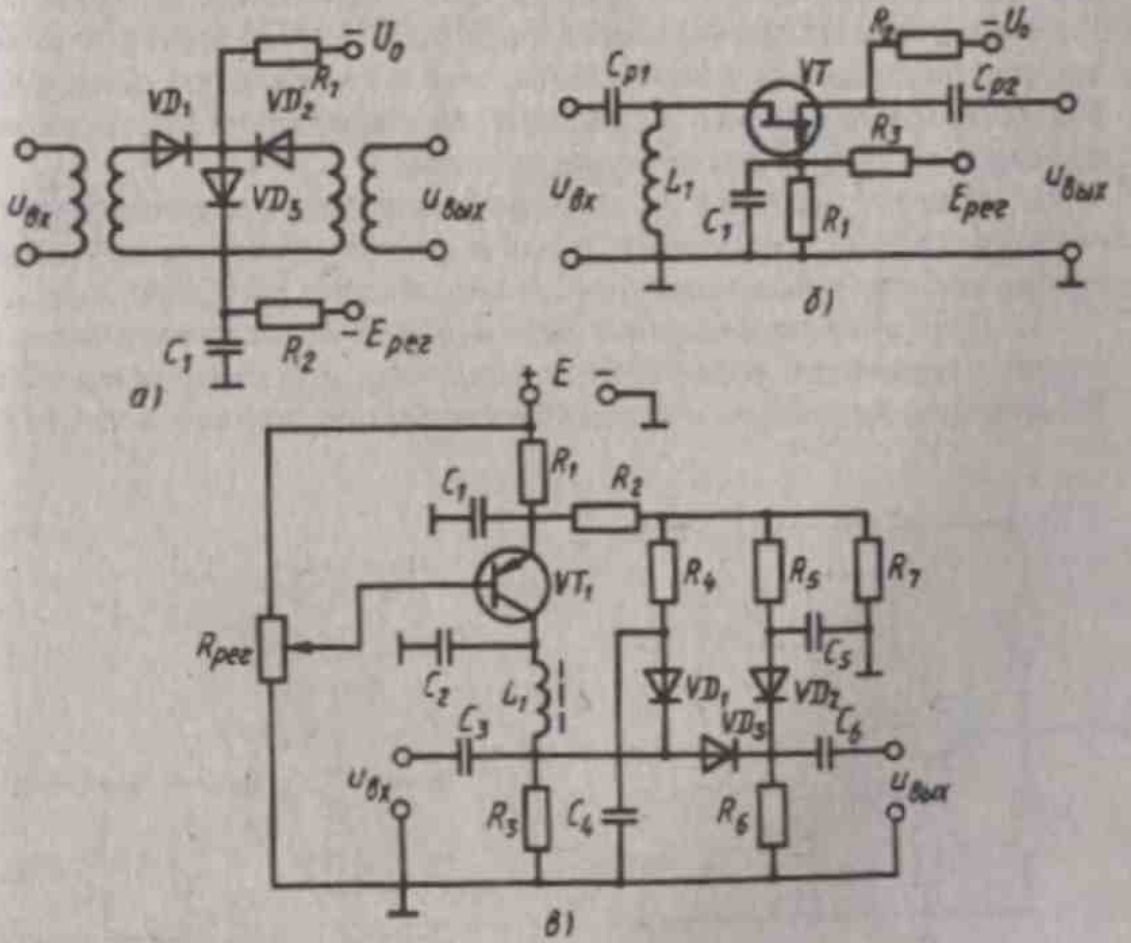


Рис. 8.4

ООС. В схеме рис. 8.5 глубину ООС можно регулировать изменением емкости конденсатора $C_{рег}$; блокировочный конденсатор $C_{бл}$ служит для разделения по постоянному току цепей регулировки и питания транзистора. Как правило, в качестве $C_{рег}$ используют варикап VD. С увеличением $E_{рег}$ диод VD закрывается сильнее, его емкость $C_{рег}$ уменьшается, напряжение ООС увеличивается, коэффициент усиления K_0 уменьшается.

Регулировка усиления в трактах звуковой и видеочастот. Способы регулировки коэффициента усиления каскадов после детекторной части приемника в основном те же, что и способы регулировки K_0 резонансных усилителей. Чаще в усилителях звуковых частот применяют плавную потенциометрическую регулировку усиления (рис. 8.6); в широкополосных усилителях такую регулировку используют обычно в низкоомных цепях.

Наряду с потенциометрической часто осуществляют (особенно в широкополосных каскадах и ОУ) регулировку усиления с помощью регулируемой ООС. В некоторых случаях находит применение режимная регулировка. В последнее время для электронной регулировки усиления и стереобаланса используют специализированные ИС, например К174УН12.

Выводы. 1. *Режимная регулировка коэффициента усиления K_0 осуществляется изменением крутизны усилительного элемента при изменении смещения на УЭ. Недостаток режимной регулировки состоит в том, что с изменением смещения на УЭ помимо крутизны S существенно изменяются и остальные параметры биполярного транзистора.*

2. *При регулировке K_0 за счет изменения сопротивления $R_{экв}$ контура резко изменяется полоса пропускания усилителя, что ограничивает применимость этого способа регулировки.*

3. *При аттенюаторной регулировке K_0 напряжение с контура усилителя подается на делитель с регулируемым коэффициентом передачи, в качестве которого широко используют-*

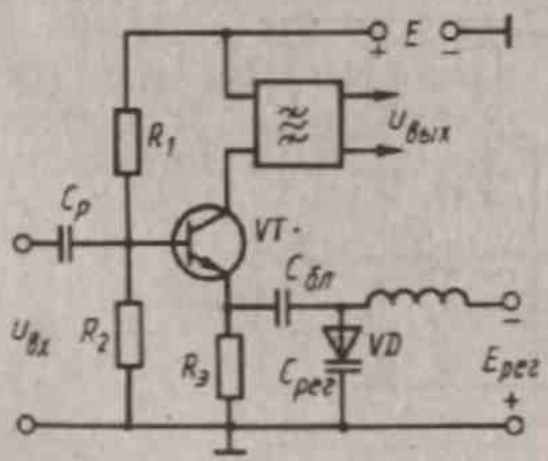


Рис. 8.5

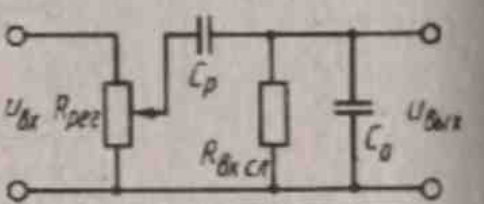


Рис. 8.6

ся диодные делители, емкостные делители на варикапах, мостовые схемы, делители на полевых транзисторах и т. д.

4. Для регулировки усиления усилителей используют и регулируемую ООС.

§ 8.3. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Принцип действия и виды АРУ. Автоматическая регулировка усиления (АРУ) предназначена для поддержания постоянного напряжения на выходе УПЧ, необходимого для нормальной работы выходных устройств приемника. Уровень сигнала на входе приемника изменяется в широких пределах; при максимальном напряжении на входе РПУ система АРУ должна обеспечить минимальный коэффициент усиления радиотракта приемника, и наоборот. Таким образом, задача АРУ — изменять усиление радиотракта РПУ в зависимости от уровня входного сигнала. Система АРУ должна иметь устройство, напряжение $E_{рег}$ на выходе которого зависит от уровня сигнала в радиотракте приемника. Таким устройством может служить, например, амплитудный детектор. Напряжение $E_{рег}$, подаваемое на усилительные каскады, изменяет их коэффициент усиления. Для АРУ в приемнике создается *цепь АРУ*, состоящая из детектора АРУ и фильтра. В зависимости от способа подачи регулируемого напряжения АРУ подразделяют на *обратные*, *прямые* и *комбинированные*.

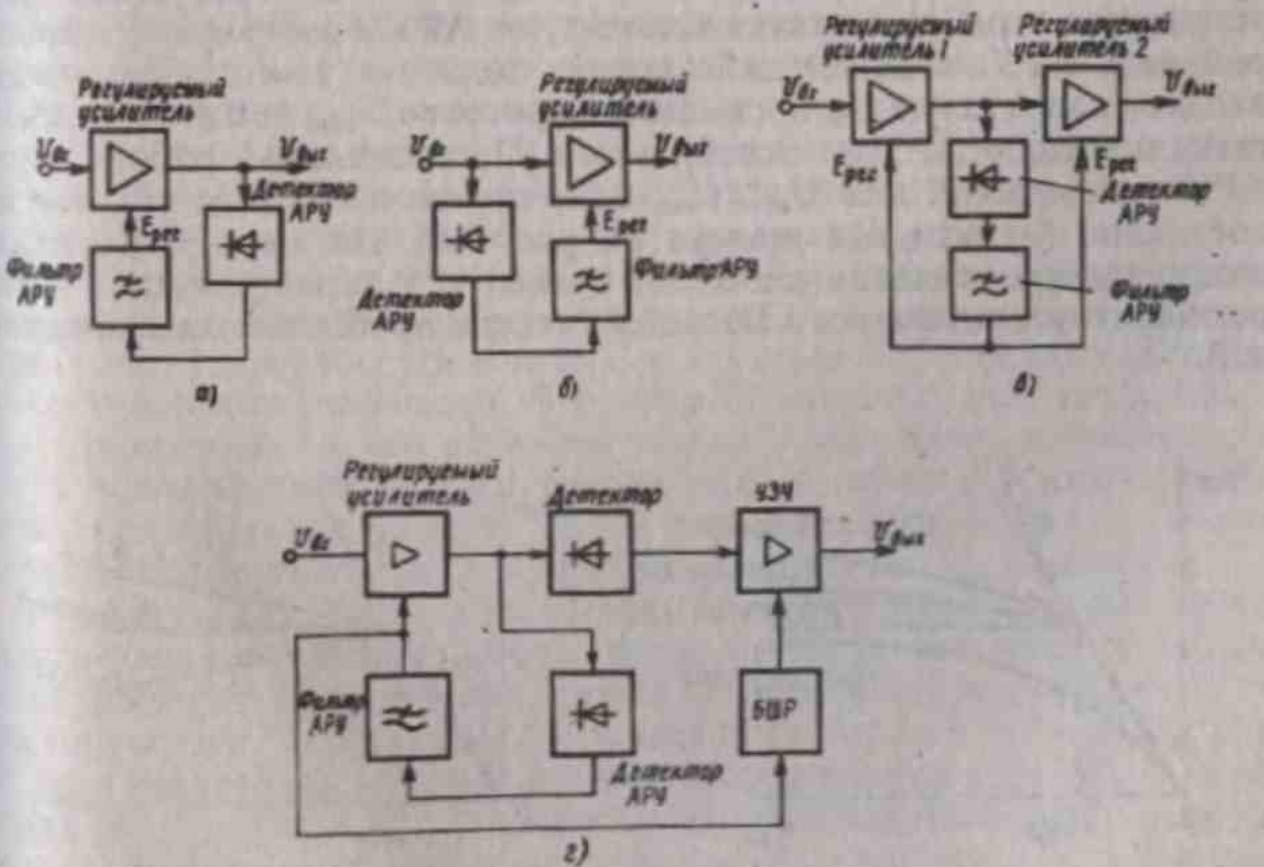


Рис. 8.7

Структурная схема обратной АРУ. В этой схеме (рис. 8.7, *а*) напряжение регулировки $E_{рег}$ получают из напряжения $U_{вых}$ на выходе регулируемого усилителя, в котором могут применяться способы регулировки усиления, рассмотренные в § 8.2. Напряжение $E_{рег}$ подается со стороны выхода в направлении входа усилителя, что и обусловило название этого вида АРУ. *Детектор АРУ* обеспечивает напряжение $E_{рег}$ на его выходе, пропорциональное амплитуде напряжения $U_{вых}$: $E_{рег}=K_{дет\,АРУ}U_{вых}$. *Фильтр АРУ* отфильтровывает составляющие частот модуляции и пропускает медленно изменяющиеся составляющие напряжения $E_{рег}$. Цепь АРУ, состоящую только из детектора и фильтра, называют *простой*. В цепь АРУ может включаться усилитель до или после детектора. Усилитель до детектора АРУ — это УПЧ, после детектора — УПТ. В высококачественных РПУ усилитель иногда включают до и после детектора. При наличии в цепи АРУ усилителя АРУ называют *усиленной*.

Работа регулируемого усилителя совместно с цепью АРУ описывается характеристикой АРУ, показывающей зависимость $U_{вых}=F(U_{вх})$ (рис. 8.8). Если АРУ простая, то при увеличении $U_{вх}$ напряженне $U_{вых}=K_0U_{вх}$ из-за уменьшения за счет АРУ резонансного коэффициента усиления K_0 увеличится в меньшее число раз, чем напряжение $U_{вх}$. С увеличением $U_{вых}$ увеличивается $E_{рег}$ и соответственно уменьшается K_0. Недостаток простой АРУ состоит в том, что коэффициент усиления радиотракта приемника уменьшается и при приеме сигналов малого уровня, когда этого не требуется. Для устранения этого недостатка используют АРУ с *задержкой*, в которой цепь АРУ начинает действовать только в том случае, когда входное напряжение $U_{вх}$ превышает пороговое $U_{пор}$; при этом слабые сигналы цепью АРУ не ослабляются. При идеальной работе цепи АРУ с задержкой для $U_{вх}\geqslant U_{пор}$ напряжение на выходе усилителя постоянно (пунктирная прямая на рис. 8.8). По мере увеличения коэффициента усиления усилителя в цепи АРУ характеристика АРУ реального усилителя все в большей степени приближается к идеальной.

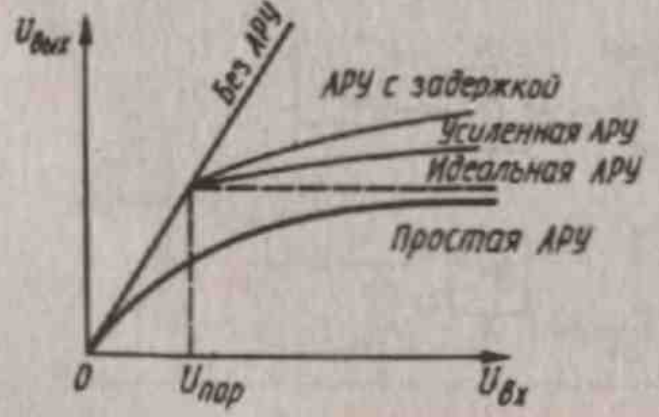


Рис. 8.8

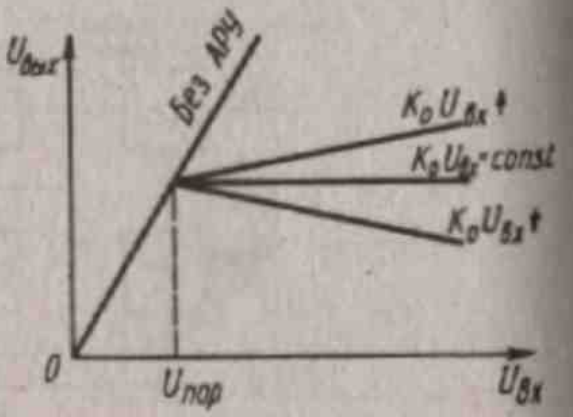


Рис. 8.9

Особенностью обратной АРУ является то, что она не позволяет получить идеальную характеристику АРУ; в этом случае можно лишь приблизиться к ней. Обратная АРУ не может быть идеальной, поскольку для ее работы необходимо приращение выходного напряжения $\Delta U_{вых}$. Если допустить, что АРУ идеальна, то $\Delta U_{вых}=0$, при этом $E_{рег}=\text{const}$, $K_0=\text{const}$, регулировка отсутствует, а следовательно, $U_{вых}$ должно возрастать.

Структурная схема прямой АРУ (см. рис. 8.7, *б*). Цепь АРУ подключена к входу регулируемого усилителя, напряжение регулировки $E_{рег}$ получается в результате детектирования входного напряжения. При увеличении $U_{вх}$ напряжение на выходе детектора АРУ возрастает, при этом увеличивается $E_{рег}$, что вызывает уменьшение K_0. Напряжение $U_{вых}=K_0U_{вх}$. Если $U_{вх}$ увеличивается, то K_0 уменьшается; при этом их произведение может оставаться постоянным. Прямая АРУ позволяет получить идеальную характеристику регулировки (рис. 8.9), но практически добиться этого не удается. Такой АРУ свойствен ряд недостатков, основной из которых состоит в необходимости включать перед детектором в цепи АРУ дополнительный усилитель с большим коэффициентом усиления. Если, например, напряжения $E_{рег}=0{,}1—1$ В, $U_{вх}\approx 10—100$ мкВ, то усилитель в цепи АРУ должен иметь усиление $K_0\approx 10\div 10^5$, практически такое же, как и в основном тракте приемника. Прямая АРУ нестабильна, т. е. подвержена действию различных дестабилизирующих факторов. Если, например, из-за изменения температуры или напряжения источника питания коэффициент усиления K_0 регулируемого усилителя увеличится, то характеристика АРУ из идеальной превращается в характеристику с нарастающим $U_{вых}$ (рис. 8.9).

Структурная схема комбинированной АРУ (см. рис. 8.7, *в*). В этом случае рационально используются преимущества обеих схем АРУ: стабильность обратной АРУ и возможность получения идеальной характеристики в прямой АРУ. Для первого усилителя это обратная, а для второго — прямая АРУ. Основная регулировка происходит в первом усилителе. Он, как правило, содержит несколько регулируемых каскадов. Второй регулируемый усилитель обычно однокаскадный, его основная задача — несколько скомпенсировать возрастающее напряжение на выходе первого усилителя. То, что идеальная регулировка не достигается на практике, не имеет большого значения, так как пределы изменения $U_{вых}$ невелики.

Бесшумная АРУ. Система АРУ обеспечивает в приемнике максимальное усиление тогда, когда принимается слабый сигнал. Это приводит к увеличению уровня шумового напряжения на выходе приемника. Это явление устраняет бесшумная АРУ (см. рис. 8.7, *г*), для реализации которой создается специальная цепь *БШР*, управляемая $E_{рег}$. Если $E_{рег}$ становится ниже определенного уровня, то цепь *БШР* вырабатывает напряжение $E_з$, запирающее *УЗЧ*; при превышении $E_{рег}$ этого порогового значения $E_з$ становится равным

нулю, *УЗЧ* отпирается и работа приемника восстанавливается. Имеется ряд схемных реализаций цепи *БШР*.

Назначение фильтра в цепи АРУ. Амплитуда сигнала в приемнике может изменяться по двум причинам: 1) при использовании амплитудной модуляции для передачи информации в системе связи или радиовещания; 2) из-за замираний, при которых уровень сигнала на входе приемника изменяется по случайному закону в очень широких пределах. Цепь АРУ должна устранять только замирания сигнала, но не должна реагировать на полезные изменения амплитуды АМ-сигнала, что обеспечивается с помощью фильтра АРУ.

Скорость полезных и вредных изменений амплитуды сигнала различна. При АМ амплитуда сигнала подвержена быстрым изменениям, например при телефонной связи и звуковом радиовещании частоты модуляции составляют 50—5000 Гц. Замирания сигнала в основном медленные, обычно частота замираний 0,1—10 Гц. Согласно диаграммам рис. 8.10, напряжение $E_д$ на выходе детектора АРУ содержит полезную (сплошная кривая) и вредную из-за замираний сигнала (пунктирная кривая) составляющие. Напряжение $E_{рег}$ на выходе фильтра АРУ определяется только вредной составляющей напряжения $E_д$.

В качестве фильтра используют обычно простую цепь $R_ф C_ф$. Если АРУ осуществляется одновременно в нескольких регулируемых каскадах усиления, то ставят не один, а несколько фильтров (рис. 8.11). Как правило, выбирают $R_{ф1}C_{ф1} = R_{ф2}C_{ф2} = ... = 0{,}1 R_ф C_ф$. Фильтры $R_{ф1}C_{ф1}$, $R_{ф2}C_{ф2}$... позволяют развязать один регулируемый каскад от другого.

Искажения АМ-сигнала в усилителе с АРУ. В реальных цепях АРУ фильтр не полностью подавляет составляющие частоты модуляции напряжения на выходе детектора АРУ. Это приводит к искажениям сигнала. Для пояснения процесса возникновения искажений положим вначале, что цепь АРУ идеальна, а на входе ре-

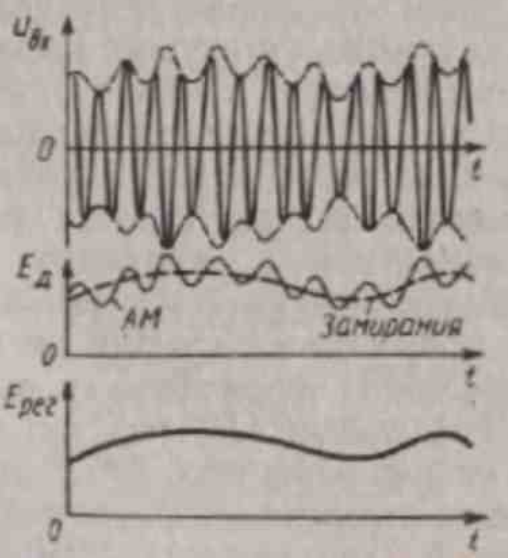


Рис. 8.10

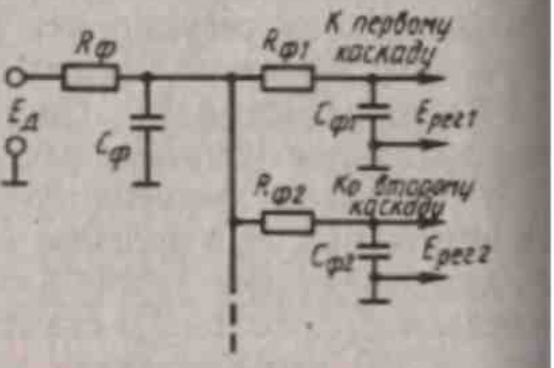


Рис. 8.11

гулируемого усилителя действует АМ-колебание с модуляцией одним тоном частоты F, тогда огибающая этого АМ-колебания $U_{вх} = U_{н}(1+m\cos\Omega t)$, где m — коэффициент модуляции, $\Omega = 2\pi F$ — угловая частота модулирующего колебания, $U_{н}$ — амплитуда несущей. При идеальной АРУ цепь регулировки вырабатывает постоянное напряжение $E_{рег0}$, при котором коэффициент усиления усилителя $K_0 = S_{рег}E_{рег}$, где $S_{рег}$ — крутизна регулировочной характеристики. Тогда при идеальной цепи АРУ огибающая выходного напряжения

$$U_{вых} = K_0 U_{вх} = K_0 U_{н}(1+m\cos\Omega t). \qquad (8.1)$$

В реальной цепи АРУ фильтр не полностью подавляет составляющие частоты модуляции, к тому же вносит определенный фазовый сдвиг φ, с учетом этого напряжение регулировки $E_{рег} = E_{рег0}[1 + m'\cos(\Omega t+\varphi)]$, где $m'E_{рег0}$ — амплитуда составляющей частоты F на выходе фильтра АРУ. Предположим, что зависимость коэффициента усиления усилителя от $E_{рег}$ — линейная с крутизной $S_{рег}$ регулировочной характеристики. При этом коэффициент усиления регулируемого усилителя будет меняться по закону $K = K_0[1 + S_{рег}m'\cos(\Omega t+\varphi)]$, и огибающая напряжения на выходе регулируемого усилителя $U_{вых} = U_{вх}K = U_{н}(1+m\cos\Omega t)\,K_0[1+S_{рег}m'\cos\times(\Omega t+\varphi)]$. Произведя преобразования, получаем

$$U_{вых} = U_{н}K_0(1+m\cos\Omega t) + U_{н}K_0S_{рег}m'[\cos(\Omega t+\varphi) + 0{,}5m\cos\varphi + 0{,}5m\cos(2\Omega t+\varphi)]. \qquad (8.2)$$

Сравнивая (8.1) и (8.2), отмечаем, что напряжение $U_{вых}$ при неидеальном фильтре АРУ отличается от $U_{вых}$ при идеальном, что обуславливает появление искажений сигнала. Эти искажения проявляются в следующем: 1) изменение коэффициента усиления с частотой модуляции приводит к изменению коэффициента модуляции сигнала, при $\varphi = 0$ и $S_{рег}$ отрицательной глубина модуляции сигнала уменьшается; 2) напряжение на выходе усилителя оказывается промодулированным не только тоном с частотой F, но и его второй гармоникой с частотой $2F$, что приводит к нелинейным искажениям закона модуляции. Эти искажения тем больше, чем больше произведение $S_{рег}m'$, при $S_{рег}m' = 0$ искажения отсутствуют.

Автоматическая регулировка усиления приемников импульсных сигналов. Структурная схема АРУ в приемниках импульсных сигналов показана на рис. 8.12. Для АРУ таких при-

Рис. 8.12

емников характерны две особенности: 1) импульсный сигнал детектируется дважды: вначале детектором радиоимпульсов, а затем пиковым детектором. Детекторы необходимы не только для нормальной работы АРУ, но и для детектирования сигнала в самом приемнике. Чтобы не ставить два детектора (в цепь сигнала и в цепь АРУ), часто детектор радиоимпульсов делают общим. Общим может быть и видеоусилитель; 2) в интервалах между полезными импульсами могут возникать различные помехи; при импульсной многоканальной связи между импульсами данного канала действуют импульсы других каналов. В этом случае АРУ реагирует на все импульсы, а не только на те, которые должны быть выделены. Для устранения этого недостатка цепь АРУ открывают только на время действия полезных импульсов, т. е. применяют стробирование. Для этого один из каскадов цепи АРУ (обычно видеоусилитель) делают стробируемым, который открывается стробирующим импульсом *СИ* на время действия полезного импульса.

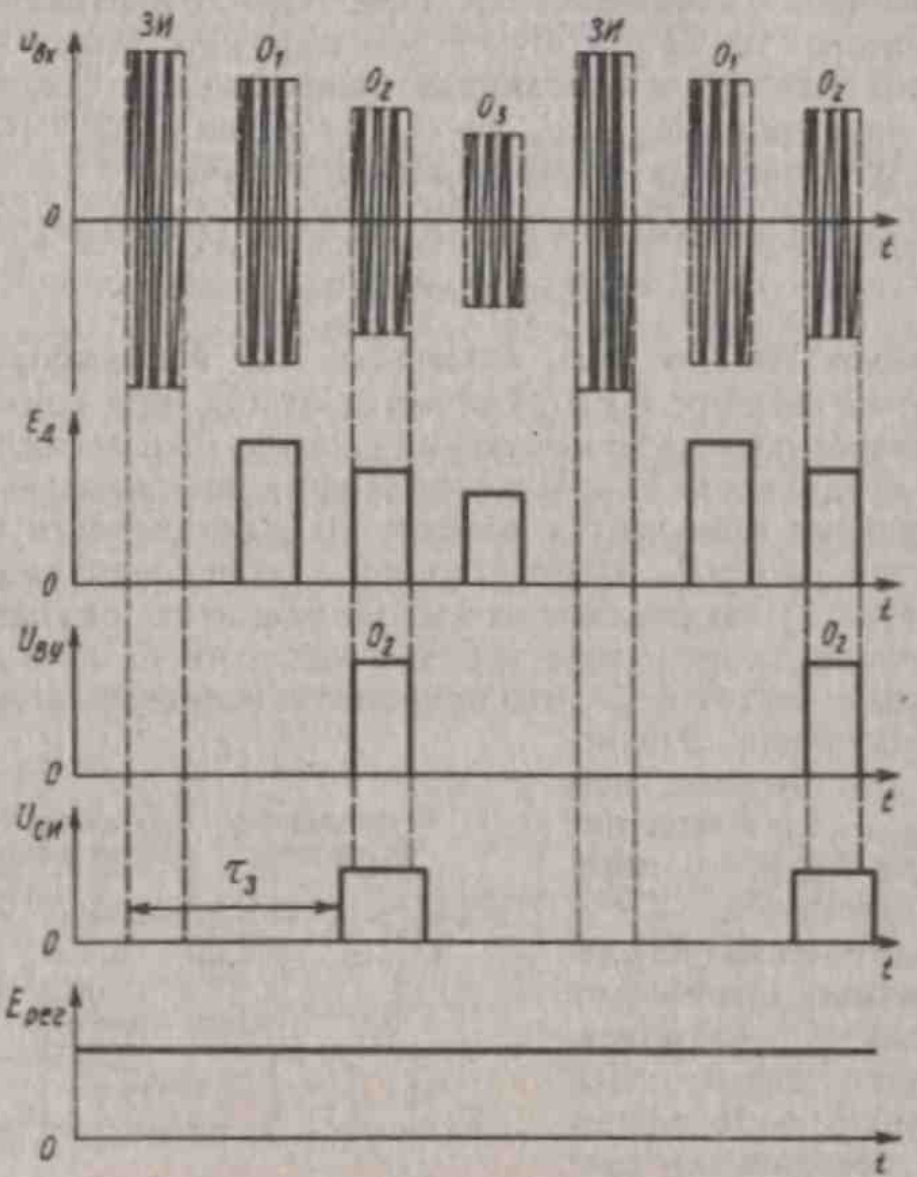


Рис. 8.13

Рассмотрим работу стробирующего каскада на примере радиолокационного приемника. Передатчик радиолокационной станции излучает зондирующие импульсы (ЗИ). Так как антенна у передатчика и приемника радиолокатора общая, то на входе приемника (рис. 8.13) действуют ЗИ и импульсы, отраженные от объектов $O_1 - O_3$, и т. д. Если стробирования не происходит, то на пиковый детектор цепи АРУ поступают все импульсы, кроме ЗИ (напряжение E_2 на рис. 8.13). Часто из всех импульсов полезным является только один, например отраженный от объекта O_2, поэтому необходимо открыть цепь АРУ только на время действия этого импульса (напряжение $U_{ву}$ на рис. 8.13) путем подачи стробирующего импульса на видеоусилитель. Этот импульс формируется из ЗИ с задержкой на время $\tau_з$.

Программная АРУ (ПАРУ). При этом виде АРУ усиление в приемнике меняется во времени по определенному закону. Необходимость в ПАРУ возникает при радиолокационном приеме. Согласно диаграмме напряжения $u_{вх}$ (см. рис. 8.13) на входе радиолокационного приемника (РЛП) импульс O_1 отражен от объекта, расположенного вблизи РЛС, так как он сдвинут во времени относительно ЗИ на наименьшее значение по сравнению с импульсами O_2, O_3... . Импульс O_2 отражен от более далекой цели, поэтому уровень этого импульса меньше импульса O_1. Уровень импульса O_3 меньше импульса O_2 и т. д. В РЛП уровень сигналов, отраженных от объектов, уменьшается с увеличением дальности от объекта в D^4 раз, где D — расстояние до объекта.

Если усиление радиотракта выбрать исходя из обеспечения приема более слабых сигналов, то импульсы от близких объектов вызовут перегрузку каскадов радиотракта; при этом приемник будет закрываться сильным импульсом и на время запирания потеряет способность приема сигналов. Если усиление выбрать по сильному импульсу, то прием слабых импульсов будет затруднен. По этой причине целесообразно изменять во времени коэффициент усиления K_0 радиотракта по определенной программе (рис. 8.14, *а*), при этом $E_{рег}$ — периодически изменяющаяся функция времени, обратная закону изменения K_0. Напряжение $E_{рег}$ вырабатывается цепью регулировки (рис. 8.14, *б*), которая синхронизируется импульсами СИ. Эти же СИ запускают передатчик радиолокационной станции, они действуют в момент излучения *ЗИ*.

Быстродействующая АРУ (БАРУ). Такая АРУ служит для устранения перегрузки усилителя при действии мощной помехи. Для этой цели усилитель выполняется с переменным смещением; при мощной помехе цепь АРУ вырабатывает напряжение $E_{рег}$, смещающее рабочую точку транзистора усилителя влево (отрицательное смещение на УЭ возрастает). При этом усилитель не перегружается и информация об импульсном сигнале не теряется. Отличительная особенность БАРУ — высокая скорость ее срабатывания

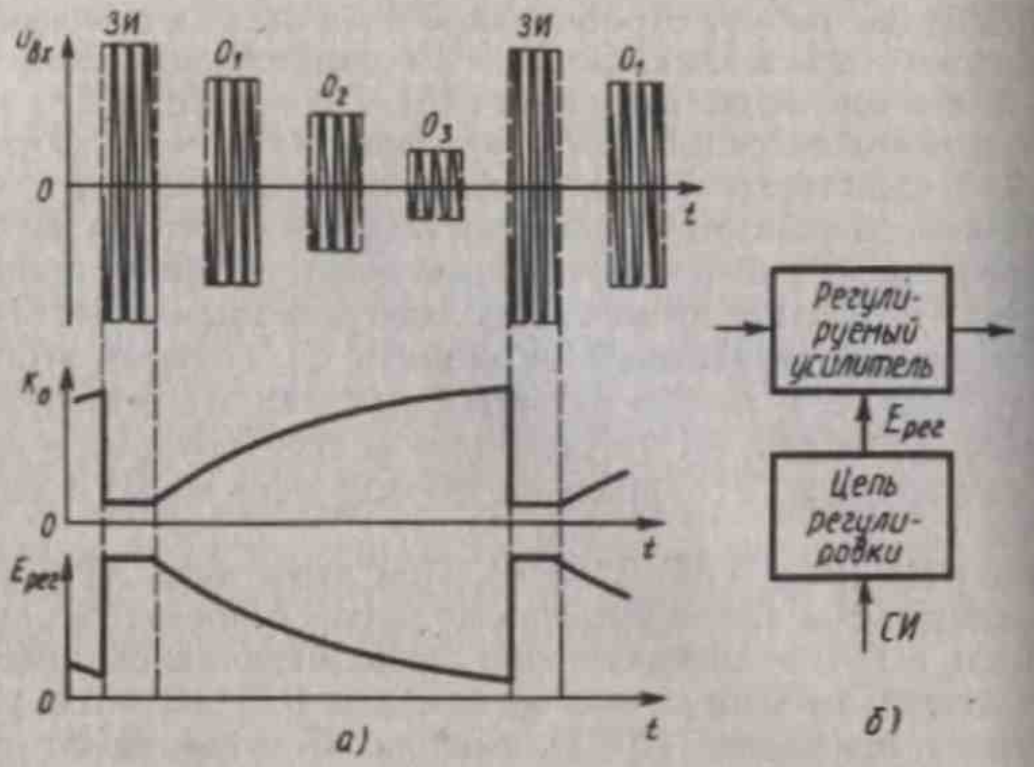


Рис. 8.14

при мощной помехе; цепь БАРУ инерционна для сигнала и срабатывает только от помехи. Постоянная времени фильтра БАРУ во много раз меньше постоянной времени фильтра АРУ.

Переходный процесс в системе обратной АРУ. Проанализируем поведение во времени усилителя с обратной АРУ при изменении за счет замираний амплитуды $U_{вх}$. Предположим, что $U_{вх}$ скачком возросло, при этом в первый момент времени (при предположении безынерционности усилителя) $U_{вых}$ так же скачком возрастет, что приведет к скачкообразному увеличению напряжения на входе цепи АРУ. Из-за наличия в цепи АРУ инерционных элементов — фильтра детектора АРУ (который обычно мало инерционен по сравнению с ФНЧ) и ФНЧ — $E_{рег}$ не изменяется скачком, а начинает постепенно нарастать, что приводит к уменьшению K_0 усилителя. Это в свою очередь вызовет уменьшение $U_{вых}$ и соответственно изменение законов нарастания $E_{рег}$ и уменьшения K_0; как следствие характер уменьшения $U_{вых}$ становится сложным. Все это говорит о том, что в усилителе с АРУ возникает переходный процесс, и прежде чем напряжение $U_{вых}$ на выходе усилителя установится, проходит определенное время. Закон изменения $U_{вых}$ в процессе установления, который может быть апериодическим либо колебательным, зависит от типа ФНЧ в цепи АРУ. Если ФНЧ однозвенный $R_ф C_ф$-фильтр, то $U_{вых}$ будет устанавливаться по экспоненциальному апериодическому закону с $\tau = R_ф C_ф/(1+K_{рег})$, где $K_{рег} = (\Delta K_0/K_0)/(\Delta U_{вх}/U_{вх})$, $\Delta U_{вх}$ и ΔK_0 — приращение входного напряжения и соответственно вызываемое им приращение коэффициента усиления регулируемого усилителя.

В этом случае говорят о системе АРУ первого порядка. Если ФНЧ — двух- или трехзвенный, то его переходный процесс носит колебательный характер, что нарушает нормальный прием сигнала.

Выводы. 1. *Для АРУ создают цепь, состоящую из детектора и фильтра. Детектор обеспечивает напряжение регулировки, пропорциональное амплитуде сигнала в радиотракте; фильтр подавляет составляющие с частотами модуляции и пропускает составляющие, вызываемые замираниями сигнала.*

2. *В обратной АРУ напряжение регулировки получают из напряжения на выходе регулируемого усилителя. Для приближения характеристики АРУ к идеальной в цепь АРУ включают усилительные каскады. Цепь обратной АРУ принципиально не может обеспечить идеальной характеристики.*

3. *В прямой АРУ напряжение в цепь АРУ поступает со входа регулируемого усилителя. При прямой АРУ возможно получение идеальной характеристики, однако при этом в цепи АРУ необходим усилитель с большим коэффициентом усиления. Прямая АРУ отличается сложностью и сильно подвержена действию дестабилизирующих факторов.*

4. *В комбинированной АРУ рационально используются стабильность обратной и возможность получения идеальной характеристики прямой АРУ.*

5. *В приемниках импульсных сигналов детектор радиоимпульсов и пиковый детектор необходимы как для АРУ, так и для обработки сигнала. Детектор радиоимпульсов обычно ставят объединенный. Цепь АРУ в импульсном РПУ открывают только на время действия полезных импульсов. Система ПАРУ обеспечивает изменение во времени усиления приемника так, что оно максимально при приеме слабых и минимально при приеме сильных импульсов.*

6. *Из-за наличия в цепи обратной АРУ инерционных элементов при изменении входного напряжения в системе АРУ возникает апериодический или колебательный переходный процесс, который может нарушить нормальный прием сигнала.*

§ 8.4. НАСТРОЙКА ДИАПАЗОННЫХ РАДИОПРИЕМНИКОВ

Общие положения. Для приема сигнала от требуемой станции необходимо выполнить ряд операций управления: включение аппаратуры, настройку на частоту сигнала, подключение необходимых выходных устройств, коммутацию соответствующих фильтров, переключение антенн и т. д. Среди названных важной операцией является настройка РПУ на требуемую рабочую частоту, включающая в себя установку необходимых частот гетеродинов (в профессиональных РПУ может быть несколько гетеродинов) и настройку резонансных цепей преселектора приемника на частоту сигнала.

Создание *синтезаторов частот* (СЧ) позволяет сравнительно легко автоматизировать в приемнике установку частот гетеродинов с очень малым временем срабатывания. Наибольшие трудности вызывает быстрая автоматическая перестройка преселектора приемника, при которой происходят *включение нужного поддиапазона и перестройка резонансных цепей.*

Настройка резонансных цепей преселектора РПУ. При построении РПУ важную роль играет вид элемента, изменяющего частоту настройки его селективных цепей.

Элементы настройки и коммутации. Возможные элементы настройки частоты селективных цепей РПУ показаны на рис. 8.15. На практике используют также сочетания перестраиваемых элементов.

Коммутирующие элементы. От коммутирующих элементов требуются высокое сопротивление контакта для коммутируемого тока в разомкнутом состоянии и малое сопротивление в замкнутом состоянии, малая проходная емкость между контактами в разомкнутом состоянии на рабочей частоте. Для коммутации в селективных цепях применяются механические либо электронные коммутирующие элементы.

Механические контакты, используемые для коммутации в высокочастотных цепях РПУ, обладают невысокой надежностью из-за их окисления, загрязнения и механического износа; большой паразитной емкостью контактных пар; громоздкостью, а также необходимостью больших усилий при переключении. Устройство управления механическими контактами достаточно сложно, особенно в автоматизированных приемниках. При этом не удается обеспечить малое время настройки. Все это ограничивает использование механических контактов в современных РПУ.

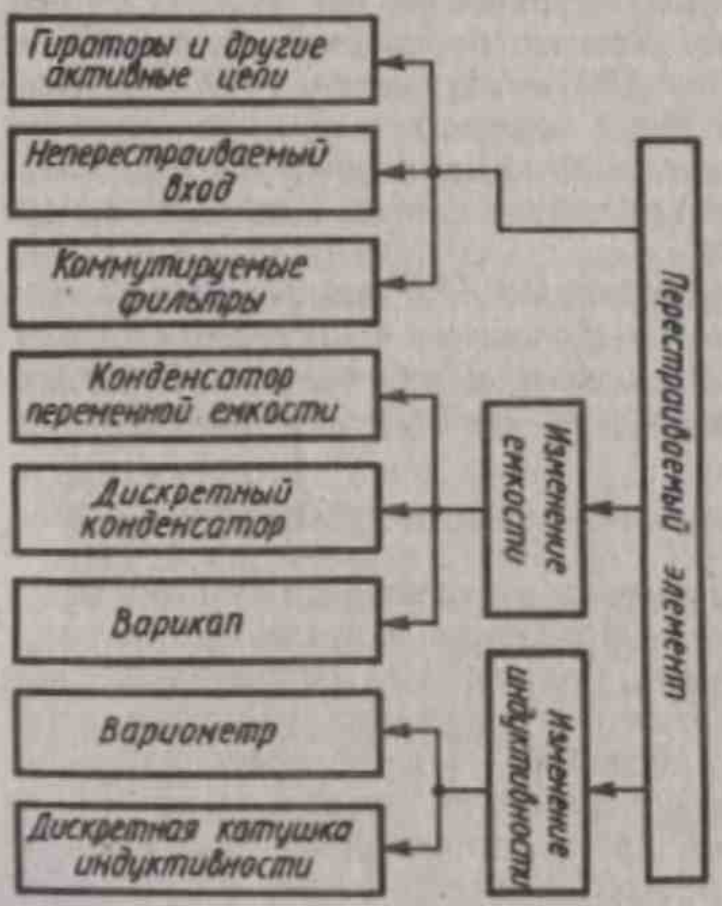


Рис. 8.15

Все большее применение для коммутации в высокочастотных цепях приемников находят герконы и полупроводниковые коммутационные диоды. *Геркон* представляет собой герметизированные магнитоуправляемые контакты — два плоских лепестка из магнитомягкого

сплава, вваренные в противоположные концы стеклянной капсулы. Свободные концы лепестков перекрывают друг друга на расстоянии 0,3—1,1 мм с зазором между ними 30—150 мкм. Контактирующие поверхности лепестков покрыты благородными металлами (золотом, родием). Стеклянная капсула заполнена защитным газом или вакуумирована. Если капсулу ввести в магнитное поле, то лепестки намагничиваются и притягиваются друг к другу, при этом контакт замыкается. При ослаблении магнитного поля ниже определенного уровня лепестки размыкаются под действием силы упругости. Магнитное поле создается от помещенной вокруг капсулы электромагнитной катушки управления. *Полупроводниковые коммутационные диоды* с электронным управлением имеют большое сопротивление и малую емкость при напряжении обратного смещения и малое дифференциальное сопротивление при токе прямого смещения.

Неперестраиваемый вход и коммутируемые фильтры. При неперестраиваемом широкополосном преселекторе антенна, УРЧ и преобразователь частоты приемника согласуются между собой с помощью широкополосных трансформаторов. Настройка приемника обеспечивается установкой частот гетеродина, при этом время настройки минимально.

В профессиональных РПУ декаметрового диапазона широко используется фильтровой способ настройки приемников, при котором весь диапазон перекрывается рядом неперестранваемых фильтров с запасом по взаимному перекрытию. Коммутируются фильтры цепью управления; число фильтров зависит в основном от требований к селективности и ограничивается сложностью цепи управления.

Настройка изменением емкости. При емкостной настройке резонансных цепей применяют конденсатор переменной емкости (КПЕ) с воздушным или пленочным диэлектриком, дискретный конденсатор, варикап. Применение КПЕ обусловливается рядом его достоинств, таких, как большое перекрытие по емкости, высокая добротность и линейность контура с КПЕ. К недостаткам КПЕ можно отнести большие габариты узла настройки и ограниченное из-за сложности конструкции число синхронно перестранваемых по высокой частоте контуров, невысокую надежность и, что существенно, значительное время настройки.

Дискретный конденсатор представляет собой магазин конденсаторов постоянной емкости с последовательно-параллельным включением групп. Использованием дискретных конденсаторов вместо КПЕ можно значительно снизить время настройки, которое определяется в основном временем срабатывания схемы управления и коммутирующих элементов. Применяют также сочетание дискретного конденсатора с дискретной катушкой индуктивности. К недостаткам дискретного конденсатора можно отнести ограниченность числа настроек, а также усложнение коммутирующих цепей. Стремятся применять элементы с малыми активными потерями

и малой проходной емкостью. Обычно переключение отдельных конденсаторов проводится с помощью герконов или коммутационных полупроводниковых диодов, что позволяет использовать для настройки РПУ электронно-счетную технику. К достоинствам электронной варикапной настройки можно отнести малые габариты и массу; практическую безынерционность изменения емкости варикапа, сводящую к минимуму время настройки; малую мощность источника управляющего напряжения, определяющую экономичность такого способа настройки; сравнительно высокую стабильность параметров варикапа при изменении температуры окружающей среды и нечувствительность к вибрациям; большой реализуемый коэффициент перекрытия емкости. При варикапной настройке сравнительно просто осуществляется увеличение числа одновременно перестраиваемых колебательных контуров. Отсутствие механической оси, объединяющей перестраиваемые селективные цепи при механической настройке, позволяет располагать варикапы непосредственно в колебательных контурах, что уменьшает паразитные связи между отдельными каскадами.

Одним из основных недостатков такой настройки является значительная нелинейность варикапа, особенно заметная при сильных сигналах и малых смещениях, что приводит к ухудшению селективности приемника. Уменьшение нелинейных эффектов достигается увеличением минимального смещения на варикапе и включением в емкостную ветвь контура дополнительного линейного конденсатора, что, однако, снижает коэффициент перекрытия диапазона. От этого недостатка свободно встречно-последовательное включение двух варикапов (рис. 8.16). Благодаря взаимной компенсации четных гармоник тока существенно снижаются нелинейные эффекты. При этом требуется строгая идентичность варикапов. При варикапной настройке необходимо обеспечить высокую стабильность источника управляющего напряжения. Известны разработки новых варикапов, выполненных в виде интегрального модуля, содержащего три или более идентичных варикапов с общим катодом и раздельными анодами. Снижение влияния технологического разброса обеспечивают подбором комплектов из нескольких варикапов с малыми разбросами параметров.

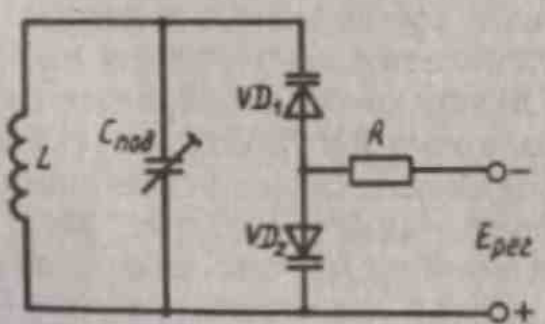


Рис. 8.16

Настройка изменением индуктивности. Такая настройка осуществляется вариометром или дискретной катушкой индуктивности. При использовании вариометра в конструкции предусматривается механическое перемещение сердечника внутри каркаса катушки либо замыкание части витков с помощью токосъемника. Переменная индуктивность обеспечивает достаточно большой

коэффициент перекрытия (до 4—5). Однако при перестройке изменяется добротность катушки, низка температурная стабильность параметров, настроечный механизм конструктивно сложен и имеет большие габариты, ограничено число синхронно перестраиваемых контуров, невысока устойчивость к механическим воздействиям. Использование дискретной катушки индуктивности позволяет применить электронный способ настройки. По свойствам такая настройка аналогична настройке дискретным конденсатором, однако при прочих равных условиях эта система настройки более громоздка.

Переключение фильтров входной цепи и поддиапазонов. В приемниках используются в основном два вида настройки резонансных цепей преселектора: фильтровая и фиксированная (в некоторых РПУ сочетают эти виды настройки). При фильтровой настройке преселектора все сводится к коммутации фильтра, в полосе пропускания которого находится частота принимаемого сигнала. При фиксированной настройке диапазон частот, как правило, разбивается на ряд поддиапазонов и процесс настройки начинается с включения требуемого поддиапазона с последующей настройкой в его пределах селективных цепей преселектора на частоту сигнала. При этом возможна плавная или дискретная перестройка селективных цепей.

Переключение фильтров входной цепи и поддиапазонов в РПУ с автоматической настройкой состоит из двух операций: 1) выработки блоком управления сигнала управления для цепи переключения после набора на передней панели приемника значения требуемой частоты принимаемого сигнала, что осуществляют с помощью клавишного поля (тастатуры) либо с помощью специальных переключателей; 2) коммутация селективных цепей или их реактивных элементов. При ручной настройке требуемый поддиапазон коммутируется нажатием (переключением) соответствующего контакта на передней панели приемника.

Выработка сигнала управления. Для управления автоматическим включением нужного фильтра или поддиапазона с помощью переключателей синтезатора частот РПУ целесообразно выбирать частотные границы так, чтобы любой частоте каждого фильтра или поддиапазона соответствовала своя комбинация положений переключателей синтезатора частот. Сигнал управления может вырабатываться логическим устройством, реализованным с помощью двоичных логических элементов транзисторной логики. При формировании сигналов управления включением каждого фильтра входной цепи или каждого поддиапазона устанавливается определенная комбинация положений переключателей синтезатора частот. При этом вырабатываются специальные выходные команды, поступающие на устройство преобразования в стандартные сигналы управления логическими цепями, которые далее в формирователе сигналов вклю-

чения требуемого фильтра или поддиапазона преобразуются в сигнал управления.

В качестве пульта управления приемником широко применяется тастатура, позволяющая быстро и легко набрать нужную для приема частоту. Для контроля набираемой частоты предусматривается световой индикатор. Набранное на тастатуре число, соответствующее частоте принимаемого сигнала, должно преобразовываться в преобразователе из десятичного в двоичный код и однозначно включать нужный фильтр входной цепи или поддиапазон. Упрощенная структурная схема включения требуемого фильтра ВУ или поддиапазона (рис. 8.17) содержит блок записи частоты принимаемого сигнала, блок коммутации *БК* фильтров преселектора (поддиапазонов) и дисплей *И*. Блок записи частоты включает в себя тастатуру, преобразователь *ПК* десятичной цифры в двоичный код и регистры хранения двоичного кода — регистры памяти *РП*, позволяющие уменьшить время перестройки. Блок коммутации фильтров вырабатывает сигналы управления. Сигналы, поступающие от пульта дистанционного управления *ДУ*, воздействуют на формирователь сигналов управления минуя тастатуру и преобразователь кода *ПК*. Тастатура представляет собой поле клавиш с цифрами от 0 до 9 и двух кнопок «Сброс» и «Пуск». При перестройке РПУ на другую частоту необходимо стереть прежнюю частоту настройки нажатием кнопки «Сброс», набрать значение новой частоты и нажать кнопку «Пуск».

Коммутация селективных цепей при переключении поддиапазонов. Цепь выбора поддиапазона обеспечивает автоматическое срабатывание исполнительного реле нужного поддиапазона. После срабатывания этого реле происходит коммутация элементов селективных цепей РПУ и элементов сопряжения с помощью барабанного переключателя или электронного переключателя с использованием коммутирующих элементов.

Автоматическая настройка РПУ. Для РПУ характерна автоматизация процессов настройки; при этом предусматривается возможность как местного, так и дистанционного управления. Во многих приемниках реализуется программное управление. Цепь автоматической настройки приемника на рабочую частоту должна обеспечить переключение всех необходимых элементов при переходе с одной частоты на другую, а также подстройку этих элементов при воздействии дестабилизирующих факторов для обеспечения требуемой точности. После набора нужного значения частоты на тастатуре подается специальный управляющий сигнал, свидетельствующий о нача-

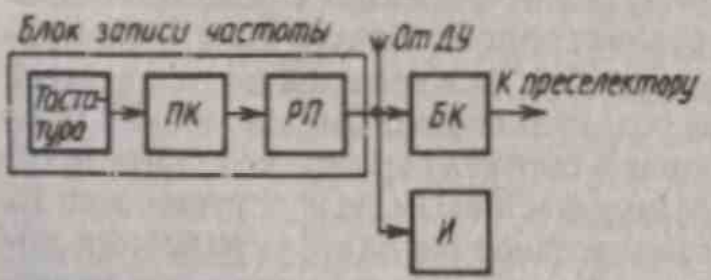


Рис. 8.17

ле настройки. В процессе настройки выбирается нужный поддиапазон, устанавливаются необходимые частоты гетеродинов и осуществляется перестройка резонансных цепей в пределах выбранного поддиапазона. После окончания настройки вырабатывается специальный сигнал, свидетельствующий о готовности РПУ к приему.

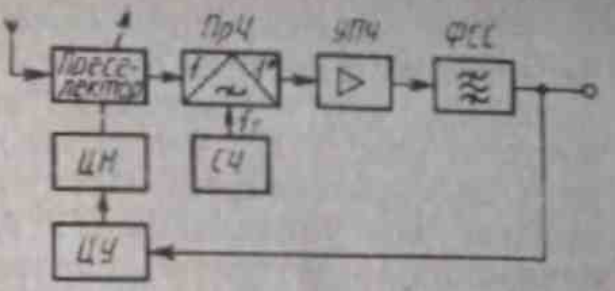


Рис. 8.18

Классификацию систем настройки можно провести, исходя из общих принципов автоматического регулирования, в основе которых лежит использование разности, получающейся при сравнении заданного значения параметра со значением регулируемого параметра, для компенсации отклонения значения регулируемого параметра. Большинство систем автоматической настройки РПУ в зависимости от применяемых способов управления можно разделить на электромеханические, электронные и электронно-электромеханические или комбинированные. В *электромеханических системах* обычно используется двигатель, а настройка осуществляется с помощью КПЕ. В *электронных системах* электромеханические устройства исключены. При этом электронная система настройки может быть реализована на основе аналоговых и цифровых устройств (аналоговая и цифровая электронная настройки). К *комбинированным системам* можно отнести, например, приемники, в которых управляющее напряжение для варикапов снимается с потенциометра, вращаемого мотором.

В одной из возможных систем настройки приемника перестройке подвергаются селективные цепи преселектора (рис. 8.18) до тех пор, пока промежуточная частота на выходе фильтра сосредоточенной селекции *ФСС* не станет равной номинальной. При этом цепью управления *ЦУ* формируется команда, по которой цепь настройки *ЦН* фиксирует требуемые значения настроечных элементов преселектора. Эта система настройки работоспособна только при приеме полезного сигнала. Кроме того, в такой системе в режиме приема отсутствует слежение за сопряжением гетеродина (синтезатора частот *СЧ*) и преселектора, что может привести к изменению основных показателей радиотракта приемника.

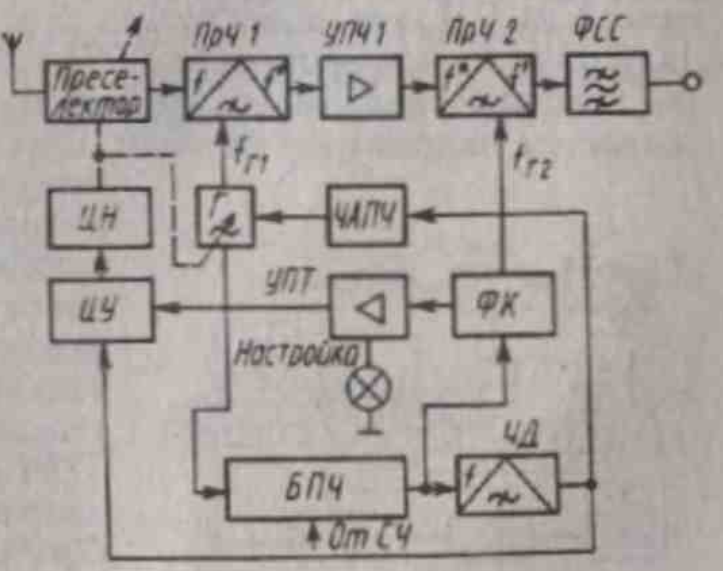


Рис. 8.19

Более широкое применение нашли системы с одновременной перестройкой резонансных цепей преселектора и гетеродина. Предположим, что в приемнике применено двойное преобразование частоты (рис. 8.19), что обусловливает наличие в его радиотракте двух преобразователей частоты *ПрЧ1* и *ПрЧ2*. При смене частоты приема цепь управления *ЦУ* включает цепь настройки *ЦН*, обеспечивающую возвратно-поступательную перестройку резонансных цепей преселектора и первого гетеродина *Г*. Напряжение с частотой $f_{г1}$ поступает на *ПрЧ1* приемника и на блок преобразования частоты *БПЧ* первого гетеродина, на который одновременно поступают частоты от синтезатора частот *СЧ*, изменяющиеся в зависимости от значения частоты сигнала. Перестройка *Г* ведется до тех пор, пока частота напряжения на выходе *БПЧ* не попадет в полосу пропускания фильтра компенсации *ФК*, настроенного на частоту $f_{г2}$ второго гетеродина; при перестройке приемника частота $f_{г2}$ постоянна. Начиная с этого момента происходит переключение РПУ из режима поиска в режим частотной автоподстройки (цепь *ЧАПЧ*), которая заканчивается, как только уровень сигнала управления с выхода дискриминатора *ЧД* станет меньше зоны нечувствительности.

В системе настройки с вспомогательным каналом настройки предусматривается плавно перестраиваемый вспомогательный генератор переменной частоты *ГПЧ*, имитирующий принимаемый сигнал (рис. 8.20). Напряжение с выхода *ГПЧ*, контуры которого сопряжены с резонансными контурами преселектора, подается на преобразователь $ПрЧ_в$ канала настройки. Точная настройка обеспечивается при совпадении частоты напряжения с выхода *ГПЧ* после преобразования в $ПрЧ_в$ с номинальным значением промежуточной частоты (ПЧ). Напряжение ПЧ с выхода *УПЧ* канала настройки подается на цепь переключения *ЦП*, которая переводит приемник из режима поиска в режим подстройки. Напряжение подстройки снимается с выхода частотного детектора *ЧД*, настроенного на ПЧ канала настройки приемника, равную ПЧ радиотракта. При неточной настройке *ГПЧ* на частоту приема и соответственно неточной настройке преселектора приемника на выходе *ЧД* создается напряжение ошибки, обусловливающее дальнейшую работу цепи до точной настройки, при которой ошибка устраняется. При точной настройке снимается питание с *ГПЧ* и включается основной канал приема. Наличие вспомогательного канала настройки не обязательно, поскольку напряжение от *ГПЧ* может вводиться совместно с напряжением первого гетеродина в *ПрЧ* радиотракта приемника, а в качестве канала настройки может использоваться радиотракт. Недостат-

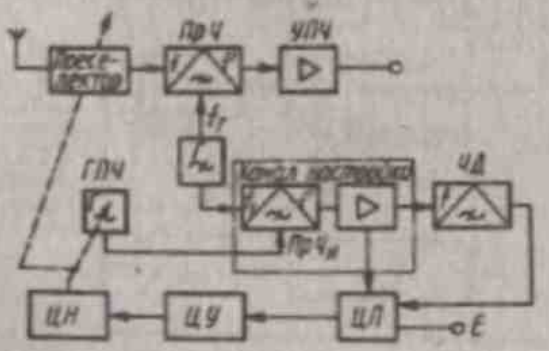


Рис. 8.20

ками такого метода настройки являются сопровождающий настройку сдвиг резонанса из-за погрешности сопряжения между резонансными контурами преселектора и регулируемого генератора, а также ограничения, накладываемые на скорость перестройки контуров генератора и преселектора реакцией фильтра ПЧ. Устройство с вспомогательным каналом настройки можно реализовать электронным способом.

Некоторые недостатки устройства с вспомогательным каналом устраняются при введении в усилительный тракт пилот-сигнала. Однако это может привести к появлению дополнительных помех в настраиваемом приемнике. Устранить этот недостаток можно, использовав кратковременное периодическое включение пилот-сигнала или снизив его энергию ниже уровня собственных шумов усилительного тракта, выделяя сигнал на выходе статистическими методами. При методе настройки с использованием пилот-сигнала на вход приемника подается напряжение с частотой принимаемого сигнала, получаемое преобразованием частоты первого гетеродина. Резонансные контуры преселектора перестраиваются до тех пор, пока напряжение на выходе тракта ПЧ радиотракта РПУ не станет максимальным.

Возможная структурная схема настройки с использованием пилот-сигнала показана на рис. 8.21. Колебания гетеродина с частотой $f_г$ преобразуются в преобразователе канала настройки *ПрЧ*$_н$ в пилот-сигнал с частотой принимаемого сигнала. Команда на перестройку подается на цепь переключения *ЦП*, которая обеспечивает подачу пилот-сигнала на вход приемника и включение цепи настройки *ЦН*, перестраивающей резонансные цепи преселектора. При точной настройке преселектора на принимаемую частоту на выходе тракта *ПЧ* появляется сигнал, который через *ЦП* выключает *ЦН*. Одновременно с входа приемника снимается пилот-сигнал; цепи автоматической настройки блокируются до поступления новой команды на перестройку. Цепь *ЦН* обеспечивает перестройку преселектора в сторону повышения частоты, что предотвращает его настройку на зеркальную частоту. Однако в таком устройстве отсутствует непрерывное слежение за точностью настройки.

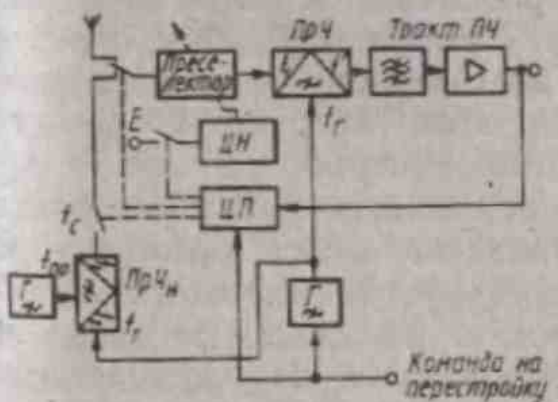


Рис. 8.21

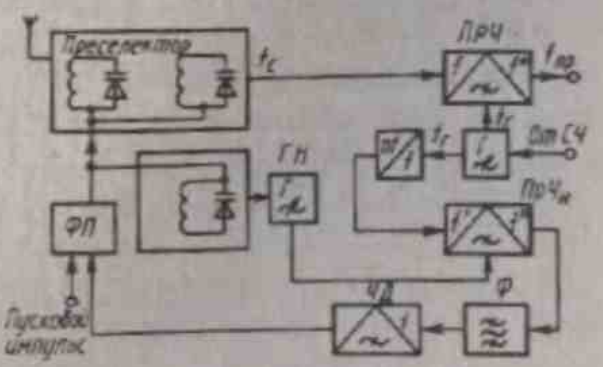


Рис. 8.22

В устройстве настройки с регулированием по модели одновременно перестраивается преселектор приемника и его упрощенная модель, на которую подается пилот-сигнал. В качестве такой модели можно использовать резонансный контур, аналогичный контурам преселектора и сопряженный с ними. На рис. 8.22 показана схема настройки с пилот-сигналом в цепи модели. Настройка контуров преселектора и контура модели выполняется с помощью идентичных варикапов. Контур модели определяет частоту генератора настройки *ГН*; по частоте *ГН* можно судить о настройке контура модели. При этом отпадает необходимость в формировании специального пилот-сигнала. Процесс настройки начинается с подачи на функциональный преобразователь *ФП* пускового импульса, возникающего при установке декадных переключателей *СЧ* в требуемые положения. Пусковой импульс запускает *ФП*, в результате чего на его выходе появляется меняющееся во времени напряжение. Это напряжение используется как смещение для варикапов *ГН* и контуров преселектора. Колебание от *ГН*, частота которого меняется во времени, подается на преобразователь канала настройки $ПрЧ_н$. Как только промежуточная частота на выходе смесителя попадает в полосу пропускания фильтра *Ф*, настроенного на номинальную *ПЧ*, *ЧД* вырабатывает импульс, воздействующий на *ФП*. При этом уровень напряжения регулировки на выходе *ФП* фиксируется, процесс настройки заканчивается. Для предотвращения проникновения пилот-сигнала в радиотракт приемника его частота может быть выбрана равной nf_c, где f_c — частота настройки преселектора. В этом случае фильтр *Ф* должен быть настроен на частоту $nf_{пр}$, а частота первого гетеродина при подаче на $ПрЧ_н$ должна быть умножена в умножителе частоты в *n* раз. Элементы устройства настройки по рис. 8.22 реализуют электронное управление.

В приемниках все большее применение находит цифровая электронная настройка (рис. 8.23). После набора на тастатуре требуемого значения принимаемой частоты на выходе блока записи (см. рис. 8.17) появляется определенная комбинация логических нулей и единиц, по которой блок выработки управляющего напряжения *БУС* вырабатывает сигнал управления для резонансных цепей преселектора. При фильтровой настройке под действием этого сигнала коммутируется требуемый фильтр входного устройства; при плавной или дискретной перестройке резонансных цепей преселектора коммутируется требуемый поддиапазон и подается необходимое напряжение на перестраиваемые элементы. При варикапной на-

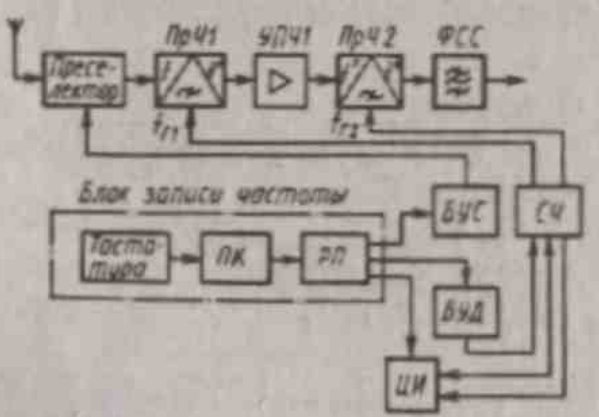


Рис. 8.23

стройке *БУС* вырабатывает напряжение, обеспечивающее требуемые емкости варикапов; при настройке с помощью магазина дискретных конденсаторов *БУС* вырабатывает сигнал управления для нужной коммутации конденсаторов. Блок управления *БУД* вырабатывает по комбинации логических нулей и единиц на выходе блока записи частоты сигнал управления, который устанавливает нужный коэффициент деления делителя в цепях ФАПЧ синтезатора частот *СЧ*. При этом на выходе синтезатора устанавливаются напряжения гетеродинов с требуемыми частотами. Частота высвечивается на цифровом индикаторе *ЦИ*. В отличие от аналоговых цифровые индикаторы частоты обладают высокими точностью и быстродействием измерения частоты; результаты измерения частоты в *ЦИ* представляются в форме, удобной для дальнейшей ее обработки. Функции, выполняемые *ЦИ* в РПУ, могут быть различными. В простейшем варианте *ЦИ* по коду, снимаемому, например, с выхода блока записи частоты (рис. 8.23), фиксирует набранную на тастатуре частоту. В ряде РПУ *ЦИ* не только измеряет текущее значение частоты, но и сравнивает его с требуемым значением, записанным в его память, определяет разность этих частот и вырабатывает число, пропорциональное этой разнице, которое после преобразования в ЦАП может использоваться для коррекции частоты внутреннего генератора приемника.

Синтезаторы частот. Из-за нестабильности частоты настройки приходится расширять полосу пропускания приемника, что вызывает резкое ухудшение его селективности. Изменение частоты настройки приемника приводит к искажению сигнала, что влияет на помехоустойчивость приема. Одной из причин нестабильности частоты настройки в приемнике, достаточно легко устранимой, является изменение во времени параметров электрических цепей вследствие изменения внешних условий, старения, механических сотрясений и вибраций и т. д. Главной причиной частотной нестабильности РПУ до настоящего времени остаются случайные изменения частот гетеродинов (особенно частоты первого гетеродина), ведущие к изменениям промежуточных частот. Помимо стабильности гетеродины РПУ должны обеспечить малое время перестройки с одной частоты на другую.

Использование в гетеродинах диапазонных стабилизированных *LC*-генераторов не позволяет реализовать стабильность лучше 10^{-4}. В высококачественных приемниках высокостабильные гетеродины выполняются на основе генераторов с кварцевой стабилизацией. Созданные на современных усилительных полупроводниковых приборах с термостатированием и на основе высокочастотных кварцевых пластин такие опорные генераторы (ОГ) позволяют реализовать стабильность $10^{-8}-10^{-9}$. Отметим, что такие ОГ совместно с устройством термостатирования, генерирующие колебание одной частоты, представляют собой достаточно сложные и дорогие устройства. Поэтому нецелесообразно для приема сигнала каждой

станции применять отдельный кварцевый генератор, так как это удорожит приемник и сделает его громоздким.

Наибольшее применение в приемниках для стабилизации частот нашли устройства, включающие в себя высокостабильный ОГ, генератор гармоник частоты ОГ (ГГ) и цепи синтеза выходных частот (синтезатор С). Применение синтезатора частот наряду с повышением стабильности частоты и сокращением времени настройки позволило автоматизировать настройку, осуществлять ее по заданной программе при местном и дистанционном управлении, повысить надежность приемников.

Сетка выходных частот в синтезаторе частот может быть получена методами прямого и косвенного синтеза. Метод прямого синтеза состоит в том, что любая требуемая частота гетеродина формируется из частоты одного высокостабильного ОГ путем ее простых преобразований — умножения, деления, сложения и вычитания. При этом синтезатор может состоять из устройств одного типа, например сумматоров, или комбинации устройств. Стабильность частот колебаний на выходе определяется стабильностью эталонной частоты ОГ. Как правило, фильтрация колебания на выходе подобных синтезаторов обеспечивается без применения ФАПЧ. При использовании методов косвенного синтеза сетка выходных частот получается суммированием, умножением или делением гармоник частоты ОГ с применением вспомогательного генератора. Характерным для этого метода является наличие петли ФАПЧ, что обеспечивает высокую спектральную чистоту выходного напряжения. Синтезаторы частот, построенные на основе методов прямого или косвенного синтеза, могут быть реализованы полностью на аналоговых элементах либо на основе цифровой элементной базы.

Выводы. 1. *Настройка приемника на частоту сигнала включает в себя установку необходимых частот гетеродинов и настройку резонансных цепей преселектора на частоту сигнала.*

2. *Для коммутации радиочастотных цепей служат герконы и полупроводниковые коммутационные диоды.*

3. *В качестве элементов настройки используются варикапы, дискретные конденсаторы, КПЕ, дискретные катушки индуктивности и вариометры.*

4. *Переключение фильтров входной цепи и поддиапазонов в приемниках с автоматической настройкой состоит из выработки сигнала управления для цепи переключения и коммутации селективных цепей или их реактивных элементов. Сигнал управления вырабатывается после набора на тастатуре значения требуемой частоты сигнала либо после соответствующей установки переключателей синтезатора частот.*

5. *Цепь или устройство автоматической настройки приемника обеспечивает переключение и регулировку всех необходи-*

мых элементов приемника при переходе с одной частоты на другую по заданной команде и их подстройку для обеспечения требуемой точности настройки при воздействии дестабилизирующих факторов.

6. *В качестве гетеродинов широко используются синтезаторы частот, в которых требуемая частота гетеродина получается из частоты одного высокостабильного генератора методами прямого или косвенного синтеза.*

§ 8.5. АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

Принцип действия и виды систем АПЧ. Автоматическая подстройка частоты (АПЧ) должна обеспечить требуемую точность настройки приемника при воздействии дестабилизирующих факторов. Случайные изменения частоты $f_г$ гетеродина (см. § 8.4) приводят к изменениям промежуточной частоты $f_{пр}=f_г-f_с$. Поэтому задача АПЧ сводится к подстройке частоты гетеродина для точного соответствия частоты $f_{пр}$ частоте, на которую настроен тракт ПЧ, т. е. $f_{пр}=f_{пр0}$.

Для АПЧ вводится специальная *цепь АПЧ* (рис. 8.24), состоящая из измерительного элемента *ИЭ*, фильтра и регулятора частоты *РЧ*. *Измерительный элемент* вырабатывает напряжение регулировки $E'_{рег}$. В зависимости от вида *ИЭ* различают *частотные* (ЧАПЧ) и *фазовые* (ФАПЧ) системы АПЧ. В системах ЧАПЧ измерительный элемент оценивает отклонение частоты напряжения на входе цепи АПЧ от эталонного значения; в качестве *ИЭ* используется частотный детектор. В системах ФАПЧ измерительный элемент — это фазовый детектор, оценивающий отклонение фазы напряжения на входе *цепи АПЧ* от фазы эталонного (опорного) напряжения. *Фильтр в цепи АПЧ* по аналогии с фильтром АРУ не пропускает быстрых (полезных) изменений $E'_{рег}$, а пропускает лишь медленные изменения $E'_{рег}$, связанные с уходом частоты гетеродина. *Регулятор (управитель) частоты* обеспечивает подстройку частоты гетеродина.

В зависимости от точки, к которой в цепях приемника подключена *цепь АПЧ*, различают два вида устройств АПЧ. *Устройство АПЧ, поддерживающее постоянной* $f_{пр}$, дано на рис. 8.25. Поскольку $f_{пр}=f_г-f_с$, т. е. ПЧ равна разности частот гетеродина и сигнала, такие устройства АПЧ называют *разностными*. В этом устройстве *цепь АПЧ* подключается к выходу *УПЧ* приемника (рис. 8.25). При появлении отклонения ПЧ от номинального значения $f_{пр0}$ вырабатывается напряжение $E_{рег}$, которое подстраивает частоту гетеродина. Устройство разностной АПЧ работоспособно только при наличии на входе

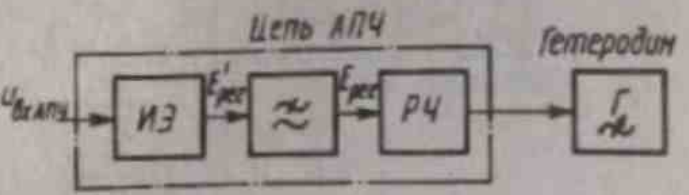


Рис. 8.24

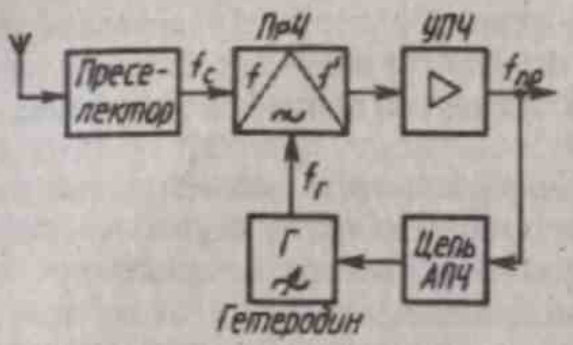


Рис. 8.25

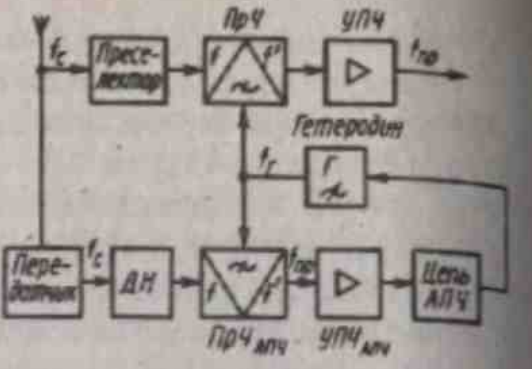


Рис. 8.26

приемника сигнала. В этом случае АПЧ обеспечивает подстройку приемника как при изменении частоты гетеродина $f_г$, так и при изменении частоты сигнала $f_с$ в передатчике. *Двухканальные системы разностной частоты* (рис. 8.26) применимы при расположении передатчика рядом с приемником, что характерно, например, для радиолокационных станций. Для подстройки создается второй канал; поскольку от передатчика поступает сильный сигнал, его необходимо ослабить делителем напряжения *ДН*. На выходе преобразователя частоты $ПрЧ_{АПЧ}$ второго канала образуется напряженне с частотой $f_{пр}$, которое после усиления в $УПЧ_{АПЧ}$ поступает в *цепь АПЧ*. Устройство (см. рис. 8.26) работоспособно при отсутствии сигнала на входе приемника. *Структурные схемы АПЧ, поддерживающие постоянной частоту* $f_г$, показаны на рис. 8.27, *а, б*. Такие устройства АПЧ работоспособны при отсутствии сигнала, однако они не устраняют изменений $f_{пр}$ из-за изменений частоты сигнала.

Цепь частотной АПЧ (рис. 8.27, *а*) включает в себя частотный детектор, фильтр и регулятор частоты. Фазовая АПЧ (рис. 8.27, *б*) позволяет сравнить фазы колебаний гетеродина и опорного генератора *ОГ*. В качестве измерительного элемента в ФАПЧ используют фазовый детектор *ФД*. Напряжение $E_{рег}$ в ФАПЧ зависит от сдвига фаз между колебаниями подстраиваемого и опорного генераторов. По сравнению с ЧАПЧ фазовая АПЧ более чувствительна, так как реагирует даже на самые малые расхождения частот.

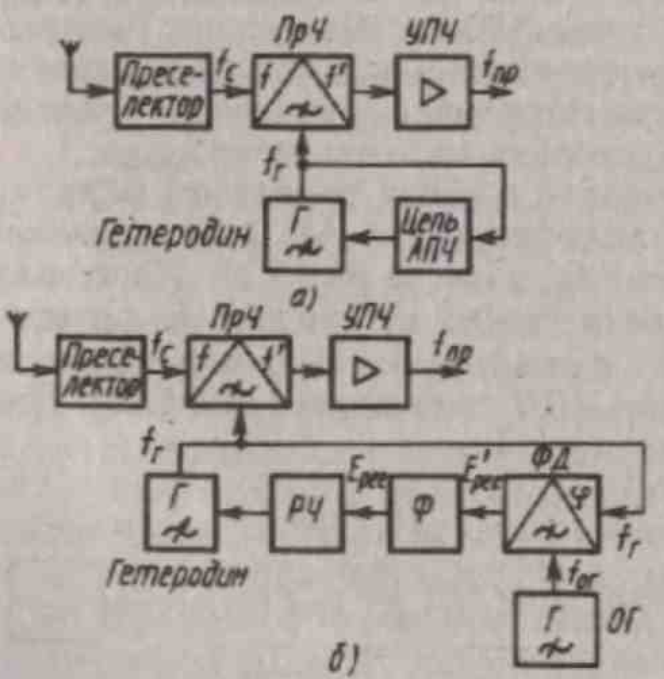


Рис. 8.27

В зависимости от вида регулятора частоты различают электронные и электромеханические системы АПЧ. В *элект-*

ронных системах АПЧ в качестве регулятора частоты используется варикап, в *электромеханических* — КПЕ. Наибольшее распространение на практике нашли электронная частотная и фазовая АПЧ.

В приемниках с цифровой АПЧ напряжение гетеродина подается на цифровой счетчик, преобразующий его частоту в частоту принимаемого сигнала, фиксируя ее цифровым индикатором с требуемой точностью индикации. Счетчик запоминает установленную на индикаторе частоту. При соответствующей команде с пульта управления в сумматоре складывается (вычитается при преобразовании вверх) код частоты гетеродина с кодом промежуточной частоты. В результате получается код частоты настройки. В устройстве сравнения кодов от сумматора и счетчика вырабатывается сигнал ошибки, знак которого определяет подстройку частоты гетеродина.

Электронная ЧАПЧ приемников непрерывных сигналов. В ЧАПЧ в качестве измерительного элемента (рис. 8.28) используется частотный детектор *ЧД*, эталонной является частота f_0 нулевой точки характеристики детектирования $E'_{рег}=F(f_{пр})$ *ЧД*. Высокие требования к стабильности нулевой точки выполнить просто, поскольку *ЧД* работает на низкой частоте и абсолютная нестабильность частоты f_0, как правило, невелика. В качестве регулятора частоты *РЧ* применяется варикап.

Предположим, что из-за действия дестабилизирующих факторов частота гетеродина $f_г$ изменилась на $\Delta f_{нач}$ (рассмотрение при изменении частоты сигнала на $\Delta f_с$ аналогично). После срабатывания системы ЧАПЧ происходит подстройка гетеродина, в результате чего его расстройка уменьшается на $\Delta f_{под}$. В установившемся режиме $\Delta f_{ост}=\Delta f_{нач}-\Delta f_{под}$, где $\Delta f_{ост}$ — остаточная расстройка частоты гетеродина после установления процессов в системе ЧАПЧ. Расстройка $\Delta f_{ост}$ на выходе *УПЧ* вызывает появление напряжения $E'_{рег}$ на вы-

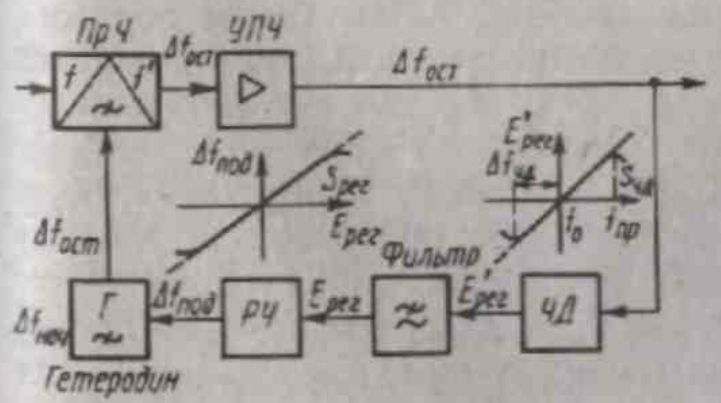


Рис. 8.28

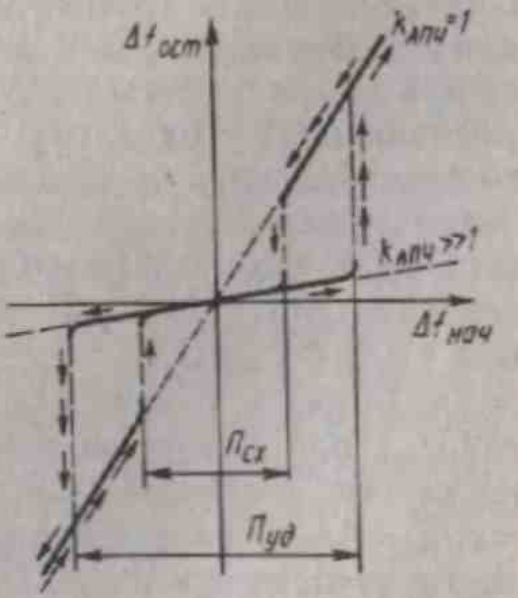


Рис. 8.29

ходе ЧД. Если характеристика детектирования ЧД линейна и имеет крутизну $S_{ЧД}$ (см. рис. 8.28), то $E'_{рег}=S_{ЧД}\Delta f_{ост}$. После фильтра с коэффициентом передачи по постоянному току $K_ф$ напряжение $E_{рег}=K_ф E'_{рег}=K_ф S_{ЧД}\Delta f_{ост}$. Напряжение $E_{рег}$ производит подстройку частоты гетеродина. Если считать характеристику РЧ линейной с крутизной $S_{рег}$, то $\Delta f_{вод}=S_{рег}E_{рег}=S_{рег}S_{ЧД}K_ф\Delta f_{ост}$. Учитывая, что $\Delta f_{ост}=\Delta f_{нач}-\Delta f_{вод}$, получаем $\Delta f_{ост}=\Delta f_{нач}-S_{рег}S_{ЧД}K_ф\Delta f_{ост}$ или

$$\Delta f_{ост}=\frac{\Delta f_{нач}}{1+S_{ЧД}S_{рег}K_ф}. \qquad (8.3)$$

Согласно (8.3), цепь АПЧ уменьшает $\Delta f_{нач}$ в $k_{АПЧ}$ раз, где $k_{АПЧ}=(\Delta f_{нач})/(\Delta f_{ост})=1+S_{ЧД}S_{рег}K_ф$ — *коэффициент подстройки*. В реальных цепях ЧАПЧ $k_{АПЧ}\approx 20—50$. Построим зависимость $\Delta f_{ост}=F(\Delta f_{нач})$ (рис. 8.29), воспользовавшись для этого формулой (8.3). Если АПЧ отсутствует, то $k_{АПЧ}=1$ и $\Delta f_{ост}=\Delta f_{нач}$; если АПЧ работает, то $k_{АПЧ}\gg 1$ и угол наклона прямой $\Delta f_{ост}=F(\Delta f_{нач})$ уменьшается. Если учесть реальные характеристики ЧД и РЧ, то зависимости $\Delta f_{ост}=F(\Delta f_{нач})$ существенно меняются.

Рассмотрим физику процесса подстройки приемника. Будем считать, что с изменением частоты $f_г$ процесс успевает установиться. Если при работающей АПЧ частота $f_г$ отклоняется от номинального значения, то $\Delta f_{нач}$ и соответственно $\Delta f_{ост}$ увеличиваются по прямой рис. 8.29 при $k_{АПЧ}\gg 1$. С ростом $\Delta f_{ост}=|f_{пр}-f_0|$ напряжение $E'_{рег}$ увеличивается. Однако при превышении $\Delta f_{ост}$ значения $\Delta f_{ЧД}$ (характеристика $E'_{рег}=F(f_{пр})$ на рис. 8.28) напряжение $E'_{рег}$ начинает уменьшаться более резко — процесс увеличения $\Delta f_{ост}$ стремительно нарастает, что приводит к срыву АПЧ и соответственно к переходу с прямой при $k_{АПЧ}\gg 1$ на прямую при $k_{АПЧ}=1$. До срыва АПЧ $\Delta f_{ост}<\Delta f_{ЧД}$, после срыва АПЧ $\Delta f_{ост}=\Delta f_{нач}\gg\Delta f_{ЧД}$. Предположим, что при неработающей АПЧ частота гетеродина $f_г$ начинает уменьшаться при $k_{АПЧ}=1$; при этом $\Delta f_{нач}=\Delta f_{ост}$. С уменьшением $f_г$, $\Delta f_{нач}$ и $\Delta f_{ост}$ уменьшаются; когда $\Delta f_{ост}$ станет меньше $\Delta f_{ЧД}$, напряжение $E_{рег}$ начинает следить за знаком изменения частоты $f_г$, что приводит к лавинообразному восстановлению работы АПЧ. Таким образом, цепь АПЧ работает, если отклонение частоты $\Delta f_{ост}$ не превышает значения $\Delta f_{ЧД}$. Для работающей АПЧ это условие выполняется при $\Delta f_{ост}=\Delta f_{нач}/k_{АПЧ}$, и срыв происходит при $\Delta f_{ост}=\Delta f_{ЧД}=\Delta f_{нач}/k_{АПЧ}$, т. е. при $\Delta f_{нач}=\Delta f_{ЧД}k_{АПЧ}$. Полосу пропускания $П_{уд}=2\Delta f_{нач}$, при выходе за которую АПЧ перестает работать, называют *полосой удержания*. Система АПЧ начинает работать при $\Delta f_{нач}=\Delta f_{ост}=\Delta f_{ЧД}$. Полосу пропускания $П_{сх}=2\Delta f_{нач}$, при которой происходит восстановление АПЧ, называют *полосой схватывания*. Для цепи АПЧ выполняется условие $П_{уд}\gg П_{сх}$. Кривые зависимостей рис.

8.29 при срыве и восстановлении АПЧ не соответствуют действительному ходу процесса, поскольку он неустойчив.

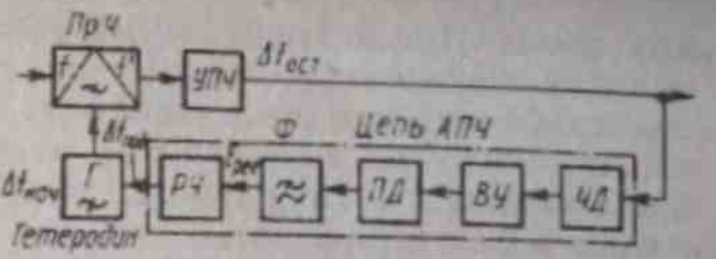


Рис. 8.30

Электронная ЧАПЧ приемников импульсных сигналов. В инерционных цепях АПЧ приемников импульсных сигналов постоянная времени выбирается много больше периода повторения импульсов. Цепь *АПЧ* рассматриваемой системы (рис. 8.30) состоит из *ЧД*, усилителя видеоимпульсов *ВУ*, пикового детектора *ПД*, фильтра *Ф* и регулятора частоты *РЧ*. Согласно (8.3), $\Delta f_{ост} = \Delta f_{нач}/(1 + S_{чд} S_{рег} K_{ву} K_{пд} K_{ф})$, где $K_{ву}$, $K_{пд}$ — коэффициенты передачи видеоусилителя и пикового детектора. В быстродействующих цепях импульсной АПЧ подстройка производится в пределах действия одного импульса.

Выводы. 1. *Задача АПЧ — обеспечить подстройку частоты гетеродина, для АПЧ вводится специальная цепь АПЧ, состоящая из детектора, фильтра и регулятора частоты.*

2. *Широко используется электронная частотная АПЧ разностной частоты, обеспечивающая подстройку частоты гетеродина для точного соответствия $f_{пр}$ частоте $f_{пр0}$, на которую настроен тракт ПЧ.*

3. *Для электронной частотной АПЧ $\Delta f_{ост}$ не равна нулю, так как цепь ЧАПЧ, представляя собой частный случай цепи с ОС, не может полностью устранить расстройку гетеродина. Так как $\Delta f_{ост} \equiv \Delta f_{нач}$, то для уменьшения $\Delta f_{ост}$ необходимо делать гетеродин более стабильным.*

4. *Для уменьшения $\Delta f_{ост}$ в частотной АПЧ увеличивают $S_{рег}$, $S_{чд}$ и $K_{ф}$; при необходимости в цепь АПЧ включают УПТ.*

5. *В цепях электронной частотной АПЧ приемников импульсных сигналов цепь АПЧ помимо ЧД, фильтра и регулятора частоты включает в себя видеоусилитель и пиковый детектор.*

§ 8.6. РЕГУЛИРОВКА ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ

В радиовещательных приемниках регулировка полосы пропускания осуществляется в последетекторной части (в приемниках звукового радиовещания, главным образом для изменения тембра звучания), в профессиональной радиоприемной аппаратуре — в тракте промежуточной частоты и в ряде случаев — в последетекторной части. Регулировка выполняется как плавно, так и дискретно.

Регулировка полосы в тракте промежуточной частоты РПУ. Основное назначение данного вида регулировки — ослабление силь-

ных помех. Простейший способ регулировки полосы состоит в изменении эквивалентного затухания контура резонансного УПЧ путем подключения к нему резистора с регулируемым сопротивлением, что изменяет коэффициент усиления резонансного усилителя. Как показано в § 3.8, расширение АЧХ с увеличением связи между контурами можно использовать для регулировки полосы пропускания фильтра (см. рис. 3.29). Изменять связь между контурами можно как механическим, так и электронным способами. Регулировка может выполняться также изменением взаимной расстройки резонансных каскадов многокаскадного усилителя (см. § 3.6). Наиболее часто применяется дискретная регулировка полосы пропускания УПЧ с помощью фильтров (кварцевых, пьезокерамических, монолитных и др.), включаемых в зависимости от вида принимаемого сигнала и имеющих различные полосы пропускания и средние частоты настроек (см. § 12.2).

Можно использовать фильтр с переменной полосой пропускания (рис. 8.31). Сигнал с частотой 465 кГц и максимальной шириной спектра ± 6 кГц сначала преобразуется в сигнал со спектром частот от 52 до 64 кГц. Нагрузкой первого преобразователя *ПрЧ1* является ФНЧ, АЧХ которого имеет крутой спад на частоте 64 кГц. Этот спад определяет один из краев результирующей АЧХ всего фильтра. Затем сигнал со спектром частот от 52 до 64 кГц вновь преобразуется на частоту 465 кГц в *ПрЧ2* и поступает далее на преобразователь частоты *ПрЧ3*. Частота колебания, подаваемого от генератора *Г1* на *ПрЧ1* и *ПрЧ2*, находится в диапазоне 401—407 кГц. При этом сигнал преобразуется в диапазон частот 52—64 кГц, но из-за того, что частота гетеродина *Г2* отличается от частоты гетеродина *Г1* при первых двух преобразованиях, осуществляется инверсия спектра. Нагрузкой преобразователя *ПрЧ3* служит ФНЧ с частотой среза 64 кГц. Этот фильтр подавляет составляющие спектра сигнала, находившиеся после преобразования у частоты 52 кГц. Спад АЧХ второго ФНЧ формирует второй край результирующей АЧХ фильтра. Далее спектр сигнала вновь перено-

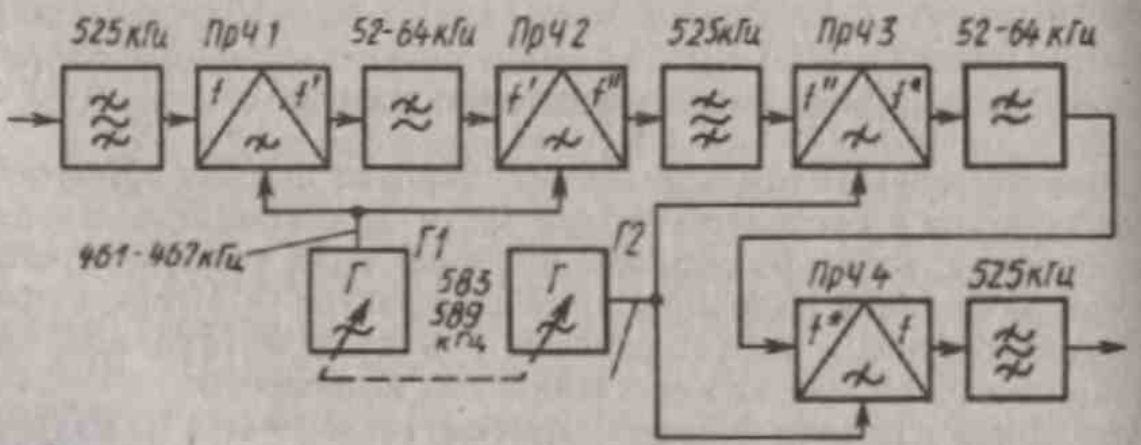


Рис. 8.31

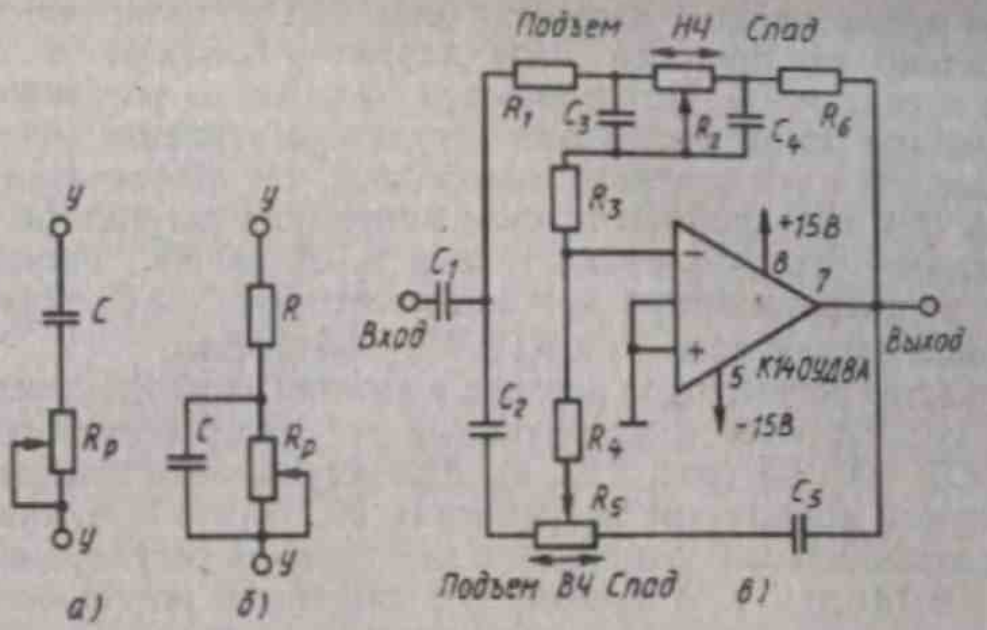


Рис. 8.32

сится в *ПрЧ4* на частоту 465 кГц. Частота колебания, подаваемого от генератора *Г2* на *ПрЧ3* и *ПрЧ4*, меняется от 529 до 523 кГц. Регулировка результирующей полосы пропускания фильтра достигается изменением сдвига между частотами двух гетеродинов. Например, при ширине полосы пропускания 2 кГц гетеродины настроены на частоты 402 и 528 кГц. Фазовая характеристика фильтра симметрична относительно средней частоты.

Регулировка полосы в последетекторной части РПУ. Такая регулировка осуществляется изменением АЧХ в области верхних и нижних частот. Для регулировки АЧХ используют пассивные частотно-зависимые цепи либо цепь частотно-зависимой ООС.

Пассивный регулятор тембра, снижающий усиление в области ВЧ (рис. 8.32, *а*), включается параллельно входной цепи усилителя. Обычно значения C и $R_р$ выбирают намного больше значений емкости $C_у$ и сопротивления $R_у$ между точками усилителя, к которым подключена цепь $CR_р$. При $R_р=0$ спад АЧХ усилителя практически зависит от постоянной времени $CR_у$. Если $R_р \neq 0$, то спад АЧХ имеет место только до частоты f_1, начиная с которой сопротивление конденсатора C, равное $1/(\omega C)$, становится существенно меньше $R_р$ и уже не влияет на результирующее сопротивление цепи $CR_р$; АЧХ становится плоской до частот, начиная с которых она падает из-за влияния $C_у$. Пассивный регулятор тембра, повышающий усиление в области НЧ при неизменном усилении в областях СЧ и ВЧ, показан на рис. 8.32, *б*. Такой регулятор можно включать в усилитель до разделительного конденсатора. Регулятор работает аналогично цепи $R_ф C_ф$, корректирующей АЧХ в области НЧ в резистивном усилителе предварительного усиления.

Активный регулятор тембра с применением частотно-зависимой

ООС на операционном усилителе (рис. 8.32, *в*) позволяет изменять тембр в широких пределах. Этот регулятор обеспечивает как подъем, так и спад АЧХ. Потенциометр R_2 является регулятором НЧ. При крайнем левом положении регулятора усиление максимально по сравнению с его средним положением, что обеспечивает подъем АЧХ на НЧ; при крайнем правом положении регулятора усиление минимально, что обеспечивает спад АЧХ на НЧ. Регулятор ВЧ состоит из потенциометра R_5 и конденсаторов C_2 и C_5. При среднем положении регуляторов R_2 и R_5 АЧХ равномерна.

В качестве регуляторов верхних и нижних частот широко используются ИС. Простой и эффективный регулятор можно создать на основе ОУ 140УД8 (рис. 8.32, *в*). Для регулировки тембра в стереофонической аппаратуре разработана ИС К174УН10, представляющая двухканальный усилитель с электронной регулировкой АЧХ.

Выводы. 1. *В тракте ПЧ приемника регулировка полосы пропускания может осуществляться путем изменения затухания контура резонансного УПЧ, связи между контурами в многоконтурном фильтре, взаимной расстройки в многокаскадном УПЧ или с помощью переключаемых ФСС (дискретная регулировка).*

2. *Регулировка полосы в последетекторной части производится с помощью частотно-зависимой ООС или пассивных частотно-зависимых цепей.*

§ 8.7. ДИСТАНЦИОННЫЕ УПРАВЛЕНИЕ И КОНТРОЛЬ

Внедрение электронных средств регулировки параметров, характеристик и режимов приемника позволяет осуществлять управление приемником на расстоянии. Такое управление, называемое *дистанционным*, широко используется как в бытовых, так и в профессиональных приемниках.

Дистанционное управление радиовещательными приемниками. Такое управление приемником, находящимся в одном помещении со слушателем на расстоянии в несколько метров, создает для слушателя повышенные удобства. Не подходя к приемнику, слушатель имеет возможность включить и выключить приемник, настроить его на нужную станцию, регулировать тембр и громкость передачи и т. д. Особенно удобно дистанционное управление установкой стереобаланса, поскольку ее необходимо производить относительно места прослушивания принимаемой программы.

В радиовещательных приемниках для дистанционного управления используются ультразвуковые и инфракрасные колебания. По экономическим соображениям и быстродействию наибольшее применение нашли инфракрасные линии управления с применением импульсно-кодовой модуляции. Инфракрасные колебания хорошо поглощаются стенами помещения и расположенной в ней мебелью,

при этом практически не создаются мешающие воздействия устройствам, находящимся в других помещениях; они безвредны для здоровья людей.

Структурная схема *ДУ* с использованием источника ИК показана на рис. 8.33. Необходимая для управления приемником информация набирается слушателем на *ПУ*, сигналы управления с его выхода после преобразования устройством кодирования *УК* подаются на усилитель постоянного тока *УПТ* для обеспечения необходимой дальности действия. После усиления в *УПТ* импульсно-кодовая последовательность воздействует на светодиод *СД*, который излучает ИК импульсы в направлении фотодиода *ФД*, находящегося на управляемом приемнике. Принятые *ФД* импульсы усиливаются, отфильтровываются от помех (из-за прямых солнечных лучей, электрообогревательных и осветительных приборов и т. д.), ограничиваются по амплитуде в ограничителе *О* и декодируются в устройстве дешифрации команд *УД*, с выходов которого поступают на соответствующие цепи регулировок РПУ. В приемниках с микропроцессорным управлением пульт *ПУ* может частично или полностью дублировать панель управления приемником (см. § 8.9).

Наиболее широко ДУ применяется в телевизионных приемниках, музыкальных центрах и комплексах. В качестве примера рассмотрим ДУ отечественным телевизионным приемником. Управление обеспечивается на расстояние 5—6 м. Система ДУ позволяет переводить телевизионный приемник (ТП) из дежурного режима (система ДУ работает в ждущем режиме, а ТП выключен) в рабочий (ТП включен), выбирать любой из принимаемых каналов (программ), устанавливать яркость, контрастность и цветовую насыщенность изображения, включать и выключать звук, регулировать его громкость, выключать ТП и т. д.

Типовая структурная схема ДУ ТП показана на рис. 8.34. Передатчик ДУ в соответствии с набираемыми на тастатуре ПУ командами управления формирует кодовую последовательность модулированных ИК импульсов, усиливает и излучает их в направлении приемника. Информация о каждой команде содержится в соответствующем наборе различных интервалов времени между импульсами в излучаемой последовательности. Модулированные ИК-импульсы принимаются *ФД*, усиливаются, ограничиваются, отфильтровываются от помех и подаются на дешифратор команд *ДК*. На

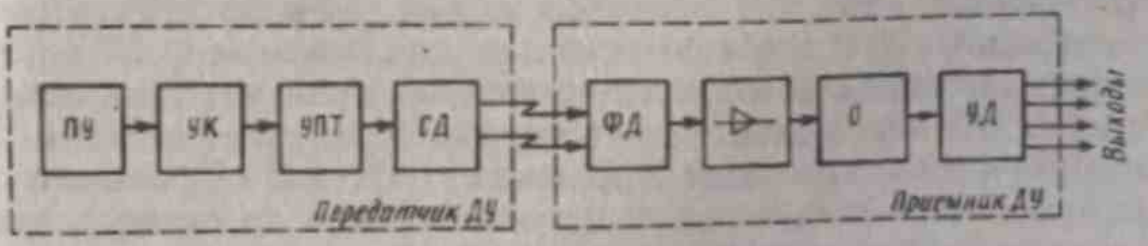


Рис. 8.33

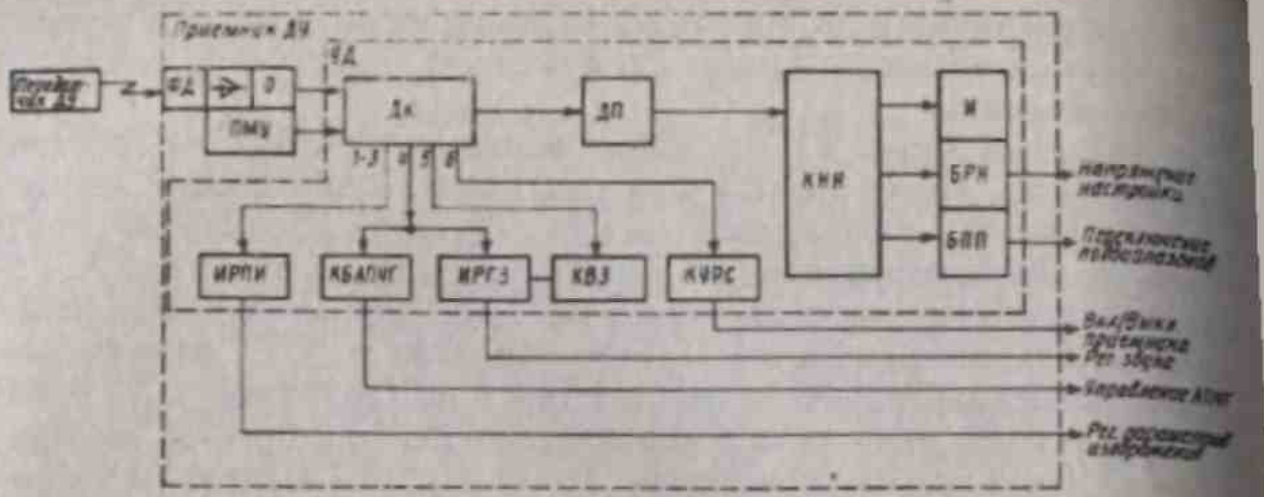


Рис. 8.34

ДК подаются сигналы и от панели местного управления *ПМУ*, полностью или частично дублирующей ПУ в передатчике *ДУ*. По сравнению с *ДУ ПМУ* имеет более высокий приоритет. В *ДК* импульсная последовательность от *ДУ* или *ПМУ* декодируется и в зависимости от переданной команды изменяется состояние соответствующего его вывода или группы выводов. Так, например, при регулировке параметров изображения (яркости, контрастности или насыщенности цвета) изменяется скважность импульсов на соответствующем выводе *1*, *2* или *3 ДК*, вследствие чего меняется уровень постоянной составляющей напряжения на выходе соответствующего интегратора регулировки параметра изображения *ИРПИ*. Выходы *ИРПИ* заведены в кассету обработки сигнала в модуле цветности ТП, с которого эти напряжения поступают на управляющие входы электронных регуляторов контрастности, яркости и насыщенности.

Таким же образом осуществляется *ДУ* регулировкой громкости звука, напряжение регулировки при этом снимается с интегратора регулировки громкости звука *ИРГЗ* и подается на управляющий вход электронного регулятора громкости в ТП. Для исключения возможности настройки ТП на промежуточный между переключаемыми канал (если таковой имеется) при переключении каналов с помощью ключа *КБ АПЧГ* блокируется АПЧ гетеродина и с помощью ключа *КВЗ* выключается на время переключения каналов звук. Для управлений *КБ АПЧГ* и *КВЗ ДК* может иметь отдельные выходы. Можно, как это показано на рис. 8.34, поступить следующим образом. При переключении канала на выходе *4 ДК* в *ДУ* на время переключения появляется логический нуль, который, воздействуя на *ИРГЗ*, выключает звук на время переключения, к тому же он используется также для управления *КБ АПЧГ*. Однако для обеспечения выключения звука при включенной программе, чтобы при этом не блокировалась система АПЧГ, необходимо использовать для этой цели триггер (вывод *5 ДК*), который управляет

работой *КВЗ*. *КВЗ* воздействует только на *ИРГЗ* и не влияет на *КБ АПЧГ*. Таким образом, при переключении канала блокируется система АПЧГ и выключается звук на время переключения программы, а при выключении звука специальной командой с передатчика *ДУ* срабатывает триггер, на выходе *5 ДК* появляется напряжение, под действием которого звук отключается, а система АПЧГ продолжает функционировать.

Для дистанционного включения и выключения ТП используется триггер сети (вывод *6 ДК*), управляющий ключом управления реле сети *КУРС*.

Теперь рассмотрим дистанционное переключение каналов в ТП. В настоящее время используют вместо механических переключателей программ селекторы каналов (СК) с электронной варикапной настройкой. Однако из-за ограниченного перекрытия по емкости применяемых для настройки варикапов селектор СК метрового диапазона содержит два ВЧ-тракта, один из которых работает с 1-го по 5-й канал (1—2-й поддиапазоны), а другой — с 6-го по 12-й канал (3-й поддиапазон). Селектор СК дециметрового диапазона работает с 21-го по 60-й канал (4—5-й поддиапазоны). Переключение с одного поддиапазона на другой происходит при подаче на управляющие выводы СК соответствующих напряжений переключения поддиапазонов.

Для дистанционного переключения каналов обычно используется трехразрядная адресная шина (АШ) между *ДК* и дешифратором каналов *ДП* в устройстве *УД*. Дешифратор *ДП* преобразует код канала из двоичного в десятичный позиционный. Этот код поступает на ключи напряжения настройки *КНН*, предназначенные для развязки по напряжениям, действующим в *ДП*, и напряжениям, требуемым для настройки СК. Напряжение настройки снимается с блока резисторов настройки *БРН*. С *КНН* десятичный позиционный код поступает на блок переключения поддиапазонов *БПП*. С *КНН* для отображения номера программы подается десятичный позиционный код на цифровой индикатор *И*. Шифратор УК можно, например, реализовать на БИС КР1506ХЛ1, а дешифратор *ДК* — на КП1506ХЛ2.

Дистанционное управление профессиональными приемниками. Этот вид управления рассмотрен на примере управления приемником декаметрового диапазона. В таких РПУ контроль и управление его работой производится из диспетчерского пункта (ДП), находящегося от приемника на некотором расстоянии, что повышает оперативность радиосвязи за счет управления приемниками с помощью ЭВМ по заранее заданной программе, а при работе приемников на необслуживаемых радиостанциях сокращает обслуживающий персонал. Радиоприемник, находящийся на значительном расстоянии (например, много километров) от оператора или ЭВМ, управляется путем односторонней либо двусторонней передачи информации. В первом случае передаются только *команды телеуправ-*

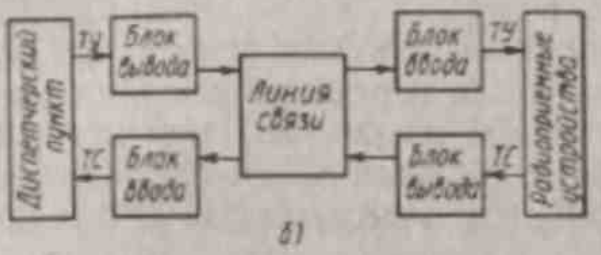


Рис. 8.35

ления (ТУ); во втором для контроля за работой организуется обратный канал связи для передачи информации *телесигнализации* (ТС). При *дистанционном управлении* для каждого органа управления РПУ предусматривается отдельная линия связи, а при *телеуправлении* число линий связи меньше числа объектов управления; обычно сигналы ТУ—ТС передаются по одной линии или по одному каналу связи. Следовательно, при телеуправлении и телеконтроле РПУ происходит уплотнение канала связи и сигналы ТУ—ТС передаются с помощью последовательных кодов, а при дистанционном управлении — с помощью параллельного кода.

Система телеуправления и телеконтроля РПУ состоит из устройств, устанавливаемых на диспетчерском пункте, канала связи и устройств, устанавливаемых на РПУ (рис. 8.35). В блоке вывода на ДП передаваемая информация преобразуется (кодируется и модулируется) в форму, пригодную для передачи по линии связи к управляемому РПУ, содержащему в блоке ввода обратные преобразователи, декодирующие и демодулирующие устройства. Блок ввода передает информацию от ДП в приемник, а также вызывает срабатывание визуальных или слуховых индикаторов на передней панели приемника; блок вывода снимает информацию с РПУ для передачи на ДП. В радиостанциях с большим числом приемников для повышения эффективности канала связи используют общий канал для передачи сообщений всем РПУ, т. е. осуществляют уплотнение одного канала связи вторичными каналами. В основном применяются системы с кодовым разделением каналов, в которых в каждом вторичном канале, по которому производится управление конкретным приемником, передается специальная кодовая комбинация. На приемной стороне сигналы с линии связи от ДП параллельно подаются на дешифраторы приемников. Если кодовая комбинация после дешифровки соответствует комбинации, присвоенной данному РПУ (его адресу), то сигналы ТУ воздействуют на этот приемник. При этом либо сам адресный код несет в себе команду ТУ для приемника, либо адрес и команды ТУ передаются поочередно. Кодовая комбинация, передаваемая по линии связи от ДП, может содержать: адрес РПУ, на который должна быть передана информация; номер программы, определяющий вид сообщения; текст сообщения. В текст сообщения может входить многопозиционная команда ТУ в двоичном или двоично-десятичном коде, характер двухпозиционной команды, группа двухпозиционных сигналов ТС и т. д. К двухпозиционным относятся команды «включить—выключить», «увеличить—уменьшить» и т. д. Адрес и текст могут иметь различное число элементов в пределах длины кодовой ком-

бинации. Обычно число импульсов в сообщении и их длительность бывают заданными, поэтому приемник может отключаться как в паузах между сигналами, так и во время импульсов начала сообщения, что повышает помехозащищенность системы.

Команды ТУ могут передаваться и с двойным подтверждением. Сначала с ДП в РПУ посылается адрес и текст подготовленной команды. После декодирования и запоминания адреса это же сообщение поступает обратно на ДП, где происходит его сравнение с ранее переданным. При совпадении переданного и принятого сообщений с ДП передается на РПУ разрешение на исполнение команды, после получения которого на ДП поступает соответствующее подтверждение. Телеуправление может быть построено так, что сначала выбирается группа РПУ, затем подгруппа и т. д. Таким образом, выбор для управления требуемого РПУ осуществляется в несколько этапов с применением одинаковых или различных кодов. Скорость передачи информации ТУ составляет 50—2400 бит/с. Аппаратура ТУ строится по принципу модульно-блочной конструкции на ИС. Для передачи информации ТУ могут быть использованы стандартные телефонные каналы проводной или радиорелейной линии.

При работе РПУ в дистанционном режиме электромеханические регуляторы и переключатели должны быть по возможности заменены электронными. Это дает возможность: повысить надежность, быстродействие, точность регулировок в РПУ; осуществить экономию электроэнергии; упростить обслуживание и сократить габариты приемника. По сигналам ТУ в приемнике может обеспечиваться: коммутация антенн соответственно требованиям направления приема, частотному диапазону и диаграмме направленности; перестройка приемника по частоте; переключение цепей, обеспечивающих необходимый вид приема, а также полос пропускания тракта ПЧ; управление аттенюатором в радиотракте приемника; регулировка уровня сигнала; переключение цепей АРУ и выходов приемника; включение и выключение источников питания, тестовой системы проверки исправности блоков приемника; проверка исправности системы сигнализации тревоги; переключение резервного оборудования и т. д. Аналогичная информация может быть передана на ДП с помощью сигналов ТС.

Рассмотрим упрощенные структурные схемы блоков вывода и ввода информации с временным кодовым разделением сигналов для передачи по линии связи сигналов ТУ и ТС.

Структурная схема блока вывода, который может быть установлен как в ДП для передачи сигналов *ТУ*, так и на приемном пункте для передачи сигналов *ТС*, показана на рис. 8.36. Сигналы *ТУ* (*ТС*) в виде кодовых комбинаций, имеющих адреса и тексты, подаются через распределительное устройство *РУ* на преобразователь кода *ПК*. Это преобразование обусловлено тем, что сигналы *ТУ* подаются с клавиатуры на *РУ* в параллельном коде, а передавать сигналы

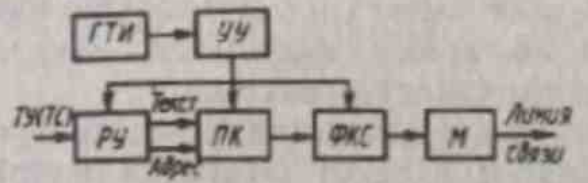


Рис. 8.36

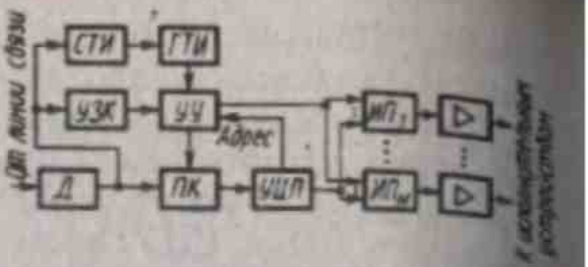


Рис. 8.37

управления по одной линии связи к приемному пункту необходимо в последовательном коде. В формирователе кодовых сигналов *ФКС* для повышения помехоустойчивости в кодовую комбинацию добавляются синхронизирующие и контрольные импульсы используемого кода. Импульсы кода преобразуются в модуляторе *М* для передачи по линии связи к РПУ. Алгоритм работы узлов блока вывода задается устройством управления *УУ*, тактовые импульсы вырабатываются генератором *ГТИ*.

Структурная схема блока ввода представлена на рис. 8.37. Сигнал с линии связи подается на демодулятор *Д*, с выхода которого последовательность импульсов преобразуется в преобразователе кода *ПК* в параллельные кодовые комбинации. Эти кодовые комбинации записываются в устройстве центральной памяти *УЦП*. Адресная часть этих кодовых комбинаций подается на устройство управления *УУ*, а тексты с выхода *УЦП* — в устройства индивидуальной памяти $ИП_1$—$ИП_N$ каждого управляемого канала. Запись в устройства памяти $ИП_1$—$ИП_N$ проводится по соответствующему сигналу от *УУ*. В соответствии с выбранным кодом устройство защиты кодов *УЗК* вырабатывает сигнал запрета или разрешения на прием неискаженных кодовых комбинаций. Синхронизация генератора тактовых импульсов *ГТИ* осуществляется от селектора тактовых импульсов *СТИ*.

Выводы. 1. *Система телеконтроля и телеуправления состоит из блоков ввода и вывода информации на диспетчерском пункте, линии связи и аналогичных блоков на РПУ.*

2. *Блок вывода информации на ДП осуществляет преобразование сигналов ТУ, их кодирование и модулирование в форму, пригодную для передачи по линии связи. Блок ввода на РПУ содержит обратные преобразователи, декодирующие и демодулирующие устройства. Блок вывода на РПУ и блок ввода на ДП выполняют аналогичные операции при передаче информации ТС.*

3. *Для передачи сообщений многим РПУ по общему каналу связи осуществляют уплотнение одного канала связи вторичными каналами.*

§ 8.8. УСТРОЙСТВА ИНДИКАЦИИ

Типы индикаторов. Основная информация о параметрах приемника выводится либо на его переднюю панель, либо на пульт оператора и отображается с помощью *индикаторных устройств* (индикаторов). Самой распространенной является *индикация частоты настройки* приемника, которая до недавнего времени осуществлялась с помощью шкалы приемника, проградуированной в единицах частоты и длин волн. Поскольку размеры шкалы ограничены, не удавалось обеспечить точную индикацию частоты настройки. В ранних разработках приемников передвижение вдоль шкалы стрелки, показывающей частоту настройки, осуществлялось механическим способом; в более поздних разработках нашли применение различные варианты *электронных шкал*. На электронных шкалах частота настройки может обозначаться различными способами: цифровая индикация; с помощью светящегося столба изменяющейся длины; индексы отсчета высвечиваются в виде цветных прямоугольников, перемещающихся вдоль шкалы синхронно с частотой настройки, и т. д. В настоящее время наибольшее распространение нашла *цифровая индикация частоты*, при которой числовое значение частоты с высокой точностью отображается непосредственно цифровым индикатором. При этом измеряется либо частота настройки (точнее — частота гетеродина), либо при использовании в приемнике синтезатора частоты на индикаторе фиксируется значение частоты, соответствующее установке переключателей синтезатора.

В качестве *цифровых индикаторов* в основном применяются светодиодные, катодно-люминесцентные и жидкокристаллические. Целесообразность применения того или иного индикатора зависит от условий эксплуатации, механических нагрузок, источников питания и т. д. Так, для *светодиодных индикаторов* характерны: яркое свечение, малые питающие напряжения и инерционность, большой срок службы; однако эти индикаторы потребляют значительный ток. Все это определило их применение в стационарной аппаратуре. Так, например, при эксплуатации приемника в автомобиле выводимая на переднюю панель информация должна легко читаться в любое время суток в затемненном салоне, при этом индикатор должен обладать повышенной механической прочностью.

Катодно-люминесцентные индикаторы имеют зеленое или голубое свечение достаточно большой яркости, они долговечны, однако требуют значительных анодных и сеточных напряжений (до 25 В) и токов накала (до 30—100 мА). Все это обусловило их применение в стационарной аппаратуре. В приемниках, от которых требуют минимального или максимально-экономного потребления тока от источников батарейного питания, применяются, как правило, *жидкокристаллические индикаторы*. Они сами свет не излучают, а только преломляют падающий или проходящий через них свет, что обусловливает очень малую потребляемую мощность. К тому же

эти индикаторы требуют малое управляющее напряжение, что позволяет непосредственно согласовать их с цифровыми ИС.

Помимо рассмотренных находят применение *вакуумные люминесцентные сигнальные знакосинтезирующие индикаторы*; они имеют катод прямого накала, анод составлен из светоизлучающих элементов. К их достоинствам относятся: благоприятный для восприятия зеленый свет достаточной яркости, невысокие питающие напряжения. Однако выполнение подобных индикаторов в стеклянных корпусах обусловливает их малую механическую прочность.

Кроме индикации частоты настройки в РПУ могут использоваться и другие виды индикаторов. Так, в ряде приемников для *точной настройки* на радиостанцию применяются как микро- и миллиамперметры, так и наиболее широко в последнее время светодиодные и катодно-люминесцентные индикаторы. Точная настройка на принимаемую станцию может осуществляться либо по минимальному, либо по максимальному показанию стрелочного индикатора. Индикаторы на светодиодах могут в зависимости от желания работать по минимуму или по максимуму свечения, по изменению цвета свечения или одновременно и по тому, и по другому. Так, например, цвет свечения может изменяться с зеленого на красный или наоборот. Такой индикатор может к тому же одновременно быть индикатором включения приемника. Используя несколько светодиодов, можно построить индикатор, указывающий направление ухода от точной настройки.

Индикаторы напряженности поля в точке приема могут быть построены на основе стрелочного индикатора, светодиода, средств отображения знакографической информации на матричных экранах. Так, в японском приемнике CFR-V21 на жидкокристаллическом экране может отображаться спектр любого участка рабочего диапазона с индикацией частот работающих в данный момент радиостанций. Визуально по спектру интенсивности напряженностей поля, создаваемых радиостанциями в точке приема, можно определить, какая из соседних станций принимается лучше.

На основе стрелочных, накальных и светодиодных индикаторов реализуются индикаторы стереобаланса для установки равных мощностей на выходе левого и правого каналов, индикаторы включения и контроля батареи питания, индикаторы наличия стереопередачи, индикаторы режима работы приемника и т. д. При использовании в приемнике жидкокристаллического индикатора удобно выводить всю информацию о состоянии РПУ на одном информационном поле, объединяя при этом возможные отображения информации.

Индикаторы располагают на передней панели приемника таким образом, чтобы их показания хорошо просматривались при нахождении рук пользователя на любом органе управления РПУ.

Рассмотренные индикаторы работают от специальных электронных схем, напряжение на вход которых может подаваться с раз-

личных точек схемы приемника. В качестве примера рассмотрим схемы широко применяемого в настоящее время цифрового индикатора частоты (ЦИЧ).

Цифровые индикаторы частоты. В отличие от аналоговых ЦИЧ обладают высокими точностью и быстродействием измерения частоты; результаты измерения частоты в ЦИЧ представляются в форме, удобной для дальнейшей ее обработки. Функции, выполняемые ЦИЧ в РПУ, могут быть различными. В простейшем варианте ЦИЧ должен зафиксировать набранную на тастатуре РПУ частоту. Более сложно измерить частоту в определенной точке схемы приемника и зафиксировать значение измеренной частоты на индикаторе. В ряде приемников ЦИЧ не только измеряет текущее значение частоты, но и сравнивает его с требуемым значением, записанным в память ЦИЧ, определяет разность этих частот и вырабатывает цифру, пропорциональную этой разности. Цифра с выхода ЦИЧ после преобразования в ЦАП может использоваться для коррекции частоты внутреннего генератора. Обычно цифровой частотомер совместно с индикатором (семисегментным или одним многоразрядным) и с цепями управления образует блок цифровой шкалы настройки РПУ. Индикаторы монтируются непосредственно на передней панели приемника.

Принцип действия частотомеров заключается в подсчете числа периодов измеряемой частоты T_x за эталонный промежуток времени T_0, который либо вырабатывается в частотомере, либо подается на него от внешнего источника. В результате измерений определяется число N, пропорциональное измеряемой частоте f_x: $N = T_0/T_x = Tf_x$, где $T_x = 1/f_x$.

Простейшая структурная схема частотомера представлена на рис. 8.38. Измеряемая частота f_x подводится к входу устройства формирования *УФ*. По команде «запуск» схема устанавливается в исходное состояние. Через время, необходимое для подготовки к измерениям, на выходе одновибратора *ОВ* вырабатывается сигнал, переключающий триггер *Т*. При этом на выходе *Т* появится логическая единица, открывающая схему совпадения *СС* и запускающая генератор эталонного интервала времени *ГЭИВ*. Через *СС* импульсы измеряемой частоты, сформированные *УФ*, поступают на вход счетчика *Сч*. Счетчик считает импульсы до тех пор, пока через время *Т* импульс с выхода *ГЭИВ* не возвратит *Т* в исходное состояние. На этом процесс измерения частоты заканчивается, а число, подсчитанное счетчиком *Сч*, соответствует измеряемой частоте. По команде «сброс» счетчик *Сч* устанавливается в исходное состояние.

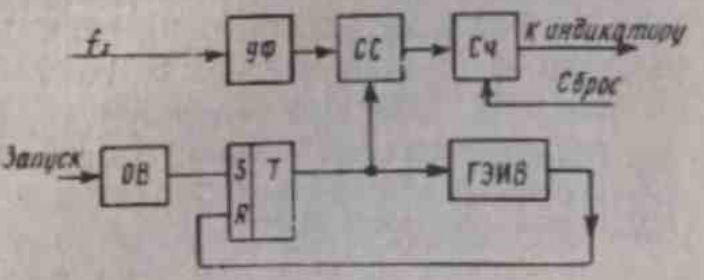


Рис. 8.38

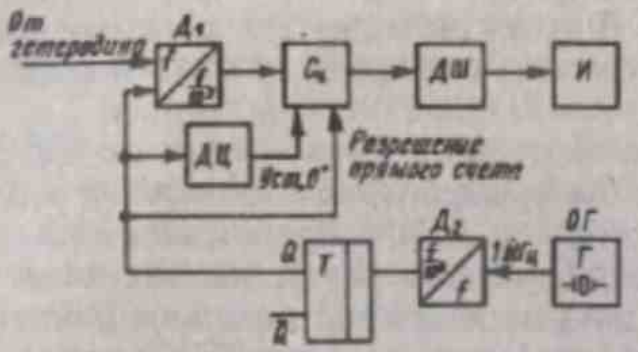


Рис. 8.39

Существует большое число схем ЦИЧ. Так, на рис. 8.39 показана структурная схема ЦИЧ, фиксирующая частоту гетеродина РПУ. Этот ЦИЧ состоит из кварцевого генератора *ОГ*, делителя частоты $Д_2$, на выходе которого действуют колебания с эталонной частотой 1 Гц, *JK*-триггера *Т*, дифференцирующей цепи *ДЦ*, реверсивного счетчика *Сч*, дешифратора *ДШ* и индикатора *И*. Импульс эталонной частоты 1 Гц поступает на вход *Т*, на выходе *Q* триггера в течение 1 с действует сигнал логической единицы. Фронт импульса с выхода *Q* дифференцируется *ДЦ* и обнуляет *Сч*. Импульс с выхода *Т* поступает на вход *Сч* и разрешает прямой счет.

Напряжение с частотой гетеродина поступает на делитель $Д_1$ с коэффициентом деления 1000. Одновременно на $Д_1$ подается сигнал с выхода *Q*, по этой причине деление частоты в $Д_1$ производится только во время действия на выходе *Q* логической единицы. После $Д_1$ напряжение прикладывается к счетному входу *Сч*, в котором частота этого напряжения измеряется в килогерцах и фиксируется индикатором. Для преобразования двоично-десятичного кода *Сч* в напряжение, необходимое для индикатора, после *Сч* стоит дешифратор *ДШ*.

Еще один вариант ЦИЧ показан на рис. 8.40. Этот ЦИЧ содержит запоминающее устройство *ЗУ* для запоминания требуемой частоты гетеродина, цифровой счетчик частоты гетеродина *Сч* и компаратор, сравнивающий текущее значение частоты гетеродина с записанным в *ЗУ* требуемым значением частоты. К выходу компаратора подключается *ЦАП*, вырабатывающий напряжение подстройки частоты гетеродина. В режиме подстройки сравниваются только последние разряды требуемого и текущего значений частоты. Схема ЦИЧ работает следующим образом. От опорного генератора *ОГ* с частотой 1 МГц получают последовательность импульсов с частотой 1 Гц, которая поступает на вход *JK*-триггера. Импульс длительностью 1 с с выхода *Т* прикладывается к схеме *И* и одновременно к входу устройства *УФ* формирования импульса длительностью 1 мкс, обнуляющего

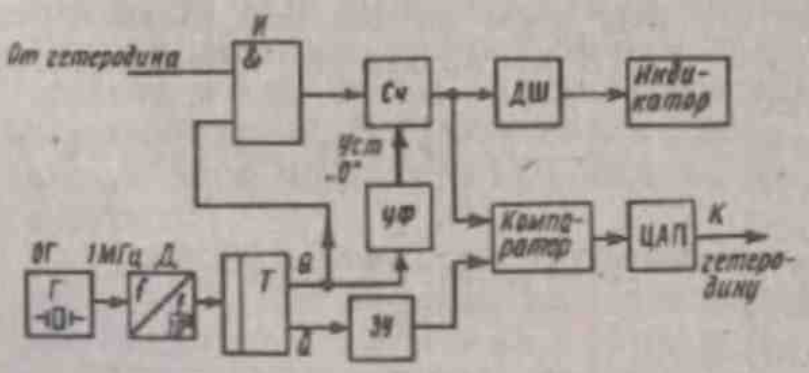


Рис. 8.40

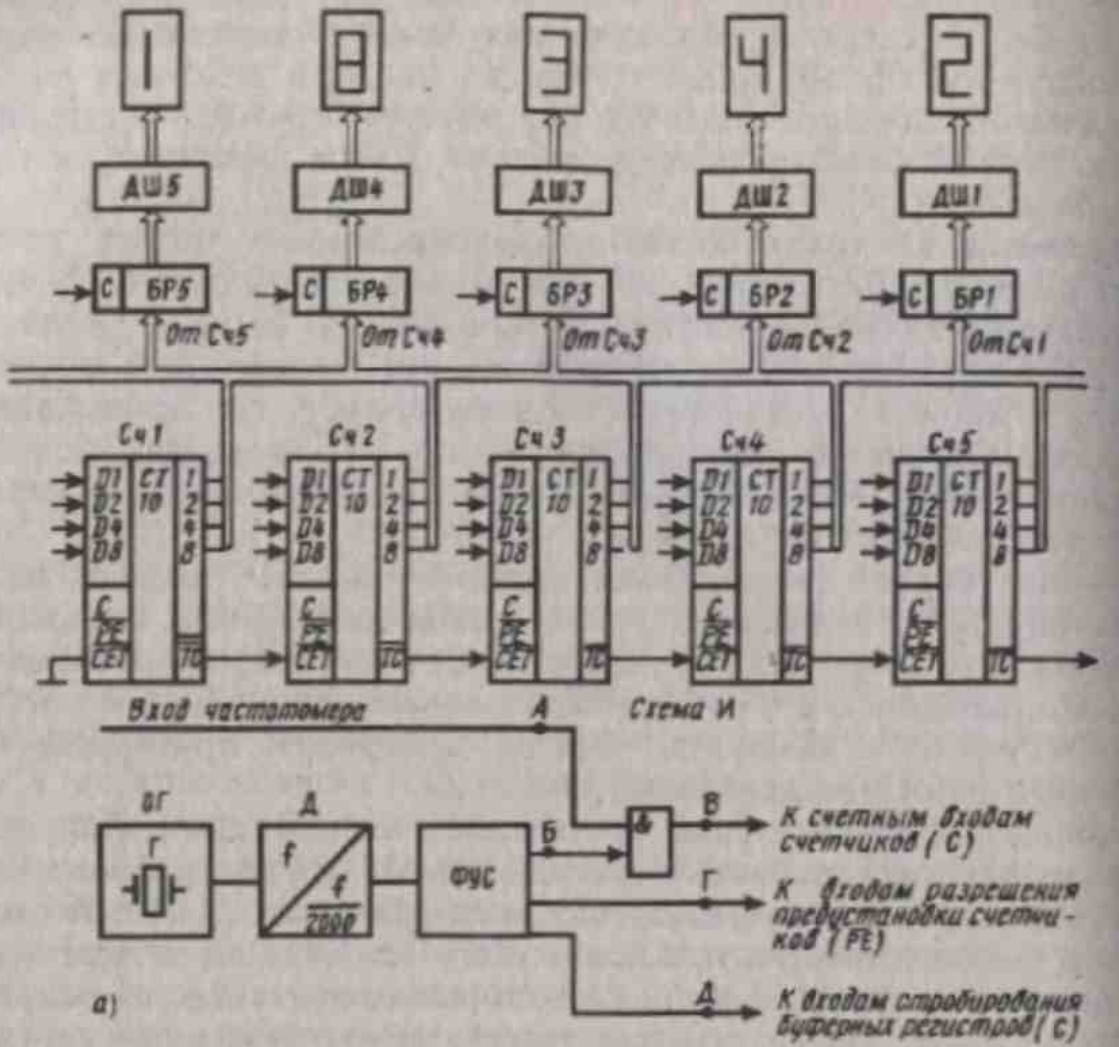
счетчик *Сч*. На схему *И* подаются импульсы с частотой гетеродина. Эти импульсы проходят в счетчик только при действии на входе *И* логической единицы с выхода *Q* триггера. С выхода *Сч* цифровой сигнал обрабатывается в дешифраторе *ДШ* и фиксируется в цифровом индикаторе.

В памяти *ЗУ* хранится набор фиксированных частот, которые может вырабатывать гетеродин приемника. На выходе *Сч* фиксируется текущее значение частоты гетеродина. С выхода *Q* триггера *Т* на *ЗУ* поступает сигнал разрешения считывания. Три последних разряда с *ЗУ* и с *Сч* подаются на компаратор, где происходит их сравнение. Ошибка в цифровой форме поступает на *ЦАП*, с выхода которого сигнал в аналоговой форме прикладывается к управляющей реактивности гетеродина.

Пример структурной схемы *цифровой шкалы* показан на рис. 8.41, *а*; на рис. 8.41, *б* показаны временные диаграммы, поясняющие ее работу. Предположим, что цифровая шкала встроена в вещательный КВ-приемник с одним преобразованием частоты; значение ПЧ равно 465 кГц, а измерять частоту настройки приемника необходимо с точностью до единиц килогерц.

Основу цифровой шкалы составляют пять быстродействующих (с максимальной тактовой частотой 100 МГц) универсальных счетчиков 1531ИЕ10 с возможностью предустановки. Каждый счетчик имеет четыре входа предустановки (*D*1, *D*2, *D*4, *D*8), четыре информационных выхода (*1, 2, 4, 8*), на которых присутствует 4-разрядное двоичное число, соответствующее текущему состоянию счетчиков (от 0 до 9), счетный вход *С*, управляющие входы предустановки $\overline{PE}$ (при подаче на один из них логического нуля при поступлении очередного тактового импульса на вход *С* происходит предустановка счетчика — его переход в состояние, определяемое числом на входах *D*1, *D*2, *D*4, *D*8), вход переноса от счетчика предыдущего разряда CET и выход переноса $\overline{TC}$, с которого сигнал переноса поступает на счетчик более старшего разряда, вызывая изменение состояния этого счетчика на единицу. Вход $\overline{CEP}$ счетчиков, не показанный на рис. 8.41, должен быть подключен к земле, а вход $\overline{SR}$ — к питанию.

На делитель *Д* и формирователь управляющих сигналов *ФУС* (см. рис. 8.41, *а*) от опорного кварцевого генератора *ОГ* подается опорная последовательность прямоугольных импульсов с частотой повторений 1 МГц. С выхода делителя на 2000 сигнал меандра с частотой повторений 500 Гц (точка *Б*) подается на один из двух входов схемы совпадения — схемы *И*. В течение половины периода этого сигнала (1 мс) схема *И* открыта, и входная импульсная последовательность (от формирующего устройства, преобразующего сигнал с выхода гетеродина в импульсную последовательность с частотой повторения, равной его частоте), поступающая на второй вход схемы *И* (точка *А*), подается на счетные входы *С* всех


ДШ5
ДШ4
ДШ3
ДШ2
ДШ1
С БР5
С БР4
С БР3
С БР2
С БР1
От Сч5
От Сч4
От Сч3
От Сч2
От Сч1
Сч1
Сч2
Сч3
Сч4
Сч5
Вход частотомера
А
Схема И
ВГ
Г
Д
f
f/2000
ФУС
Б
&
В
К счетным входам счетчиков (С)
Г
К входам разрешения предустановки счетчиков (РЕ)
Д
К входам стробирования буферных регистров (С)
а)

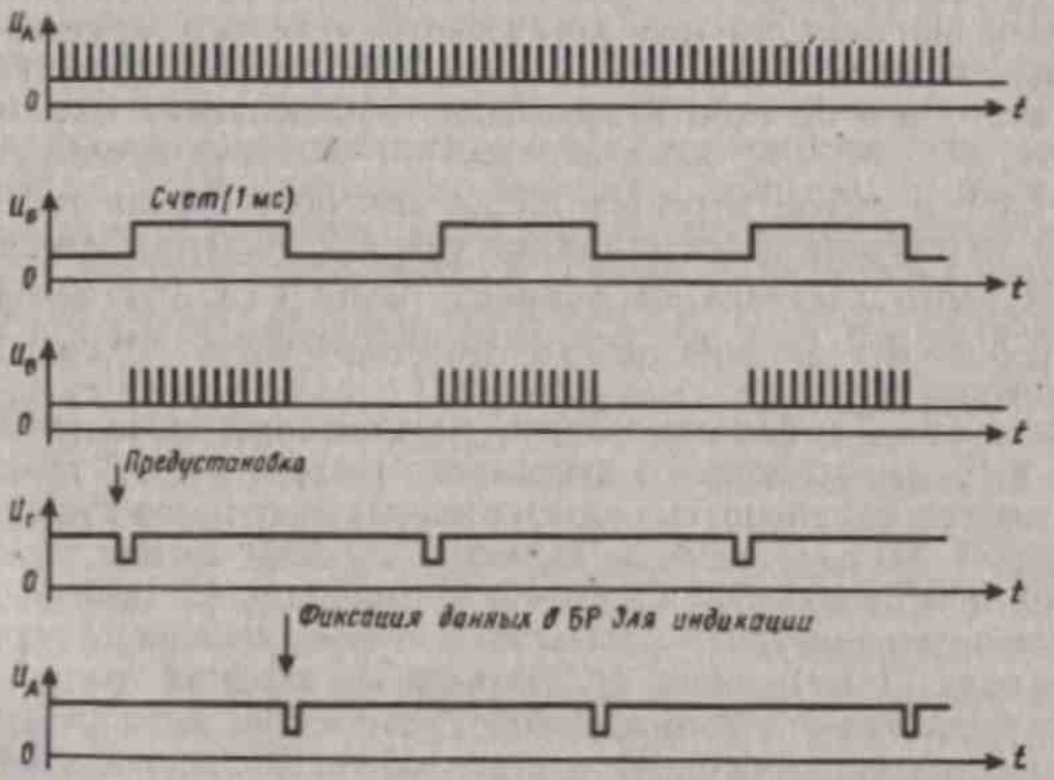

Счет (1 мс)
Предустановка
Фиксация данных в БР для индикации
0
t

Рис. 8.41

счетчиков (точка *В*). Счетчики работают в режиме сложения. Таким образом, в момент окончания интервала счета в счетчиках, если в момент начала интервала все они находились в нулевом состоянии, будет содержаться количество поступивших за интервал входных импульсов, т. е. значение измеряемой частоты колебаний гетеродина в килогерцах. В течение другой половины периода сигнала на входе *И* (точка *Б*) схема *И* закрыта и содержимое счетчиков не изменяется.

На выходе *ФУС* действуют импульсы предустановки (точка *Г*), подготавливающие счетчики к очередным циклам счета, а также сигнал фиксации полученных в результате счета данных в буферных регистрах *БР1—БР5* (точка *Д*), который подается на входы стробирования *БР*. Зафиксированные данные с выходов *БР* подаются на дешифраторы *ДШ1—ДШ5*, преобразующие двоично-десятичные цифры измеренного значения частоты (с учетом значения ПЧ) в управляющие сигналы индикаторов, на которых постоянно отображается текущее значение частоты настройки приемника в килогерцах.

Учесть значение ПЧ для получения истинного значения частоты настройки приемника возможно следующим образом. Пусть $f_c > f_г$, тогда при $f_{пр} = 465$ кГц $f_c = f_г + 465$ [кГц]. Если в начале цикла счета в счетчики записать число 465, то в конце цикла при частоте гетеродина, например, 25 311 кГц в счетчиках будет находиться число $465 + 25\,311 = 25\,776$, т. е. значение частоты настройки приемника. При $f_c < f_г$ $f_c = f_г - 465$ [кГц]. В этом случае перед циклом счета в счетчики необходимо записать дополнение числа 465 до числа 100 000 возможных состояний устройства, состоящего из пяти последовательно соединенных десятичных счетчиков. Получаем число 99 535 (100 000—465), после записи которого в счетчики начинается цикл счета. Пусть частота гетеродина равна 12 769 кГц. После прихода 465 входных импульсов с момента начала счета счетчики, работая в режиме сложения, перейдут в нулевое состояние и счет будет продолжен. После прихода остальных 12 304 импульсов ($465 + 12\,304 = 12\,769$) в момент окончания цикла счета в счетчиках будет зафиксировано число 12 304, что соответствует значению частоты настройки приемника (в килогерцах) при $f_c < f_г$. В табл. 8.1 показаны логические уровни, которые необходимо постоянно подавать на входы предустановки (*D*1, *D*2, *D*4, *D*8) счетчиков для каждого из двух рассмотренных случаев.

Таблица 8.1

Соотношение частот	При $f_c > f_г$				При $f_г > f_c$			
Входы счетчиков	*D*1	*D*2	*D*4	*D*8	*D*1	*D*2	*D*4	*D*8
Счетчик 1	1	0	1	0	1	0	1	0
Счетчик 2	0	1	1	0	1	1	0	0

Продолжение табл. 8.1

Соотношение частот	При $f_c > f_г$				При $f_г > f_c$			
Счетчик 3	0	0	1	0	1	0	1	0
Счетчик 4	0	0	0	0	1	0	0	1
Счетчик 5	0	0	0	0	1	0	0	1

В КВ-приемниках с многократным преобразованием частоты и с высокой первой ПЧ возможен и третий случай, когда $f_{пр} = f_c + f_г$ и, следовательно, $f_c = f_{пр} - f_г$. В этом случае счетчики работают в режиме вычитания, а в результате предустановки в них записывается значение промежуточной частоты.

Если приемник работает только в одном из трех названных режимов, то число для предустановки в двоичной форме (см. рис. 8.41, *а*) постоянно подается на входы предустановки *1, 2, 4, 8* счетчиков, т. е. каждый такой вход или заземляется (логический нуль), или подключается к проводнику питания счетчиков (+5 В — логическая единица) обычно через токоограничивающий резистор.

Значение первой ПЧ в некоторых приемниках может меняться в зависимости от поддиапазона. В этом случае необходимо предусмотреть возможность переключения логических уровней на входах предустановки счетчиков синхронно с переключением поддиапазона. Взаимодействие ОМЭВМ с блоком цифрового частотомера рассмотрено в § 8.9.

Выводы. 1. *Основная информация о параметрах приемника отображается либо на его передней панели, либо на пульте оператора с помощью индикаторных устройств.*

2. *Одним из основных являются индикаторы частоты настройки. В настоящее время основное применение нашла цифровая индикация частоты.*

3. *Цифровые индикаторы частоты обеспечивают высокие точность и быстродействие измерения частоты; результаты измерения частоты в ЦИЧ представляются в форме, удобной для дальнейшей ее обработки.*

§ 8.9. ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРОВ ДЛЯ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ РАБОТОЙ ПРИЕМНИКОВ

Общие положения. Автоматизированные РПУ требуют применения устройств, исключающих участие человека в процессе управления и контроля. Широкое внедрение технологически новой элементной базы — больших интегральных схем (БИС) и цифровых методов обработки сигналов — позволило создать подобные устройства на базе микропроцессоров (МП) — цифровых устройств с програм-

мируемой логикой и микропроцессорных систем (МПС), основу которых составляют МП.

Функции МПС, входящей в состав РПУ, в основном включают в себя: автоматизацию процессов управления РПУ; определение параметров состояния данного узла; изменение его состояния; коммутацию отдельных блоков по программе МП. Независимо от функционального назначения узла определение параметров его состояния сводится к сбору и обработке информации, поступающей от различных блоков, составляющих данный узел. При этом для различных по структуре и функциям узлов МП обрабатывает различное число информационных сигналов. Для изменения состояния любого узла требуется определенное число управляющих сигналов, соответствующее данной структуре.

Микропроцессорные системы представляют собой цифровые устройства в виде одной или нескольких БИС в сочетании с интегральными схемами (ИС) средней или малой степени интеграции, а также с дискретными элементами. Отличием МПС от устройств с жесткой логикой, у которых алгоритм функционирования задается путем их соединения в определенную неизменную схему, является то, что в МПС алгоритм работы задается программой, которую по желанию потребителя можно изменить.

Структурная схема МПС (рис. 8.42) в общем случае состоит из: арифметико-логического устройства АЛУ, постоянного и оперативного запоминающих устройств *ПЗУ* и *ОЗУ*, устройства управления *УУ* и устройства ввода — вывода. Блок, отмеченный на рис. 8.42 пунктиром, представляет собой функционально законченное устройство, называемое центральным процессорным элементом *ЦПЭ* и реализуемым обычно в виде отдельной БИС. Постоянное запоминающее устройство необходимо для хранения программы, исходных данных, а ОЗУ — для записи и хранения входных и выходных данных и промежуточных результатов вычислений; ПЗУ, хранящее набор команд программы, обычно выполняется в виде отдельной БИС. Отдельные устройства МПС, находящиеся как внутри ЦПЭ, так и вне его, соединены между собой общей шиной — набором проводов, по которым передаются данные в виде двоичных сигналов от одного устройства МПС к другому. Связь с внешними по

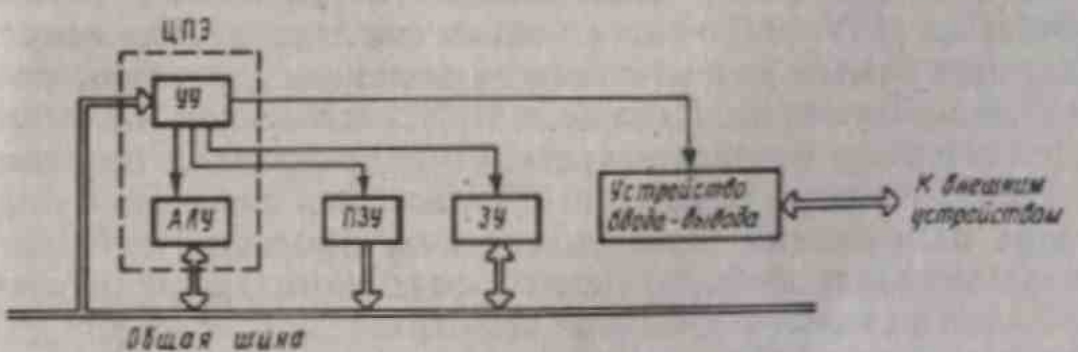


Рис. 8.42

отношению к МПС устройствами и системами осуществляется через устройство ввода — вывода. Таких устройств в МПС может быть несколько и их часто называют портами ввода — вывода.

С точки зрения разработчика РПУ вся МПС контроля и управления его работой может быть представлена как набор регистров — устройств для записи, хранения и последующего считывания из них многоразрядных двоичных слов (обычно 4-, 8-, 16-разрядных). Часть регистров находится внутри ЦПЭ (микропроцессора), часть входит в устройства ввода — вывода, остальные — это ячейки ЗУ. Каждый регистр или ячейка ЗУ имеет свой уникальный адрес (двоичное слово). Когда микропроцессору необходимо записать или считать данные из какого-либо регистра, МП сначала выставляет на шину адреса адрес данного регистра, тем самым «активизируя» его. Далее на шину данных выставляется слово данных и в регистр подается управляющий сигнал «запись» или «чтение». Данные соответственно передаются из МП в регистр или обратно. В это время все другие регистры и ячейки памяти «пассивны» и не влияют на передачу данных по шине. Выполняя команды программы, МП считывает данные из двух регистров, производит над ними в АЛУ некоторую арифметическую или логическую операцию и записывает результат в третий регистр или в один из первых двух. МП может переслать данные из одного регистра в другой, не изменяя их. При операциях с данными особую роль играет регистр-аккумулятор, являющийся одним из внутренних регистров МП. Из аккумулятора считывается один из операндов. После выполнения операции в нем сохраняется результат.

Следует отметить, что считывать данные из одного и того же регистра можно многократно. При этом данные, хранящиеся в регистре, не изменяются, пока на схему подано питающее напряжение, в то время как при записи слова в регистр старое слово, хранившееся в нем, будет потеряно. В регистре будут храниться новые данные.

В состав МПС входят ЗУ, подразделяющиеся по принципу доступа к хранимой информации на два класса: оперативные запоминающие устройства (ОЗУ) и постоянные запоминающие устройства (ПЗУ). С ячейками ОЗУ МП взаимодействует как с обычными регистрами, но при выключении питания информация в ОЗУ теряется. Данные из ПЗУ МП может только считывать. Это могут быть команды программы или неизменяемые данные, например константы и таблицы функций. Данные в ПЗУ записываются с помощью специального устройства (программатора) в процессе изготовления МПС. Для хранения данных в ПЗУ на него не нужно подавать питающих напряжений. Благодаря этому при включении питания МП сразу начинает выбирать и исполнять команды программы из ПЗУ, обычно начиная с нулевого адреса.

Использование МП в качестве центрального управляющего устройства позволяет реализовать цифровой контроль и управление

фактически всеми функциями радиоприемника. Основное преимущество микропроцессорного управления — его большая гибкость. При внесении изменений в приемник необходимо лишь незначительное изменение его схемы, так как значительно модифицироваться может лишь программное обеспечение МП. Часто можно обойтись вообще без изменения аппаратной части. В РПУ с помощью МП можно выполнять не только такие очевидные для применения цифровых методов операции, как синтез частот или управление дисплеями, но и осуществлять выбор параметров приемника, таких, как полоса пропускания фильтров, коэффициент усиления тракта ПЧ, постоянная времени цепи АРУ и т. д.

В последнее время получили широкое распространение однокристальные микроЭВМ (ОМЭВМ) — устройства, содержащие в одном кристалле все основные элементы МПС: ЦПЭ, ОЗУ, ПЗУ, порты ввода — вывода, таймеры, тактовый генератор и другие вспомогательные устройства. Наметилась тенденция разработки устройств управления и контроля приемника в виде единственной заказной или полузаказной БИС ОМЭВМ. Такие блоки управления (БУ) и контроля уже применяются в дешевых вещательных приемниках.

От ОМЭВМ не требуется большой вычислительной мощности, как от микропроцессоров универсальных компьютеров. ОМЭВМ имеют, как правило, упрощенную систему команд. Однако ее вполне достаточно для реализации функций по управлению и контролю в РПУ. Применение ОМЭВМ в РПУ является весьма перспективным, так как блоки управления на их основе получаются компактными, надежными, низкоэнергоемкими и дешевыми.

Блок управления РПУ на ОМЭВМ. В качестве примера рассмотрим структурную схему БУ профессионального приемника на основе ОМЭВМ КМ1816ВЕ48, показанную на рис. 8.43. Данный БУ выполняет следующие функции: управление *ФСС* и фильтрами входной цепи приемника, управление *ДПКД* в синтезаторе частот, т. е. настройку РПУ на заданную частоту, индикацию действительной частоты (чтение данных из счетчиков цифрового частотомера), запоминание ряда частот (каналов) с последующей быстрой настройкой на любую из них, квазиплавная перестройка по частоте.

Однокристальная микроЭВМ КМ1816ВЕ48 имеет в своем составе тактовый генератор, частота колебаний которого стабилизирована внешним кварцевым резонатором; АЛУ, оперирующее 8-разрядными двоичными словами (байтами); 65 регистров общего назначения (РОН), которые также называют сверхоперативным ЗУ (СОЗУ); 1 Кбайт памяти программ; двунаправленный порт ввода — вывода (*порт BUS*); два квазидвунаправленных порта ввода — вывода (*порты 1, 2*); программируемый 8-разрядный таймер-счетчик; другие вспомогательные устройства.

В каждом цикле обращения к внешней памяти или регистрам ОМЭВМ вначале выдает адрес устройства в *порт BUS*. Этот адрес

сохраняется в многорежимном буферном регистре адреса, выходы которого образуют шину адреса. Далее в порт *BUS* выдаются или принимаются данные. Двунаправленный буфер шины обеспечивает необходимую нагрузочную способность шины данных, позволяя тем самым подключать к шине несколько внешних устройств. Не показанная на рис. 8.43 шина управления образована проводниками, передающими сигналы записи, чтения данных из внешних устройств, чтения данных из внешней памяти программ и др. Шины адреса, данных и управления образуют в совокупности так называемую системную шину МПС. В дополнение к внутренним РОН ОМЭВМ к системной шине подключено *ОЗУ*, которое может быть реализовано на БИС серий 537, 541 и т. п. Обозначенное на рис. 8.43 пунктиром *ПЗУ* (могут использоваться БИС серий 573, 556 и т. п.) применяется в том случае, когда емкости внутреннего *ПЗУ* ОМЭВМ (1 Кбайт) оказывается недостаточно*.

Особый интерес представляет использование в микропроцессорном БУ программируемых интерфейсных БИС (интерфейс — совокупность аппаратно-программных средств, обеспечивающих взаимодействие МП или МПС с внешними устройствами), которые берут на себя часть функций управления аппаратурой МПС, разгружая центральный микропроцессор. Режим работы таких БИС можно изменять программно, записывая в их внутренние регистры определенные двоичные слова. В схеме рис. 8.43 одной из программируемых БИС является БИС-контроллер клавиатуры и дисплея ККД (КР580ВВ79), которая освобождает ОМЭВМ от функций сканирования клавиатуры и осуществления динамической индикации на дисплее, устраняет влияние «дребезга» контактов клавиатуры. Совместно с вспомогательными микросхемами (дешифраторы, буферные элементы) БИС может управлять индикатором с числом разрядов до 32 и клавиатурой с числом клавиш до 66. Этого обычно бывает достаточно в БУ приемника. Записывая соответствующие слова в регистр управляющего слова, можно задавать различные режимы работы контроллера. Например, при наборе с клавиатуры значения частоты настройки приемника набираемые цифры могут высвечиваться на индикаторе или слева направо, или в режиме калькулятора, т. е. последняя набранная цифра высвечивается в крайнем правом разряде индикатора, а предыдущие набранные цифры сдвигаются на один разряд влево.

Для управления переключением фильтров основной селекции (ФОС) и фильтров входной цепи (ВЦ) приемника в схеме рис. 8.43 использованы *порты 1* и *2* ОМЭВМ. Каждый разряд этих портов подключен к буферному элементу (на схеме не показаны), представ-

---

*Формирование сигналов управления *ОЗУ*, *ПЗУ*, портами ввода и вывода, *ККД* осуществляет формирователь *ФСУ*, который обеспечивает дешифрацию адресов и выработку сигналов управления *СУ* выбора кристаллов и сигналов записи и чтения.

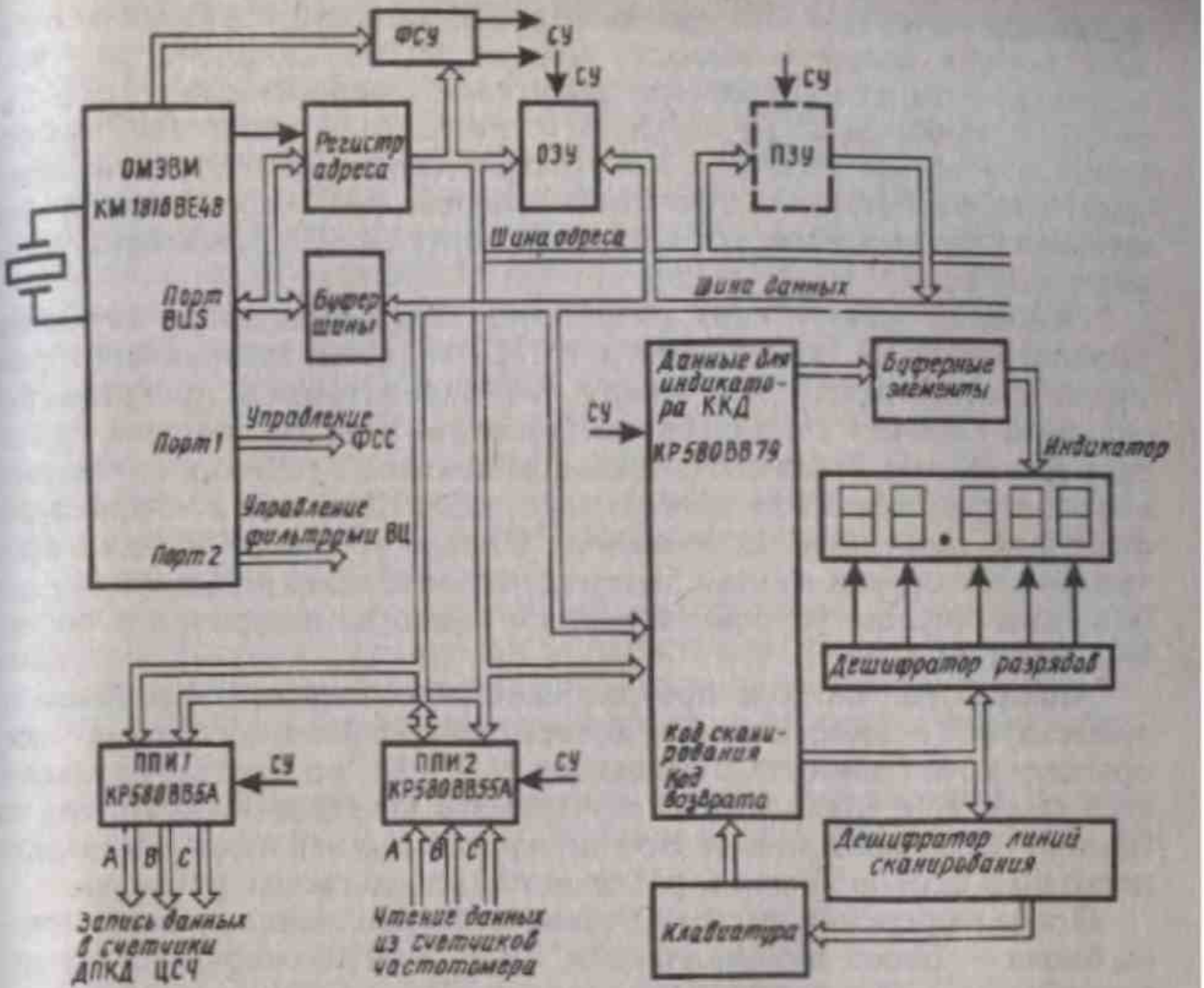


Рис. 8.43

ляющему собой транзисторный ключ в дискретном или интегральном исполнении. Выход каждого буферного элемента нагружен на свое исполнительное устройство. Предположим, что ОМЭВМ записала в *порт 2* двоичное число с единицей в младшем разряде (00000001). При этом на выводах всех разрядов порта, кроме младшего, появится напряжение логического нуля (+0,45 В), а на выводе младшего разряда — напряжение логической единицы (+2,4 В). Это напряжение вызовет включение транзисторного ключа, подключенного к выводу младшего разряда порта, что, в свою очередь, вызовет включение исполнительного устройства на выходе данного ключа-реле или транзисторного ВЧ-ключа, которое коммутирует данный фильтр. Аналогичным образом можно управлять коммутацией любых цепей в приемнике.

Портов ОМЭВМ оказывается недостаточно для управления и контроля всех необходимых узлов приемника, поэтому в схеме (см. рис. 8.43) применены две дополнительных БИС программируемого параллельного интерфейса (ППИ) — КР580ВВ55А, что

позволяет ОМЭВМ использовать шесть дополнительных 8-разрядных портов ввода — вывода. *Порты ППИ1* на схеме рис. 8.43 используются для управления делителем с переменным коэффициентом деления (ДПКД) цифрового синтезатора частот (ЦСЧ) приемника, а *порты ППИ2* — для приема данных от счетчиков блока частотомера РПУ. Соответственно первая БИС программируется на вывод данных через все три своих порта (*A, B, C*), а вторая — на ввод данных.

Основной задачей при разработке микропроцессорного блока управления РПУ, как и любой МПС, является оптимальное распределение функций БУ между его аппаратной и программной частями. Обычно стремятся уменьшить объем аппаратуры, повышая тем самым надежность и компактность БУ, снижая его энергопотребление, применяя программируемые БИС-контроллеры и реализуя часть функций программно. Однако это часто входит в противоречие с ограниченным быстродействием микропроцессора и небольшим числом устройств ввода — вывода, входящих в состав МП или ОМЭВМ.

Аппаратная часть и программное обеспечение БУ приемника существуют в виде единого аппаратно-программного комплекса, поэтому эффективность применения МП в БУ во многом определяется качеством управляющей программы последнего. Несмотря на обычно небольшой объем этой программы, в ней можно выделить несколько блоков команд, различающихся по своим функциям.

После включения питания начинается выполнение команд первого блока — блока инициализации. Здесь программируются все интерфейсные БИС, переписываются из ПЗУ в ОЗУ некоторые константы, все коммутируемые БУ цепи приемника переключаются в исходное состояние, выполняются другие операции.

Далее управление передается на блок команд, называемый интерфейсом с пользователем. При этом на дисплей выдается приглашение к вводу данных, ожидается нажатие на клавиатуре любой клавиши. После нажатия клавиши определяется ее код, который затем сохраняется в ОЗУ. На дисплей выводятся набираемые цифры, например значение частоты настройки РПУ. Неверно набранные цифры удаляются с дисплея и из ОЗУ при нажатии специальной клавиши.

После нажатия клавиши «Ввод» управление передается блоку вычислений. В этом блоке проверяется корректность набранного числа (возможна ли настройка приемника на данную частоту), определяется поддиапазон, в который попадает данная частота, определяются коэффициенты деления ДПКД в синтезаторе частот, подготавливаются данные для задания режимов работы других блоков и узлов РПУ.

Далее начинается выполнение блока команд управления аппаратурой приемника, где подготовленные данные выводятся в порты, включая узлы РПУ для работы в заданных режимах. После этого

управление может быть передано вновь на блок команд интерфейса с пользователем.

Обычно управляющие программы для небольших МПС, к числу которых принадлежат и блоки управления РПУ, разрабатываются и отлаживаются на универсальных ЭВМ, например на персональных компьютерах. Для этих целей разработаны многочисленные программные пакеты, включающие в себя программы-ассемблеры, компоновщики, отладчики, эмуляторы аппаратуры и др. На заключительном этапе отладка управляющей программы производится на макете блока управления, в том числе и в пошаговом режиме с остановкой после выполнения каждой команды. При этом во внутреннем ПЗУ ОМЭВМ находится программа-монитор, позволяющая после выполнения каждой команды выводить на дисплей содержимое любого регистра блока управления и изменять это содержимое с клавиатуры, а отлаживаемая программа размещается во внешнем ПЗУ или ОЗУ.

Для иллюстрации возможностей микропроцессоров и процесса их взаимодействия с внешними устройствами, каковыми являются узлы и блоки приемника, рассмотрим несколько примеров применения МП в РПУ, ориентируясь, где возможно, на структурную схему рис. 8.43.

Синтезаторы частот с микропроцессорным управлением. В цифровых синтезаторах частот (ЦСЧ) по заданной программе или по

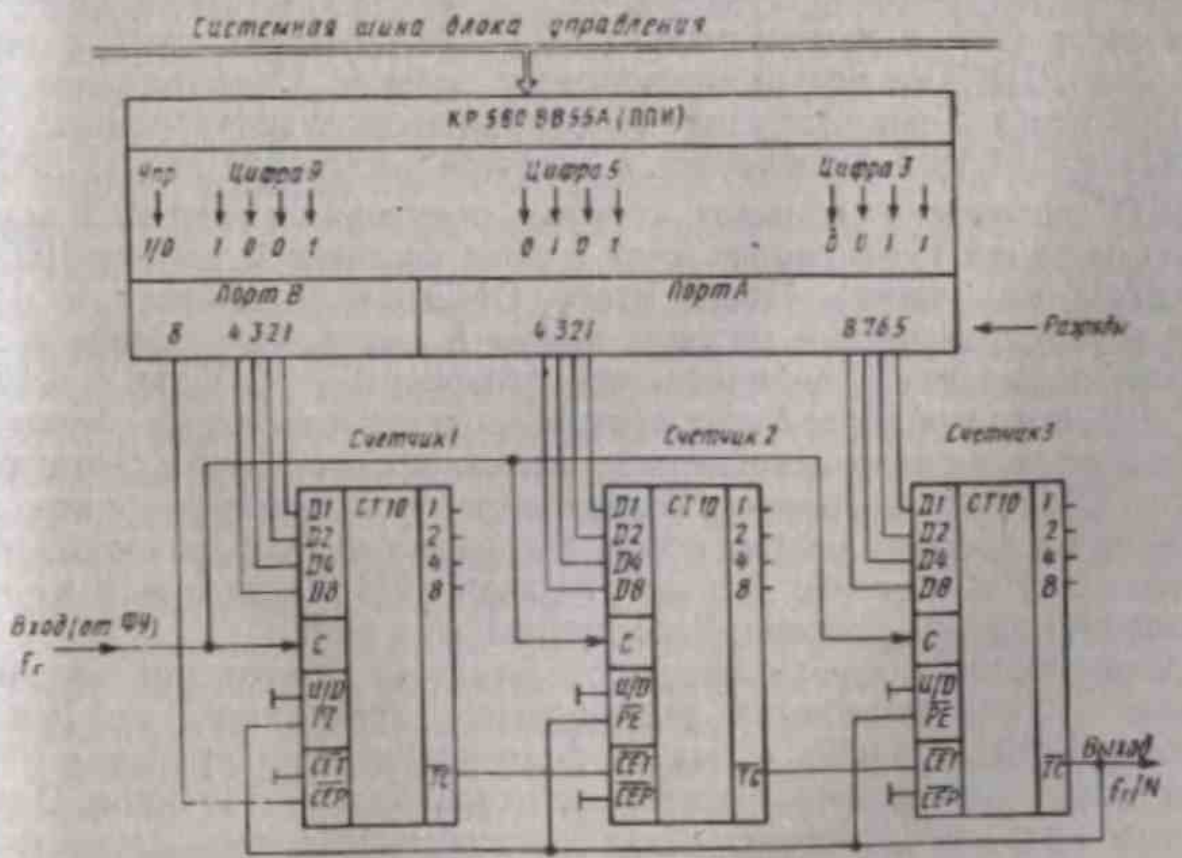


Рис. 8.44

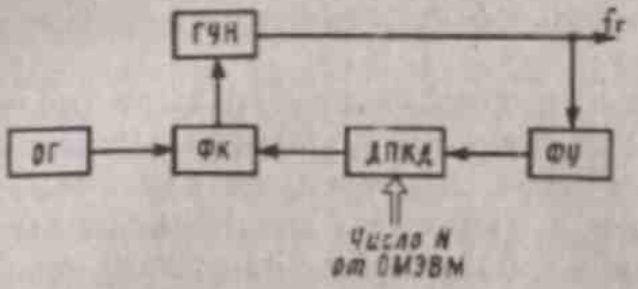


Рис. 8.45

командам управления МП перестраивает ЦСЧ на требуемую частоту. Принцип управления ЦСЧ с помощью МП заключается в том, что в цепь ФАПЧ включается цифровой делитель частоты, коэффициент деления которого меняется под действием управляющих сигналов, поступающих от МП.

Рассмотрим конкретный пример реализации цифрового ДПКД (рис. 8.45) ЦСЧ с микропроцессорным управлением по схеме рис. 8.44, где ППИ — это *ППИ1* на схеме рис. 8.43.

В данном случае ДПКД построен на основе трех универсальных десятичных счетчиков К531ИЕ16 с возможностью предустановки, с которыми МП или ОМЭВМ (см. рис. 8.43) взаимодействует через порты *A* и *B* БИС ППИ (порт *C* в рассматриваемой схеме не используется). Каждый счетчик имеет четыре входа предустановки (*D*1, *D*2, *D*4, *D*8), четыре информационных выхода (*1, 2, 4, 8*), на которых присутствует 4-разрядное двоичное число, соответствующее текущему состоянию счетчика (от 0 до 9), счетный вход *C*, вход *U*/*D*, определяющий режим работы счетчика (сложение или вычитание), управляющий вход предустановки $\overline{PE}$, вход переноса от счетчика предыдущего разряда $\overline{CET}$, управляющий вход разрешения счета CEP и выход переноса TC. Рассмотрим процесс перестройки ДПКД на новый коэффициент деления. Предположим, что ДПКД необходимо настроить на коэффициент деления, равный 359. Вначале ОМЭВМ записывает в восьмой (старший) разряд порта *B* ППИ логическую единицу, которая, поступая на вход CEP младшего счетчика 1, запрещает счет в этом счетчике и работу ДПКД в целом (см. ниже). После этого ОМЭВМ записывает в порт *A* и в младшие четыре разряда *порта B* десятичные цифры коэффициента деления в двоичном представлении — 3 (0011), 5 (0101), 9 (1001), которые далее будут постоянно присутствовать на выходах этих портов, а следовательно, и на входах предустановки счетчиков. Далее ОМЭВМ, не изменяя содержимого остальных разрядов, записывает в восьмой разряд порта *B* логический нуль, разрешая тем самым счет в счетчике *1* и работу всего ДПКД, который начнет выполнять циклы деления. Рассмотрим этот цикл.

Импульсная последовательность, частота повторений которой равна частоте колебаний управляемого генератора, входящего в кольцо ФАПЧ ЦСЧ, с выхода формирующего устройства (ФУ) поступает одновременно на счетные входы C всех счетчиков. Однако изменить свое состояние под действием импульса на счетном входе счетчик может только тогда, когда на его входе $\overline{CET}$ присутствует в это время активный сигнал переноса (логический нуль).

Поэтому после предустановки, выполненной ОМЭВМ, счет начинает только младший счетчик *1*, вход СЕТ которого заземлен, что эквивалентно подаче на него постоянно логического нуля.

Все счетчики ДПКД настроены на режим вычитающего счета, так как их входы *U/D* заземлены (логический нуль). С приходом каждого счетного импульса счетчик *1* уменьшает свое состояние на 1 (9—8—7—6—...). После прихода девятого импульса счетчик *1* переходит в состояние 0 и на его выходе $\overline{ТС}$ появляется сигнал переноса, разрешающий переключение счетчика *2* с приходом очередного импульса входной последовательности. Этот импульс переключает счетчик *2* в состояние *4*, так как он имел исходное состояние *5*, а счетчик *1* — в состояние *9*. При этом сигнал переноса с выхода счетчика *1* снимается и счетчик *2* на последующие девять импульсов входной последовательности не реагирует. Когда счетчик *1* вновь перейдет в состояние 0, счетчик *2* переключится еще раз и перейдет в состояние *3* и т. д. Аналогичным образом счетчик *2* управляет переключениями счетчика *3*.

Таким образом, за время цикла деления счетчик *1* переключится 359 раз, счетчик *2* — 35 раз, а счетчик *3* — только 3 раза. После прихода 359-го импульса входной последовательности счетчик *3* перейдет в состояние 0 и на его выходе $\overline{ТС}$ появится сигнал переноса, который используется как выходной сигнал ДПКД. Этот же сигнал подается на входы разрешения предустановки РЕ всех счетчиков, т. е. после прихода 359-го входного импульса разрешается перезапись данных (числа 359) из портов *A* и *B* ППИ в счетчики, которая происходит в момент прихода 360-го входного импульса. При этом с выхода $\overline{ТС}$ счетчика *3* снимается сигнал переноса и начинается новый цикл деления. После поступления от ОМЭВМ через разряд 8 порта *B ППИ1* сигнала разрешения счета коэффициент деления будет записан в счетчики ДПКД после ближайшего перехода счетчика *3* в нулевое состояние. Так как перед первым циклом деления на новый коэффициент состояние счетчиков не определено, первый цикл деления может быть длиннее или короче заданного, т. е. в ДПКД при перестройке на новый коэффициент деления имеет место переходный процесс, длительность которого в худшем случае равна длительности 1000 (по числу возможных состояний трех последовательно включенных десятичных счетчиков) периодов входной импульсной последовательности.

Появление импульса на выходе ДПКД после каждых 359 импульсов на входе эквивалентно делению частоты повторения входной импульсной последовательности на 359.

Однокристальная микроЭВМ может настроить ДПКД по схеме рис. 8.44 на любой коэффициент деления от 1 до 999. Применение в ДПКД аналогичных двоичных счетчиков (16 возможных состояний) вместо десятичных позволяет повысить верхний коэффициент деления при трех счетчиках до 4095.

По описанной схеме можно соединить последовательно большее число счетчиков, получая большие коэффициенты деления. При этом для связи дополнительных счетчиков с ОМЭВМ можно задействовать неиспользуемый порт *С* ППИ или ввести в блок управления дополнительную интерфейсную БИС. Выходы счетчиков *1, 2, 4, 8* в рассмотренной схеме не используются.

Следует также помнить о том, что максимально допустимое значение частоты повторения входной импульсной последовательности определяется максимальным быстродействием первого (младшего) счетчика. Например, для универсальных счетчиков серии К531 это значение составляет порядка 40 МГц.

Делитель с переменным коэффициентом деления по схеме рис. 8.44 входит в кольцо ФАПЧ (см. рис. 8.45) ЦСЧ приемника. На рис. 8.45 приняты следующие обозначения: *ОГ* — опорный генератор; *ФК* — фазовый компаратор; *ГУН* — генератор, управляемый напряжением; *ФУ* — формирующее устройство, преобразующее синусоидальный сигнал с выхода *ГУН* в последовательность прямоугольных импульсов.

Применение ОМЭВМ в приемнике позволяет не только управлять частотой ЦСЧ, но и реализовать связанные с этим «сервисные» функции: запоминание частот конечного числа каналов, их позывных, поиск по частоте с автоматической сменой направления сканирования при необнаружении до конца диапазона сигнала новой радиостанции и т. д. Оператор, например, может высветить на дисплее или загрузить в память любую требуемую частоту настройки. Для этого с клавиатуры на передней панели РПУ набираются необходимые цифры, после чего нажимается соответствующая клавиша. Например, нажатием клавиши «Автоматическое сканирование» может осуществляться последовательное сканирование по введенным заранее в память частотам. Сканирование прекращается, если на одной из частот обнаружена передающая станция, и возобновляется, если передача обрывается. В том случае, когда необходимо специально выделить несколько каналов, им может быть присвоен приоритет. При сканировании на дисплее последовательно высвечиваются номера каналов. При обнаружении работающего канала его номер и частота поочередно с интервалом в 1 с высвечиваются на дисплее. Если нажата, например, клавиша «Выбор канала», то сканирование прекращается и на дисплее попеременно возникают номер канала и соответствующая ему частота. Последовательное нажатие этой клавиши приводит к перебору каналов. Таким образом, клавишей «Выбор канала» может быть зафиксирован любой канал для последующих операций с ним. Может быть предусмотрена возможность исключения какого-либо канала из сканирования либо запись его в память.

Взаимодействие ОМЭВМ с блоком цифрового частотомера. В процессе работы приемника обычно возникает необходимость вывести на индикатор БУ точное значение текущей частоты настройки

РПУ, так как из-за неисправности ГУН в кольце ФАПЧ синтезатора частот возможно отклонение значения истинной частоты настройки приемника от значения, введенного с клавиатуры приемника. В связи с этим в приемник с микропроцессорным БУ часто включают блок цифрового частотомера (см. § 8.8).

Рассмотрим взаимодействие ОМЭВМ БУ с блоком частотомера на примере рис. 8.46. На быстродействующие (с максимальной тактовой частотой 100 МГц) счетчики 1531ИЕ10 частотомера возложена аппаратная функция счета импульсов входной последовательности. ОМЭВМ не может выполнять данную функцию из-за своего ограниченного быстродействия. Работа схемы частотомера описана в § 8.8. В случае применения блока частотомера в приемнике с микропроцессорным БУ вторая половина периода сигнала в точке *Б* (см. рис. 8.41, *б*) используется для передачи значения измеряемой частоты из счетчиков в ОМЭВМ через БИС ППИ (это *ППИ2*, рис. 8.43). В это время схема *И* закрыта и содержимое счетчиков не изменяется.

Формирователь ФУС (см. рис. 8.41) выдает импульсы предустановки (точка *Г*), подготавливая счетчики к очередным циклам счета, а также сигнал запроса прерывания, аналогичный сигналу стробирования буферных регистров (см. рис. 8.41, точка *Д*), который подается на вход *INT* ОМЭВМ. Этот сигнал формируется в момент окончания каждого цикла счета и информирует микроЭВМ о том, что очередной цикл счета завершен и из счетчиков необходимо считать данные. На это отводится 1 мс, так как в момент начала очередного цикла счета данные, полученные в ходе предыдущего цикла, будут потеряны.

Получив сигнал запроса прерывания, ОМЭВМ прекращает выполнение команд основной программы и переходит к выполнению подпрограммы обслуживания прерывания, которая содержит команды чтения данных из счетчиков через БИС ППИ, сохранения полученных данных в ОЗУ или выдачи их на дисплей в зависимости

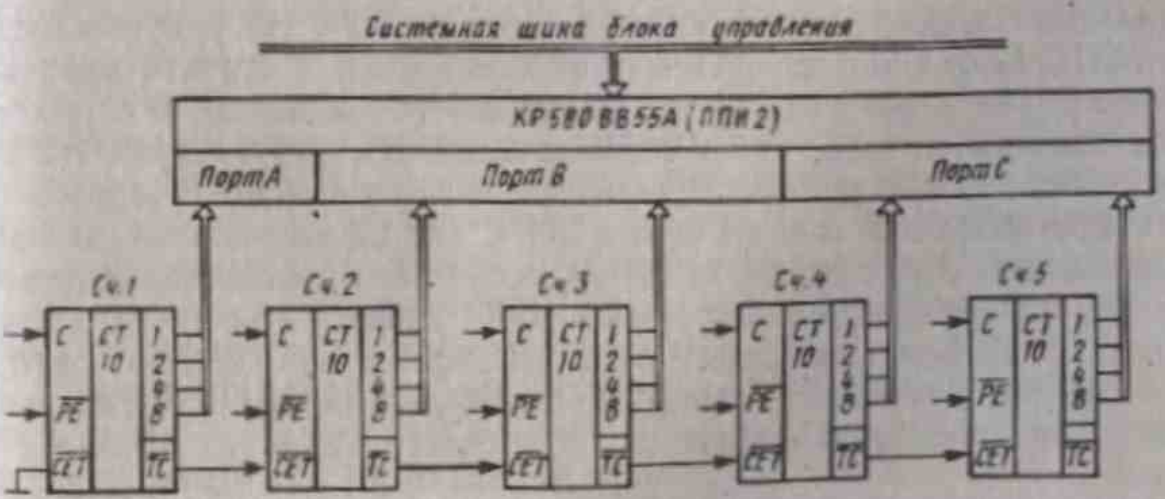


Рис. 8.46

от текущего режима работы блока управления РПУ. После окончания обслуживания прерывания микроЭВМ возвращается в основную программу и продолжает ее выполнение до следующего запроса прерывания.

Отметим, что прерывания могут быть запрещены или разрешены специальными командами ОМЭВМ. Если прерывания запрещены, микроЭВМ никак не реагирует на сигнал по входу INT. В программу включают команду запрета прерываний в том случае, когда нежелательно прерывание в ходе выполнения какой-то группы команд. После выполнения этого места в программе прерывания могут быть вновь разрешены. После включения питания прерывания в ОМЭВМ запрещены, следовательно, в блоке команд инициализации (см. выше) может присутствовать команда разрешения прерываний.

Значение промежуточной частоты (которое может меняться в зависимости от поддиапазона) учитывается программным способом. Считав в подпрограмме обслуживания прерывания число из счетчиков, микроЭВМ вычтет или прибавит к нему константу — значение ПЧ. В результате будет получено значение частоты настройки приемника, которое далее может быть выведено на индикатор или сохранено в ОЗУ.

МП в системе дистанционного управления и контроля РПУ. Управляющие команды передаются одному МП, который направляет сигналы управления к соответствующим узлам приемника. При этом существенно упрощаются как органы управления на передней панели приемника, так и соединения между его узлами. Это объясняется тем, что передача команд управления осуществляется не по многочисленным проводам, а по системной шине. Обычно помимо МП, находящегося в управляемой аппаратуре, предусматривается еще один МП в пульте дистанционного управления и контроля. Это также дает возможность управления сразу несколькими устройствами, работающими совместно.

На рис. 8.47 показана типовая схема системы дистанционного управления и контроля с использованием *МП*. Из рисунка видно, что МПС блока управления в приемнике и МПС пульта дистанционного управления и контроля могут иметь одинаковую структуру, за исключением того, что в МПС пульта ДУ отсутствуют устройства ввода — вывода, непосредственно взаимодействующие с узлами приемника. В состав обеих МПС входят контроллеры последовательного интерфейса, которые могут быть реализованы, например, на основе программируемых БИС универсальных синхронно-асинхронных приемопередатчиков (УСАПП) КР580ВВ51, которые преобразуют двоичные слова, передаваемые от МП по системной шине в параллельной форме, в последовательный поток бит и обратно.

Адаптация последовательных двоичных потоков данных, поступающих от пульта ДУ к БУ приемника и обратно, к передаче по

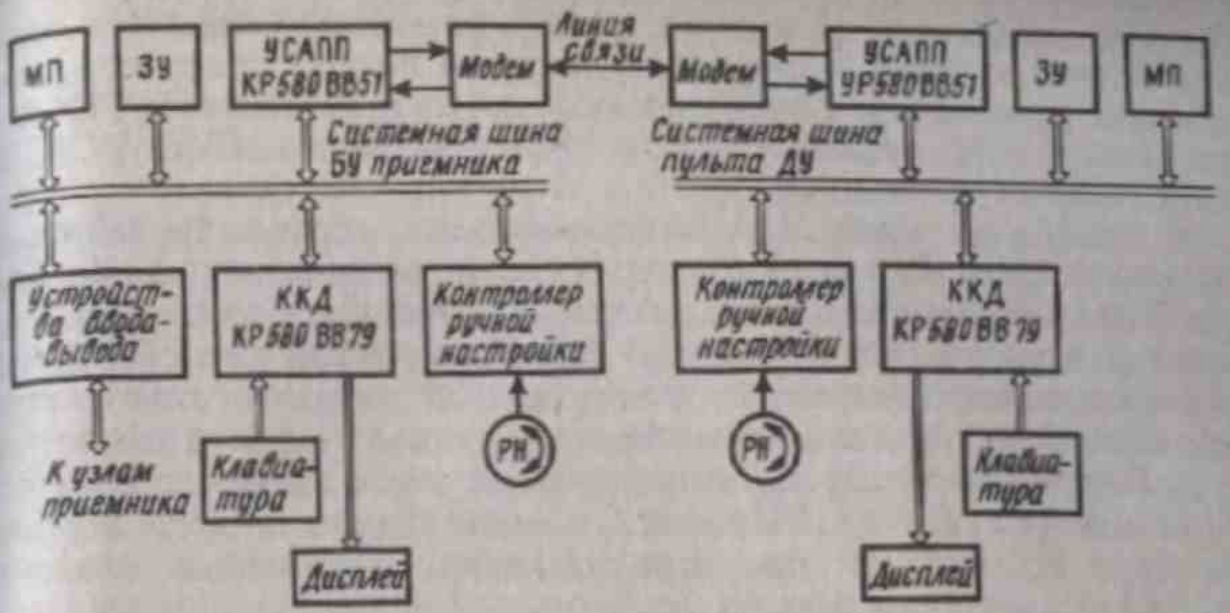


Рис. 8.47

линии связи осуществляется в модемах (модуляторах—демодуляторах). В этих устройствах происходит помехоустойчивое кодирование передаваемых данных, модуляция их двоичных сигналов с применением перспективных видов ЧМ и ФМ. В модемах осуществляется также помехоустойчивый прием данных на фоне шумов в линии связи, их декодирование с обнаружением и (или) исправлением ошибок. Сложность модема, который обычно управляется своим отдельным микропроцессором, зависит от вида линии связи (телефонная линия с полосой 0,3—3,4 кГц; коаксиальный кабель; волоконно-оптическая линия), а также от ее протяженности. Иногда, если, например, линия связи расположена в пределах одного здания, можно вообще обойтись без модемов, передавая команды ДУ непосредственно в двоичной форме.

Применение МП в БУ приемника и в пульте ДУ позволяет системе дистанционного управления и контроля адаптироваться к качеству линии связи и реализовать эффективные протоколы обмена данными, например, с перезапросом и повторной передачей команды ДУ при обнаружении ошибок.

Управление приемником с пульта ДУ практически ничем не отличается от управления с передней панели РПУ, так как на переднюю панель пульта вынесены те же органы управления и контроля, что и на переднюю панель приемника — ручка настройки (РН), клавиатура для набора значений частоты настройки и ввода других команд, многофункциональный дисплей. Вместе с тем возможно задание режимов приоритетного управления с пульта ДУ или с передней панели приемника. Если управление с пульта ДУ имеет более высокий приоритет, то при поступлении команды с этого пульта БИС УСАПП БУ приемника выдаст сигнал запроса прерывания, получив который МП БУ немедленно считает из БИС

УСАПП принятую команду и начнет ее выполнение. При этом выполнение команд, введенных с передней панели приемника, временно прекращается. Если более высокий приоритет имеет управление с передней панели РПУ, то прерывания от БИС УСАПП запрещаются (см. выше).

В последнее время для дистанционного управления многими РПУ на больших приемных центрах стали применяться универсальные ЭВМ, персональные компьютеры, имеющие большую вычислительную мощность и широкий набор периферийного оборудования: высокоинформативные телевизионные дисплеи, печатающие устройства, накопители на магнитных дисках большой емкости и т. д. Благодаря этому стала возможной реализация сложных алгоритмов управления РПУ, адаптивный прием и др. Скорость передачи команд ДУ при использовании современных модемов достигает десятков тысяч бит/с.

МП для построения фильтров. При реализации фильтров МП применяются для переключения аналоговых и построения цифровых фильтров. Переключение фильтров может осуществляться как в преселекторе, так и в тракте ПЧ приемника. Дополнительная подпрограмма позволяет настроить приемник на сигнал от внутреннего генератора с известной частотой, после чего МП определяет характеристики каждого фильтра с запоминанием полученной информации. Это дает возможность последовательного выбора любого фильтра в произвольном порядке с передней панели приемника.

Цифровая обработка сигнала с помощью цифровых фильтров является той областью, где применение МП наиболее перспективно. Это объясняется тем, что цифровые фильтры, построенные на базе МП, позволяют менять алгоритм своей работы, что важно при создании РПУ для адаптивных систем.

В РПУ цифровые фильтры используются в основном в последетекторной части приемника либо в цепях АРУ и АПЧ. В тракте промежуточной и тем более радиочастоты эти фильтры, как правило, не удовлетворяют пока требованиям по быстродействию.

В качестве примера можно привести специализированную микроЭВМ для цифровой обработки сигналов БИС КМ1813ВЕ1, на основе которой реализуются типовые функциональные узлы: фильтры нижних и верхних частот, содержащие до 20 комплексных пар полюсов и (или) нулей (фильтр 40-го порядка); детекторы; выпрямители; ограничители; умножители и делители 25-разрядных двоичных чисел; генераторы колебаний и функции — аппроксимация нелинейных функций, например квадратичных, логарифмических; логические операции и др. Однако следует помнить о том, что увеличение порядка реализуемого фильтра ведет к удлинению программы, которая периодически выполняется в течение интервала времени между двумя соседними отсчетами встроенного АЦП. Таким образом, удлинение программы приводит к уменьшению значения частоты дискретизации, что, в свою очередь, уменьшает

значение допустимой верхней частоты в спектре обрабатываемого сигнала.

МП в сигнатурном анализе. Устройство управления современным приемником может содержать множество кристаллов цифровых модулей: ОЗУ произвольного доступа, постоянные ЗУ, интерфейсы, цифровые компараторы, делители и т. д. Общее число ИС в схеме управления может достигать 50 и более. Обычно они смонтированы на одной плате; нахождение и локализация отказавшей ИС, вносящей ошибки в работу всей системы, — трудная задача. Одним из наиболее перспективных путей ее решения является сигнатурный анализ, согласно которому на вход каждого модуля подается псевдослучайная последовательность нулей и единиц; выходной сигнал дешифруется в буквенно-цифровую подпись. Эта подпись может быть высвечена на экране дисплея для сравнения с эталонной, хранящейся в журнале оператора или в ЗУ. Входная последовательность каждого модуля постоянная, следовательно, постоянна и его подпись при исправном модуле. К входной последовательности предъявляются следующие требования: а) краткость, б) возможность проверки максимального числа логических переходов модуля. Существуют специальные методы формирования входных последовательностей. Программа сигнатурного анализа может быть введена в память МП и при необходимости вызывается с пульта местного или дистанционного управления. Таким образом, МП контролирует исправность ИС в РПУ.

Необходимо помнить о том, что микропроцессорный блок управления, как и другие цифровые устройства в приемнике (счетчики ДПКД и частотомера), является потенциальным источником помех для главного тракта приема (ГТП). Поэтому обычно требуется принятие специальных мер для устранения влияния этих помех на ГТП. Перечислим основные из этих мер: включение *RCL*-фильтров в цепи питания элементов как главного тракта приема, так и цифрового блока управления, а также других цифровых устройств приемника; экранирование элементов ГТП или БУ, а также других цифровых устройств, особенно быстродействующих (счетчики ДПКД, частотомера), рабочие частоты которых лежат в пределах диапазона частот, принимаемых РПУ; экранирование сигнальных проводников, особенно большой протяженности; пространственное разнесение микропроцессорного БУ и элементов ГТП; включение на входах цифровых устройств (ДПКД, частотомера) буферных и развязывающих каскадов на основе эмиттерных или истоковых повторителей.

Выводы. 1. *Введение МП в РПУ позволяет определить параметры состояния и изменить режим работы конкретного узла, а также осуществить коммутацию блоков по программе МП.*

2. *Перспективным является применение в РПУ однокристальных микроЭВМ, а также программируемых интерфейс-*

ных БИС, что позволяет сделать блок управления надежным, компактным, с малым энергопотреблением.

3. Для эффективного применения МП необходимо правильно распределить функции между аппаратной частью и программным обеспечением блока управления РПУ.

4. Использование МП в качестве центрального управляющего устройства позволяет реализовать цифровой контроль и управление фактически всеми функциями приемника: синтезом частот; «сервисными» функциями по запоминанию частот конкретных каналов и их позывных, включая поиск по частоте; переключением аналоговых и построением цифровых фильтров; дистанционным управлением РПУ; сигнатурным анализом и т. д.

Глава 9

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

§ 9.1. ПОМЕХИ РАДИОПРИЕМУ

Помехой называется любое постороннее воздействие на РПУ, не относящееся к полезному сигналу и препятствующее его правильному приему. Помехи реального канала связи можно разделить на внешние и внутренние. *Внешние помехи* можно подразделить на естественные и искусственные. *Естественные помехи* создаются электромагнитными процессами в земной атмосфере. Мощным источником помех является космос и тропосфера. *Искусственные помехи* могут создаваться многочисленными промышленными установками (индустриальные помехи), а также в результате излучений посторонних радиостанций (непреднамеренные и специально организованные помехи) и т. д. *Внутренние помехи* в основном обусловлены внутренними шумами радиоприемника.

При исследовании помехоустойчивости радиоприема реально действующие помехи заменяют упрощенными моделями, отражающими наиболее типичные и наиболее вероятные виды помех. Использование таких моделей дает возможность провести теоретическую оценку влияния помех на прием радиосигналов.

Большинство помех, действующих в реальном канале связи, можно представить с помощью четырех моделей: сосредоточенной, импульсной, квазиимпульсной и флуктуационной.

Сосредоточенные помехи. Под сосредоточенной понимают помеху, частотный спектр которой находится в узкой полосе частот. Обычно ширина спектра такой помехи соизмерима или даже уже полосы частот полезного сигнала. В основном сосредоточенные помехи обусловлены сигналами посторонних радиостанций. Кроме того, они могут создаваться различными радиочастотными генераторами, применяемыми в производственной технологии, а также возникать в самом приемнике (комбинационные помехи, переходные помехи в многоканальной связи и т. д.).

Сосредоточенные помехи можно разделить (см. рис. 1.5) на внутриполосные, попадающие в полосу пропускания приемника,

и внеполосные помехи. *Внутриполосные помехи* могут возникать как в самом приемнике, так и попадать на его вход извне. *Внеполосные сосредоточенные помехи* — это в основном сигналы посторонних радиостанций. Условия распространения сосредоточенных помех и полезных сигналов близки между собой, поэтому статистические характеристики таких помех подобны характеристикам полезного сигнала и зависят от конкретных условий связи.

Импульсные помехи (ИП). Такие помехи представляют собой непериодическую последовательность одиночных импульсов. Ее характерной особенностью является широкий частотный спектр. Временной интервал между импульсами помех таков, что переходные процессы, вызванные в приемнике отдельными импульсами, не перекрываются. Длительность импульсных помех $10^{-5}-10^{-8}$ с. Создаются они в основном промышленными и атмосферными источниками. Источником атмосферных помех являются грозы. Ток при грозовом разряде является апериодическим или быстрозатухающим колебательным процессом длительностью от 0,1 до 3 мс. Существуют справочные данные о распределении уровня атмосферных помех по земному шару для четырех времен года и для интервалов времени внутри суток. На частотах выше 20 МГц атмосферные помехи близки к флуктуационным, а в нижней части КВ-диапазона имеют в большей мере импульсный характер. Атмосферные помехи на коротких трассах более заметны. В летние месяцы средние уровни атмосферных помех могут приблизиться к уровню помех от соседних станций.

Под действием импульсной помехи в приемнике возникает переходный процесс. Помеху можно рассматривать как ударное воздействие (рис. 9.1, *а*), а радиотракт приемника — как колебательную систему, на выходе которой под действием помехи появляется высокочастотный импульс (рис. 9.1, *б*) длительностью τ, где τ — постоянная времени радиотракта приемника. Если переходные процессы на выходе радиотракта при действии импульсов помех перекрываются, то помехи уже нельзя считать импульсными. Импульсная помеха может иметь любую форму. При исследовании часто выбирают импульсную помеху (рис. 9.2, *а*) вида $e_{\text{А}} = u_{\text{вх}} = U_0 e^{-at}$, где a — коэффициент, характеризующий скорость спадания напряжения помехи. Спектральная плотность импульсной помехи, согласно преобразованию Фурье, $\dot{S}_{\text{вх}}(\omega) = \int_0^\infty u_{\text{вх}}(t)\, e^{-j\omega t}\, dt$; после подстановки $u_{\text{вх}}(t)$ в это выражение и интегрирования получим $\dot{S}_{\text{вх}}(\omega) = U_0/(a+j\omega)$. Модуль и фаза спектральной плотности импульсной помехи (рис. 9.2, *б*, *в*)

$$S(\omega) = U_0/\sqrt{a^2+\omega^2};\ \varphi(\omega) = -\operatorname{arctg}(\omega/a). \qquad (9.1)$$

Согласно (9.1), спектр одиночной импульсной помехи имеет

непрерывный характер (рис. 9.2, *б*). На какую бы частоту ни был настроен радиотракт, часть спектральных составляющих помехи попадает в его полосу пропускания. Чем меньше время действия помехи $\tau_и$, т. е. чем больше коэффициент a, тем спектр более равномерен по частоте. В пределах полосы пропускания радиотракта спектральную плотность помехи можно считать постоянной и равной $S(\omega_0)$, где ω_0 — резонансная угловая частота радиотракта.

Квазиимпульсные помехи характеризуются тем, что нестационарные процессы от отдельных импульсов частично накладываются друг на друга.

Флуктуационные помехи (ФП). Эти помехи всегда присутствуют в реальных радиоустройствах в виде тепловых шумов и шумов электронных приборов. Суммарное напряжение любых помех от различных источников также часто имеет характер флуктуационной помехи. Так, результирующая помеха при воздействии многих импульсных помех с перекрывающимися переходными процессами является флуктуационным шумом. Флуктуационный характер могут иметь сосредоточенные помехи, когда одновременно работает много станций. Некоторые промышленные установки, а также станции преднамеренных помех могут служить причинами флуктуационных воздействий. Космические помехи, а также многие виды атмосферных помех имеют флуктуационный характер. Ряд помех при прохождении через радиоприемник нормализуются и приобретают свойства нормальной флуктуационной помехи.

Под флуктуационной помехой обычно понимают непрерывный во времени случайный процесс с нормальным распределением

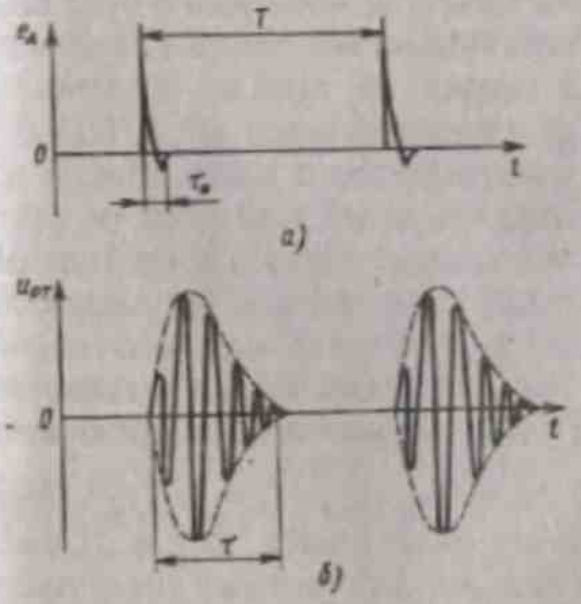


Рис. 9.1

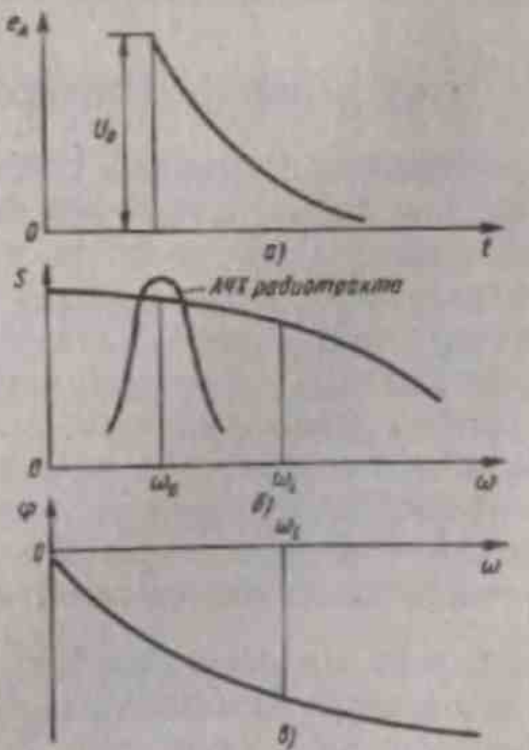


Рис. 9.2

мгновенных значений и нулевым средним значением. Во многих случаях нормальная флуктуационная помеха имеет равномерный спектр в очень широкой полосе частот. Такую помеху называют *белым шумом*. Однако большинство линейных радиотехнических систем являются узкополосными. Энергетический спектр флуктуационной помехи на выходе узкополосной линейной цепи также узкополосен и определяется формой частотной характеристики системы. В этом случае флуктуационную помеху можно представить в виде синусоидального колебания со случайно и сравнительно медленно изменяющимися амплитудой $U_{\text{п}}$ и фазой $\theta_{\text{п}}$.

По характеру взаимодействия с сигналом помехи делятся на аддитивные и мультипликативные. При *аддитивной помехе* результирующее колебание образуется при суммировании сигнала и помехи. При *мультипликативной помехе* результирующее колебание образуется при перемножении сигнала и помехи.

Выводы. 1. *По свойствам помехи делятся на сосредоточенные, импульсные и флуктуационные. Временной интервал между импульсными помехами таков, что переходные процессы, вызванные в приемнике отдельными импульсами, не перекрываются.*

2. *Флуктуационную помеху можно рассматривать как последовательность импульсов, следующих друг за другом так быстро, что переходные процессы в РПУ от каждого импульса перекрываются. Такая помеха является непрерывным во времени случайным процессом.*

3. *Аддитивная помеха суммируется с сигналом, мультипликативная — перемножается.*

§ 9.2. ПОНЯТИЕ О ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РПУ

Способность приемника обеспечивать прием сообщений в условиях действия помех называется *помехоустойчивостью*. Если передается сообщение $u_{\text{с}}(t)$, то из-за действия помех на выходе приемника воспроизводится напряжение $u_{\text{с+п}}(t)$, отличающееся от $u_{\text{с}}(t)$. Для оценки степени несоответствия воспроизведенного приемником напряжения $u_{\text{с+п}}(t)$ переданному сообщению $u_{\text{с}}(t)$ вводится понятие *верности приема*, являющееся количественной мерой помехоустойчивости. Если сообщение аналоговое, то ошибка при приеме сообщения, обусловленная только действием помех, $\Delta X = u_{\text{с+п}}(t) - u_{\text{с}}(t)$, где ΔX — функция времени. Известно, что, как правило, среднее значение этой ошибки равно нулю. Поэтому используют среднеквадратичное значение ошибки $\Delta X = \sqrt{\overline{\Delta X^2}} = \sqrt{\overline{[u_{\text{с+п}}(t) - u_{\text{с}}(t)]^2}}$. Верность приема сообщения зависит как от вида помех, так и от вида принимаемого сообщения. Если сообщения дискретные (например, сигналы телеграфной связи), то верность их приема оценивается

вероятностью правильного приема $P_{пр} = \lim \frac{N_{прав}}{N}$ при $N \to \infty$ или *вероятностью ошибочного приема* $P_{ош} = 1 - P_{пр} = \lim \frac{N_{ош}}{N}$ при $N \to \infty$, где N — общее число переданных посылок; $N_{прав}$, $N_{ош}$ — число правильно и ошибочно принятых посылок.

Максимально возможная верность приема при заданных условиях определяет *потенциальную помехоустойчивость приема сообщений*. Теория потенциальной помехоустойчивости разработана отечественным ученым В. А. Котельниковым. Потенциальная помехоустойчивость показывает, до какого предела можно улучшать помехоустойчивость приемника; реализовать помехоустойчивость выше потенциальной невозможно, так как есть помехи, от которых при приеме нельзя освободиться полностью (флуктуационные помехи). Количественно помехоустойчивость обычно оценивают уровнем помехи при заданном уровне сигнала в антенне (или наоборот), при котором сообщение воспроизводится с требуемой верностью.

Помехоустойчивость изготовленного приемника называется *реальной*. Реальная помехоустойчивость всегда хуже потенциальной. Это связано с тем, что обычно не удается создать в приемнике каскады с идеальными характеристиками и нешумящие каскады с постоянными во времени характеристиками. Поэтому можно разработать схему приемника с потенциальной помехоустойчивостью, однако после ее реализации помехоустойчивость этого РПУ всегда меньше потенциальной.

Выводы. 1. *Помехоустойчивость приемника характеризует его способность обеспечить прием сообщения в условиях действия помех.*

2. *В приемнике с максимально возможной верностью принимаемого сообщения при заданных условиях приема реализуется потенциальная помехоустойчивость. Помехоустойчивость реального приемника всегда хуже потенциальной.*

§ 9.3. МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ПОМЕХАМИ В РПУ

Методы борьбы с помехами основаны на использовании различий характеристик сигнала и помех. *Различие в частотных спектрах* (см. рис. 1.5) позволяет отделить сигнал от помех с помощью частотно-селективных цепей. Частотная селекция обеспечивает подавление внеполосной помехи. Если помеха имеет широкий по сравнению с сигналом спектр, который налагается на спектр сигнала, то частотная селекция, не подавляя полностью помеху, позволяет существенно ее ослабить. *Различие в фазах* сигнала и помехи используется в устройствах подавления помех, реагирующих на фазу колебаний. Фазовая селекция осуществляется, например, в син-

хронном амплитудном детекторе. *Различие в амплитудах* сигнала и помех лежит в основе метода борьбы с помехами с помощью устройств, обладающих амплитудной селективностью. Большинство нелинейных устройств (АД, ЧД, АО и т. д.) обладают способностью изменять отношение сигнал/помеха. *Различие в направлениях прихода* сигнала и помехи используется в устройствах, обладающих пространственной селективностью. Этот способ борьбы с помехами реализуется с помощью направленных антенн. Наибольший эффект в борьбе с помехами дают методы, использующие одновременно несколько различий в характеристиках сигнала и помех.

Выводы. 1. *Методы борьбы с помехами основаны на использовании различий в характеристиках сигнала и помех.*

2. *Наибольшее распространение нашли частотная, фазовая, амплитудная и пространственная селекции.*

§ 9.4. ДЕЙСТВИЕ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПОМЕХ НА ПРИЕМНИК

Линейный радиотракт. Если амплитуды сигнала и помех малы, то радиотракт РПУ работает практически в линейном режиме. При этом от внеполосной сосредоточенной помехи можно избавиться полностью с помощью частотно-селективных цепей. Если на входе приемника (см. рис. 1.5) действует сигнал на частоте f_2 и помехи на частотах f_1, f_3 и f_4, то при идеальной АЧХ радиотракта помехи полностью подавляются. Для внутриполосных помех с частичным или полным перекрытием спектров для подавления помех необходимо использовать устройства с амплитудной и фазовой селективностью. Предположим, что в радиотракте действует суммарное напряжение сигнала и помехи $u = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + U_П \cos(\omega_c t + \varphi_П)$; сигнал и помеха имеют одну и ту же частоту ω_c и различные фазы φ_c и $\varphi_П$. Для отделения сигнала от помехи применяют синхронный детектор (СД) (см. § 6.1). Поскольку СД — линейная система, к нему применим принцип суперпозиции, позволяющий рассматривать детектирование сигнала и помехи раздельно. Согласно (6.2), напряжение $U_{вых}$ на выходе СД от сигнала $U_{вых\,с} = 0{,}5 S_1 U_c R_н \cos(\varphi_г - \varphi_c)$, а от помехи $U_{вых\,П} = 0{,}5 S_1 U_П R_н \cos(\varphi_г - \varphi_П)$. Если $\varphi_г = \varphi_c$, то $U_{вых\,с} = \max$; если $\varphi_П = \varphi_г \pm 90°$, то $U_{вых\,П} = 0$ и помеха полностью подавляется.

Нелинейный радиотракт. Полезный сигнал часто принимается на фоне одной или нескольких значительных по уровню внеполосных помех. При этом возникает ряд нежелательных нелинейных эффектов (НЭ), снижающих помехоустойчивость приема.

Нелинейные эффекты при усилении сигнала в присутствии помехи. Рассмотрим простейший случай, когда на входе РПУ действуют два гармонических колебания, одно из которых u_c — полезный сигнал, другое $u_П$ — помеха. Тогда

$$u_{вх} = U_c \cos \omega_c t + U_п \cos \omega_п t. \qquad (9.2)$$

Подставив (9.2) в выражение (3.49), описывающее аппроксимированную ВАХ УЭ, и произведя тригонометрические преобразования, можно показать, что выходной ток УЭ содержит помимо составляющих с частотами ω_c и $\omega_п$ и частотами гармоник $2\omega_c$, $3\omega_c$, ..., $2\omega_п$, $3\omega_п$, ..., составляющие с комбинационными частотами $|k\omega_c \pm m\omega_п|$. Число комбинационных составляющих резко возрастает с увеличением числа помех на входе РПУ. Амплитуда входного тока с частотой сигнала ω_c, на которую настроен резонансный контур усилителя,

$$I_{m1} = SU_c + \frac{S''}{8} U_c^3 + \frac{S''}{4} U_c U_п^2. \qquad (9.3)$$

Согласно (9.3), амплитуда тока I_{m1} зависит от амплитуды напряжения помехи $U_п$; этот нелинейный эффект называется *блокированием*. Блокирование проявляется в том, что амплитуда напряжения сигнала на выходе приемника при $S'' < 0$ (что обычно имеет место) начинает уменьшаться при увеличении напряжения помехи на входе приемника; при этом приемник как бы блокируется помехой.

Наличие комбинационных составляющих в выходном токе определяет нелинейный эффект, называемый *интермодуляцией*. Из-за интермодуляции две помехи, частоты которых находятся вне полосы пропускания РПУ, могут создать составляющую с частотой, попадающей в результирующую полосу пропускания приемника. При амплитудно-модулированной помехе $U_п = F(t)$ ток I_{m1}, согласно (9.3), изменяется по закону изменения $U_п^2(t)$; полезный сигнал оказывается промодулированным сообщением, передаваемым мешающей станцией. Этот эффект называется *перекрестной модуляцией*, он определяется нелинейностью ВАХ третьей степени.

Способы повышения линейности радиотракта. Эти способы можно условно подразделить на две группы. К первой относятся способы, обеспечивающие уменьшение уровня мешающих сигналов на входе нелинейного усилителя с помощью высокоселективных фильтров; ко второй — способы, повышающие линейность самого усилителя. Для этого необходимо правильно выбирать режим работы транзистора, использовать в усилителе для улучшения его линейности мощные биполярные и полевые транзисторы, устанавливать оптимальные с точки зрения минимизации НЭ сопротивления источника сигнала и нагрузки, использовать компенсацию НЭ в многокаскадном усилителе.

Эффективным способом снижения НЭ является введение в усилитель цепи ОС. Предположим, что у усилителя без ОС $K = 1000$; $U_c = 1$ мВ, а при введении в усилитель ОС $K_{ос} = 10$. Поскольку $K_{ос} = K/(1 + \beta K)$, то коэффициент передачи по напряжению цепи ОС $\beta = 0{,}099$. При этом на входе УЭ в усилителе с ОС амплитуда сигнала

равна 0,01 мВ, т. е. происходит уменьшение напряжения на входе УЭ в 100 раз. Так как уровень НЭ второго и третьего порядков зависит от $u_{вх}^2$ и $u_{вх}^3$, то уровень НЭ второго порядка уменьшается в усилителе с ОС в 10^4 раз, а уровень НЭ третьего порядка — в 10^6 раз.

Нелинейность усилителя на маломощных биполярных транзисторах зависит от нелинейности сопротивления перехода база—эмиттер. Так как напряжения в цепях базы и коллектора сдвинуты на 180° относительно друг друга, то при включении одного или нескольких диодов в цепь коллектора достигается компенсация НЭ, особенно эффективная для уменьшения НЭ третьего порядка. Компенсация НЭ осуществляется в усилителях на полевых транзисторах с динамической нагрузкой.

Для уменьшения НЭ можно сформировать второй дополнительный канал усиления, анализирующий и выделяющий искажения основного канала усиления с последующей компенсацией их на выходе основного усилителя. На рис. 9.3 изображена структурная схема *усилителя с подачей сигнала вперед*. Сигнал с напряжением U подается на вход главного канала усиления (цепь A), из-за нелинейности которого входной сигнал искажается. Нелинейность главного канала можно учесть с помощью коэффициента d, который характеризует уровень составляющей выходного напряжения dU, обусловленный искажениями сигнала. Коэффициент передачи идеального усилителя обозначен через K. Выходной сигнал $KU+dU$ ослабляется цепью C в K раз, после чего вычитается из входного сигнала в цепи $ЦВ$, при этом остаточное напряжение равно $-dU/K$. Остаточное напряжение усиливается дополнительным усилителем цепи B в $(K+d)$ раз, в результате на его выходе получается напряжение $-Ud-Ud^2/K$. Далее это напряжение в цепи суммирования ЦС суммируется с напряжением на выходе главного канала; в результате напряжение на выходе усилителя с подачей сигнала вперед составляет $UK-d^2U/K$, т. е. уровень искаженной составляющей равен d^2U/K. Таким образом, искажения сигнала уменьшились в d/K раз. Так как $d<1$, $K>1$, то $d/K \ll 1$.

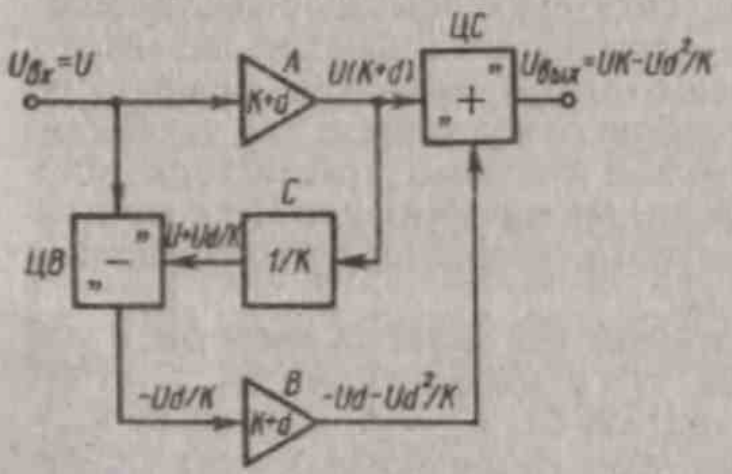


Рис. 9.3

При рассмотренном способе уменьшения НЭ компенсация искажений не зависит от коэффициента усиления; усилитель устойчив; через дополнительный канал, являющийся маломощным усилителем с низким уровнем шума, проходят толь-

ко составляющие искажений сигнала; изменение коэффициента усиления незначительно; результирующая полоса пропускания практически не меняется; искажения и коэффициент шума определяются в основном коэффициентом шума и уровнем искажений дополнительного канала; степень компенсации НЭ различных порядков одинакова. Недостатком этого способа является необходимость обеспечения высокой точности выполнения условия $A=1/C=K$.

Выводы. 1. *Подавление внеполосных сосредоточенных помех осуществляется путем применения высокоэффективных селективных цепей и усилителей с повышенной линейностью.*

2. *При действии сигнала в присутствии помех в нелинейном радиотракте возникают нелинейные эффекты: блокирование, интермодуляция, перекрестная модуляция.*

3. *Основные способы повышения линейности усилителя: правильный выбор режима работы УЭ и оптимальных значений сопротивлений источника сигнала и нагрузки, применение корректирующих нелинейных цепей и динамических нагрузок, введение ООС, использование для компенсации НЭ дополнительных каналов в усилителях.*

§ 9.5. ДЕЙСТВИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ НА ПРИЕМНИК

Действие ИП на радиотракт. Полагаем импульсную помеху аддитивной, а радиотракт — линейным, что позволяет рассматривать действие сигнала и ИП раздельно. Предположим, что радиотракт состоит из последовательно включенных одноконтурных резонансных усилителей. При воздействии ИП на колебательный контур первого каскада (рис. 9.4, *а*) сначала происходит заряд его конденсатора. После прекращения действия ИП конденсатор начинает разряжаться, в результате чего в первом контуре возникает затухающий колебательный процесс u_1 (рис. 9.4, *б*) с угловой частотой ω_0, на которую настроен контур. Чем выше добротность контура, т. е. чем уже его полоса пропускания, тем медленнее затухает колебание u_1. Ко второму каскаду радиотракта приложено не импульсное напряжение, а напряжение u_1. При этом в контуре второго каскада возникает переходный процесс; форма огибающей напряжения u_2 на его выходе несимметрична (рис. 9.4, *в*). На входе третьего каскада в момент действия ИП $u_2=0$. Форма напряжения ИП $u_{рт}$ на выходе радиотракта, состоящего из N каскадов, показана на рис. 9.4, *г*. Так как с расширением полосы пропускания радиотракта проходит на его выход больше составляющих спектра ИП, то U_{max} ВЧ-импульса прямо пропорционально его полосе пропускания.

Выводы. 1. *При действии на входе радиотракта ИП на его выходе возникает высокочастотный импульс, действующий после прекращения ИП. Это объясняется тем, что радио-*

тракт является энергоемкой системой, которая при действии ИП сначала запасает энергию, а затем отдает ее.

2. *Частота заполнения ВЧ-импульса на выходе радиотракта равна его резонансной частоте, форма огибающей такого импульса зависит от вида резонансных цепей в радиотракте.*

3. *Длительность τ ВЧ-импульса на выходе радиотракта обратно пропорциональна, а максимальное значение U_{max} импульса прямо пропорционально полосе пропускания радиотракта.*

Способы подавления ИП. Используют четыре способа подавления ИП: 1) частотная селекция; 2) амплитудная селекция; 3) амплитудно-частотная селекция; 4) частотно-фазовая селекция.

Частотная селекция основана на том, что спектр сигнала ограничен, а спектр ИП бесконечен. Чем уже полоса пропускания радиотракта, тем меньше максимальное значение U_{max} ИП, однако длительность τ помехи при этом возрастает.

Амплитудная селекция основана на использовании в радиотракте приемника ограничителя. Обычно ИП во много раз выше уровня сигнала (рис. 9.5, *а*). Ее можно частично подавить в ограничителе; форма ИП после ограничения показана на рис. 9.5, *б*. При амплитудной селекции площадь ИП уменьшается, однако ИП по уровню остается равной сигналу.

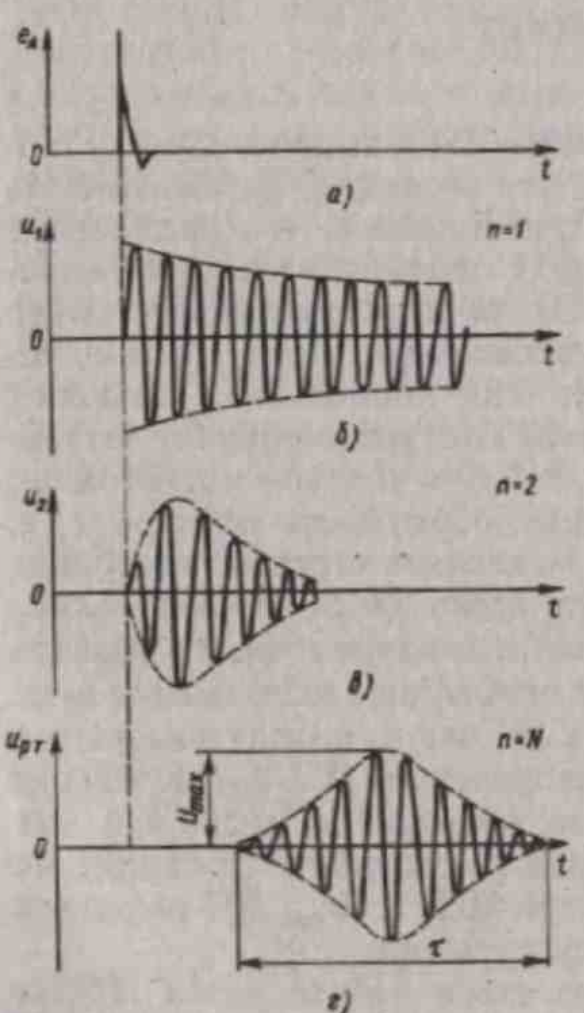


Рис. 9.4

Амплитудно-частотная селекция реализуется в цепи со структурой (рис. 9.6) ШОУ (широкополосный фильтр с полосой $2\Delta f_1$ — ограничитель — узкополосный фильтр с полосой $2\Delta f_2$). Предположим, что на входе широкополосного фильтра действуют импульсный сигнал и ИП (напряжение u_1 на рис. 9.7, *а*; напряжение u_2 на его выходе показано на рис. 9.7, *б*). После ограничителя ИП имеет уровень, равный уровню сигнала (напряжение u_3 на рис. 9.7, *в*). Узкополосный фильтр работает как интегратор, ИП на его выходе не успевает нарасти до своего максимального значения, поэтому ее уровень становится меньше уровня сигнала. Если поставить еще один ограничитель

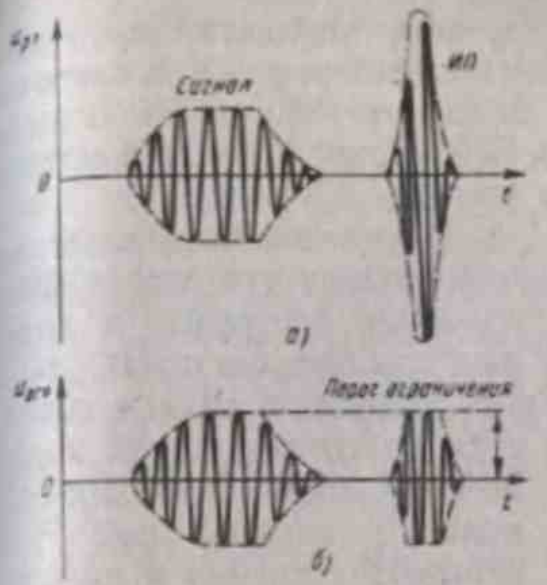


Рис. 9.5

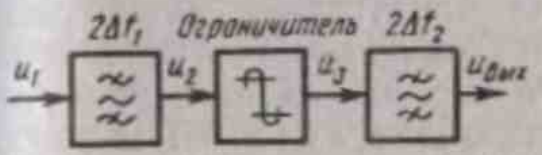


Рис. 9.6

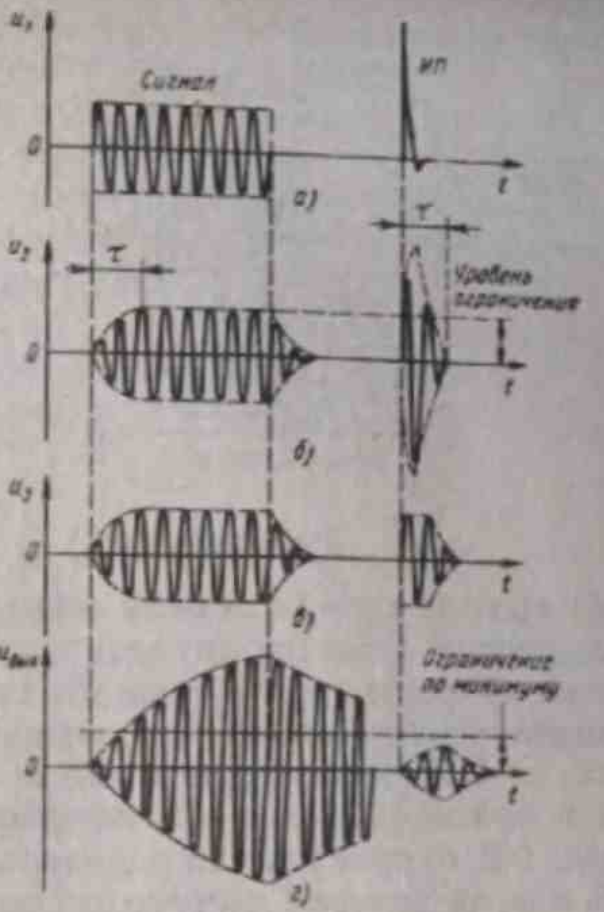


Рис. 9.7

по минимуму, то от ИП можно избавиться полностью (рис. 9.7, *г*).

В системе ШОУ частотная селекция для борьбы с ИП осуществляется фильтром, амплитудная — ограничителем. Чем шире полоса $2\Delta f_1$, тем меньше длительность ИП на выходе ограничителя и тем сильнее подавляется ИП в узкополосном фильтре. Однако при широкополосном входе на ограничитель могут попасть помехи от посторонних станций и из-за нелинейности ограничителя вызвать искажения сигнала. Помимо системы ШОУ для борьбы с ИП можно использовать систему ШПУ (широкополосный фильтр *Ш* — прерыватель *П* — узкополосный фильтр У). Прерыватель (рис. 9.8) обеспечивает размыкание цепи на время действия помехи; для упра-

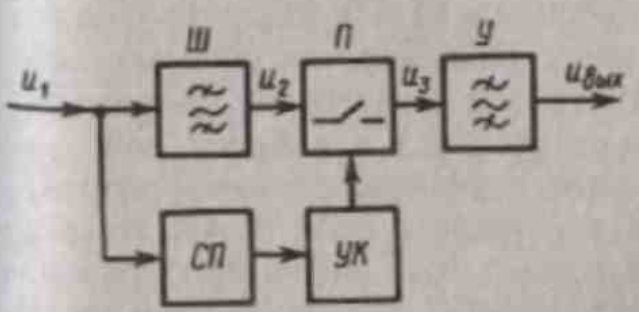


Рис. 9.8

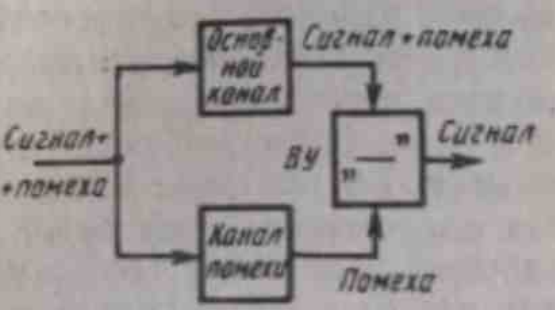


Рис. 9.9

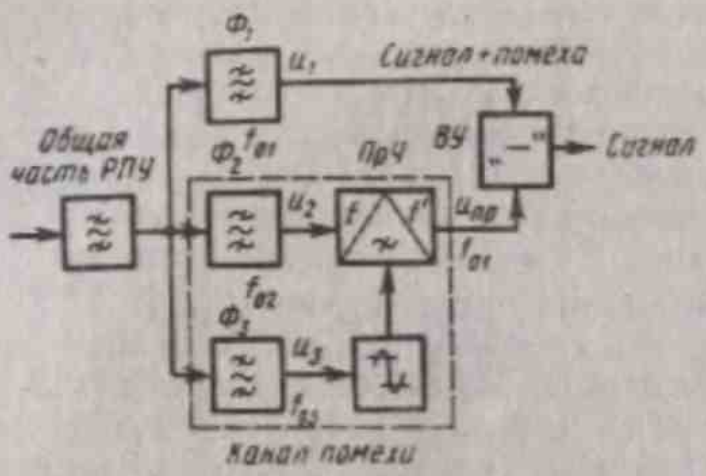


Рис. 9.10

вления прерывателем создается цепь управления, состоящая из селектора помехи СП и устройства управления ключом УК.

Частотно-фазовая селекция реализуется в компенсационных системах, в которых для борьбы с ИП помимо основного канала создается дополнительный канал компенсации. На выходе основного канала (рис. 9.9) действуют сигнал и помеха, на выходе канала помехи (канала компенсации) искусственно воссоздается помеха, которая в цепи вычитания ВУ компенсирует помеху на выходе основного канала. Спектр ИП (см. рис. 9.2, *б*) значительно шире спектра сигнала, спектральная плотность S и фаза φ ИП в результирующей полосе пропускания радиотракта и в прилегающих к ней полосах частот (например, на частоте ω_i; рис. 9.2, *б*) практически одинаковы. Это дает возможность по оценке S_i и φ_i на угловой частоте ω_i воссоздать спектр и фазу ИП в полосе пропускания РПУ. Компенсацию помех можно осуществлять до детектирования и после него.

Додетекторная компенсация может осуществляться по схеме рис. 9.10. В этом устройстве после общей части приемника следуют три фильтра Φ_1, Φ_2 и Φ_3 с одинаковыми по форме АЧХ, настроенными соответственно на резонансные частоты f_{01}, f_{02} и f_{03}. Фильтр Φ_1 пропускает сигнал и те составляющие спектра ИП, которые попадают в его полосу пропускания. Поэтому на выходе Φ_1 помимо сигнала действует ВЧ-импульс помехи, частота заполнения которого равна f_{01} (напряжения u_1 на рис. 9.11, *а*). На выходе фильтров Φ_2 и Φ_3 имеются только ВЧ-импульсы помех (напряжения u_2 и u_3 на рис. 9.11, *б*, *в*); огибающая ВЧ-импульсов на выходе $\Phi_1-\Phi_3$ одинакова, они отличаются друг от друга только частотами заполнения. Для компенсации ИП на выходе фильтра Φ_1 нельзя использовать ИП на выходе фильтра Φ_2, так как $f_{01}\neq f_{02}$. Поэтому необходимо импульс u_2 с частотой f_{02} преобразовать в импульс с частотой f_{01}. Осуществить преобразование с помощью отдельного гетеродина невозможно, так как фаза преобразованного напряжения при этом будет зависеть от фазы гетеродина в момент действия помехи. Так как фазы ИП и гетеродина случайны, то преобразованное напряжение также будет иметь случайную фазу и ИП компенсироваться не будет. Поэтому необходимо произвести преобразование частоты ВЧ-импульса u_2 с сохранением его начальной фазы. Для этого в качестве напряжения гетеродина используют напряже-

ние u_3 с выхода фильтра Φ_3. Тогда на выходе преобразователя ПрЧ получают ВЧ-импульс по огибающей, частоте и начальной фазе совпадающий с ВЧ-импульсом u_1 на выходе основного канала. Так как огибающая U и фаза φ импульсов (на выходе $\Phi_1-\Phi_3$) одинаковы, то можно записать $u_1=U\cos(\omega_{01}t+\varphi)$; $u_2=U\cos(\omega_{02}t+\varphi)$; $u_3=U\cos(\omega_{03}t+\varphi)$. После преобразования $u_{пр}=U\cos[(k\omega_г\pm\omega_{02})t+(k\varphi_г\pm\varphi)]$. Так как в качестве гетеродинного используется напряжение u_3, то $u_{пр}=U\cos[(k\omega_{03}\pm\omega_{02})t+(k\pm1)\varphi]$. Если преобразование частоты осуществляется по второй гармонике крутизны, т. е. при $k=2$, то для разностной частоты $u_{пр}=U\cos[(2\omega_{03}-\omega_{02})t+\varphi]$. При этом должно выполняться условие $(2\omega_{03}-\omega_{02})=\omega_{01}$. Следовательно, резонансная угловая частота фильтра Φ_3 $\omega_{03}=0{,}5(\omega_{01}+\omega_{02})$.

При *последетекторной компенсации* (рис. 9.12) после общей части РПУ сигнал совместно с ИП выделяется фильтром Φ_1, настроенным на частоту f_{01}. На выходе фильтра Φ_2, настроенного на частоту f_{02} и имеющего АЧХ, по форме совпадающую с АЧХ фильтра Φ_1, действует ВЧ-импульс помехи (напряжение u_2 на рис. 9.12), огибающая которого совпадает с огибающей ВЧ-импульса помехи (напряжение u_1 на рис. 9.12) на выходе фильтра Φ_1. Напряжения с выходов фильтров Φ_1 и Φ_2 детектируются амплитудными детекторами $АД_1$ и $АД_2$ и далее вычитаются в схеме ВУ. Так как ИП существует более короткое время, чем сигнал, то при действии ИП сигнал можно считать постоянным по амплитуде. Тогда огибающая результирующего колебания сигнала и ИП на выходе Φ_1 при разности фаз между ними $\Delta\varphi=0$ и соответственно напряжение $U_{д1}$ на выходе $АД_1$, а также огибающая ИП на выходе Φ_2 и соответственно напряжение $U_{д2}$ на выходе $АД_2$ будут иметь

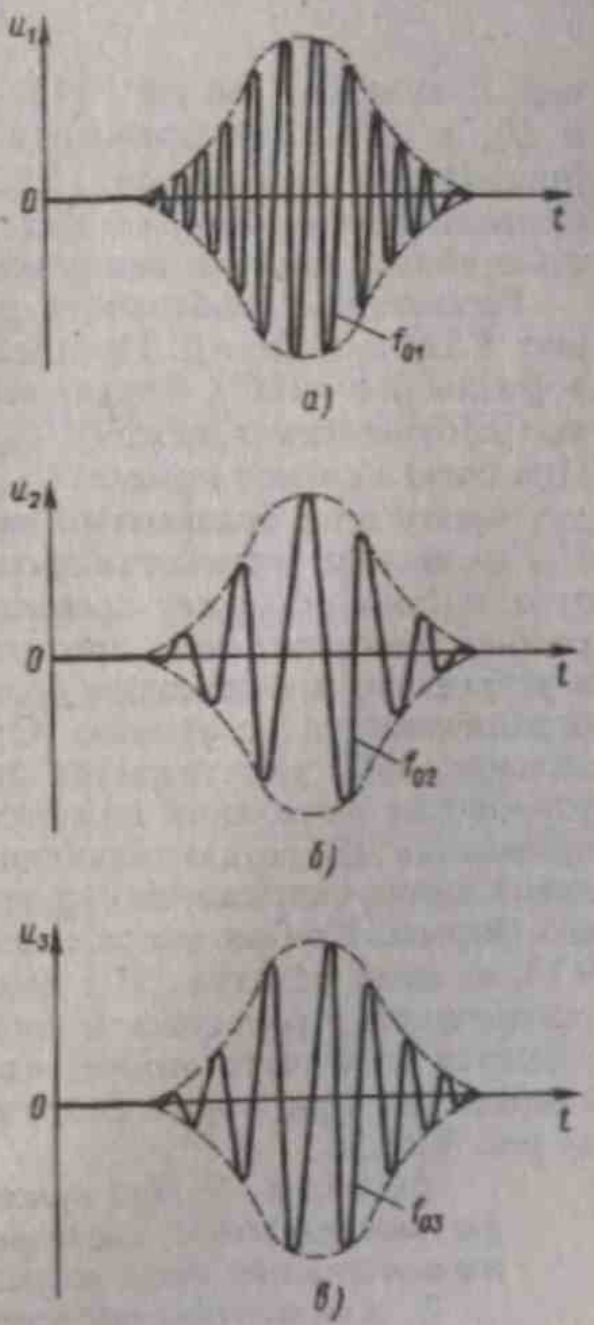


Рис. 9.11

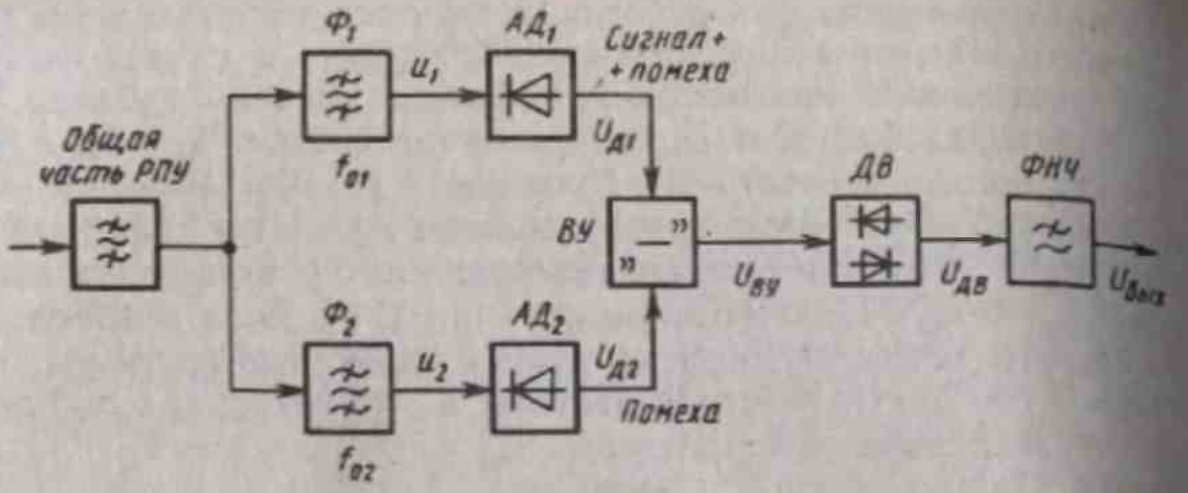


Рис. 9.12

вид, показанный на рис. 9.13, *а*. После вычитания напряжений $U_{д1}$ и $U_{д2}$ в схеме ВУ происходит компенсация ИП и на ее выходе (напряжение $U_{ВУ}$ на рис. 9.13, *а*) действует только напряжение сигнала. Таким образом, в схеме рис. 9.12 ИП подавляется полностью только при условии равенства фаз сигнала и помехи.

Рассмотрим особенности работы устройства компенсации (см. рис. 9.12) при $\Delta\varphi \neq 0$. Предположим, что помеха и сигнал противофазны ($\Delta\varphi = 180°$). Формы напряжения на выходе $АД_1$ при различных соотношениях между $U_{П\,max}$ и $U_с$ представлены на рис. 9.13, *б*. При очень сильной помехе ($U_{П\,max} \gg U_с$) напряжения $U_{д1}$, $U_{д2}$ и $U_{ВУ}$ будут иметь вид, показанный на рис. 9.13, *в*. Выброс в напряжении $U_{ВУ}$ на выходе устройства вычитания $U_{П\,max} - U_с - U_{П\,max} = -U_с$, т. е. этот выброс не может превысить напряжения сигнала. Таким образом, при сильной противофазной импульсной помехе она в устройстве компенсации подавляется не полностью, однако ИП ограничивается по уровню. Отметим, что во время пауз сигнала сильная ИП уничтожается полностью. Напряжение с выхода устройства вычитания подается далее на двухполупериодный выпрямитель ДВ, осуществляющий переворачивание относительно нулевой линии напряжения с противоположным знаком без изменения его формы. Кривая напряжения $U_{дв}$ на выходе выпрямителя (рис. 9.13, *в*) из-за действия ИП имеет провалы, длительность которых уменьшается с увеличением уровня помех. Напряжение с выхода ДВ подается на фильтр нижних частот ФНЧ, сглаживающий провалы напряжения $U_{дв}$; форма напряжения $U_{вых}$ на выходе ФНЧ показана на рис. 9.13, *в*.

Выводы. 1. *При сужении полосы пропускания радиотракта максимальное значение ИП уменьшается, однако ее длительность при этом возрастает.*

2. *Амплитудно-частотная селекция используется в системе ШОУ. На выходе широкополосного фильтра действует сигнал и ВЧ-импульс помехи, ограничитель уменьшает уровень*

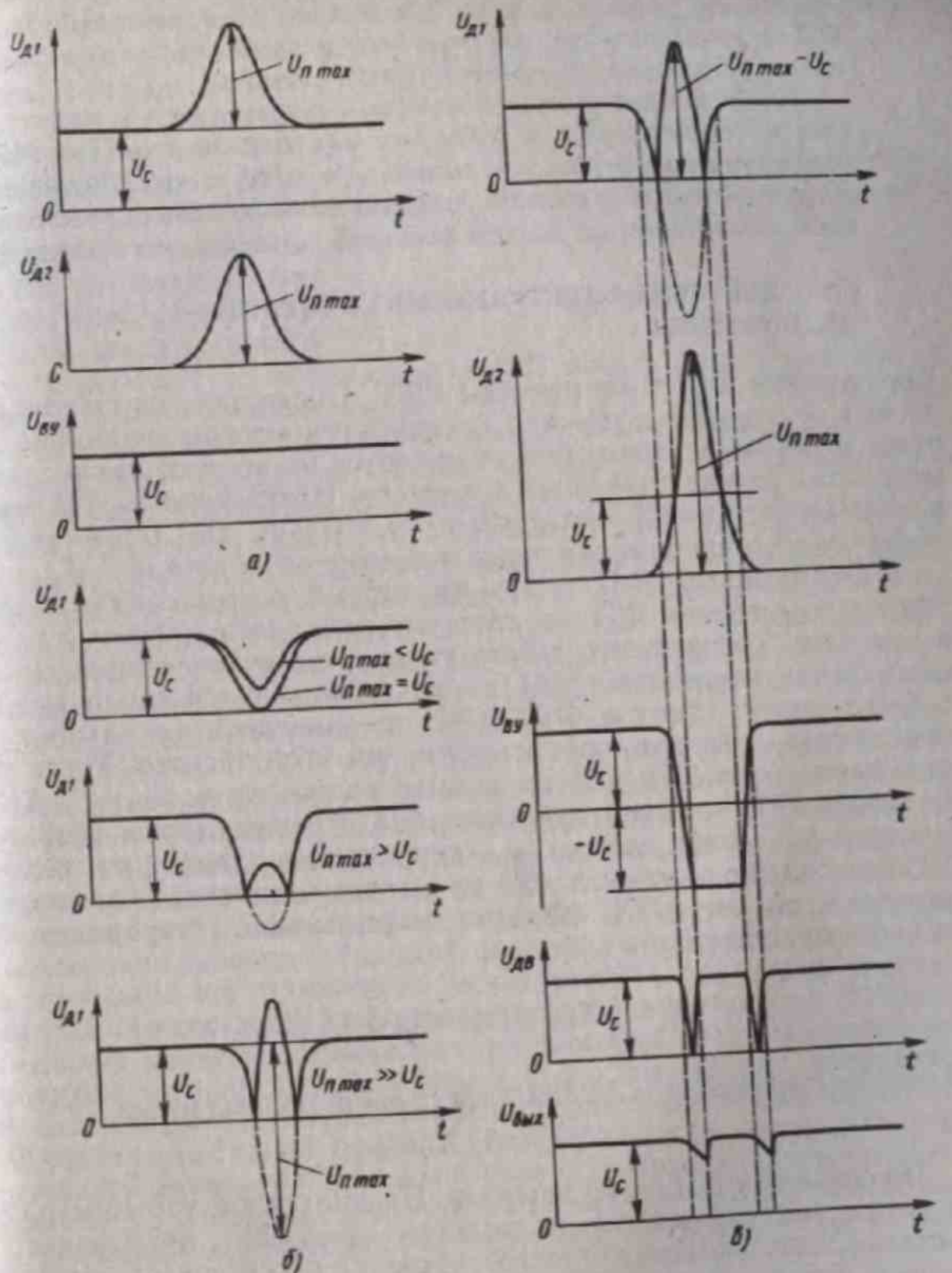

$U_{д1}$
$U_{п\,max}$
U_c
0
t
$U_{д2}$
$U_{п\,max}$
C
t
$U_{вч}$
U_c
0
t
а)
$U_{д1}$
U_c
$U_{п\,max} < U_c$
$U_{п\,max} = U_c$
0
t
$U_{д1}$
U_c
$U_{п\,max} > U_c$
0
t
$U_{д1}$
U_c
$U_{п\,max} \gg U_c$
$U_{п\,max}$
0
t
б)
$U_{д1}$
$U_{п\,max} - U_c$
U_c
0
t
$U_{д2}$
$U_{п\,max}$
U_c
0
t
$U_{вч}$
U_c
$-U_c$
0
t
$U_{дв}$
U_c
0
t
$U_{вых}$
U_c
0
t
в)

Рис. 9.13

помехи до уровня сигнала. На выходе узкополосного фильтра ИП не успевает нарасти до своего максимального значения и ее уровень становится меньше уровня сигнала.

3. Частотно-фазовая селекция реализуется в компенсационных устройствах, в которых для борьбы с ИП создается дополнительный канал. Сигнал и помеха с выхода основного канала и помеха с выхода дополнительного канала подаются на цепь вычитания, на выходе которой помеха компенсируется.

§ 9.6. ДЕЙСТВИЕ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ПОМЕХ НА ПРИЕМНИК

Прохождение ФП через каскады РПУ. Поскольку флуктуационная помеха — случайный процесс, ее свойства и методы анализа воздействия на каскады приемника базируются на положениях и закономерностях теории случайных процессов. Интенсивность ФП оценивается спектральной плотностью $S_{вх}=U^2_{вх}/df$, где $U^2_{вх}$ — квадрат эффективного напряжения шума в единичной полосе df.

Прохождение ФП через линейный радиотракт. Рассмотрим прохождение ФП со спектральной точки зрения. Так как в линейном радиотракте действует принцип суперпозиции, то для нахождения напряжения ФП на его выходе необходимо каждую составляющую спектра ФП на входе умножить на квадрат коэффициента усиления, соответствующий этой частоте. Тогда спектральная плотность ФП на выходе радиотракта $S_{вых}=S_{вх}K^2(f)$. На входе РПУ обычно действует ФП с равномерным спектром, поэтому $S_{вх}=\text{const}$; однако $S_{вых}$ существенно зависит от частоты f. Спектральная плотность ФП на выходе радиотракта полностью определяется его АЧХ. Квадрат эффективного напряжения ФП на выходе радиотракта

$$U^2_{ш}=\int_0^\infty S_{вых}(f)\,df=S_{вх}\int_0^\infty K^2(f)\,df. \qquad (9.4)$$

С учетом выражения (1.6) для эффективной полосы шума

$$U^2_{ш}=S_{вх}K^2_0\Pi_ш. \qquad (9.5)$$

Прохождение ФП через детектор. Предположим, что спектр ФП на входе АД равномерен и дискретен (рис. 9.14, *а*). Каждая из составляющих входного спектра образует с соседними составляющими биения, которые создают на выходе детектора составляющие напряжения с частотой биений. Так как биения с нулевыми частотами создаются всеми составляющими, а биения с частотами Δf создаются меньшим числом составляющих, причем это число уменьшается по мере увеличения Δf, то спектр ФП на выходе АД имеет вид треугольника (рис. 9.14, *б*). Напряжение ФП на выходе АД $U_{ш\,АД}=K_д U_ш\approx U_ш$. Аналогично можно рассмотреть детектиро-

вание ФП в присутствии сигнала; при этом составляющие спектра ФП создают кроме взаимных биений еще биения с составляющими спектра сигнала.

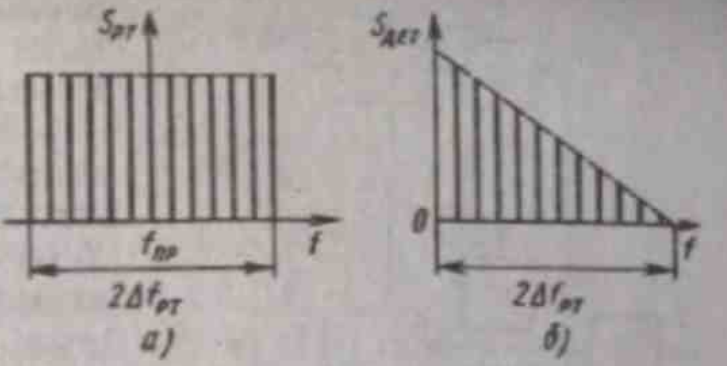


Рис. 9.14

Способы ослабления ФП. Так как фазы составляющих спектра ФП случайны, а спектр практически бесконечен, то часть спектра ФП всегда накладывается на спектр сигнала и принципиально не может быть от него отделена. Следовательно, ФП в РПУ полностью подавить невозможно.

Частотная селекция. Такая селекция ФП осуществляется в радиотракте приемника с помощью фильтров. Ширина спектра сигнала ограничена, а спектр ФП на входе радиотракта практически бесконечен (рис. 9.15). Радиотракт пропускает составляющие спектра сигнала и те составляющие спектра ФП, которые попадают в его полосу пропускания; при этом ФП ослабляется. Можно выбрать такую форму АЧХ радиотракта, при которой ослабление ФП будет максимальным. Предположим, что на вход РПУ поступает дискретный сигнал, спектр которого показан на рис. 9.16. Для максимального ослабления ФП в радиотракте реализуется *оптимальный фильтр*, который имеет АЧХ, комплексно-сопряженную со спектром сигнала (рис. 9.16). Такой оптимальный фильтр с гребенчатой формой АЧХ, подавляя составляющие спектра ФП в промежутках между составляющими сигнала, позволяет в предельных условиях обнаружить дискретный сигнал на фоне ФП. Однако реализация на практике оптимального фильтра вызывает определенные трудности, поэтому, как правило, в радиотракте с помощью простых фильтров осуществляют квазиоптимальную фильтрацию. *Квазиоптимальный фильтр* обеспечивает на своем выходе максимальное отношение сигнала к помехе (см. § 11.2). Дальнейшее ослабление ФП достигается с помощью корреляционного выделения сигнала.

Корреляционный прием. Такой прием дискретных сигналов с известной начальной фазой на фоне ФП можно осуществить по схеме рис. 9.17. Этот способ ослабления ФП основан на использовании различия в статистических свойствах сигнала и помехи. Для

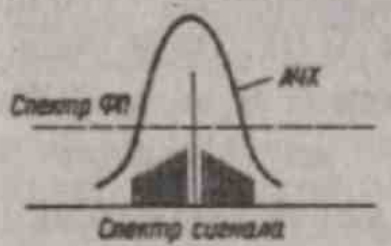


Рис. 9.15

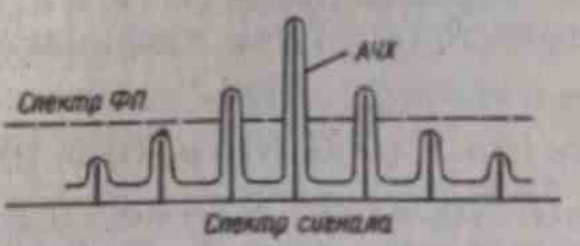


Рис. 9.16

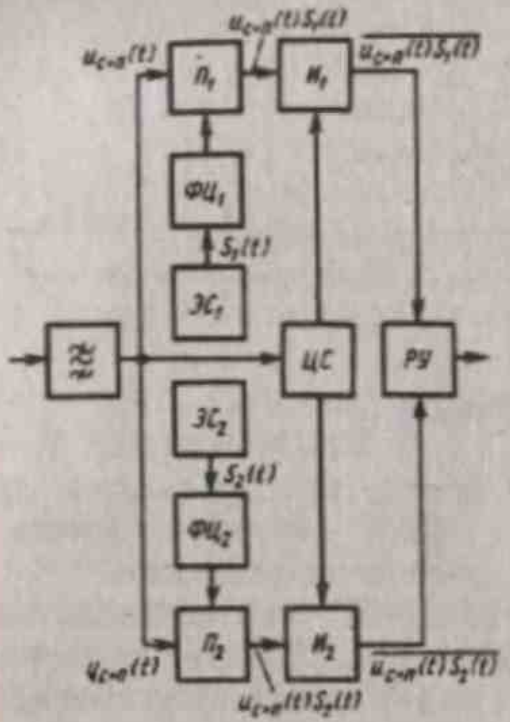
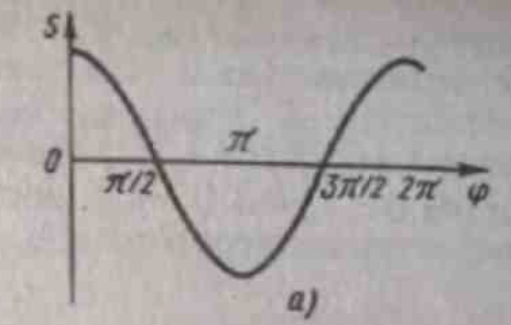


Рис. 9.17

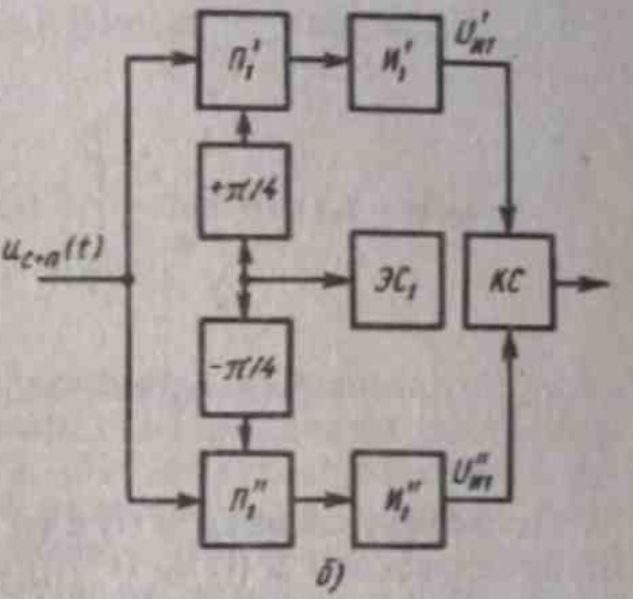
борьбы с ФП априорно должны быть известны возможные формы сигнала. Так, при приеме дискретной информации двоичный сигнал может принимать две формы: положительную $S_1(t)$ и отрицательную $S_2(t)$ посылки, которые обычно появляются с одинаковой вероятностью. На выход радиотракта РПУ поступает сумма напряжений $u_{с+п}(t)$ сигнала положительной $S_1(t)$ или отрицательной $S_2(t)$ посылки и ФП $u_п(t)$, т. е. $u_{с+п}(t)=u_п(t)+S(t)$. В результате действия ФП однозначно нельзя определить, сигнал какой посылки принимается в данный момент времени. Чтобы решить это, необходимо усреднить за время каждой элементарной посылки произведения суммы сигнала и помехи на эталонный сигнал, т. е. получить $\overline{u_{с+п}(t)S_1(t)}$ и $\overline{u_{с+п}(t)S_2(t)}$. Если $\overline{u_{с+п}(t)S_1(t)}>\overline{u_{с+п}(t)S_2(t)}$, то принимается решение о приеме сигнала $S_1(t)$, при обратном условии — о приеме сигнала $S_2(t)$. Такой алгоритм обработки сигнала и помехи выполняет устройство корреляционного приема (рис. 9.17).

Напряжение $u_{с+п}(t)$ сигнала и помехи с выхода общей части приемника (рис. 9.17) подается на первые входы перемножителей $П_1$ и $П_2$, в качестве которых можно использовать ФД. На вторые входы $П_1$ и $П_2$ от источников эталонных сигналов $ЭС_1$ и $ЭС_2$ через фазирующие цепи $ФЦ_1$ и $ФЦ_2$ подается напряжение эталонных сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$. Фазы сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ с помощью ФЦ устанавливаются равными фазам фактически принятых сигналов. С выхода $П_1$ и $П_2$ снимают соответственно $u_{с+п}(t)S_1(t)$ и $u_{с+п}(t)S_2(t)$, которые далее интегрируются (усредняются) интеграторами $И_1$ и $И_2$ в интервале времени импульсного сигнала. Время интегрирования определяется цепью синхронизации $ЦС$. Решающее устройство (РУ) определяет, на выходе какого интегратора результат интегрирования имеет большее значение: если на выходе $И_1$, то регистрируется прием сигнала $S_1(t)$, если на выходе $И_2$ — то прием сигнала $S_2(t)$. Пусть принимается сигнал $S_1(t)$. Тогда $\overline{u_{с+п}(t)}=\overline{u_п(t)+S_1(t)}$. При этом на выходе $И_1$ $\overline{u_{с+п}(t)S_1(t)}=\overline{[u_п(t)+S_1(t)]S_1(t)}=\overline{u_п(t)S_1(t)}+\overline{S_1^2(t)}$, на выходе $И_2$ $\overline{u_{с+п}(t)S_2(t)}=\overline{u_п(t)S_2(t)}+\overline{S_1(t)S_2(t)}$. При малой корреляции (взаимной связи) между $S_1(t)$, $S_2(t)$ и $u_п(t)$ усредненные произведе-

ния $\overline{u_{\text{п}}(t)\,S_1(t)}$, $\overline{u_{\text{п}}(t)\,S_2(t)}$ и $\overline{S_1(t)\,S_2(t)}$ будут малы, интегрирование $S_1^2(t)$ дает существенный положительный результат. По этой причине $\overline{u_{\text{с+п}}(t)\,S_1(t)} > \overline{u_{\text{с+п}}(t)\,S_2(t)}$, в результате чего РУ зарегистрирует сигнал $S_1(t)$.



а)



б)

Рис. 9.18

Недостатком корреляционного приема по схеме рис. 9.17 является трудность обеспечения точного фазирования эталонных сигналов и точной синхронизации интеграторов, что может привести к невозможности обнаружения принимаемого сигнала. Предположим, что в отсутствие помех принимается сигнал $S_1(t) = U\cos\omega t$; опорный сигнал — $U_0\cos\omega t$. При этом интегрирование в заданном интервале времени T произведения $U\cos\omega t\, U_0\cos\omega t$ дает положительный конечный результат. Однако если фаза принимаемого сигнала изменилась на φ относительно опорного напряжения, то $S = \int_0^T U\cos(\omega t + \varphi)\, U_0\cos\omega t\, dt$ зависит от φ (рис. 9.18, *а*). При $\varphi = \pi$ будет зарегистрирована посылка другого знака; при $\varphi = \pi/2$ интеграл S равен нулю. Устранить зависимость результата интегрирования от φ можно, используя двухканальную обработку сигнала, при которой каждый канал устройства корреляционного приема имеет схему, показанную на рис. 9.18, *б*. Квадратичный сумматор (КС) обеспечивает на своем выходе напряжение, равное $A\sqrt{(U_{и1}')^2 + (U_{и1}'')^2}$, где A — коэффициент пропорциональности. При приеме сигнала с помощью рассмотренного устройства необходимость фазирования опорного напряжения отпадает, достаточно совпадения принимаемых сигналов и опорных напряжений по частоте. Если частота принимаемого сигнала неизвестна, то выделить дискретный сигнал на фоне шума можно с помощью автокорреляционного приема.

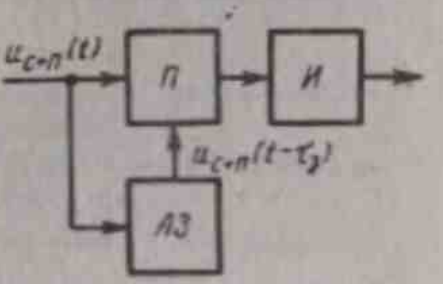


Рис. 9.19

Автокорреляционный прием. Такой прием сигнала на фоне шума можно

осуществить по схеме рис. 9.19. Напряжение $S(t)$ принятого сигнала в виде радиоимпульса совместно с помехой $u_{\text{п}}(t)$ поступает на перемножитель $П$ непосредственно и через линию задержки ЛЗ с временем задержки $\tau_з$. Произведение $u_{\text{с+п}}(t)\, u_{\text{с+п}}(t-\tau_з)=[u_{\text{п}}(t)+S(t)]\,[u_{\text{п}}(t-\tau_з)+S(t-\tau_з)]$, поступая с выхода перемножителя $П$, интегрируется интегратором $И$, на выходе которого

$$U_{\text{вых}}=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-T}^{T}u_{\text{с+п}}(t)\,u_{\text{с+п}}(t-\tau_з)\,dt=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-T}^{T}u_{\text{п}}(t)\times$$

$$\times u_{\text{п}}(t-\tau_з)\,dt+\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-T}^{T}S(t)\,u_{\text{п}}(t-\tau_з)\,dt+\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-T}^{T}u_{\text{п}}(t)\times$$

$$\times S(t-\tau_з)\,dt+\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-T}^{T}S(t)\,S(t-\tau_з)\,dt.$$

Поскольку сигналы $S(t)$ и $u_{\text{п}}(t)$ некоррелированы, то интегралы от произведений $S(t)\,u_{\text{п}}(t-\tau_з)$ и $u_{\text{п}}(t)\,S(t-\tau_з)$ равны нулю. Корреляция между мгновенными значениями ФП в моменты времени t_1 и t_2 существенно ослабляется с увеличением $\tau_з=t_1-t_2$. По этой причине при достаточно большом времени $\tau_з$ интеграл от произведения $u_{\text{п}}(t)\,u_{\text{п}}(t-\tau_з)$ стремится к нулю. Сигнал $S(t)=U_{\text{с}}\sin\omega_{\text{с}}(t)$, следовательно, интеграл от произведения $S(t)\,S(t-\tau_з)$ представляет собой периодическую функцию от $\tau_з$. Таким образом, при достаточно большой длительности сигнала время задержки $\tau_з$ можно выбрать настолько большим, что уровень ФП после интегратора (И) станет очень малым. Если время $\tau_з$ выбрать таким, чтобы обеспечить максимальное значение интеграла от произведения $S(t)\,S(t-\tau_з)$, то можно существенно ослабить ФП.

Выводы. 1. *Для ослабления ФП применяют квазиоптимальную фильтрацию.*

2. *Используя различия в статистических свойствах сигнала и ФП, можно выделить сигнал на фоне помех при корреляционном или автокорреляционном приеме.*

Глава 10

РАДИОПРИЕМНИКИ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ

§ 10.1. ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ И ВИДЫ ПРИЕМНИКОВ

Радиоприемники АМ-сигналов с двумя боковыми полосами применяют в основном для приема программ радиовещания в диапазонах длинных, средних и коротких волн; они имеют ограниченное использование в системах телефонной радиосвязи, как правило, с однополосной модуляцией. Радиоприемники ЧМ-сигналов используют в УКВ-диапазоне для приема программ звукового и телевизионного вещания, а также для организации служебной связи в системах наземной, космической, спутниковой, радиорелейной и тропосферной связи.

Структурная схема *супергетеродинного одноканального приемника* изображена на рис. 1.6; для приема АМ-сигналов в приемник включают амплитудный, а для приема ЧМ-сигналов — частотный детектор. К *многоканальным приемникам* относятся радиорелейные, радиотелеметрические и телевизионные. В многоканальных системах сигнал модулируется дважды: сначала поднесущая, а затем промодулированная поднесущая модулирует несущую. Двукратно модулированный сигнал обозначают, например, АМ-ЧМ, ЧМ-ЧМ и т. д.; первые буквы характеризуют закон модуляции поднесущей, вторые — несущей. Структурная схема приемника двукратно модулированного сигнала (рис. 10.1) состоит из радиотракта и детектора несущей и тракта и детектора поднесущей. Предположим, что на

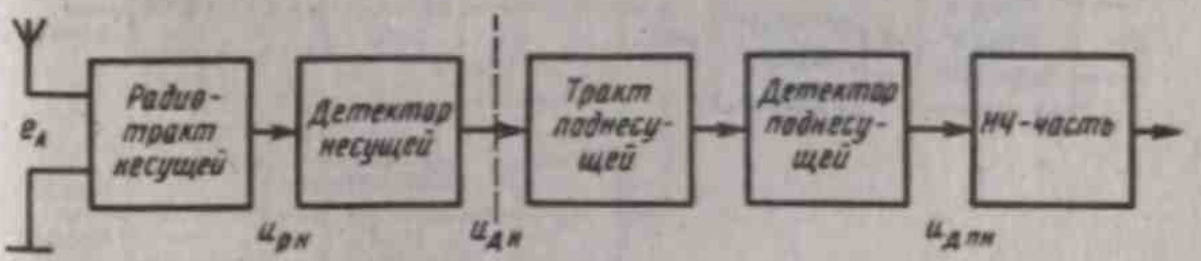


Рис. 10.1

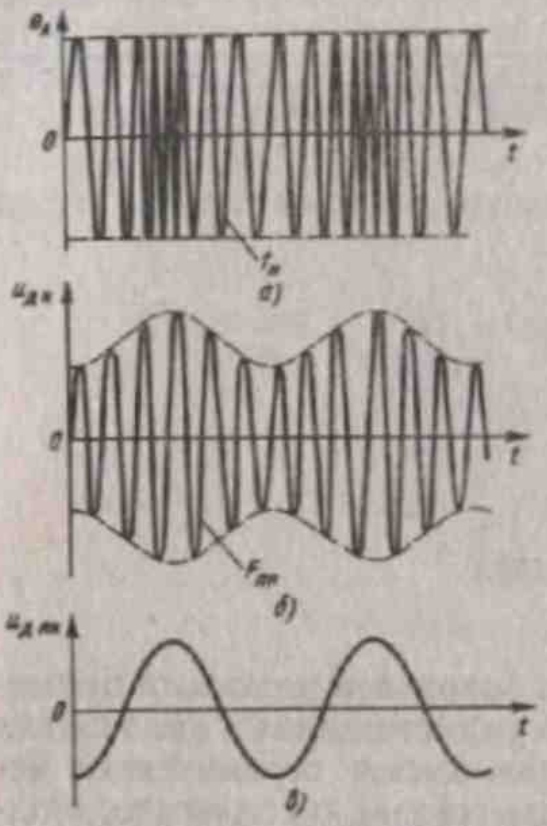


Рис. 10.2

входе РПУ действует двукратно модулированный сигнал типа АМ-ЧМ (рис. 10.2, *а*). На выходе радиотракта несущей напряжение $u_{рн}$ по форме совпадает с напряжением e_A, отличаясь лишь уровнем и частотой заполнения. Диаграмма напряжения на выходе детектора несущей показана на рис. 10.2, *б*, а на выходе детектора поднесущей — на рис. 10.2, *в*. Частота поднесущей постоянна во времени, амплитуда изменяется по закону АМ. Вместо поднесущей может использоваться последовательность видеоимпульсов. В этом случае вторая часть РПУ состоит из тракта и детектора видеоимпульсов.

Структурная схема многоканального приемника с частотным разделением каналов (ЧРК) (рис. 10.3). В передатчике сигнал двукратно модулируется. Сначала модулируются n поднесущих по числу передаваемых каналов. Рассмотрим сигнал вида АМ-АМ. Предположим, что передается три канала ($n=3$), каждая поднесущая с частотами $F_{пн1}$, $F_{пн2}$, $F_{пн3}$ модулируется по амплитуде своим сообщением. Сумма промодулированных поднесущих образует *сигнал с групповым спектром* (рис. 10.4, *а*), который модулирует несущую (для рассматриваемого примера — по закону АМ); спектр промодулированной несущей показан на рис. 10.4, *б*. Тогда на входе приемника и соответственно на выходе радиотракта несущей форма спектра сигнала имеет вид, показанный на рис. 10.4, *б*, а на выходе детектора несущей — на рис. 10.4, *а*. Далее происходит разделение поднесущих по частоте с помощью фильтров

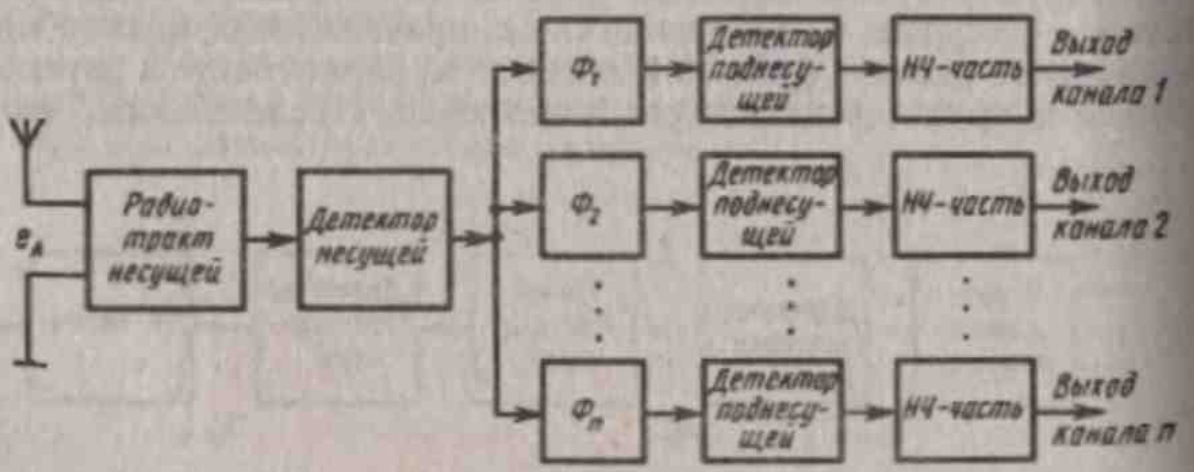


Рис. 10.3

$Ф_1 - Ф_n$. Каждый фильтр настроен на частоту своей поднесущей. Последующая часть приемника аналогична одноканальному приемнику. По структурной схеме рис. 10.3 осуществляется прием на радиорелейных линиях связи, для которого характерно очень большое число каналов. Поднесущие могут использоваться для передачи дополнительной информации по той же радиолинии. Примером может служить телевизионный приемник (рис. 10.5, *а*); в групповом спектре телевизионного сигнала (рис. 10.5, *б*) поднесущая канала изображения отсутствует, а поднесущая канала звука $f_{пн3} = 6{,}5$ МГц. Канал изображения выделяется ФНЧ в видеоусилителе. Отметим, что в ряде случаев, например в радиорелейной связи, обработка и разделение сигналов, передаваемых на поднесущих, осуществляются не в приемнике, а в приемной части модема.

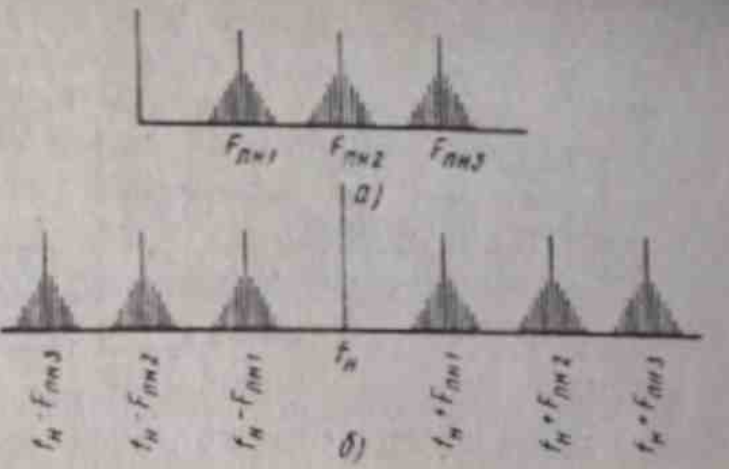


Рис. 10.4

Структурная схема многоканального приемника с временным разделением каналов (ВРК) (рис. 10.6). В каждом канале осуществляется импульсная модуляция последовательности видеоимпульсов по амплитуде (АИМ) либо по длительности (ШИМ) и т. д. Модулированные последовательности видеоимпульсов каналов сдвинуты друг относительно друга во времени. Сумма модулированных последо-

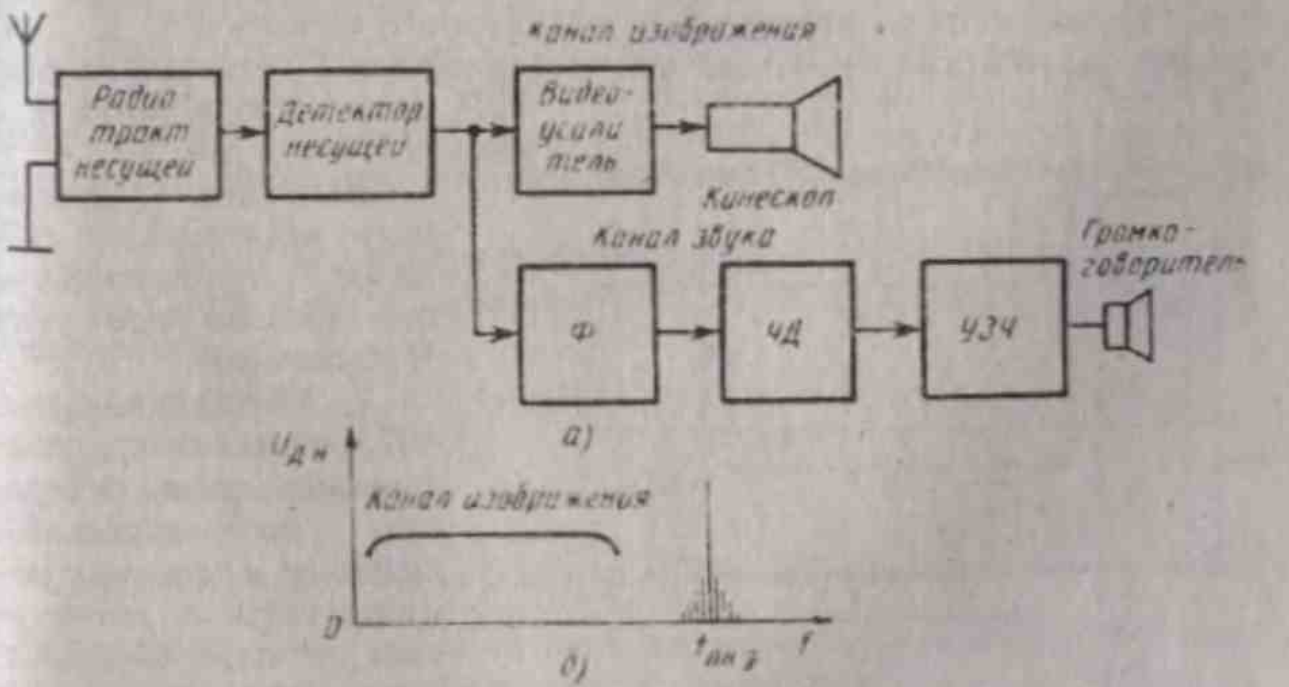


Рис. 10.5

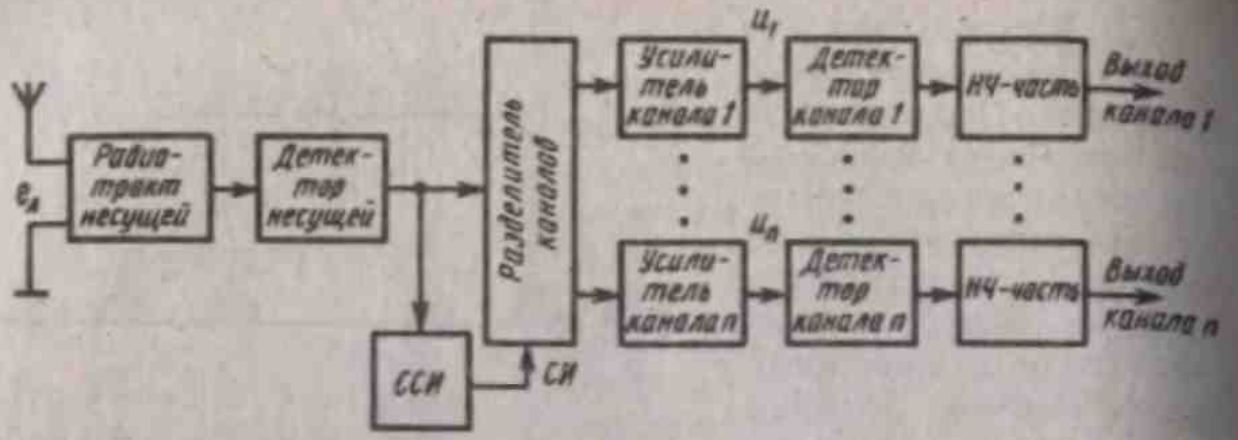


Рис. 10.6

вательностей в передатчике модулирует несущую. Возможны следующие варианты сигналов на входе РПУ: АИМ-АМ, АИМ-ЧМ, ШИМ-ЧМ и т. д. Форма напряжения на входе приемника определяется видом модуляции несущей. После детектора несущей получают групповой сигнал, состоящий из импульсов каждого канала, разнесенных во времени, и синхроимпульсов СИ (рис. 10.7, *а*), отличающихся от видеоимпульсов длительностью или большей амплитудой. Также используются специальные группы импульсов, образующие кодовое слово. За время Т между СИ каждый канал представлен одним видеоимпульсом. Поскольку синхроимпульсы отличаются от видеоимпульсов, их можно выделить селектором синхроимпульсов ССИ. С выхода ССИ синхроимпульсы поступают на разделитель каналов, который состоит из *n* стробирующих каскадов, вырабатывающих *n* селекторных импульсов. Каждый селекторный импульс открывает усилитель соответствующего канала на время действия видеоимпульса данного канала: сначала открывается усилитель первого канала, затем усилитель второго канала и т. д. Диаграмма напряжения на выходе усилителя канала 1 показана на рис. 10.7, *б*, на выходе усилителя канала 2 — на рис. 10.7, *в*.

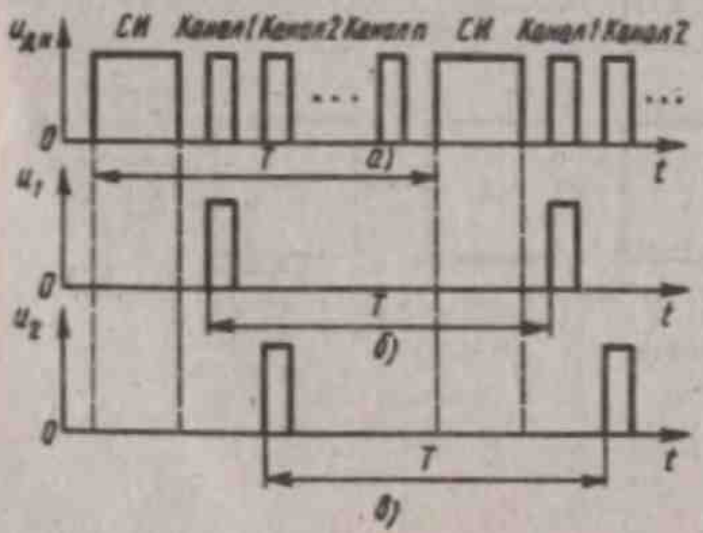


Рис. 10.7

Выводы. 1. *Приемники непрерывных сигналов предназначены для приема АМ- или ЧМ-сигналов.*

2. *Многоканальные РПУ позволяют осуществлять прием двукратно модулированных сигналов, в которых модулируется n поднесущих по числу передаваемых каналов; сумма модулированных подне-*

сущих образует сигнал с групповым спектром, который модулирует несущую. Вместо поднесущей может использоваться своя последовательность видеоимпульсов для каждого канала.

3. *Многоканальные РПУ могут выполняться с частотным либо с временным разделением каналов.*

§ 10.2. ПРИЕМНИКИ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Структурная схема приемника АМ-сигналов показана на рис. 1.6. При прохождении АМ-сигналов через каскады РПУ возникают искажения, обусловленные как неидеальностями характеристик каскадов, так и действием помех.

Искажения АМ-сигнала в линейном радиотракте. Пусть на входе приемника действует АМ-сигнал

$$u_{вх} = U_{вх}(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega_н t, \qquad (10.1)$$

где m — коэффициент модуляции. Для простоты рассмотрения полагаем напряжение $u_{вх}$ модулированным одним тоном с угловой частотой $\Omega = 2\pi F$. Это соответствует и условию испытаний приемников в лабораториях, так как при передаче одного тона просто измеряются нелинейные искажения. Для определения напряжения сигнала $u_{вых}$ на выходе радиотракта воспользуемся спектральным представлением напряжения на входе РПУ: $u_{вх} = U_{вх}[\cos\omega_н t + 0{,}5m\cos(\omega_н + \Omega)t + 0{,}5m\cos(\omega_н - \Omega)t]$. Из этого выражения следует, что спектр входного напряжения при модуляции одним тоном содержит три составляющие с частотами $f_н$, $(f_н + F)$ и $(f_н - F)$; составляющие боковых частот $(f_н + F)$ и $(f_н - F)$ расположены относительно частоты $f_н$ симметрично. Напряжение $u_{вых}$ на выходе радиотракта определим спектральным методом, согласно которому каждая составляющая спектра $u_{вх}$ умножается на коэффициент усиления радиотракта на частоте этой составляющей. В результате она получает фазовый сдвиг соответственно фазовой характеристике тракта (рис. 10.8).

При *точной настройке радиотракта* на несущую частоту сигнала, т. е. при $f_0 = f_н$ и симметричной АЧХ, напряжение на выходе радиотракта

$$u_{вых} = U_{вх}K_0\{\cos\omega_н t + 0{,}5m\gamma\cos[(\omega_н + \Omega)t - \varphi] + 0{,}5m\gamma\cos[(\omega_н - \Omega)t + \varphi]\}$$

или

$$u_{вых} = U_{вх}K_0[1 + m\gamma\cos(\Omega t - \varphi)]\cos\omega_н t. \qquad (10.2)$$

Сравнение (10.1) и (10.2) дает возможность выяснить отличия напряжения на выходе радиотракта приемника $u_{вых}$ от его входного напряжения $u_{вх}$. Согласно (10.2), коэффициент модуляции выходно-

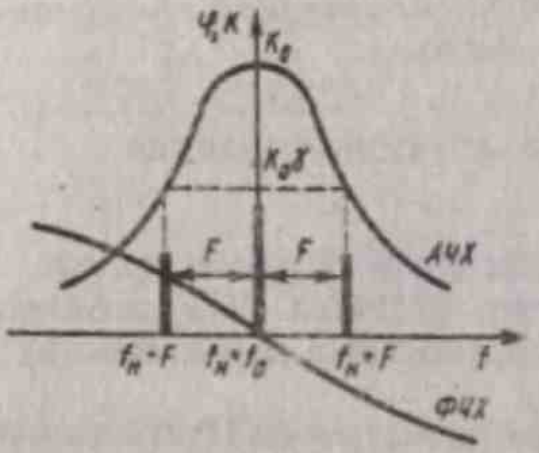


Рис. 10.8

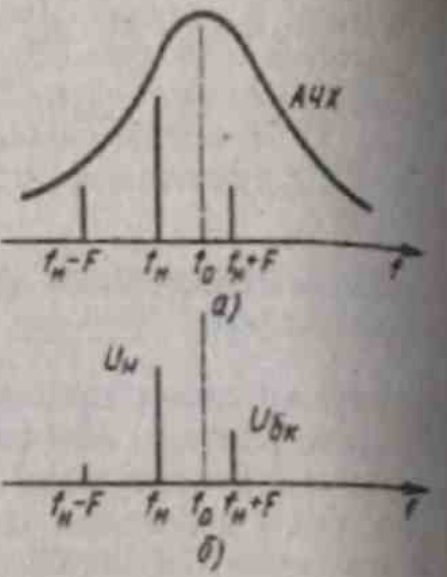


Рис. 10.9

го напряжения $m_{вых}=\gamma m$, где γ — коэффициент частотных искажений в радиотракте. Так как $\gamma<1$ (рис. 10.8), то $m_{вых}<m$ и, следовательно, при прохождении АМ-сигнала через радиотракт происходит уменьшение коэффициента модуляции. Это объясняется тем, что боковые составляющие спектра сигнала усиливаются меньше, чем составляющая несущей частоты. Изменение коэффициента модуляции существенно зависит от модулирующей частоты; чем выше F, тем больше отличается $m_{вых}$ от m. С уменьшением $m_{вых}$ снижается уровень низкочастотного напряжения U_F на выходе АД после детектирования напряжения $u_{вых}$, поскольку $U_F=K_д m_{вых} U_{вх} K_0$. Если сигнал на входе приемника модулирован суммой частот, то для каждой составляющей спектра сигнала при их прохождении через радиотракт изменение коэффициента модуляции будет различным. Следовательно, уровень составляющих с частотами модуляции в продетектированном напряжении $u_{вых}$ зависит от модулирующей частоты F, т. е. имеют место *частотные искажения сигнала*.

Кроме того, согласно (10.2), в выражении для огибающей напряжения сигнала на выходе радиотракта появился фазовый сдвиг φ, зависящий от частоты F. Напряжение на выходе АД $u_F=U_F\cos(\Omega t-\varphi)$. Таким образом, с изменением модулирующей частоты F изменяется фазовый сдвиг φ в низкочастотном продетектированном напряжении, т. е. возможны *фазовые искажения сигнала*, особенно опасные при приеме телевизионного изображения.

При *неточной настройке радиотракта* на несущую частоту АМ-сигнала (рис. 10.9, *а*) спектр напряжения сигнала на выходе радиотракта (рис. 10.9, *б*) становится несимметричным; одна боковая составляющая сигнала усиливается больше, чем другая. Возможно полное подавление одной боковой составляющей. Тогда в спектре выходного напряжения практически останутся две составляющие

$U_п$ и $U_{бк}$, и напряжение на выходе радиотракта будет определяться суммой этих составляющих. Огибающая суммарного напряжения при неточной настройке радиотракта меняется не по синусоидальному закону, что приводит к появлению после детектирования *нелинейных искажений сигнала*.

Полосу пропускания $2\Delta f_{АМ}$ радиотракта РПУ при приеме АМ-сигналов выбирают так, чтобы проходили составляющие спектра входного сигнала, отстоящие от $f_п$ на F_{max}, где F_{max} — максимальная модулирующая частота. При этом

$$2\Delta f_{АМ} = 2F_{max}. \qquad (10.3)$$

Искажения АМ-сигнала в нелинейном тракте. В нелинейном радиотракте возникают нежелательные эффекты при приеме как одного сигнала, так и сигнала в присутствии помех (см. § 9.4).

Взаимодействие АМ-сигнала и помех при детектировании. Предположим, что на входе РПУ действует сигнал и помеха, частота которой близка к частоте сигнала. Если селективные цепи радиотракта приемника не сумели подавить помеху, то на входе АД действует суммарное напряжение $u_\Sigma = U_c \cos\omega_c t + U_п \cos\omega_п t$, амплитуда которого по аналогии с рис. 7.34, *б*

$$U_\Sigma = \sqrt{U_c^2 + U_п^2 + 2U_c U_п \cos\Omega_б t},$$

где $\Omega_б = \omega_п - \omega_c$ — угловая частота биений. Обычно напряжение помехи значительно меньше напряжения сигнала. При $U_c \gg U_п$ амплитуда

$$U_\Sigma = U_c\sqrt{1 + (U_п/U_c)^2 + 2(U_п/U_c)\cos\Omega_б t} \approx$$
$$\approx U_c\,[1 + 0{,}5\,(U_п/U_c)^2 + (U_п/U_c)\cos\Omega_б t - 0{,}5\,(U_п/U_c)^2\cos^2\Omega_б t] =$$
$$= U_c\,[1 + 0{,}25\,(U_п/U_c)^2 + (U_п/U_c)\cos\Omega_б t - 0{,}25\,(U_п/U_c)^2\cos 2\Omega_б t].$$

Последние выражения записаны на основании разложений функции $\sqrt{1+x}$ (при $x \ll 1$) по формуле бинома Ньютона с учетом первых трех членов: $\sqrt{1+x} \approx (1 + 0{,}5x - 0{,}125x^2)$. Считаем, что детектор безынерционен для частот $F_б$, имеет линейную характеристику детектирования и коэффициент передачи $\cos\theta$. Напряжение на выходе амплитудного детектора при неискаженном детектировании биений

$$U_{вых} = U_\Sigma \cos\theta \approx U_c \cos\theta \left[1 + 0{,}25\left(\frac{U_п}{U_c}\right)^2 + \frac{U_п}{U_c}\cos\Omega_б t - \right.$$
$$\left. - 0{,}25\left(\frac{U_п}{U_c}\right)^2 \cos 2\Omega_б t\right]. \qquad (10.4)$$

Согласно (10.4), действие помехи при детектировании сигнала проявляется двояко:

1) появляется на выходе детектора колебание с частотой $F_б$, которое может прослушиваться в телефоне или громкоговорителе на выходе приемника в виде свиста. Если частота $F_б$ выше максимальной модулирующей частоты $F_{мак}$, то составляющие напряжения на выходе детектора с частотами $F_б$, $2F_б$ достаточно просто отфильтровываются. При этом

$$U_{вых} \approx U_c \cos\theta\,[1+0{,}25\,(U_п/U_c)^2]; \qquad (10.5)$$

2) происходит дополнительное ослабление помехи сильным сигналом при детектировании. Предположим, что сигнал и помеха модулированы, т. е. $U_c = U_{сн}(1+m_c\cos\Omega_c t)$, $U_п = U_{пн}(1+m_п \times \times \cos\Omega_п t)$. Подставив выражения для U_c и $U_п$ в (10.5), найдем

$$U_{вых} \approx \cos\theta\left[U_{сн}(1+m_c\cos\Omega_c t)+0{,}25\,\frac{U_{пн}^2}{U_{сн}}(1+m_п\cos\Omega_п t)^2 \times \times (1+m_c\cos\Omega_c t)^{-1}\right].$$

После несложных математических преобразований получим выражения для амплитуд напряжений сигнала с частотой F_c и помехи с частотой $F_п$ на выходе АД: $U_{Fc} \approx \cos\theta U_{сн} m_c$, $U_{Fп} \approx \cos\theta\,\frac{U_{пн}^2}{2U_{сн}}\,m_п$.

Отношение этих амплитуд на выходе АД

$$\frac{U_{Fп}}{U_{Fc}} = \frac{1}{2}\left(\frac{U_{пн}}{U_{сн}}\right)^2 \frac{m_п}{m_c}. \qquad (10.6)$$

Согласно (10.6), чем больше превышает сигнал помеху на входе АД, тем сильнее ослабляется помеха после детектирования. Так, при $U_{сн}/U_{пн}=2$ помеха ослабляется в четыре раза; при $U_{сн}/U_{пн}=5$ — в 25 раз и т. д.

Выводы. 1. *При прохождении АМ-сигнала через линейный радиотракт коэффициент модуляции изменяется, что приводит к частотным искажениям продетектированного сигнала.*

2. *С изменением модулирующей частоты F меняется фазовый сдвиг φ в низкочастотном продетектированном напряжении, что приводит к фазовым искажениям сигнала.*

3. *При неточной настройке радиотракта РПУ на несущую частоту АМ-сигнала появляются нелинейные искажения сигнала на выходе АД.*

4. *В результате нелинейности радиотракта возникают нелинейные эффекты (см. § 9.4).*

5. *Действие помехи при детектировании сигнала проявляется в появлении на выходе АД колебаний с частотой биений $F_б$, равной разности частот помехи и сигнала, а также в ослаблении помехи сильным сигналом.*

§ 10.3. ПРИЕМНИКИ ОДНОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Преимущества однополосной радиосвязи. Передача АМ-сигналов имеет два основных недостатка: низкую эффективность использования мощности радиопередатчика и достаточно широкую полосу частот модулированного колебания. Действительно, мощность боковых полос спектра АМ-колебания, в которых заключена информация о передаваемом сообщении, составляет в предельном случае только 1/8 максимальной мощности, отдаваемой передатчиком, а ширина спектра этого колебания в два раза больше ширины спектра передаваемого сообщения. Расширение спектра модулированного колебания приводит к уменьшению числа радиостанций, работающих в определенном частотном диапазоне, что при «тесноте в эфире» является большим недостатком. Кроме того, для высококачественного приема модулированных колебаний радиоприемник должен иметь ширину полосы пропускания, равную ширине спектра этого колебания, а чем шире полоса пропускания, тем существеннее сказываются всевозможные помехи приему.

От этих недостатков удается избавиться путем применения однополосной модуляции (ОМ), при которой осуществляют передачу не всего спектра АМ-колебания, а только одной боковой его полосы. При этом ширина спектра излучаемого передатчиком колебания становится равной ширине спектра передаваемого низкочастотного сообщения, т. е. уменьшается вдвое, а исключение из спектра радиосигнала составляющей несущей частоты позволяет лучше использовать мощность передатчика. В результате максимальный уровень боковой полосы можно поднять до несущей, т. е. получить выигрыш по пиковой мощности примерно в четыре раза. Сужение полосы пропускания приемника помимо увеличения числа работающих в данном диапазоне частот радиопередатчиков улучшает отношение сигнал/помеха. Чем больше по уровню сигнал относительно помехи, тем легче воспроизвести его с заданной верностью. Поэтому в системе передачи с ОМ можно обеспечить заданное качество воспроизведения переданного сообщения при меньшей мощности передатчика. Кроме того, в таких системах в меньшей степени проявляются селективные замирания, которые при АМ могут вызвать значительное уменьшение амплитуды несущей или изменение ее фазы, что приводит к искажению принимаемого сигнала, а в некоторых случаях — и к прекращению приема. Это эквивалентно выигрышу по мощности передатчика еще примерно в четыре раза.

Системы связи с ОМ нашли широкое применение в радиосвязи: в подвижных радиостанциях низовой радиосвязи в КВ-диапазоне, магистральных линиях и многоканальных системах связи, для дальней передачи программ радиовещания.

Структурная схема приемников ОМ-сигналов. Радиотракт приемников ОМ-сигналов строится так же, как и приемников АМ-сиг-

налов. Однако АЧХ радиотракта приемника ОМ-сигналов выбирается так, чтобы несущая частота располагалась на границе полосы пропускания. В таком приемнике колебание с несущей частотой восстанавливается с помощью специального генератора. Без восстановления несущего колебания невозможно осуществить детектирование ОМ-сигнала. Включение в радиоприемник такого генератора приводит к некоторому усложнению его конструкции. Поскольку несущая частота должна восстанавливаться в радиоприемнике с высокой точностью, к таким генераторам предъявляются жесткие требования по стабильности частоты. Для обеспечения соответствия частоты вспомогательного генератора частоте несущей в радиоприемниках используют высокостабильные синтезаторы частот либо предусматривается система автоматической подстройки частоты по так называемому пилот-сигналу, который излучается передатчиком на частоте несущего колебания, но по амплитуде составляет менее 10% от амплитуды несущей при АМ с двумя боковыми полосами.

Для детектирования ОМ-сигналов применяют синхронный детектор (см. § 6.1), напряжение $u_{вых}$ на выходе которого равно произведению напряжения боковой полосы (например, верхней): $u_{в\,бк} = U_{в\,бк}\cos(\omega_н + \Omega)\,t$, несущей информацию о передаваемом сообщении, на напряжение восстановленной несущей $u_н = U_н \cos\omega_н t$. Тогда $u_{вых} = A u_{в\,бк} u_н$, где A — коэффициент пропорциональности. При модуляции одним гармоническим сигналом с угловой частотой Ω $u_{вых}(t) = 0{,}5A U_н U_{в\,бк}[\cos(2\omega_н + \Omega)\,t + \cos\Omega t]$. В детекторе происходит подавление всех ВЧ-составляющих, поэтому напряжение на выходе синхронного детектора (СД) $U_{вых}(t) = 0{,}5A U_н U_{в\,бк}\cos\Omega t$. Как следует из этого выражения, напряжение на выходе СД соответствует переданному сигналу.

Структурная схема приемника ОМ-сигналов показана на рис. 10.10. Однополосный сигнал выделяется фильтром боковой полосы

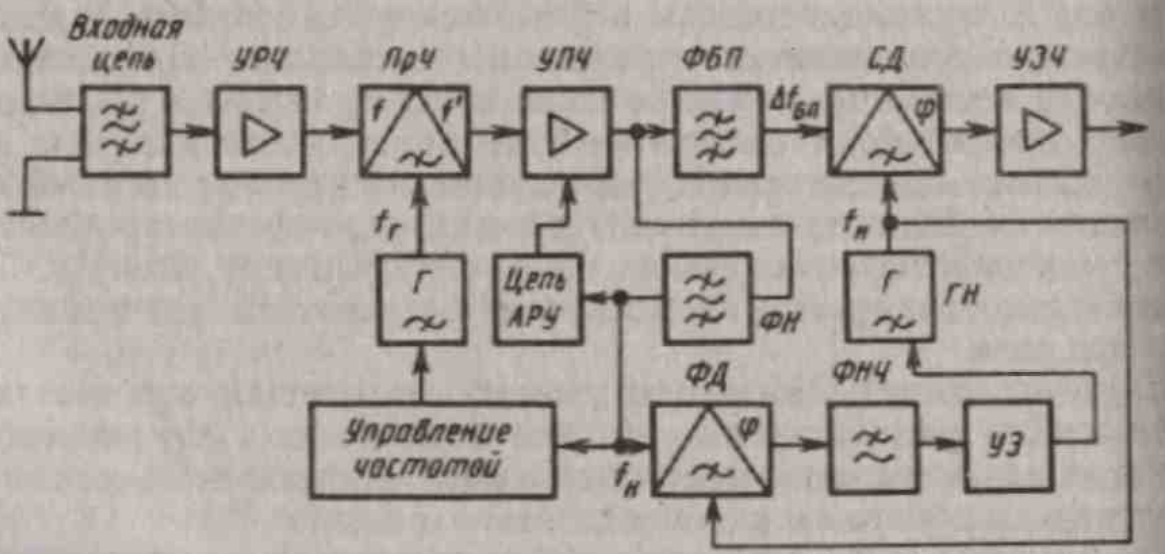


Рис. 10.10

ФБП, пилот-сигнал — фильтром несущей ФН. Автоматические регулировки частоты гетеродина и усиления осуществляются по пилот-сигналу. В приемниках ОМ-сигналов применяют и АРУ по огибающей, в которой в качестве управляющего напряжения используется выпрямленное продетектированное напряжение. Для синхронизации частоты генератора несущей ГН служит фазовая АПЧ, в цепь которой входит фазовый детектор ФД, фильтр нижних частот ФНЧ и управляющий элемент УЭ.

Искажения ОМ-сигналов в приемнике. Синхронное детектирование ОМ-сигнала можно рассматривать как амплитудное детектирование суммы двух напряжений: $u_{\text{н}}+u_{\text{об}}=U_{\text{н}}\cos\omega_{\text{н}}t+U_{\text{об}}\cos(\omega_{\text{н}}+\Omega)t$. Амплитуда суммарного колебания $U_{\Sigma}=\sqrt{U_{\text{н}}^2+U_{\text{об}}^2+2U_{\text{н}}U_{\text{об}}\cos\Omega t}$. Напряжение на выходе АД с коэффициентом передачи $\cos\theta$ $U_{\text{вых}}=U_{\Sigma}\cos\theta=\cos\theta\sqrt{U_{\text{н}}^2+U_{\text{об}}^2+2U_{\text{н}}U_{\text{об}}\cos\Omega t}$. Обычно $U_{\text{н}}\gg U_{\text{об}}$. При этом по аналогии с выражением (10.4) напряжение на выходе АД

$$U_{\text{вых}}\approx U_{\text{н}}\cos\theta\left[1+0{,}25\left(\frac{U_{\text{об}}}{U_{\text{н}}}\right)^2+\left(\frac{U_{\text{об}}}{U_{\text{н}}}\right)\cos\Omega t-0{,}25\left(\frac{U_{\text{об}}}{U_{\text{н}}}\right)^2\cos 2\Omega t\right].$$

Поскольку напряжение на выходе СД содержит помимо первой и вторую гармонику напряжения, при детектировании возникают *нелинейные искажения сигнала*. Коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике $k_{\text{г}2}=U_{2\Omega}/U_{\Omega}=0{,}25\,(U_{\text{об}}/U_{\text{н}})$. Для уменьшения нелинейных искажений нужно задавать по возможности больший уровень амплитуды напряжения генератора-восстановителя несущего колебания. Искажения также уменьшаются при детектировании ОМ-сигнала балансным ФД, в котором при достаточной симметрии получается компенсация четных гармоник продетектированного напряжения.

Искажения при приеме ОМ-сигнала возникают из-за *неточного совпадения частот несущего и опорного (восстановленной несущей) колебаний*. Предположим, что частота восстановленной несущей отличается от частоты несущей сигнала на Δf. При этом на выходе СД все составляющие спектра модулирующих частот (F, $2F$, $3F$, ...) получают одинаковое приращение, равное Δf. Это приводит к нарушению соотношения основного тона и гармоник продетектированного сигнала относительно соответствующего соотношения переданного сигнала, т. е. к возникновению искажений. При приеме программ звукового вещания слушатель со средним слухом практически не замечает искажений при неточности восстановления несущей не более чем на 1—2 Гц; при приеме служебной телефонии без необходимости узнавания говорящего погрешность частоты восстановленной несущей может достигать сотни герц.

Выводы. 1. *При передаче ОМ-сигналов ширина спектра излучаемого передатчиком колебания уменьшается вдвое, ис-*

ключение из спектра радиосигнала составляющей несущей частоты позволяет лучше использовать мощность передатчика.

2. Сужение полосы пропускания РПУ при ОМ помимо возможности увеличения в два раза числа радиостанций улучшает отношение сигнал/помеха на выходе приемника.

3. Для приема ОМ-сигналов в РПУ необходим генератор-восстановитель несущего колебания. Детектирование сигналов осуществляется с помощью синхронного детектора.

4. При детектировании ОМ-сигналов возникают нелинейные искажения из-за малого уровня восстановленной несущей и из-за погрешности восстановления частоты несущего колебания.

§ 10.4. ПРИЕМНИКИ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Особенности приема ЧМ-сигналов. При частотной модуляции частота ВЧ-колебания изменяется пропорционально мгновенному значению передаваемого сигнала; амплитуда ЧМ-сигнала постоянна и от передаваемого сигнала не зависит. В общем виде выражение для колебания с постоянной амплитудой можно записать так: $u(t)=U_{\text{н}}\cos\varphi(t)$, где $\varphi(t)=\omega t+\varphi_0$ — мгновенная фаза колебания $u(t)$; ω — угловая частота колебания; φ_0 — начальная фаза колебания. При ЧМ частота $\omega(t)$ меняется во времени соответственно передаваемому сигналу. Угловая частота $\omega(t)$ связана с мгновенной фазой $\varphi(t)$ колебания соотношением $\omega(t)=d\varphi(t)\,dt$; соответственно $\varphi(t)=\int_0^t \omega(t)\,dt+\varphi_0$.

При частотной модуляции одним гармоническим колебанием с угловой частотой $\Omega=2\pi F$ частота модулированного ВЧ-колебания $\omega(t)=\omega_{\text{н}}+\Delta\omega_{\text{макс}}\cos\Omega t$, где $\Delta\omega_{\text{макс}}$ — девиация частоты. Из-за изменения частоты в ЧМ-колебании меняется и его мгновенная фаза:

$$\varphi(t)=\int_0^t(\omega_{\text{н}}+\Delta\omega_{\text{макс}}\cos\Omega t)\,dt+\varphi_0=\omega_{\text{н}}t+\varphi_0+(\Delta\omega_{\text{макс}}/\Omega)\sin\Omega t.$$

При модуляции ВЧ-колебания тоном с угловой частотой Ω при $\varphi_0=0$ можно записать

$$u(t)=U_{\text{н}}\cos\varphi(t)=U_{\text{н}}\cos(\omega_{\text{н}}t+m\sin\Omega t), \qquad (10.7)$$

где $m=\Delta\omega_{\text{макс}}/\Omega$ — индекс модуляции.

Математический анализ ЧМ-колебания вида (10.7) показывает, что ширина его спектра теоретически бесконечна даже при модуляции гармоническим колебанием с частотой Ω. Однако на практике за ширину спектра колебания с угловой модуляцией принимают полосу частот, в которую не входят составляющие спектра, амплитуда которых составляет менее 1—3% от амплитуды несущей

в режиме молчания. При этом ширина спектра ЧМ-сигнала может быть рассчитана по приближенной формуле:

$$2\Delta f_{\text{ЧМ}} \approx 2F_{\max}(1+m+\sqrt{m}), \qquad (10.8)$$

где $F_{\max}$ — максимальная модулирующая частота.

При $\Delta f_{\max} \gg F_{\max}$ модуляцию называют *широкополосной*, а при $\Delta f_{\max} < F_{\max}$ — *узкополосной*. При узкополосной модуляции максимальная девиация частоты $\Delta f_{\max}$ меньше наивысшей модулирующей частоты $F_{\max}$, при этом ширина спектра ЧМ-колебания примерно равна $2F_{\max}$. При широкополосной модуляции $\Delta f_{\max} \gg F_{\max}$ и ширину спектра модулированного колебания можно считать равной $2\Delta f_{\max}$. Узкополосная частотная модуляция применяется в служебной и низовой радиосвязи, широкополосная — при высококачественном радиовещании и для звукового сопровождения телевизионных передач.

Преимущества частотной модуляции по сравнению с амплитудной состоят в следующем. При амплитудной модуляции амплитуда несущей частоты в спектре модулированного колебания всегда больше амплитуд боковых частот и при изменении глубины модуляции остается постоянной, поэтому во времени изменяется излучаемая передатчиком мощность. Это не позволяет полностью использовать выходную мощность усилительных приборов и реализовать оптимальные режимы работы. При частотной модуляции излучаемая передатчиком мощность во времени постоянна. Так, в режиме молчания вся мощность затрачивается на излучение несущей частоты. При модуляции происходит перераспределение мощности на излучение боковых частот; при определенных индексах модуляции несущая вообще не излучается. Преимуществом частотной модуляции по сравнению с амплитудной является ее более высокая помехоустойчивость.

Структурная схема одноканального приемника ЧМ-сигналов показана на рис. 1.6, многоканального — на рис. 10.3 и 10.6. В качестве детектора в РПУ ЧМ-сигналов используется ЧД; вид последетекторной части РПУ зависит от типа приемника.

Искажения ЧМ-сигналов в радиотракте. Предположим, что на входе радиотракта РПУ с АЧХ $K(\omega)$ и ФЧХ $\varphi(\omega)$ действует ЧМ-сигнал вида (10.7). Напряжение сигнала $u_{\text{вых}}$ на выходе радиотракта искажается вследствие ограниченности полосы пропускания радиотракта при бесконечном спектре $u_{\text{вх}}$. Определить $u_{\text{вых}}$ спектральным методом трудно из-за большого числа спектральных составляющих $u_{\text{вх}}$. Поэтому на практике напряжение $u_{\text{вых}}$ определяют *методом мгновенной частоты*, согласно которому амплитуда входного сигнала умножается на $K[\omega(t)]$, а к фазе входного сигнала добавляется фаза $\varphi[\omega(t)]$. Мгновенная частота входного ЧМ напряжения изменяется во времени; для напряжения с каждым значе-

нием ω имеется свой коэффициент усиления и фазовый сдвиг радиотракта. Следовательно,

$$u_{вых} = U_{в} K[\omega(t)] \cos\{\omega_{в} t + m \sin \Omega t + \varphi[\omega(t)]\}. \quad (10.9)$$

Формула (10.9) не позволяет учесть переходные процессы в радиотракте, возникающие при изменении угловой частоты ω.

Сравнение выражений (10.7) и (10.9) позволяет выявить различия в напряжениях $u_{вых}$ и $u_{вх}$, определяющие искажения ЧМ-сигнала при его прохождении через радиотракт. Согласно рис. 10.11, коэффициент передачи $K(t)$ радиотракта изменяется с удвоенной угловой частотой 2Ω, а фаза $\varphi(t)$ — с угловой частотой Ω модуляции. Диаграмма напряжения на выходе радиотракта показана на рис. 10.12. Поскольку значение $K(t)$ меняется во времени с угловой частотой 2Ω, с этой же частотой меняется огибающая выходного напряжения $U_{вых} = U_{в} K(t)$. На входе приемника амплитуда ЧМ-сигнала может быть постоянной, а на его выходе $U_{вых}$ меняется во времени. Таким образом, при прохождении ЧМ-сигнала через радиотракт РПУ возникает *паразитная (сопутствующая) амплитудная модуляция*. Она устраняется в приемнике амплитудным ограничителем.

Кроме того, из-за изменения во времени $\varphi(t)$ в радиотракте возникает *паразитная фазовая модуляция*. Так как ФЧХ радиотракта нелинейна, то фаза $\varphi(t)$ меняется не строго по гармоническому закону (рис. 10.11). Функция $\varphi(t)$ — нечетная, периодическая, поэтому ее можно представить рядом Фурье: $\varphi(t) = \varphi_1 \cos \Omega t + \varphi_3 \cos 3\Omega t + \ldots$. Изменения фазы $\varphi(t)$ вызывают приращения угловой частоты выходного напряжения $\Delta\omega = \Delta\omega_1 \sin \Omega t + \Delta\omega_3 \sin 3\Omega + \ldots$. Мгновенная угловая частота ЧМ-сигнала на выходе радиотракта $\omega_{вых} = \omega_{в} + \Delta\omega_{max} \cos \Omega t + \Delta\omega_1 \sin \Omega t + \Delta\omega_3 \sin 3\Omega t + \ldots$. Так как частота $\omega_{вых}$ отличается от частоты ЧМ-сигнала на входе радиотракта $\omega_{вх} = \omega_{в} + \Delta\omega_{max} \cos \Omega t$, то закон частотной модуляции нарушается и уг-

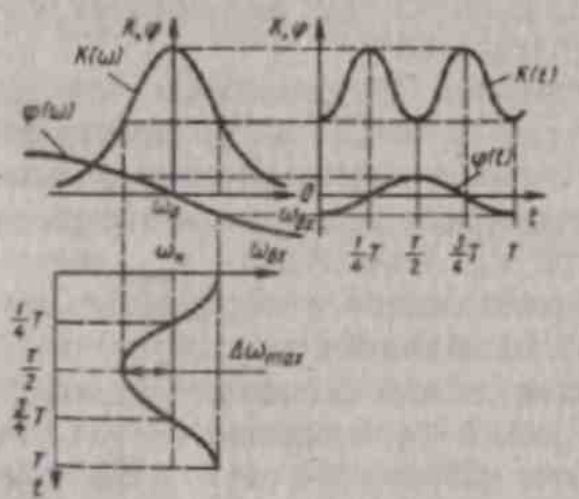


Рис. 10.11

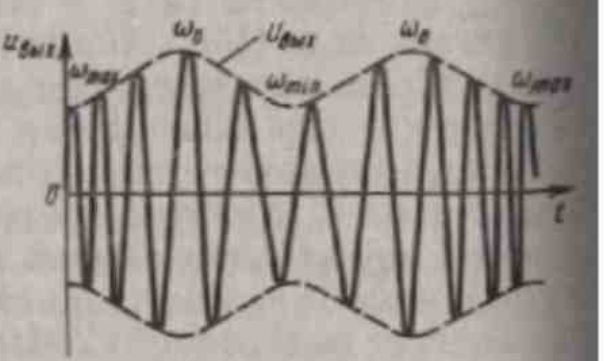


Рис. 10.12

ловая частота $\omega_{вых}$ меняется уже не по косинусоиде. Заметим, что из-за нелинейности ФЧХ радиотракта новые частотные составляющие в спектре выходного ЧМ-сигнала не возникают, однако происходит некоторая деформация спектра модулированного колебания, которая приводит к нарушению закона модуляции. Поэтому в напряжении на выходе ЧД помимо полезной составляющей с частотой Ω появляются гармоники с угловыми частотами 3Ω, 5Ω и т. д.

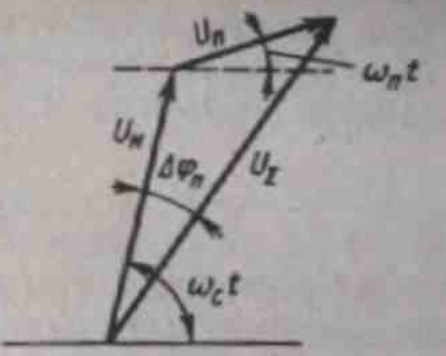


Рис. 10.13

Таким образом, нелинейность ФЧХ радиотракта приемника ЧМ-сигналов приводит к *нелинейным искажениям продетектированного сигнала*. Особенно опасны искажения по третьей гармонике, которые можно оценить с помощью коэффициента $k_{т3}=\Delta\omega_3/\Delta\omega_{max}$. Для уменьшения коэффициента $k_{т3}$ необходимо линеаризовать ФЧХ радиотракта, что обеспечивается расширением его полосы пропускания. Полосу пропускания радиотракта выбирают по допустимому значению $k_{т3}$.

Действие помех при приеме ЧМ-сигналов. В месте приема помимо полезного сигнала, излучаемого передатчиком, действуют всевозможные помехи. Складываясь с принимаемым сигналом, помехи вызывают искажения передаваемого сообщения.

Сосредоточенные помехи. Предположим, что на выходе линейного радиотракта действуют сигнал $u_c=U_м\cos\omega_c t$ и помеха $u_п=U_п\cos\omega_п t$. Частота помехи $f_п$ близка к частоте сигнала f_c; $U_м>U_п$. При сложении этих двух колебаний, как следует из векторной диаграммы рис. 10.13, амплитуда результирующего колебания меняется во времени от $U_м+U_п$ до $U_м-U_п$ с частотой биений $F_б=f_c-f_п$. Помимо изменения амплитуды помеха вызывает и «качание» вектора результирующего колебания U_Σ относительно вектора сигнала, т. е. приводит к появлению паразитной фазовой, а следовательно, и частотной модуляции с девиацией фазы $\Delta\varphi_п$. Как видно из рис. 10.13, максимальное значение $\Delta\varphi_п\leqslant\pi/2$; где $\Delta\varphi_п=$ $=\operatorname{arctg}\dfrac{U_п\sin\Omega_б t}{U_м+U_п\cos\Omega_б t}$. При $U_м\gg U_п$ $\Delta\varphi_п\approx\dfrac{U_п}{U_м}\sin\Omega_б t$. Паразитная фазовая модуляция вызывает паразитную частотную модуляцию с девиацией частоты $\Delta\omega_п=\dfrac{d\Delta\varphi_п}{dt}\approx\dfrac{U_п}{U_м}\Omega_б\cos\Omega_б t$, которая создает на выходе ЧД напряжение с частотой биений $u_б=K_д\Delta\omega_п=K_д\Omega_б\dfrac{U_п}{U_м}\cos\Omega_б t$ и амплитудой $U_{0б}=K_д\Omega_б\dfrac{U_п}{U_м}$. Принимаемый ЧМ-сигнал с девиацией

$\Delta\omega_{max}$ после детектирования создает на выходе ЧД напряжение $U_{0c} = K_д \Delta\omega_{max}$. Отношение напряжений мешающего и полезного колебаний на выходе ЧД

$$\frac{U_{0б}}{U_{0c}} = \frac{U_п}{U_н} \frac{\Omega_б}{\Delta\omega_{max}} = \frac{U_п}{U_н} \frac{F_б}{\Delta f_{max}}. \qquad (10.10)$$

Эффективным средством борьбы с паразитной амплитудной модуляцией, вызываемой действием помех при ЧМ-сигнале, является применение амплитудных ограничителей. Для ослабления действия паразитной частотной модуляции необходимо, чтобы девиация частоты за счет паразитной модуляции $\Delta f_п$ была во много раз меньше девиации частоты полезного сигнала Δf_{max}. Действие помехи можно ослабить увеличением девиации частоты полезного сигнала Δf_{max}, а также мощности передатчика, т. е. выполнением условия $U_н \gg U_п$, поскольку при этом значение $\Delta\varphi_п$ и соответственно $\Delta f_п$ уменьшаются. Переход к широкополосной частотной модуляции позволяет повысить отношение напряжений полезного и мешающего сигналов на выходе детектора, что дает возможность снизить мощность передатчика. Поскольку $\Delta\varphi_п \leqslant \pi/2$, для ослабления действия помехи необходимо выполнять условие $\Delta\varphi_{max} \gg \pi/2$.

Согласно (10.10), сильный сигнал в приемнике ЧМ подавляет помеху; по мере уменьшения $U_н$ по сравнению с $U_п$ на входе ЧД эффект подавления ослабевает, а при $U_п > U_н$ более сильная помеха начинает подавлять сигнал. Действительно, в соответствии с рис. 10.13 при превышении помехой сигнала вектор результирующего колебания начинает вращаться с угловой частотой $\Omega_б$, при этом девиация $\Delta\varphi_п$ резко возрастает, приемник начинает принимать сигнал мешающей станции, а полезный сигнал ослабляется. Таким образом, частотный детектор в приемнике ЧМ-сигналов обладает выраженным *пороговым свойством*. При $U_п/U_н > 1$ резко ухудшается качество принимаемого сигнала.

Сравним подавление помех в приемниках АМ- и ЧМ-сигналов. Для ЧМ-сигналов зависимость $U_{0б}/U_{0c}$ на выходе ЧД от $F_б$, согласно (10.10), имеет вид, показанный на рис. 10.14. При $F_б = \Delta f_{max}$ $U_{0б}/U_{0c} = U_п/U_н$. Сравнение необходимо проводить в равных условиях при одинаковых отношениях $U_п/U_c$ на входе детектора и глубине модуляции сигнала помехой. По этой причине отношение напряжений помехи к сигналу на выходе АД $U_{0б}/U_{0c} = U_п/U_н$ (рис. 10.14). Последетекторный тракт имеет определенную полосу пропускания с граничной частотой $F_{гр}$. В соответствии с рис. 10.14 в приемнике ЧМ-сигналов

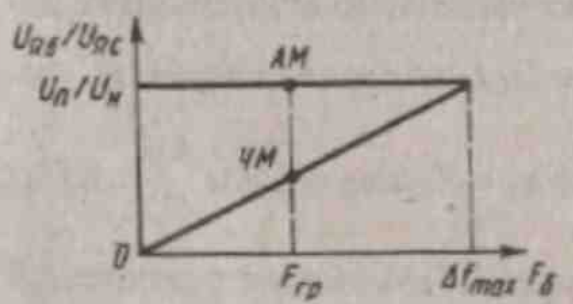


Рис. 10.14

составляющая напряжения с частотой F_c на выходе детектора подавляется значительно сильнее, чем в приемнике АМ-сигналов. Это определяет более высокую помехоустойчивость частотной модуляции по сравнению с амплитудной.

Использование широкополосной частотной модуляции позволяет создать помехоустойчивые системы радиосвязи и радиовещания. Однако при этом каждая радиостанция излучает широкий спектр частот, поэтому применять ее целесообразно в УКВ-диапазоне, где к тому же уровень помех существенно ниже, чем в ДВ-, СВ- и КВ-диапазонах.

Флуктуационные помехи. Так как ФП представляет собой случайный процесс, то в некоторые моменты времени выбросы ФП могут превысить сигнал ($U_п > U_с$). Это приводит к резким изменениям фазы, а следовательно, и частоты сигнала, что вызывает появление на выходе РПУ всевозможных щелчков. Для борьбы с этим видом помех необходимо сужать полосу пропускания радиотракта; при этом уровень ФП уменьшается и соответственно становится меньше выбросов, превышающих сигнал. Однако сужение полосы радиотракта не должно ограничивать спектр принимаемого сигнала, для чего резонансная частота f_0 фильтра с узкой полосой пропускания должна следить за изменяющейся частотой сигнала f_c. Такой метод приема называют *следящим*. Структурная схема приемника ЧМ-сигналов со следящим фильтром показана на рис. 10.15. В тракт УПЧ вводится узкополосный фильтр *Ф*, частота настройки f_0 которого следит за частотой сигнала. Управление частотой f_0 фильтра осуществляется цепью управления *ЦУ*; цепь частотной коррекции *ЦЧК* не пропускает быстрых изменений напряжения на выходе *ЧД*, обусловленных действием помех.

На практике реализуют следящий метод в приемнике, в котором вводится ООС по частоте. Этот вид ООС (рис. 10.16) аналогичен АПЧ, отличие состоит в отсутствии в цепи регулировки фильтра нижних частот. После детектирования ЧМ-сигнала напряжение с выхода частотного детектора *ЧД* через цепь управления *ЦУ* изменяет частоту гетеродина *Г* так, чтобы отклонение промежуточной частоты от среднего значения уменьшилось. При этом ширина спектра преобразованных ЧМ-сигналов уменьшается. Следовательно, можно уменьшить полосу пропускания фильтра *Ф* в тракте ПЧ до предельного значения, равного удвоенной максимальной частоте

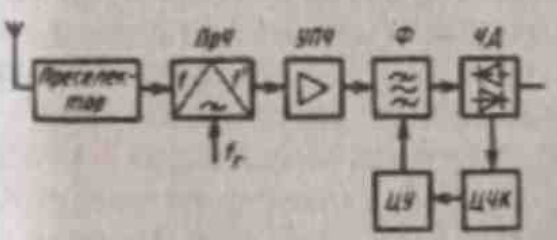


Рис. 10.15

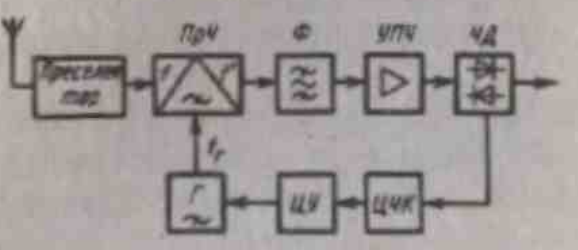


Рис. 10.16

модуляции. Широкое применение для реализации следящего приема нашел синхронно-фазовый детектор. Заметим, что сужение полосы частот не ухудшает помехоустойчивости, поскольку ООС в равной мере уменьшает девиацию как полезного сигнала, так и помехи.

Выводы. 1. *При прохождении ЧМ-сигнала через радиотракт возникает сопутствующая паразитная амплитудная модуляция, которая устраняется в приемнике с помощью амплитудного ограничителя.*

2. *В радиотракте с нелинейной ФЧХ при прохождении ЧМ-сигнала возникает паразитная фазовая модуляция, нарушающая закон модуляции сигнала. По этой причине на выходе ЧД помимо полезной составляющей напряжения с модулирующей частотой появляются гармоники, приводящие к нелинейным искажениям сигнала.*

3. *Действие сосредоточенной помехи при приеме ЧМ-сигнала приводит к появлению паразитных амплитудной и фазовой модуляций. Сильный сигнал в приемнике ЧМ подавляет слабую помеху тем эффективнее, чем больше $U_{\text{с}}$ по сравнению с $U_{\text{п}}$. При $U_{\text{п}} > U_{\text{с}}$ более сильная помеха подавляет сигнал, что свидетельствует о наличии в приемнике пороговых свойств.*

4. *Для ослабления паразитной частотной модуляции, вызываемой наложением помехи на сигнал, необходимо обеспечить условие $\Delta f_{\text{max}} \gg \Delta f_{\text{п}}$, для чего увеличивают уровень сигнала либо девиацию полезного сигнала Δf_{max}.*

5. *Для ослабления ФП в РПУ ЧМ-сигналов используют следящий прием.*

Глава 11

РАДИОПРИЕМНИКИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ

§ 11.1. ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ И СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ РАДИОПРИЕМНИКОВ

Радиотелеграфные приемники. Эти приемники предназначены для приема дискретных сигналов, имеющих ограниченное число значений. К таким сигналам можно отнести двоичные сигналы, которые могут принимать одно из двух значений: нуль или единицу, быть отрицательными или положительными. Отличительной особенностью радиотелеграфной передачи является кодирование сообщения. Каждый отдельный передаваемый символ (буква алфавита, цифра или знак) имеет свою кодовую комбинацию элементарных сигналов. Длительность одной посылки (или паузы) равна τ. Под *скоростью телеграфной передачи* $v_м$ понимают число элементарных сигналов, передаваемых в 1 с, т. е. $v_м = 1/\tau$. За единицу скорости принят один бод, соответствующий передаче одного элементарного сигнала в 1 с. Для передачи по каналу связи закодированное сообщение преобразуется в ВЧ-сигнал путем манипуляции колебаний передатчика. Различают амплитудную, частотную и фазовую манипуляции.

При *амплитудной манипуляции* — амплитудном телеграфировании (АТ) — один элементарный сигнал кода соответствует излучению полной мощности (посылка), а другой — отсутствию излучения (пауза). Этот вид работы обозначают А1. Иногда производят амплитудную манипуляцию тонального сигнала с последующей амплитудной модуляцией колебания несущей частоты. Такой способ телеграфирования (А2) удобен при слуховом приеме телеграфных сигналов. Характер изменения амплитудно-манипулированного сигнала при манипуляции телеграфным сигналом вида рис. 11.1, *а* показан на рис. 11.1, *б*.

При частотной манипуляции — частотном телеграфировании (ЧТ) — передатчик излучает одну и ту же энергию; при этом каждому элементарному сигналу кода соответствует колебание своей частоты (рис. 11.1, *в*). Принято считать, что колебанию с более высокой частотой соответствует передача позитивной посылки (на-

жатие), а колебанию с низкой частотой — передача негативной посылки (отжатие). Такой вид работы обозначается *F*1. Отметим, что термины «нажатие — отжатие» появились в то время, когда манипуляция осуществлялась только вручную, нажатием и отжатием телеграфного ключа. Разность частот нажатия f_1 и отжатия f_2 называют *разносом частот*, т. е. $\Delta f_р = f_1 - f_2$. Девиация частоты Δf_{max}, т. е. максимальное отклонение частоты от средней частоты передатчика $f_0 = 0{,}5\,(f_1 + f_2)$, равна половине разноса частот $\Delta f_{max} = 0{,}5\Delta f_р$.

При фазовой манипуляции происходит скачкообразное изменение фазы колебания в соответствии с передаваемой последовательностью импульсов телеграфного сигнала. При приеме сигналов АТ и ЧТ возможно абсолютное измерение и амплитуды, и частоты излучаемого колебания, т. е. в любой момент времени по измеренному значению амплитуды (при АТ) или частоты (при ЧТ) колебания на выходе передатчика можно точно установить, какой элементарный сигнал передается — посылка или пауза. При фазовой манипуляции возможно только определение фазы сигнала относительно фазы опорного колебания либо фазы на другом интервале времени. В первом случае имеет место *фазовое телеграфирование* (ФТ) (*F*9), во втором — *относительное фазовое телеграфирование* (ОФТ). При ФТ передатчик непрерывно излучает колебание на одной и той же частоте, причем нажатию и отжатию в простейшем случае соответствует излучение несущего колебания с фазовым сдвигом на 180°. Временная диаграмма такого фазоманипулированного колебания показана на рис. 11.1, *г*, а ОФТ колебания — на рис. 11.1, *д*.

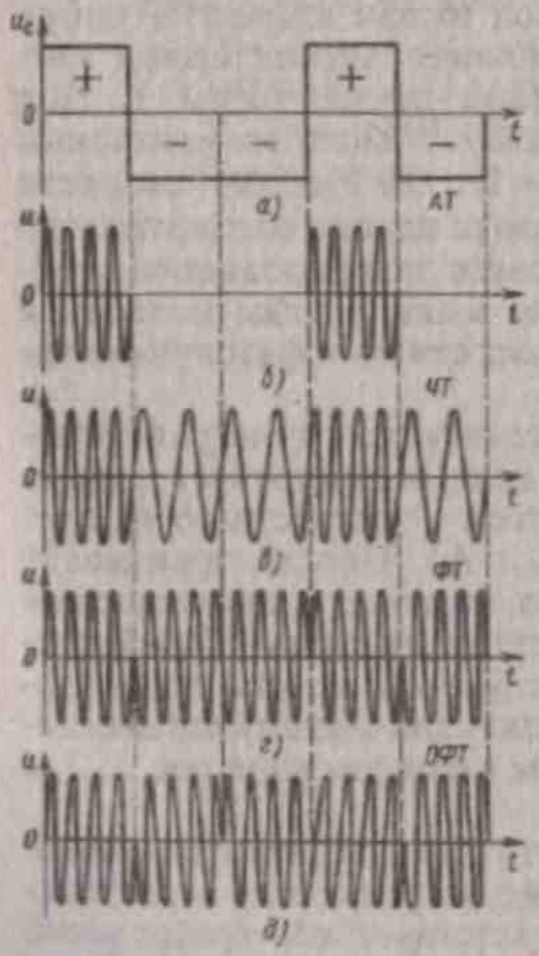


Рис. 11.1

Радиотракт телеграфных приемников не имеет существенных особенностей; его полоса пропускания выбирается исходя из значения допустимых искажений телеграфных посылок либо из условия получения максимального отношения сигнала к помехе. Специфика приема телеграфных сигналов заключается в основном в детектировании и в последетекторной обработке сигнала.

Выходное устройство радиотелеграфного приемника обеспечивает преобразование манипулированных сигналов промежуточной частоты в телеграфные посылки соответствующих знаков. Это преобразование должно

осуществляться с минимально возможным числом ошибок при оценке знака элементарных радиотелеграфных сигналов. В выходном устройстве, во-первых, должно осуществляться детектирование сигнала, поэтому основой любого типа выходного устройства является детектор; во-вторых, в нем для уменьшения ошибок в оценке знака принятой посылки должно по возможности обеспечиваться максимальное отношение сигнала к помехе; для этого осуществляется оптимальная или квазиоптимальная фильтрация сигнала. Эту задачу выполняет соответствующий фильтр, который в общем случае может быть введен и в радиотракт приемника. Характерным элементом выходного устройства является *тонманипулятор*, превращающий продетектированные телеграфные посылки постоянного тока в импульсы переменного тока определенной частоты. Это необходимо для уменьшения искажений при передаче телеграфных сигналов по линии, связывающей выход приемника с центральным телеграфом.

Продетектированные сигналы могут быть поданы на тонманипулятор непосредственно или через устройство, восстанавливающее форму сигнала — *регенератор*. В настоящее время регенератор имеется в выходных устройствах почти всех телеграфных РПУ.

Для более эффективного использования радиооборудования и для увеличения пропускной способности используется *уплотнение радиотелеграфных линий*. Наибольшее распространение нашли временное и частотное уплотнение. При *временном уплотнении* сигналы от нескольких источников (буквопечатающих аппаратов) передаются поочередно. При этом передача сигнала от каждого аппарата происходит за время $\tau_к$, существенно более короткое, чем длительность элементарного сигнала τ. Так, если радиолиния уплотняется N каналами, то время $\tau_к = \tau/N$.

Структурная схема многоканального телеграфного РПУ показана на рис. 10.6. На выходе детектора несущей получается последовательность видеоимпульсов; импульс каждого канала с помощью разделителя каналов подается за время $\tau_к$ в соответствующий канал. Во время действия сигнала от первого аппарата напряжение с выхода приемника поступает в первый канал, при приеме сигнала от второго аппарата — во второй канал и т. д. При временном уплотнении сигналы от различных источников, передаваемые в общем канале, занимают одну и ту же полосу частот.

Временное уплотнение позволяет реализовать в радиотелеграфных системах максимальную скорость передачи. Например, в декаметровом диапазоне максимальная скорость равна 200 бод. Однако скорость работы распространенных на практике буквопечатающих аппаратов (телетайпов) составляет всего 50 бод. В этом случае максимальную скорость передачи можно реализовать при временно́м уплотнении радиолинии четырьмя одновременно работающими телетайпами. При четырехкратном временном уплотнении от

всех телетайпов поступают поочередно импульсы длительностью $0{,}25/\tau$, так что за 1 с передается $4 \cdot 50 = 200$ импульсов. При этом полоса излучения при телеграфной связи ($\Pi_{АТ} = 5\nu_м = 5 \cdot 200 = 1000$ Гц) занимает лишь небольшую часть полосы, выделяемой для линии радиосвязи на декаметровых волнах (16 кГц), что позволяет использовать другие методы уплотнения телеграфных линий. К таким методам относится *двухканальное телеграфирование*: частотное (ДЧТ), фазовое (ДФТ). При ДЧТ (*F*6) передатчик может излучать колебание на одной из четырех частот. Колебанию каждой из этих частот соответствует одна из всех возможных комбинаций телеграфных посылок: частоте f_1 — отжатие на обоих аппаратах, частоте f_2 — нажатие на первом и отжатие на втором аппарате, частоте f_3 — отжатие на первом и нажатие на втором аппарате и частоте f_4 — нажатие на обоих телеграфных аппаратах. При ДФТ каждой комбинации телеграфных посылок соответствует один из четырех скачков фазы: 180°, 90°, −90°, 0°. При этом в каждом из двух каналов систем ДЧТ или ДФТ может работать несколько телеграфных аппаратов с временным уплотнением.

Увеличить пропускную способность радиолинии можно, использовав *частотное уплотнение*, позволяющее переносить частотные спектры сигналов по частоте таким образом, чтобы спектр каждого сигнала занимал в общей полосе пропускания радиолинии определенное место. Однако в системе с частотным уплотнением в отличие от системы с временным уплотнением передатчик излучает колебание не одной частоты, а нескольких частот, число которых равно числу отдельных каналов ЧТ. При сложении эти колебания образуют биения со сложно меняющейся амплитудой. При этом передатчик работает в режиме, близком режиму телефонной АМ, который, как известно, малоэффективен с точки зрения использования мощности передатчика.

Импульсные приемники. Одноканальные импульсные приемники применяют в радиолокации, радионавигации, радиотелеметрии, связи и др., многоканальные — в радиосвязи с временным уплотнением. Структурная схема одноканального импульсного приемника без цепей АПЧ и АРУ показана на рис. 1.1; на этой схеме детектирование сигнала осуществляет детектор радиоимпульсов; последетекторная часть — это усилитель видеоимпульсов.

Структурная схема многоканального импульсного приемника с ВРК показана на рис. 10.6. В каждом канале для передачи аналогового сигнала (рис. 11.2, *б*) используется периодическая последовательность прямоугольных импульсов (рис. 11.2, *а*). Импульсы имеют высоту h, длительность $\tau_и$, угловую частоту следования $\Omega_{сл} = 2\pi/T_и$, где $T_и$ — период повторения импульсов, и фазу (положение импульсов во времени относительно положения импульсов немодулированной последовательности). Изменяя один из параметров импульсов в соответствии с модулирующей функцией (рис. 11.2,

б), можно осуществить четыре вида импульсной модуляции: амплитудно-импульсную — АИМ (рис. 11.2, *в*), широтно-импульсную — ШИМ (рис. 11.2, *г*), частотно-импульсную — ЧИМ (рис. 11.2, *д*), фазоимпульсную — ФИМ (рис. 11.2, *е*). Изменяя комбинацию импульсов в группе, получают импульсно-кодовую модуляцию — ИКМ. На диаграммах рис. 11.2, *а*—*е* вертикальными пунктирными линиями (тактовые точки) отмечены исходные положения немодулированных импульсов.

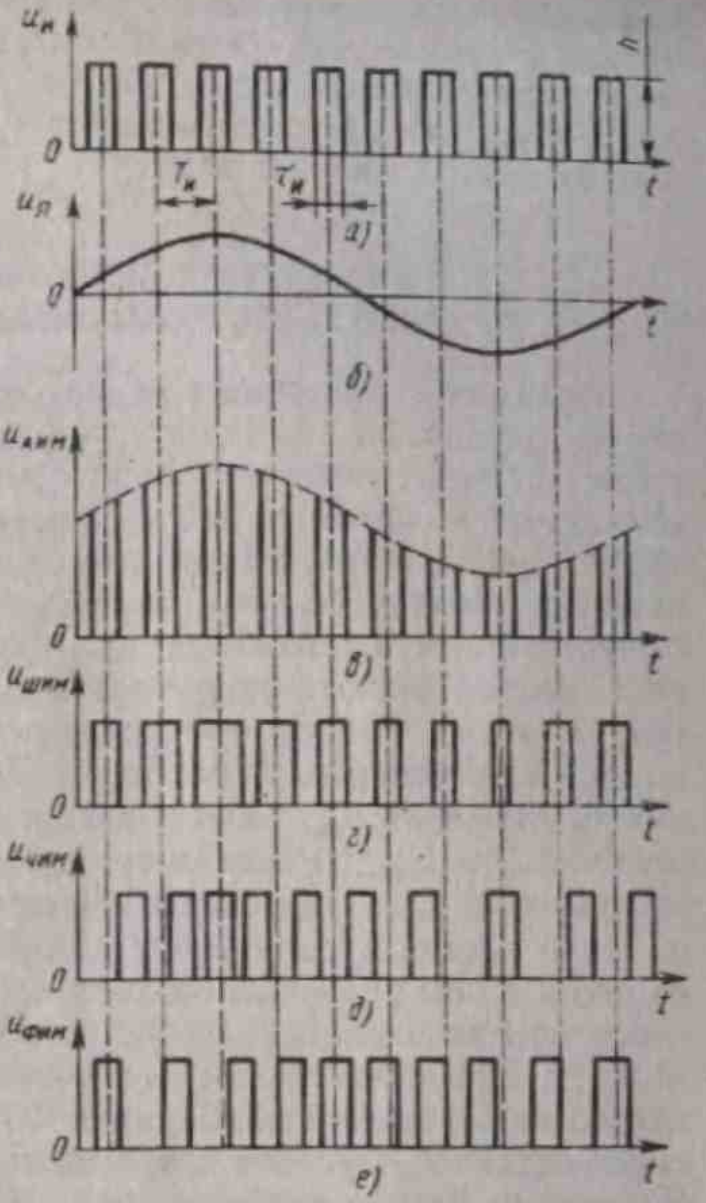


Рис. 11.2

Каждое передаваемое сообщение модулирует свою последовательность импульсов, при этом импульсы в последовательностях разных каналов разнесены во времени и не перекрываются. При объединении каналов в общем тракте в промежутках между импульсами одного канала размещаются импульсы других каналов. Передатчик после вторичной модуляции импульсов передает сначала импульс первого канала, затем импульс второго канала и т. д. На входе многоканального приемника действуют модулированные последовательности радиоимпульсов, на выходе детектора радиоимпульсов — модулированные последовательности видеоимпульсов, на выходе усилителя канала — модулированная последовательность видеоимпульсов данного канала, на выходе детектора канала — модулирующее колебание данного канала.

Более высокой помехоустойчивостью обладают системы связи с ЧИМ и ФИМ. Однако схемные реализации систем связи с ЧИМ более сложны, чем систем связи с ФИМ. Поэтому на практике нашли наибольшее распространение системы связи с ФИМ. Сейчас все большее распространение в системах связи находит ИКМ. В системах импульсной модуляции применяют прямоугольные короткие импульсы от долей до нескольких десятков (реже сотен)

микросекунд в диапазонах УВЧ и СВЧ, а также в более высокочастотных диапазонах. В радиолокационных системах применяется импульсная модуляция с $\tau_и$ от 0,1 мкс до нескольких десятков и сотен мкс. Частота следования импульсов 500...2000 Гц. Мощность в импульсе 10 кВт...10 МВт.

§ 11.2. ИСКАЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОТРАКТЕ ПРИЕМНИКА

Переходные процессы в радиотракте. При скачкообразном изменении амплитуды, частоты или фазы напряжения на входе радиотракта в нем возникает переходный процесс, характеризующий искажения сигнала при его усилении в радиотракте. Предположим, что на входе радиотракта, состоящего из n одноконтурных резонансных усилителей (рис. 11.3), в момент времени $t=0$ появилось гармоническое напряжение $u_{вх}$ (рис. 11.4, *а*) с частотой, равной резонансной частоте радиотракта f_0. Каждый из усилителей радиотракта имеет полосу пропускания $2\Delta f$. Обычно результирующая полоса пропускания радиотракта $2\Delta f_{рт} \ll f_0$. Поэтому для нахождения напряжения $u_{вых}$ на его выходе достаточно определить только огибающую $U_{вых}(t)$ выходного процесса, а не весь временной ход напряжения $u_{вых}$. При скачкообразном возрастании напряжения $u_{вх}$ на входе первого усилителя ($t=0$) напряжение на его выходе u_1 из-за наличия в нем резонансной системы не может измениться скачком, а постепенно нарастает от нуля до установившегося значения (рис. 11.4, *б*). При этом частота напряжения u_1 равна частоте входного напряжения, однако огибающая $U_1(t)$ существенно отличается от огибающей $U_{вх}(t)$. Чем шире полоса пропускания усилителя, тем быстрее нарастает напряжение u_1. В момент времени $t=0$ напряжение на входе второго усилителя равно нулю. Нарастание напряжения u_2 на выходе второго усилителя (рис. 11.4, *в*) будет более медленным, чем напряжения u_1. Напряжение u_2 нарастает спустя некоторое время, т. е. происходит *запаздывание* напряжения u_2 относительно $u_{вх}$. Запаздывание увеличивается с ростом числа каскадов в радиотракте (рис. 11.4, *г*).

В большинстве случаев более важным показателем, чем запаздывание, для оценки искажений сигнала при его прохождении через радиотракт является *время установления* $t_у$ выходного напряжения.

Рис. 11.3

Как следует из диаграмм рис 11.4, самое малое время t_y имеет напряжение на выходе первого каскада; с увеличением n время установления растет. Однако сравнение радиотрактов по времени t_y необходимо проводить при их одинаковых полосах пропускания. Так, если полосы пропускания усилителей в радиотракте одинаковы, то полоса пропускания двухкаскадного радиотракта более узкая, чем однокаскадного; трехкаскадного более узкая, чем двухкаскадного, и т. д. Обеспечить равные полосы пропускания двух- и однокаскадного радиотрактов можно, если расширить полосу пропускания каждого каскада в двухкаскадном радиотракте. Однако при расширении полосы пропускания каждого каскада время установления в каждом каскаде уменьшится, а время t_y всего радиотракта останется примерно таким же, как однокаскадного радиотракта с равной полосой пропускания. Таким образом, при постоянной полосе пропускания радиотракта время установления напряжения на его выходе практически не зависит от числа его каскадов. Можно показать, что при $2\Delta f_{рт} = \text{const}$ огибающие напряжения $U_{вых}(t)$ на выходе радиотракта с различным числом каскадов имеют примерно одинаковую крутизну (рис. 11.5). На рис. 11.5 K_0 — резонансный коэффициент усиления радиотракта; $2\Delta f_{0,7}$ — полоса пропускания радиотракта на

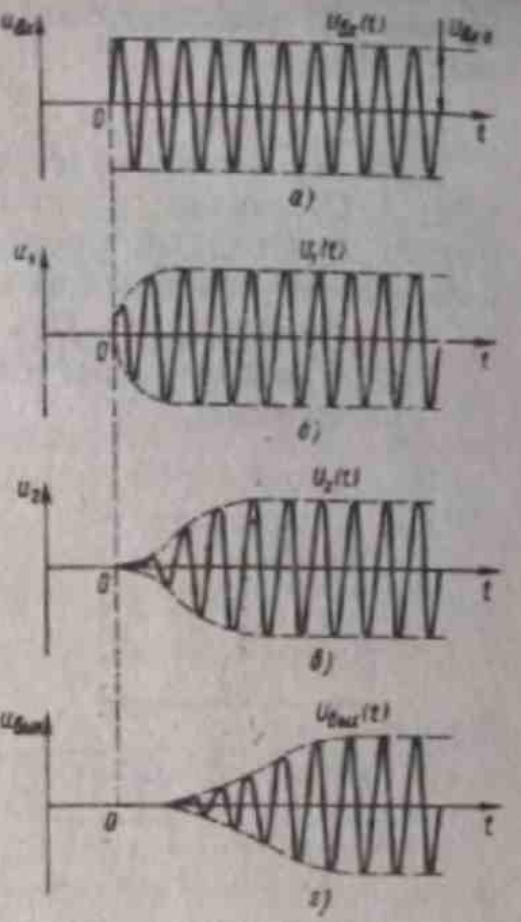


Рис. 11.4

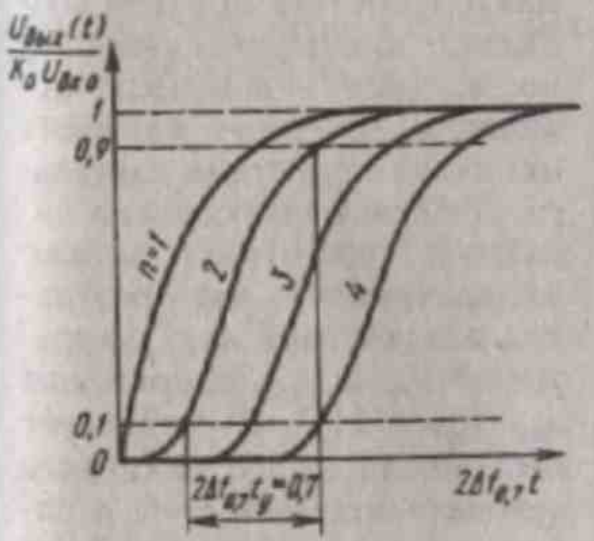


Рис. 11.5

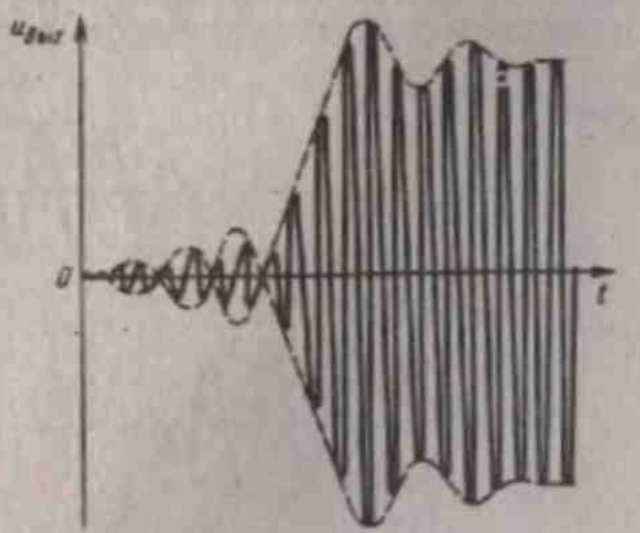


Рис. 11.6

уровне 0,7 максимального усиления. Согласно рис. 11.5, $2\Delta f_{0,7} t_y \approx \approx 0{,}7$. Тогда

$$t_y \approx 0{,}7/(2\Delta f_{0,7}). \qquad (11.1)$$

При появлении на входе радиотракта с прямоугольной (идеальной) АЧХ скачка гармонического напряжения в радиотракте возникает переходный процесс колебательного характера (рис. 11.6) с временем установления $t_y \approx 0{,}86/(2\Delta f_{0,7})$.

Выводы. 1. *При подаче гармонического напряжения на вход радиотракта напряжение на его выходе устанавливается постепенно.*

2. *Напряжение на выходе радиотракта появляется через некоторое время запаздывания тем большее, чем больше резонансных усилителей в радиотракте.*

3. *Время установления напряжения на выходе радиотракта определяется только его полосой пропускания. Для уменьшения времени t_y необходимо расширять полосу пропускания радиотракта.*

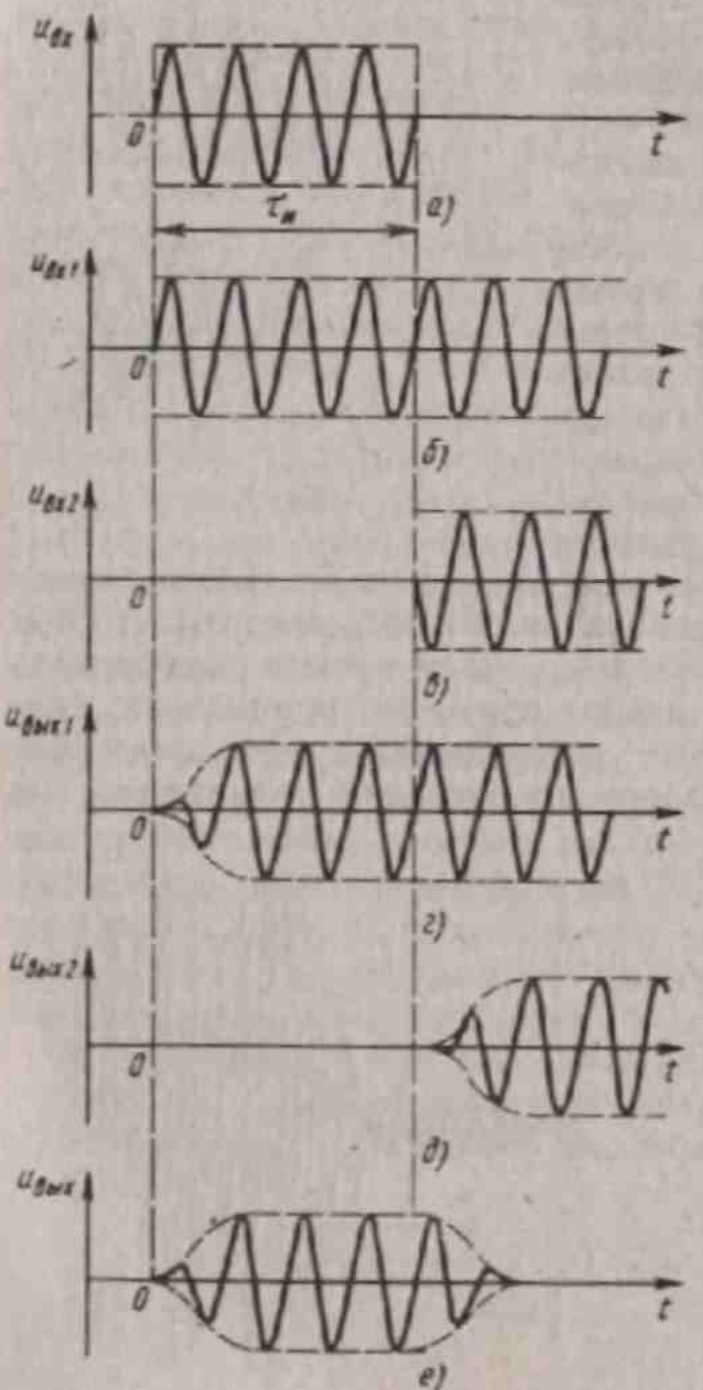


Рис. 11.7

Искажения радиоимпульса в радиотракте. При действии на входе радиотракта радиоимпульса (рис. 11.7, *а*) длительностью $\tau_и$ в нем возникают два переходных процесса: один — в момент появления, другой — в момент окончания действия импульса. Действие импульса на линейный радиотракт можно рассматривать как результат воздействия двух напряжений $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$; напряжение $u_{вх1}$ (рис. 11.7, *б*) действует бесконечно долго начиная с момента времени $t=0$, а напряжение $u_{вх2}$ (рис. 11.7, *в*) действует начиная с момен-

та времени $t=\tau_и$; по фазе напряжение $u_{вх2}$ повернуто на 180° относительно напряжения $u_{вх1}$. Сумма $u_{вх1}+u_{вх2}=0$ при $t>\tau_и$. Напряжение $u_{вых1}$ на выходе радиотракта с одиночными резонансными контурами при действии на входе $u_{вх1}$ показано на рис. 11.7, *г*, а напряжение $u_{вых2}$ при действии $u_{вх2}$ — на рис. 11.7, *д*. Радиотракт линеен, поэтому к нему применим принцип суперпозиции. Просуммировав напряжения $u_{вых1}$ и $u_{вых2}$, получим напряжение $u_{вых}$ на выходе радиотракта (рис. 11.7, *е*).

Из-за переходных процессов в радиотракте напряжение $u_{вых}$ по форме отличается от напряжения $u_{вх}$, т. е. возникают искажения огибающей импульса. Физически это объясняется тем, что ширина спектра радиоимпульса (рис. 11.8) теоретически бесконечна, а полоса пропускания радиотракта ограничена. Следовательно, радиотракт пропускает не все составляющие спектра радиоимпульса, что и обусловливает отличие $u_{вых}$ от $u_{вх}$. Для уменьшения искажения радиоимпульса на выходе радиотракта необходимо расширить его полосу пропускания.

Если радиотракт имеет прямоугольную АЧХ, то в огибающей напряжения на его выходе при действии на входе радиоимпульса появляются всплески (см. рис. 11.6). Каждый всплеск при радиолокационном приеме может быть принят как самостоятельный импульс, отраженный от цели, т. е. может привести к фиксированию ложных целей. По этой причине в радиолокационных приемниках АЧХ радиотракта, как правило, не делают прямоугольной.

Выбор полосы пропускания радиотракта в приемнике импульсных сигналов. Такой выбор проводится согласно задаче, которая решается при приеме. Если требуется *воспроизвести сигнал по форме*, то искажения радиоимпульса в радиотракте должны быть строго лимитированы. Обычно искажения радиоимпульса считаются допустимыми, если время установления импульса на выходе радиотракта $t_у=(0{,}15—0{,}3)\,\tau_и$. Учитывая (11.1), получаем $0{,}7/(2\Delta f_{0,7})=(0{,}15—0{,}3)\,\tau_и$. Тогда полоса пропускания радиотракта, требуемая для воспроизведения импульса по форме, при приеме радиоимпульса длительностью $\tau_и$

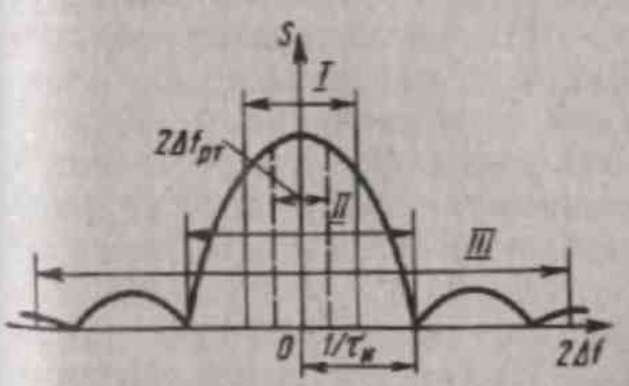


Рис. 11.8

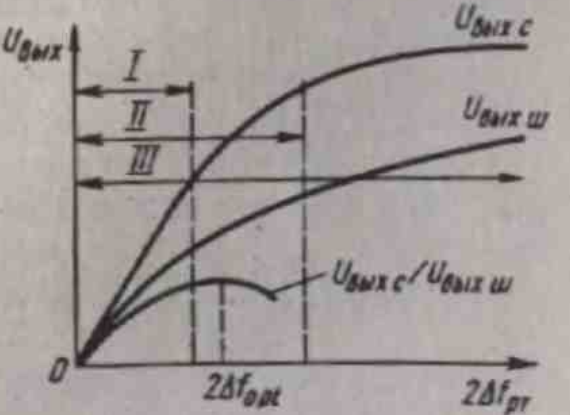


Рис. 11.9

$$2\Delta f_{0,7} = (2,5—5)/\tau_{и}. \qquad (11.2)$$

Необходимость воспроизводить сигнал по форме возникает в радиолокационных станциях (РЛС) точного наведения на цель, в РЛС сопровождения и т. д. Если сигнал на выходе приемника РЛС сильно искажен, то возникают трудности нахождения сдвига по времени принятого и излученного импульсов, что может привести к ошибке в определении расстояния до цели.

Если требуется *обнаружить сигнал*, то искажения радиоимпульса не только допускаются, но и специально создаются. Задача обнаружения сигнала решается, например, в приемниках РЛС обнаружения либо при приеме сигналов амплитудного телеграфирования. Для выделения сигнала на фоне помех можно использовать *оптимальную фильтрацию*, при которой радиотракт должен иметь частотную характеристику, комплексно-сопряженную со спектром принимаемого сигнала (см. рис. 9.16). Однако на практике создание оптимального фильтра затруднено, поэтому в радиотракте импульсного приемника, как правило, реализуется *квазиоптимальная фильтрация* с помощью обычных резонансных цепей, полоса пропускания которых выбирается так, чтобы обеспечить максимальное отношение сигнал/шум.

Рассмотрим выбор оптимальной полосы пропускания $2\Delta f_{опт}$ радиотракта для получения максимального отношения сигнал/шум. Для этого проанализируем изменения уровней сигнала $U_{вых\,с}$ и шума $U_{вых\,ш}$ на выходе радиотракта с различной полосой пропускания $2\Delta f_{рт}$ (рис. 11.9). На входе радиотракта действует радиоимпульс длительностью $\tau_{и}$ (см. рис. 11.7, *а*), зависимость модуля спектральной плотности которого от частоты показана на рис. 11.8. С расширением $2\Delta f_{рт}$ напряжение сигнала $U_{вых\,с}$ сначала растет пропорционально расширению $2\Delta f_{рт}$, что объясняется примерной равномерностью спектральной плотности радиоимпульса в области *I* (см. рис. 11.8). При дальнейшем увеличении $2\Delta f_{рт}$ спектральная плотность сигнала в области *II* (см. рис. 11.8) уменьшается, что приводит к замедлению роста $U_{вых\,с}$. При еще большем расширении $2\Delta f_{рт}$ напряжение $U_{вых\,с}$ прак-

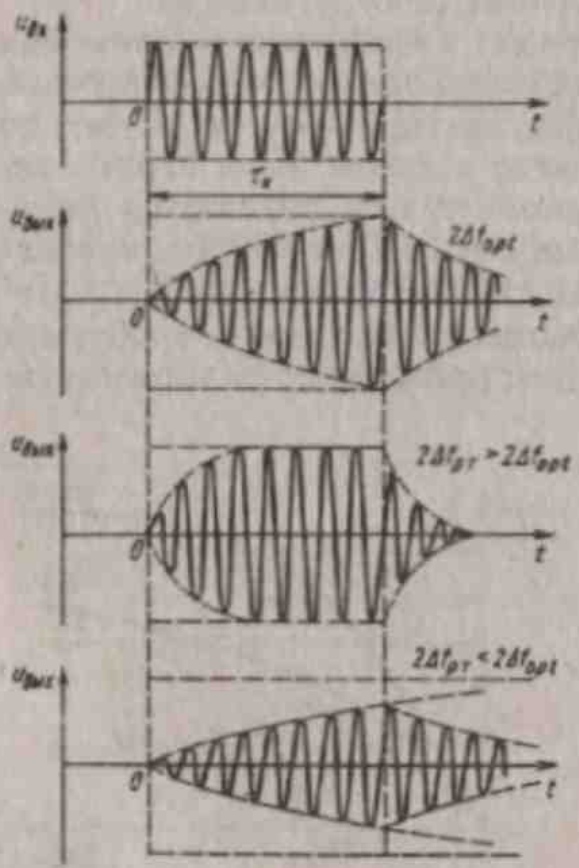


Рис. 11.10

тически не меняется, поскольку в области *III* спектральные составляющие сигнала малы. Спектральная плотность шумовой помехи равномерна, поэтому $U_{вых\,ш}$ на выходе радиотракта увеличивается при расширении его полосы пропускания. Необходимо учитывать, что составляющие спектра случайной шумовой помехи несинфазны, поэтому $U_{вых\,ш}=\sigma\sqrt{2\Delta f_{рт}}$, где σ^2 — спектральная плотность шума (энергия на единицу полосы). Соответствующая зависимость $U_{вых\,ш}=F(2\Delta f_{рт})$ показана на рис. 11.9. Используя зависимости $U_{вых\,с}$ и $U_{вых\,ш}$ от $2\Delta f_{рт}$, можно построить зависимость отношения $U_{вых\,с}/U_{вых\,ш}$ на выходе радиотракта от его полосы пропускания $2\Delta f_{рт}$ (рис. 11.9).

При $2\Delta f_{рт}=2\Delta f_{опт}$ отношение $U_{вых\,с}/U_{вых\,ш}$ максимально. Значение оптимальной полосы $2\Delta f_{опт}$ зависит от длительности импульса $\tau_и$; с увеличением $\tau_и$ спектр радиоимпульса сужается, максимум зависимости $U_{вых\,с}/U_{вых\,ш}=F(2\Delta f_{рт})$ смещается влево и оптимальная полоса сужается. Числовые расчеты показывают, что для радиотракта с прямоугольной АЧХ

$$2\Delta f_{опт}\approx 1{,}37/\tau_и. \qquad (11.3)$$

Для радиотракта из n одноконтурных резонансных усилителей

$$2\Delta f_{опт}\approx(1{,}1—1{,}2)/\tau_и. \qquad (11.4)$$

Фактическую полосу пропускания радиотракта расширяют из-за нестабильности частоты гетеродина.

В приемниках РЛС точного наведения на цель и сопровождения цели полоса пропускания радиотракта $2\Delta f_{рт}=(2{,}5—5)/\tau_и$. При этом искажения ВЧ-импульса не превышают допустимых: $t_у=(0{,}15—-0{,}3)\,\tau_и$.

Диаграммы импульсного сигнала на выходе радиотракта, состоящего из n одноконтурных усилителей, при различных значениях $2\Delta f_{рт}$ показаны на рис. 11.10. При $2\Delta f_{рт}=2\Delta f_{опт}$ выходное напряжение достигает своего максимального значения за время, равное $\tau_и$.

Выводы. 1. *При усилении радиоимпульса в радиотракте приемника возникают два переходных процесса (при его появлении и его окончании), что обусловливает искажения импульсного сигнала.*

2. *Для уменьшения искажений радиоимпульсов на выходе радиотракта необходимо расширять его полосу пропускания.*

3. *Для обнаружения сигнала полоса пропускания радиотракта должна быть оптимальной, при которой обеспечивается максимальное отношение сигнал/шум на выходе радиотракта РПУ.*

4. *При оптимальной полосе пропускания радиотракта напряжение ВЧ-импульса на его выходе достигает своего значения за время, равное* $\tau_и$.

§ 11.3. РАДИОПРИЕМНИКИ СИГНАЛОВ ЧАСТОТНОГО ТЕЛЕГРАФИРОВАНИЯ

Искажения ЧТ-сигналов в радиотракте. При частотном телеграфировании частота сигнала меняется скачком и принимает значение f_1 либо f_2 (рис. 11.1, *в*). Среднее значение частоты, на которую настроен радиотракт, $f_0=0{,}5\,(f_1+f_2)$; для частот f_1 и f_2 радиотракт расстроен. При скачке частоты $2\Delta f=f_2-f_1$ в радиотракте возникает переходный процесс, являющийся источником искажений сигнала. Предположим, что при $t=0$ произошел скачок частоты без разрыва фазы. Для исследования переходных процессов будем считать, что при $t=0$ происходит выключение напряжения u_1 с частотой f_1 и одновременное включение напряжения u_2 с частотой f_2. При выключении u_1 и включении u_2 возникают свои переходные процессы. Так как радиотракт линеен, то к нему применим принцип суперпозиции, согласно которому для нахождения суммарного переходного процесса можно сначала определить переходные процессы, возникающие в результате действия u_1 или u_2.

Напряжение $u_{вых1}$ на выходе радиотракта при выключении напряжения u_1 затухает по экспоненте, частота заполнения равна собственной резонансной частоте f_0 радиотракта, фаза колебания $u_{вых1}$ при $t=0$ не изменяется. Напряжение $u_{вых2}$ при включении u_2 нарастает не строго по экспоненте; при $t=0$ на выходе радиотракта сначала возникает колебание с частотой f_0, а затем частота этого колебания постепенно изменяется от f_0 до f_1. Таким образом, при скачке частоты ($t=0$) в радиотракте возникают: собственные затухающие колебания с частотой f_0 из-за выключения u_1, собственные колебания с частотой f_0 вследствие включения u_2 и вынужденные колебания с частотой f_2 от включения u_2. Поэтому при скачке частоты ЧТ-

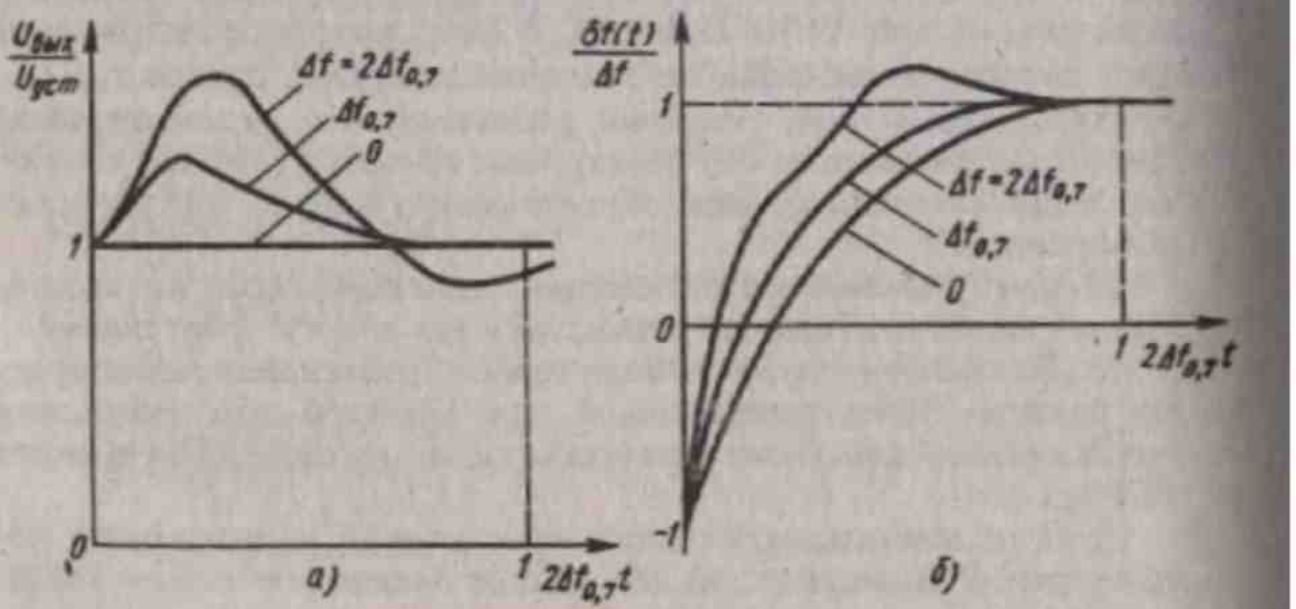


Рис. 11.11

сигнала происходит изменение огибающей напряжения на выходе радиотракта (рис. 11.11, *а*); при этом частота напряжения $u_{вых}$ постепенно изменяется от f_1 до f_2 (рис. 11.11, *б*). На рис. 11.11 $2\Delta f_{0,7}$ — полоса пропускания радиотракта на уровне 0,7 от максимального усиления сигнала; $U_{уст}$ — установившееся значение выходного напряжения; $\delta f(t)$ — приращение частоты напряжения на выходе радиотракта.

Спектр высокочастотного ЧТ-сигнала зависит как от частоты манипуляции $F_м$, так и от девиации частоты Δf_{max}. Обычно девиацию частоты выбирают в пределах $1{,}5F_м \leqslant \Delta f_{max} \leqslant 3{,}4F_м$. При этом воспроизведение телеграфных сигналов без существенных искажений можно осуществить при

$$2\Delta f_{рт} \approx 2{,}6\Delta f_{max} + 1{,}1F_м. \qquad (11.5)$$

При частотном телеграфировании амплитуды составляющих спектра боковых колебаний с большими номерами убывают быстрее, чем при амплитудном, что свидетельствует о более узкой ширине спектра при ЧТ по сравнению с АТ. Это позволяет значительно сузить полосу частот, занимаемую передатчиком, а также полосу пропускания приемника. Последнее определяет одно из важнейших преимуществ ЧТ по сравнению с АТ: более высокую помехоустойчивость приема.

Выводы. 1. *При скачке частоты сигнала частотного телеграфирования происходит изменение огибающей напряжения на выходе радиотракта, зависящее от девиации частоты* Δf_{max}. *При* $2\Delta f_{max} \leqslant 2\Delta f_{рт}$ *огибающая изменяется по апериодическому закону, при* $2\Delta f_{max} > 2\Delta f_{рт}$ *— по колебательному.*

2. *При скачке частоты сигнала от* f_1 *до* f_2 *на входе радиотракта частота напряжения на его выходе постепенно изменяется от* f_1 *через* f_0 *до* f_2.

3. *Частотное телеграфирование по сравнению с амплитудным обеспечивает более высокую помехоустойчивость приема.*

Выходные устройства при приеме ЧТ- и ДЧТ-сигналов. Выделение сигналов нажатия и отжатия можно осуществить двумя способами. Первый способ (*прием по мгновенной частоте*) основывается на непосредственном детектировании радиосигнала. Напряжение на выходе обычного частотного детектора (см. рис. 7.22) пропорционально отклонению мгновенной частоты входного колебания от средней частоты настройки. При таком способе приема различие между частотами нажатия и отжатия может быть сколь угодно малым, но при этом требуется высокая стабильность нулевой точки ЧД и настройки приемника.

При втором способе, широко применяемом в настоящее время (*прием по мгновенным значениям огибающей*), радиоприемник ЧТ имеет два канала: позитивный — для приема сигналов нажатия и

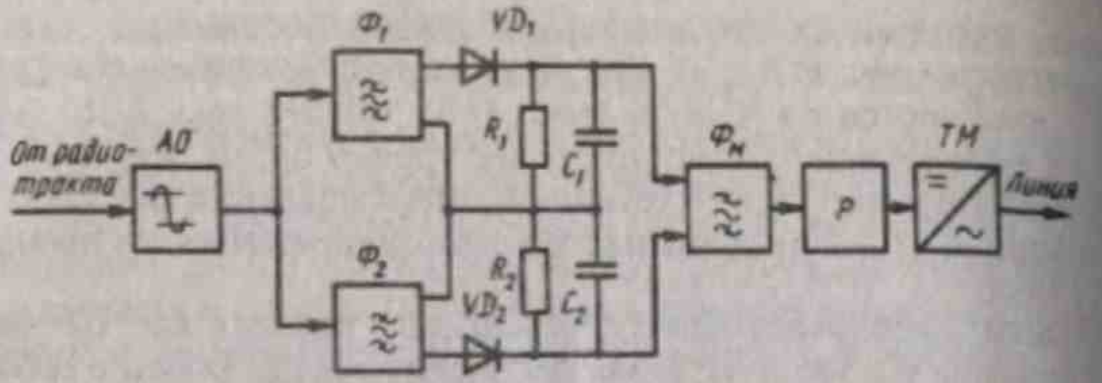


Рис. 11.12

негативный — для приема сигналов отжатия (по существу, это два канала АТ).

Структурная схема выходного устройства для приема ЧТ-сигналов методом разделения частот нажатия и отжатия с помощью фильтрового ЧД показана на рис. 11.12. Ограничитель *АО* устраняет паразитную амплитудную модуляцию и амплитудные преобладания сигналов нажатия и отжатия. Фильтры $Ф_1$ и $Ф_2$ настроены соответственно на частоты нажатия и отжатия, выходные напряжения фильтров подводятся к диодам VD_1 и VD_2. Полярность напряжения на выходе ЧД определяется знаком передаваемого телеграфного сигнала. Напряжение с выхода ЧД поступает на фильтр манипуляции $Ф_м$, полоса пропускания которого выбирается исходя из условия обеспечения наилучшей фильтрации помех. После фильтра $Ф_м$ сигнал, восстановленный регенератором *Р*, подается на тонманипулятор *ТМ*.

Полярность напряжения на выходе ЧД определяется с помощью порогового устройства, которое может являться входным каскадом регенератора или представлять собой самостоятельный каскад выходного устройства РПУ. К пороговому устройству предъявляются следующие требования: обеспечение определенного порога срабатывания, наличие двух устойчивых состояний (зависящих от уровня сигнала на входе), возможно меньшая зона нечувствительности, достаточная стабильность порога.

Выходное устройство для приема ДЧТ-сигналов (рис. 11.13) содержит четыре канальных фильтра $Ф_1 ... Ф_4$, что связано с необходимостью принимать сигнал на четырех различных частотах f_1—f_4. К канальным фильтрам подключены восемь диодов VD_1—VD_8, работающих попарно на общие нагрузки. Диоды соединены с нагрузками так, что на резисторах R_1, R_2 выделяется сигнал первого, а на резисторах R_3, R_4 — сигнал второго телеграфного канала. Далее сигналы каждого канала проходят через фильтр манипуляции $Ф_м$, регенератор *Р*, тонманипулятор *ТМ* и по раздельным линиям направляются в радиоаппаратную.

Для передачи двух каналов в системе ДЧТ требуется четыре

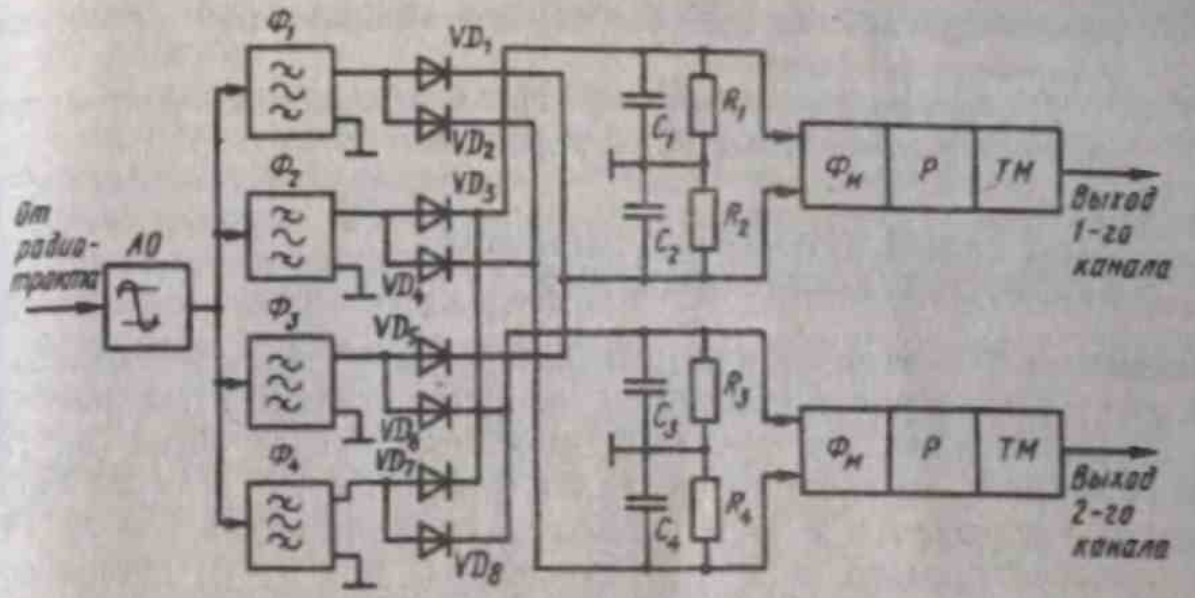


Рис. 11.13

частоты. Столько же частот потребовалось бы и для передачи двух независимых каналов. Однако при этом передавалось бы одновременно два сигнала с различными частотами, и мощность передатчика делилась бы поровну между ними. При ДЧТ вся мощность передатчика концентрируется на передаче сигнала одной частоты; это приводит к увеличению отношения сигнал/помеха на входе радиоприемника, а следовательно, и к росту помехоустойчивости приема.

Регенерация продетектированного ЧТ-сигнала. Один из методов регенерации сигнала основан на том, что искажения сигнала в основном проявляются в начале и конце телеграфной посылки; полярность импульса в средней его части в наибольшей степени совпадает с полярностью переданного сигнала. Поэтому в регенераторе обеспечивается оценка полярности принятой посылки в ее середине за короткое время. Если регистрируется положительная полярность, то регенератор вырабатывает положительный импульс прямоугольной формы, если отрицательная полярность, то отрицательный импульс. Такой метод регенерации называется *методом стробирования*. При другом методе регенерации — *методе интегрирования* — продетектированный сигнал интегрируется за время длительности посылки. Если результат интегрирования выше некоторого порога, то регенерируется положительный импульс, если меньше порога, то отрицательный импульс. Для работы регенератора необходима цепь синхронизации, обеспечивающая оценку полярности принятой посылки точно в ее середине либо интегрирование точно от начала до конца посылки.

Выводы. 1. *Детектирование сигнала в приемниках ЧТ может осуществляться либо с помощью обычного ЧД (см. рис. 7.22), либо с помощью фильтрового ЧД (см. рис. 11.12).*

2. *В выходное устройство при приеме ЧТ-сигналов помимо*

детектора обычно входят фильтр манипуляции, регенератор и тонманипулятор.

3. *Регенерацию принятого сигнала осуществляют методами стробирования или интегрирования.*

§ 11.4. РАДИОПРИЕМНИКИ СИГНАЛОВ ФАЗОВОГО ТЕЛЕГРАФИРОВАНИЯ

Искажения ФТ-сигналов в радиотракте. При ФТ фаза ВЧ-колебания на входе радиотракта приемника меняется скачками (см. рис. 11.1, *г*). Предположим, что при $t=0$ произошел скачок фазы (на 180°) напряжения $u_{вх}$ на входе радиотракта (рис. 11.14, *а*). Этот ФТ-сигнал можно представить в виде суммы двух напряжений (см. § 11.3): u_1 — выключаемого и u_2 — включаемого при $t=0$. Напряжение $u_{вых1}$ на выходе радиотракта при выключении u_1 показано на рис. 11.14, *б*; напряжение $u_{вых2}$ при включении u_2 — на рис. 11.14, *в*; результирующее напряжение $u_{вых}$ — на рис. 11.14, *г*. В момент времени $t=t_1$ $u_{вых}=0$. При $t<t_1$ $u_{вых1}>u_{вых2}$ и напряжение $u_{вых}$ будет определяться в основном напряжением $u_{вых1}$. При $t>t_1$ $u_{вых1}<u_{вых2}$ и результирующее напряжение $u_{вых}$ будет определяться в основном значением $u_{вых2}$. Скачок фазы напряжения на выходе радиотракта происходит не при $t=0$, а при $t=t_1$. Таким образом, при прохождении ФТ-сигнала через радиотракт переходные процессы приводят к двум видам искажений сигнала: к провалу огибающей $u_{вых}$ и к сдвигу (запаздыванию) момента скачка фазы на время, равное t_1.

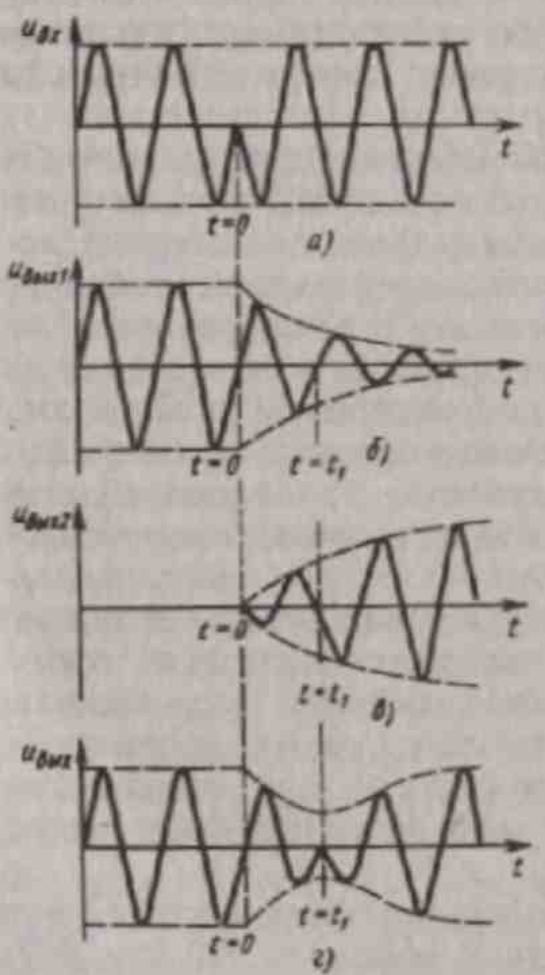


Рис. 11.14

Спектр ФТ-сигнала, как и спектр АТ-сигнала, содержит помимо несущего колебания ряд боковых составляющих, расположенных симметрично относительно несущей и отстающих друг от друга по частоте на $F_м$. При фазовой манипуляции ±180° несущее колебание в спектре ФТ-сигнала полностью исчезает (при передаче телеграфных точек) и спектр становится аналогичным спектру АТ-сигнала с подавленной несущей и увеличенным уровнем боковых составляющих в два раза. Поэтому при ФТ энергия боковых составляющих, несущих информацию,

возрастает, что приводит к повышению помехоустойчивости приема ФТ-сигнала.

Вывод. *При прохождении ФТ-сигнала через радиотракт в выходном напряжении появляется провал в огибающей, а также происходит запаздывание момента скачка фазы.*

Детектирование ФТ-сигналов. Детектирование можно производить фазовым детектором ФД, для работы которого необходимо опорное гармоническое напряжение (ОН), формируемое из самого сигнала (рис. 11.15). Для получения ОН используется устройство ГОН, состоящее, например, при манипуляции фазы на 180° из удвоителя частоты (двухполупериодного детектора), фильтра на удвоенную частоту сигнала и делителя частоты на два. Диаграммы, поясняющие принцип работы ГОН, приведены на рис. 11.16.

Основной недостаток ФТ — возникновение «негативной работы» («обратной работы») при случайном скачке фазы ОН. Так как ГОН не реагирует на манипуляцию фазы ФТ-сигнала u, то он может с равной вероятностью вырабатывать опорное напряжение $u_{он}$, совпадающее по фазе как с положительными, так и с отрицательными посылками (при ФТ с изменением фазы на 180°). Соответственно на выходе ФД вместо положительной может воспроизвестись отрицательная посылка, и наоборот. Одним из способов борьбы с «негативной работой» является использование ОФТ.

Выходные устройства для приема ОФТ-сигналов. При ОФТ манипуляции подвергается разность фаз между соседними посылками (см. рис. 11.1, *д*). При этом изменение фазы сигнала происходит только в том случае, когда следующая передаваемая посылка негативная. При переходе к передаче позитивной посылки фаза сигнала сохраняется прежней. Имеется две разновидности выходных устройств для приема ОФТ-сигналов. В первой оценка знака элементарной посылки проводится с помощью непосредственного сравнения фаз (рис. 11.17). На *ФД* поступают принятый сигнал

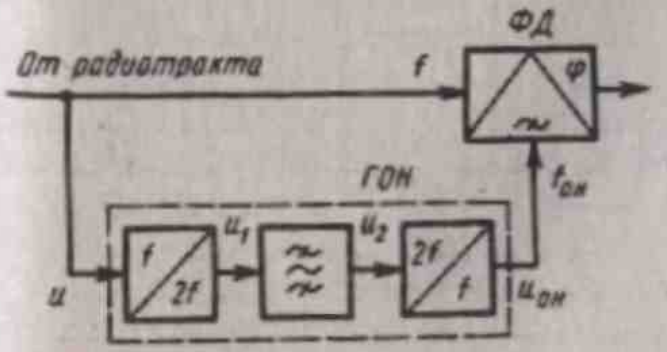


Рис. 11.15

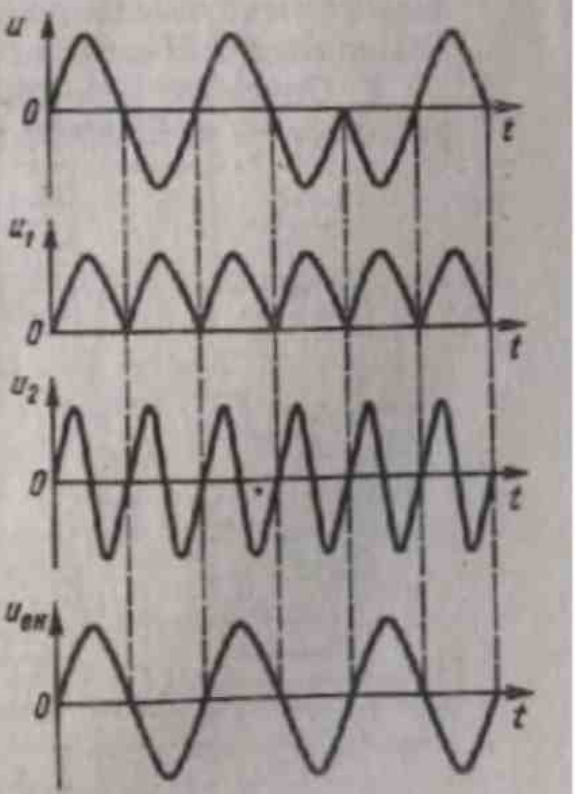


Рис. 11.16

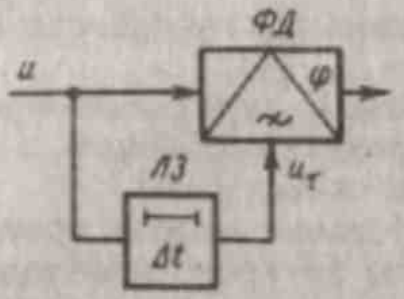


Рис. 11.17

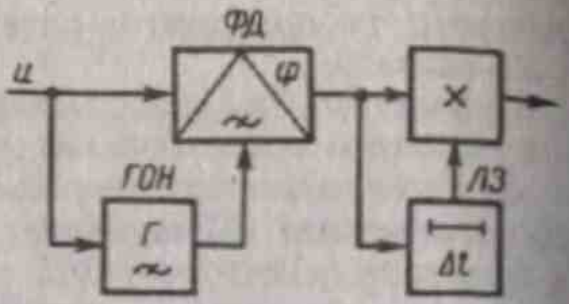


Рис. 11.18

u и сигнал $u_τ$, задержанный линией задержки *ЛЗ* на время одной элементарной посылки. Напряжение на выходе зависит от сдвига фаз между напряжениями *u* и $u_τ$. При нулевом сдвиге выходное напряжение положительно. При сдвиге фаз на 180° выходное напряжение отрицательно. При этом напряжение на выходе схемы изменяется по закону манипуляции.

Вторая разновидность выходных устройств основана на сравнении полярности принятых элементарных сигналов (рис. 11.18): сначала производится синхронное детектирование посылок, а затем сравнение данной посылки с предыдущей. Наряду с однократной применяется и двукратная ОФТ, при которой разность фаз соседних посылок может принимать одно из четырех возможных значений: 0, 90°, 120°, 180°. Значения разности фаз соответствуют определенным сочетаниям знаков элементарных посылок.

Выводы. 1. *В приемниках ФТ используется синхронное детектирование посылок фазовым детектором, для работы которого необходимо опорное напряжение, формируемое из принимаемого ФМ-сигнала с помощью ГОН.*

2. *Основной недостаток ФТ — возникновение «негативной работы» — устраняется в системе ОФТ.*

Глава 12

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

§ 12.1. РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ ПРИЕМНИКИ

Назначение и структурные схемы. Радиовещательные приемники предназначены для приема и воспроизведения звуковых монофонических и стереофонических программ радиовещания. В зависимости от условий эксплуатации РПУ подразделяются на стационарные и переносные; по электрическим и электроакустическим параметрам и комплексу потребительских удобств — на четыре группы сложности: 0 (высшую), 1, 2 и 3. Разработка радиовещательных приемников, являющихся самым массовым устройством, особенно сложна и ответственна. Это связано с тем, что такие приемники должны обеспечивать прием сигналов в диапазонах ДВ, СВ, КВ, УКВ и ДЦВ с различными видами модуляции: АМ-, ЧМ-, ЧМ-стерео,

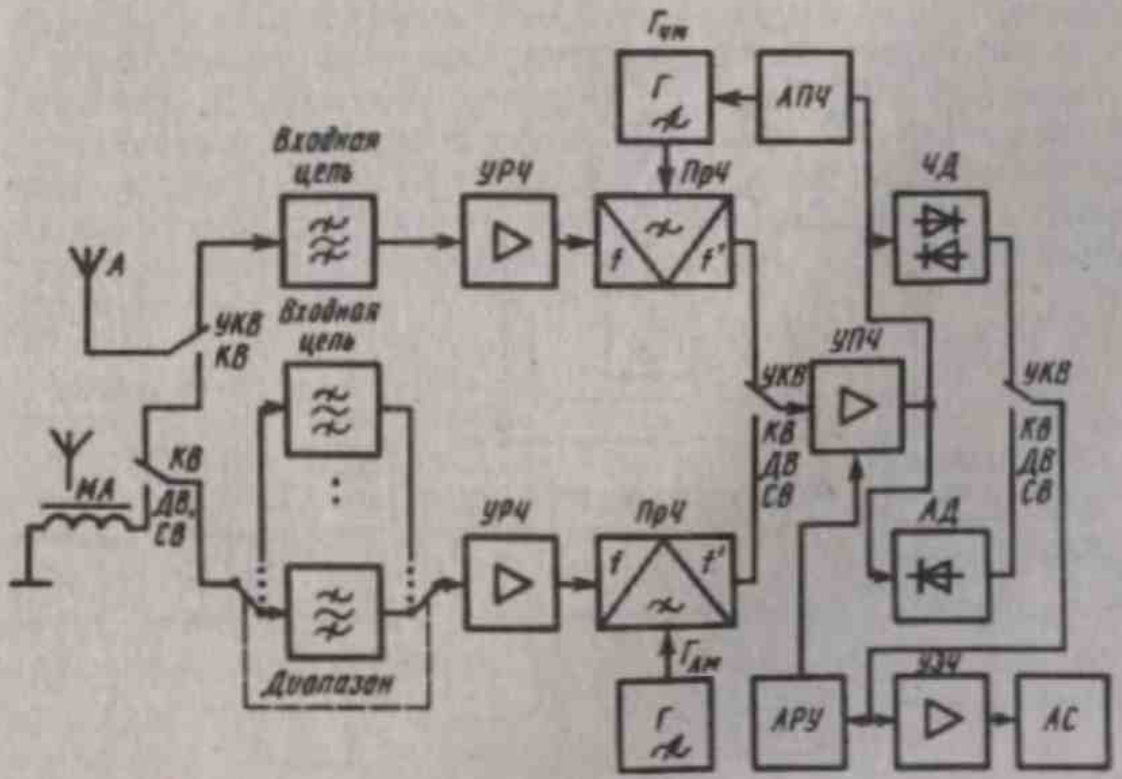


Рис. 12.1

а в последнее время и АМ-стерео. Кроме того, они должны, имея очень высокие показатели качества, обладать минимальной стоимостью. К радиовещательным приемникам предъявляют повышенные требования по надежности, поскольку ими пользуются не специалисты, а люди различных профессий. Приемники более высокой группы сложности имеют более высокие показатели качества. Например, высококачественные стационарные приемники имеют следующие показатели качества: чуствительность при отношении сигнал/шум не менее 26 дБ — не выше 2 мкВ; отношение сигнал/шум при входном сигнале 1 мВ — не менее 60 дБ; селективность по зеркальному каналу — не менее 66 дБ; диапазон воспроизводимых звуковых частот при неравномерности 14 дБ — не уже 31,5—15 000 Гц.

Для одновременного приема АМ- и ЧМ-сигналов приемник содержит два отдельных тракта радиочастоты и обычно общий тракт УПЧ (рис. 12.1). Прием *УКВ* вещательных станций чаще всего ведется на штыревую (телескопическую антенну), на которую, как правило, принимаются и программы КВ-диапазона. Станции, работающие в ДВ- и СВ-диапазонах, принимают на встроенную ферриторую магнитную антенну *МА*. Сигнал от антенны поступает на входные цепи, представляющие собой перестраиваемые и переключаемые в зависимости от диапазона узкополосные фильтры, и далее на *УРЧ*. После преобразования частоты сигнал усиливается в двухканальном *УПЧ*, включение которого обусловлено существенным различием в значениях промежуточной частоты и полосы пропускания при приеме АМ- и ЧМ-сигналов. При приеме АМ-

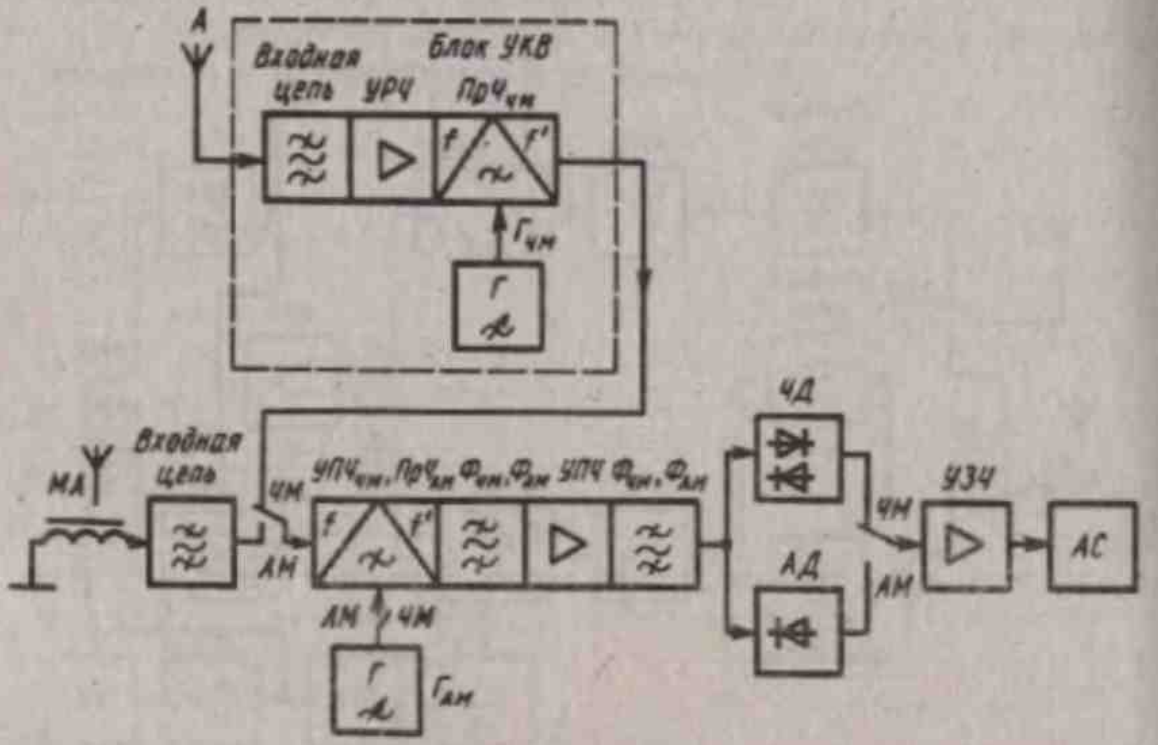


Рис. 12.2

сигналов промежуточная частота равна 0,465 МГц, а при приеме ЧМ-сигналов — 10,7 МГц. После *УПЧ* следуют раздельные детекторы АМ- и ЧМ-сигналов. Продетектированный сигнал после усиления в усилителе звуковых частот *УЗЧ* подается на акустическую систему АС.

Структурная схема приемника, широко применяемая на практике, показана на рис. 12.2. При приеме АМ-сигналов преобразование частоты осуществляется в $ПрЧ_{АМ}$, нагрузкой которого является фильтр $Ф_{АМ}$ на промежуточной частоте 0,465 МГц. При приеме ЧМ-сигналов преобразователь частоты $ПрЧ_{АМ}$ используется как дополнительный *УПЧ* на частоте 10,7 МГц, нагрузкой которого является фильтр $Ф_{ЧМ}$; преобразование частоты принимаемого ЧМ-сигнала осуществляется в преобразователе $ПрЧ_{ЧМ}$ блока *УКВ*. Этот блок включает в себя входную цепь, *УРЧ* и преобразователь частоты $ПрЧ_{ЧМ}$ с гетеродином $Г_{ЧМ}$. При использовании в тракте промежуточной частоты фильтра сосредоточенной селекции *ФСС* для частот 0,465 и 10,7 МГц структурная схема радиовещательного приемника имеет вид, представленный на рис. 12.3. Преобразование частоты осуществляется в общем преобразователе. В тракте АМ-сигналов применен *УПЧ*; при приеме ЧМ-сигналов в тракт промежуточной частоты вводится дополнительный каскад $УПЧ_{ЧМ}$. Для улучшения селективных свойств в приемниках высшей группы сложности может применяться многократное преобразование частоты. Приемник, не содержащий выходного *УЗЧ* и *АС*, называют *тюнером*. Он предназначен для работы с внешними *УЗЧ* и *АС*.

Одним из радикальных методов улучшения звучания РПУ является переход к *стереофоническому вещанию*, дающему представление о пространственном местонахождении источника звука и его перемещении. Достаточно хороший стереоэффект получают уже при двухканальной передаче звука. Для этого в стереофоническом вещании передаются два звуковых сигнала: один несет информацию о звучании с левой стороны от источника звука, другой — с правой. Оба звуковых сигнала передаются через один передатчик на одной несущей частоте.

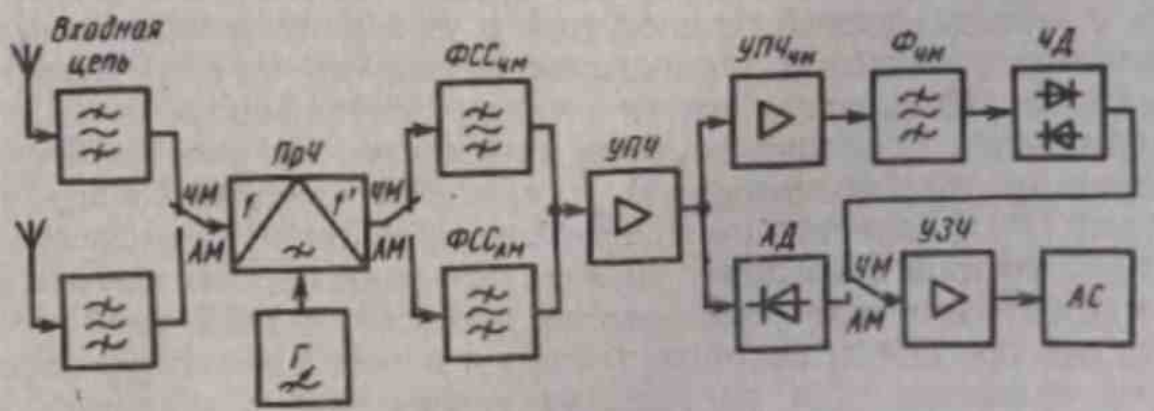


Рис. 12.3

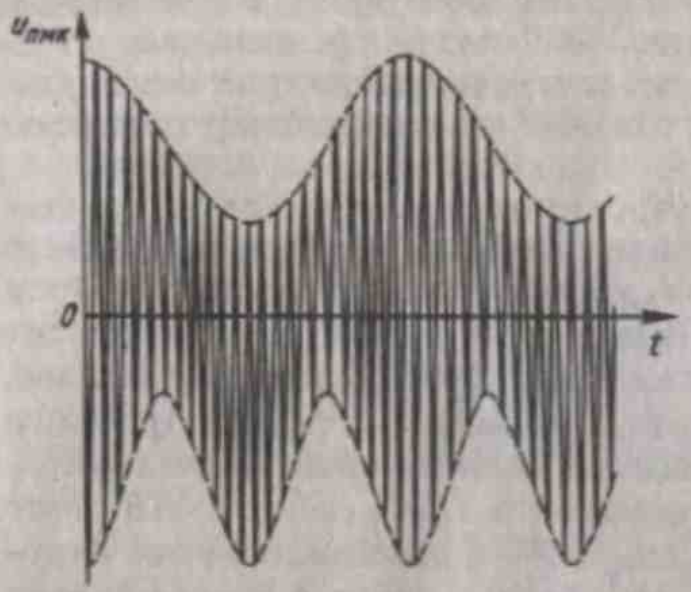


Рис. 12.4

Система стереофонического вещания совместима с обычным монофоническим приемником. Это позволяет слушателю принимать стереопрограмму в обычном приемнике как монофоническую. В стереофонической системе совместимость обычно обеспечивается тем, что передаются не сигналы левого (Л) и правого (П) каналов, а их сумма или разность: Л+П и Л−П. В стереофоническом приемнике происходит обратное преобразование Л+П и Л−П в сигналы Л и П. В монофоническом приемнике выделяется только сигнал Л+П, который является хорошим аналогом монофонического сигнала. В СНГ для передачи стереопрограмм принята система с *полярной модуляцией*. В этой системе сигналы Л и П каналов преобразуются в суммарно-разностном преобразователе передатчика в сигналы Л+П и Л−П. Сигнал Л−П модулирует по амплитуде колебание с поднесущей частотой f_0=31,25 кГц. Сумма модулированной поднесущей и сигнала Л+П образует *полярно-модулированное колебание* (ПМК); огибающая положительных полуволн ПМК несет информацию левого, а огибающая отрицательных полуволн — правого канала стереопрограммы. Временная диаграмма ПМК изображена на рис. 12.4.

Для улучшения совместимости стереовещания с моновещанием ПМК преобразуется в *комплексный стереосигнал* (КСС), который используется для частотной модуляции несущей. Для перехода от ПМК к КСС осуществляется подавление в ПМК на 14 дБ поднесущей частоты. При этом несколько подавляются и составляющие спектра, ближайшие к поднесущей частоте. При приеме стереосигнала с неподавленной поднесущей в обычном монофоническом приемнике происходит уменьшение громкости сигнала примерно в два раза. Объясняется это тем, что по действующим стандартам максимальная девиация несущей при стерео- и монофонической передаче не должна превышать 50 кГц. При частотной модуляции несущей ПМК основная часть девиации приходится на поднесущую, уровень которой превышает уровень остальных составляющих спектра ПМК. При этом уменьшается девиация от тональной (Л+П) части спектра ПМК, которую только и может принять монофонический приемник. Для уменьшения уровня шумов в систему стереовещания, так же как и в обычной монофонической системе,

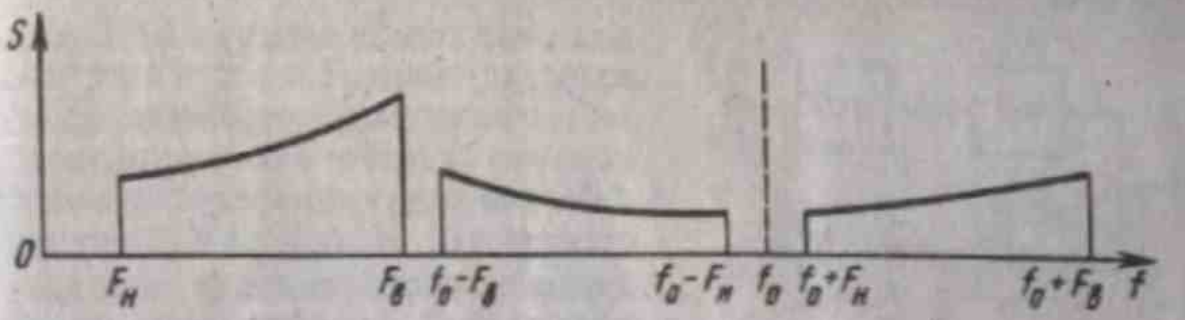


Рис. 12.5

вводится цепь предыскажений с постоянной времени $\tau = 50$ мкс, повышающая уровень более высокочастотных составляющих спектра звуковых частот.

Спектр КСС с учетом цепи предыскажений показан на рис. 12.5. Верхняя передаваемая звуковая частота $F_в = 15$ кГц. Согласно рис. 12.5, ширина спектра КСС 30 Гц — 46,25 кГц, т. е. примерно в три раза шире спектра звуковых частот при монофонической передаче. Ширина спектра модулированного КСС высокочастотного сигнала на выходе передатчика составляет 190 кГц. Структурная схема стереофонического приемника представлена на рис. 12.6. Структура радиотракта стереофонического и монофонического приемников ЧМ-сигналов практически одинакова; однако полоса пропускания при стереофоническом приеме приблизительно на 60 кГц шире (при монофоническом приеме $2\Delta f \approx 130$ кГц). Более широкая полоса пропускания радиотракта приемника позволяет воспроизвести КСС с малыми нелинейными и амплитудно-частотными искажениями. Необходимость этого вызвана тем, что в отличие от монофонической при стереопередаче на выходе ЧД приемника должны быть воспроизведены без искажений не только амплитудные соотношения в спектре КСС, но и сдвиги фаз между отдельными составляющими спектра. Для сохранения амплитудных и фазовых соотношений между составляющими спектра КСС АЧХ (измеренная на выходе ЧД) должна быть горизонтальной, а ФЧХ — линейной во всем диапазоне модулирующих частот (до 46,25 кГц). Однако в реальных приемниках существует некоторый спад АЧХ на верхних модулирующих частотах, для коррекции которого на выходе ЧД включают корректирующие *RC*-цепи.

После детектирования КСС подается на дополнительный блок, называемый *стереодемодулятором* (*СД*),

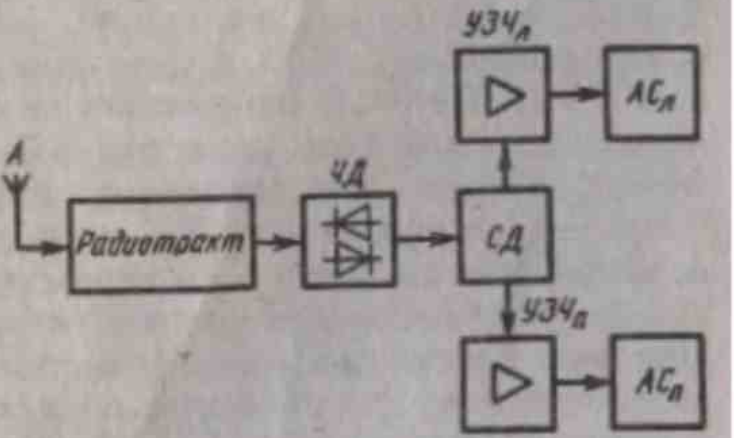


Рис. 12.6

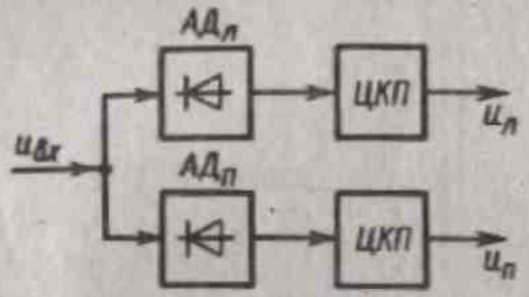


Рис. 12.7

для разделения спектра КСС на сигналы каналов Л и П. Далее происходит раздельное усиление сигналов каналов Л и П и их воспроизведение в соответствующих акустических системах $АС_Л$ и $АС_П$. В *СД* осуществляется восстановление амплитуды поднесущей частоты (цепь преобразования КСС в ПМК), детектирование ПМК и коррекция предыскажений. Восстановление поднесущей можно выполнить в высокодобротном параллельном *LC*-фильтре, подключаемом параллельно к входу следующих каскадов *СД*. Фильтр настроен на частоту поднесущей (31,25 кГц). При прохождении КСС через цепь восстановления поднесущая возрастает на 14 дБ, в результате чего восстанавливаются части спектра, расположенные рядом с ней.

На практике применяют три метода детектирования ПМК: 1) детектирование по огибающей; 2) детектирование с предварительным разделением спектра; 3) временное разделение каналов.

Метод детектирования по огибающей можно пояснить с помощью рис. 12.7. Детектор $АД_Л$ детектирует положительные полуволны напряжения $u_{вх}$, детектор $АД_П$ — отрицательные. Продетектированные напряжения с нагрузок детекторов $АД_Л$ и $АД_П$ через цепи коррекции предыскажений ЦКП подаются на соответствующие усилители каналов Л и П. Недостаток метода детектирования по огибающей состоит в повышенных нелинейных искажениях сигнала при детектировании, что ограничивает его применение в высококачественных приемниках.

Метод детектирования с предварительным разделением спектра основан на замене детектирования ПМК детектированием АМ-колебаний, что приводит к исключению нелинейных искажений вследствие переменного угла отсечки импульсов выходного тока. Структурная схема подобного демодулятора изображена на рис. 12.8. Фильтр *ФНЧ* выделяет из спектра КСС суммарный сигнал каналов Л и П, а полосовой фильтр $Ф_1$ — надтональные составляющие, представляющие собой поднесущую, промодулированную сигналом Л−П. Поэтому напряжение на выходе $Ф_1$ не имеет полярной модуляции; при этом детектор $АД_{АМ}$ детектирует обычный АМ-сигнал. После детектирования АМ-сигнала образуется сигнал $0{,}5\,(u_Л - u_П)$, а на выходе *ФНЧ* — сигнал $0{,}5\,(u_Л + u_П)$. Тогда на выходе устройства сложения *С* будет напряжение первого канала $u_Л$, а на выходе устройства вычитания *В* — напряжение второго канала $u_П$. Наилучшее качество воспроизведения сигнала достигается в стереомодуляторе, работающем по принципу *временного разделения каналов* (переключающий *СД*), упрощенная структурная схема которого приведена на рис. 12.9. Основой этого *СД* является элект-

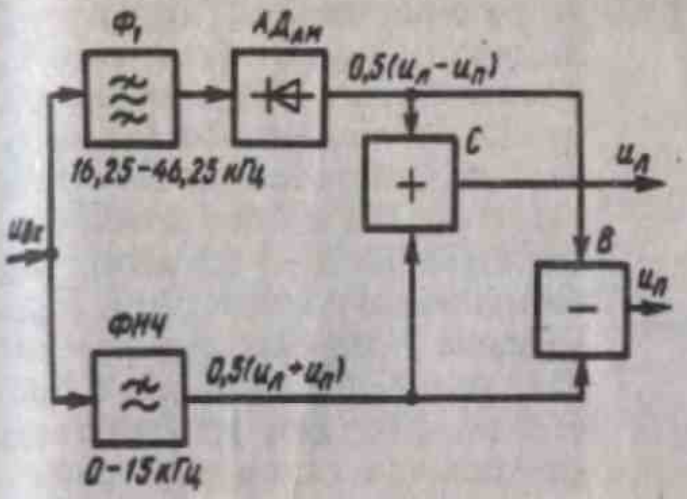


Рис. 12.8

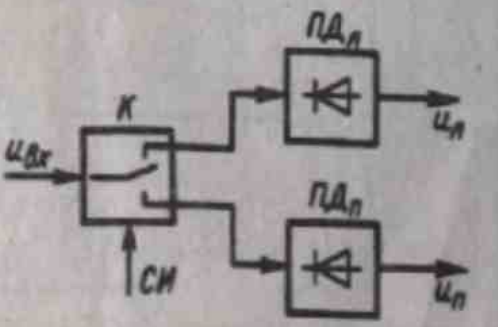


Рис. 12.9

ронный ключ К, управляемый синхроимпульсами (*СИ*), который на короткие отрезки времени с частотой поднесущей поочередно подает ПМК на вход каждого канала. В результате на входе каждого канала получается последовательность прямоугольных АМ-импульсов одинаковой длительности, амплитуда которых повторяет огибающую ПМК данного канала. Далее последовательность импульсов каждого канала поступает на пиковый детектор $ПД_л$ или $ПД_п$. Высоких показателей качества в рассматриваемом *СД* достигают при достаточно малой длительности импульсов и точной синхронизации СИ с моментами времени, когда поднесущая ПМК имеет максимальные значения. Сдвиг во времени СИ вызывает переходные искажения, при которых информация из одного канала начинает попадать в другой. Недостатком такого варианта выполнения *СД* является его относительная сложность. Однако применение цифровой схемотехники и специализированных микросхем позволяет реализовать схему *СД* с временным разделением каналов по сложности, примерно равную схеме с разделением спектра КСС.

Тенденции развития. Для современных моделей радиовещательных приемников наиболее характерны следующие особенности: улучшение основных показателей качества, отказ от механических и электромеханических узлов и деталей, применение цифровых систем управления, синтезаторов частот, микропроцессоров, повышение требований к дизайну.

Улучшение основных показателей качества. Оно осуществляется за счет применения современной элементной базы. В последние годы появилось большое число транзисторов, устойчиво работающих на высоких частотах и имеющих большие коэффициенты усиления, малые собственные шумы, хорошую линейность характеристик. Применение синтетических материалов для изготовления корпусов транзисторов позволило резко сократить их стоимость и увеличить объем их выпуска, что дало возможность применять высококачественные приборы даже в дешевой аппаратуре.

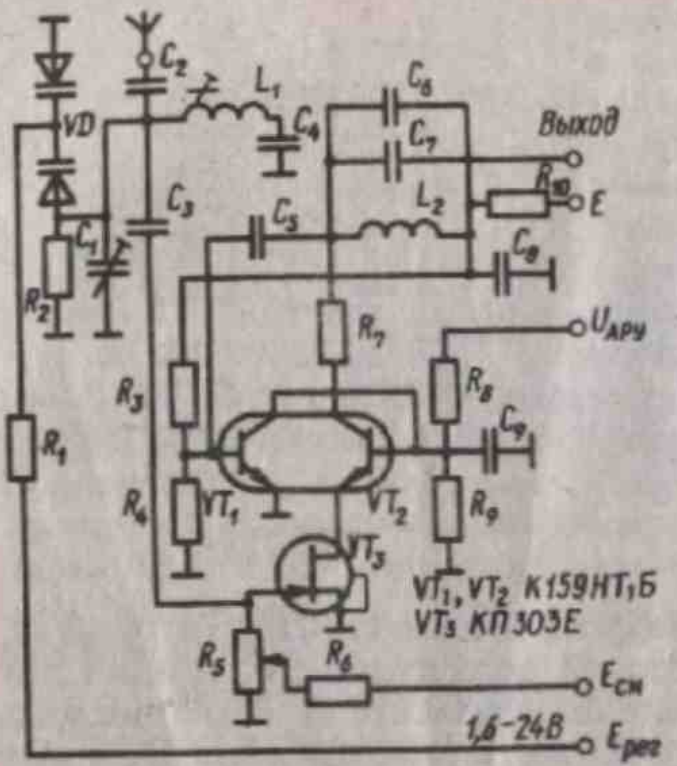


Рис. 12.10

В радиоприемной аппаратуре широко используются полевые транзисторы (ПТ), лучшие образцы которых способны работать на частотах до десятков гигагерц; ПТ имеют коэффициент шума на 2—5 дБ ниже, чем биполярные транзисторы. Применение двухзатворных ПТ (см. рис. 4.18) позволяет простыми методами регулировать усиление каскадов и создавать высококачественные преобразователи частоты. Разработка новых симметричных варикапных матриц с встречно-последовательным включением варикапов позволила увеличить линейность перестраиваемых контуров.

Построение входных каскадов АМ-тракта современного бытового РПУ можно проиллюстрировать на примере приемника «Ленинград-010-стерео» (рис. 12.10). Перестройка входного контура осуществляется за счет изменения управляющего напряжения $E_{рег}$ на варикапной матрице VD от 1,6 до 24 В. УРЧ выполнен на полевом транзисторе VT_3 (КП303Е) и транзисторе VT_2 микросборки К159НТ1Б. Помимо общей в УРЧ введена местная *АРУ*, детектором которой является транзистор VT_1. Постоянная времени *АРУ* задается цепью R_8, C_9. Резистор R_5 определяет начальный ток транзисторов VT_2 и VT_3.

В настоящее время выпускается широкая номенклатура специализированных ИС и БИС для РПУ. Примером могут служить серии К157, 171, 174, К174, 175, К435. На специализированных ИС и БИС выполняются любые блоки РПУ, а также их комбинации и практически весь тракт РПУ. Например, ИС К157ХА1А, Б — это УРЧ с преобразованием частоты; ИС К174УР4—УПЧ, усилитель-ограничитель; ИС К174ХА6 — усилитель, ограничитель, ЧМ — детектор; ИС К174ХА2—УРЧ с АРУ, преобразователь ВЧ в ПЧ, УПЧ с АРУ. На рис. 12.11 показана схема АМ—ЧМ приемного тракта РПУ на ИС К174ХА10. АМ-сигнал от внешней антенны через конденсатор C_{10} поступает на входной контур C_{18}, C_{19}, L_{10} и далее L_{11} на входы 6,7 ИС. Настройка на нужную станцию осуществляется за счет изменения емкости конденсатора C_{12} контура гетеродина C_8, C_{11}, C_{12}, L_4. Основная селекция по соседнему каналу производится пьезокерамическим фильтром Z_2 и контуром L_7C_{14}, настроенными на частоту 465 кГц. При приеме станций УКВ-диапазона сигнал

от преобразователя частоты $ПрЧ_{ЧМ}$ поступает через пьезокерамический фильтр Z_1 на вход 2 ИС. С выхода 8 продетектированные сигналы амплитудой около 30 мВ через конденсатор C_{23} и регулятор громкости R_7 поступают на вход 9 усилителя низкой частоты. Выходная мощность усилителя при $R_н = 8$ Ом — около 0,7 Вт.

Для современных РПУ характерно применение пьезоэлектрических приборов: пьезокерамических, монолитных кварцевых фильтров, а также фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ). По сравнению с фильтрами на *LC*-контурах они более технологичны, дешевы и имеют в 20—50 раз меньшие габариты и массу. Пьезоэлектрические приборы используют для построения

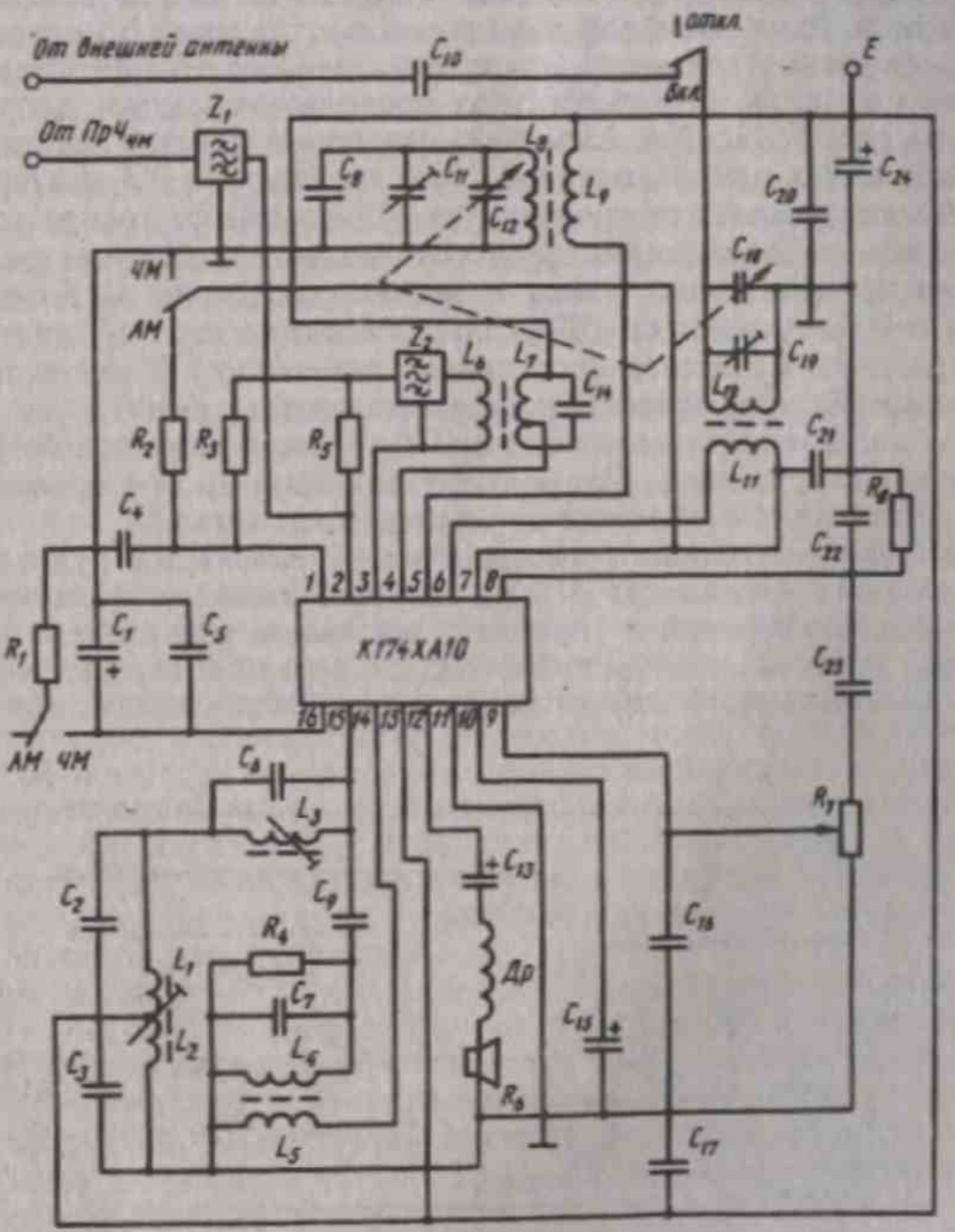


Рис. 12.11

устройств частотной селекции практически с любой АЧХ в диапазоне до 1 ГГц.

Отказ от механических и электромеханических узлов и деталей. В РПУ имеется большое число элементов и узлов, которые ранее выполнялись, как правило, с помощью механических и электромеханических блоков и деталей (переключатели диапазонов, блок настройки, механические шкалы и др.). В настоящее время эти устройства могут быть реализованы в электронном варианте. Вместо блоков конденсаторов переменной емкости применяют варикапы и варикапные матрицы, вместо механических переключателей — электронные переключатели с кнопочным или сенсорным управлением. Сенсорные датчики основаны на использовании проводимости кожи, фоновой наводки, сопротивления оператора для уменьшения интенсивности или прекращения колебаний. Схема сенсорного датчика, использующего проводимость кожи оператора, дана на рис. 12.12. При замыкании сенсорных пластин положительный потенциал прикладывается к базе транзистора VT_1 и открывает его. Коллекторный ток транзистора VT_1 открывает транзистор VT_3 *p-n-p*-типа, работающий в ключевом режиме, подключая резистор R_5 фиксированной настройки и задавая смещение на базе транзистора VT_2. Транзистор VT_2 включает соответствующий светодиод и удерживает в открытом состоянии транзистор VT_1 после прекращения воздействия оператора на сенсорные пластины. На рис. 12.12 VD_1 — диод защиты цепи сброса; VD_2 — диод разрядки по управляющему напряжению. Применение цифровых шкал индикации частоты позволило отказаться от механических шкал.

Высококачественные приемники могут работать с пультом дистанционного управления (ПДУ), который позволяет осуществлять основные регулировки и управлять режимами аппаратуры на расстоянии нескольких метров. Команды с пульта поступают с помощью многожильного кабеля либо посредством миниатюрного ра-

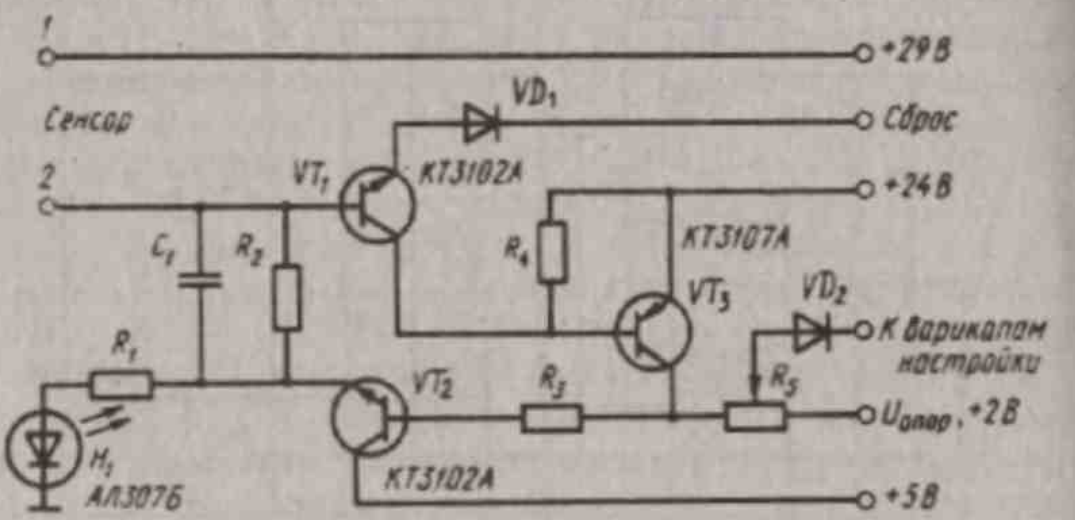


Рис. 12.12

диопередатчика мощностью несколько милливатт. Для передачи команд используют инфракрасные лучи или акустические ультразвуковые сигналы (см. § 8.7). За счет применения цифроаналоговых преобразователей, полевых транзисторов и оптронов, а также усилителей, управляемых напряжением, регулировки осуществляют электронным способом. Например, ИС К174УН10 — это двухканальный усилитель с электронной регулировкой частотной характеристики (регулятор тембра); ИС К174УН12 — это двухканальный усилитель с электронной регулировкой усиления и баланса между каналами (регулятор громкости и стереобаланса).

Особенно заметно применение новых методов управления в автомобильных РПУ, к которым, как известно, предъявляют очень жесткие требования по механической прочности, вибростойкости и надежности, возможности работы в широком интервале температур и условиях высокой влажности. Кроме того, настройка и управление режимами работы автомобильного приемника должны осуществляться за короткое время и «вслепую», не отвлекая водителя во время движения автомобиля. Для этого в РПУ вводится автопоиск сигнала, предусматривается ряд фиксированных настроек. Появление варикапов и синтезаторов частот позволило полностью отказаться от использования перестраиваемых индуктивностей. Фиксация настроек осуществляется за счет применения устройств выборки — хранения, оперативно запоминающих устройств и перепрограммируемых постоянных запоминающих устройств.

Применение цифровых систем управления, синтезаторов частот, микропроцессоров. Блоки автоматического управления на микропроцессорах (МП), работающие по принципу синтеза частот, позволяют выполнить следующие сервисные функции: прямой набор необходимой рабочей частоты с тастатуры; хранение значений ряда рабочих частот вещательных станций и информации о текущем режиме работы приемника, в том числе и при выключении источника питания; автоматический поиск монофонических и стереофонических вещательных станций по диапазонам; управление режимом работы приемника; отображение на жидкокристаллическом или светодиодном дисплее всей информации о работе приемника, требуемой для эксплуатации и контроля; программирование работы приемника во времени с помощью встроенного таймера; дистанционное управление.

Простейшие функции системы можно реализовать на элементах жесткой логики. Однако рост количества сервисных функций приводит к усложнению аппаратуры. Поэтому в современных приемниках все шире применяют МП, совмещающие в себе большинство функций управления. Структурная схема микропроцессорного блока управления изображена на рис. 12.13. Информация о настройке на частоту в МП вводится с тастатуры или с пульта дистанционного управления, а при поиске принимаемой станции — от устройства автопоиска. Для программирования работы приемника во времени

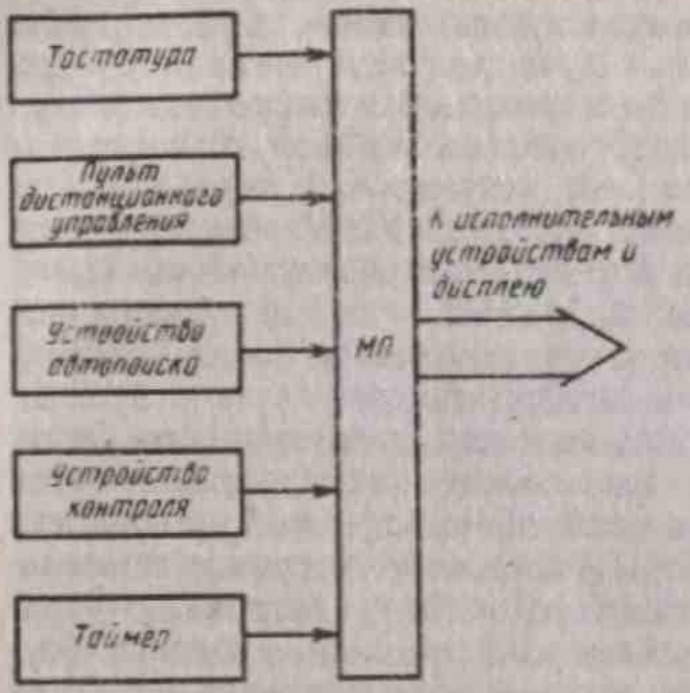


Рис. 12.13

используется информация, поступающая с таймера. Исполнительными устройствами могут быть генераторы, управляемые напряжением, электронные ключи и т. п. В радиотехнических комплексах тот же МП может использоваться для управления работой магнитофона, электропроигрывающего устройства и др. Кроме того, возможно применение программ обработки правильности вводимых данных, которые выдают на дисплей информацию об ошибке во вводимых данных, о неисправности отдельных блоков и т. п. Информация об этом поступает на устройства контроля.

Многофункциональные БИС явились основой для разработки малогабаритного приемника с микропроцессорным управлением «Электроника», предназначенного для работы в СВ- и УКВ-диапазонах. Радиоприемник может осуществлять автоматический или ручной поиск станций; запоминание семи фиксированных станций в каждом поддиапазоне; бесшумную настройку; он имеет таймерное устройство, включающее и выключающее приемник в заданные моменты времени. Для настройки приемника и запоминания фиксированных частот используют БИС управления: КА1508ХЛ1 — синтезатор частоты, КР1507ИЕ1 — ВЧ-делитель с перестраиваемым коэффициентом деления. Блок УКВ выполнен на дискретных полупроводниковых элементах, однако возможно выполнение его на базе ИС.

Цифровую перестройку вещательного КВ-приемника рассмотрим на примере приемника, схема которого приведена на рис. 12.14. В приемнике применено двойное преобразование частоты, первая промежуточная частота равна 45 МГц, вторая — 455 кГц. Для повышения линейности радиотракта в преобразователях частоты используют двойные балансные смесители. Структура демодулятора приведена лишь для случая приема сигнала ОБП. В этом приемнике в КВ-диапазоне выделяется 11 неперекрывающихся поддиапазонов, частотные интервалы которых равны 490 кГц. Каждому поддиапазону присваивается свой номер. В пределах каждого поддиапазона прием возможен на частотах, отстоящих друг от друга на 5 кГц; при этом каждой принимаемой частоте (каждому каналу) также присваивается свой номер. Для настройки на требуемую станцию оператор нажимает на тастатуре сначала кнопку набора

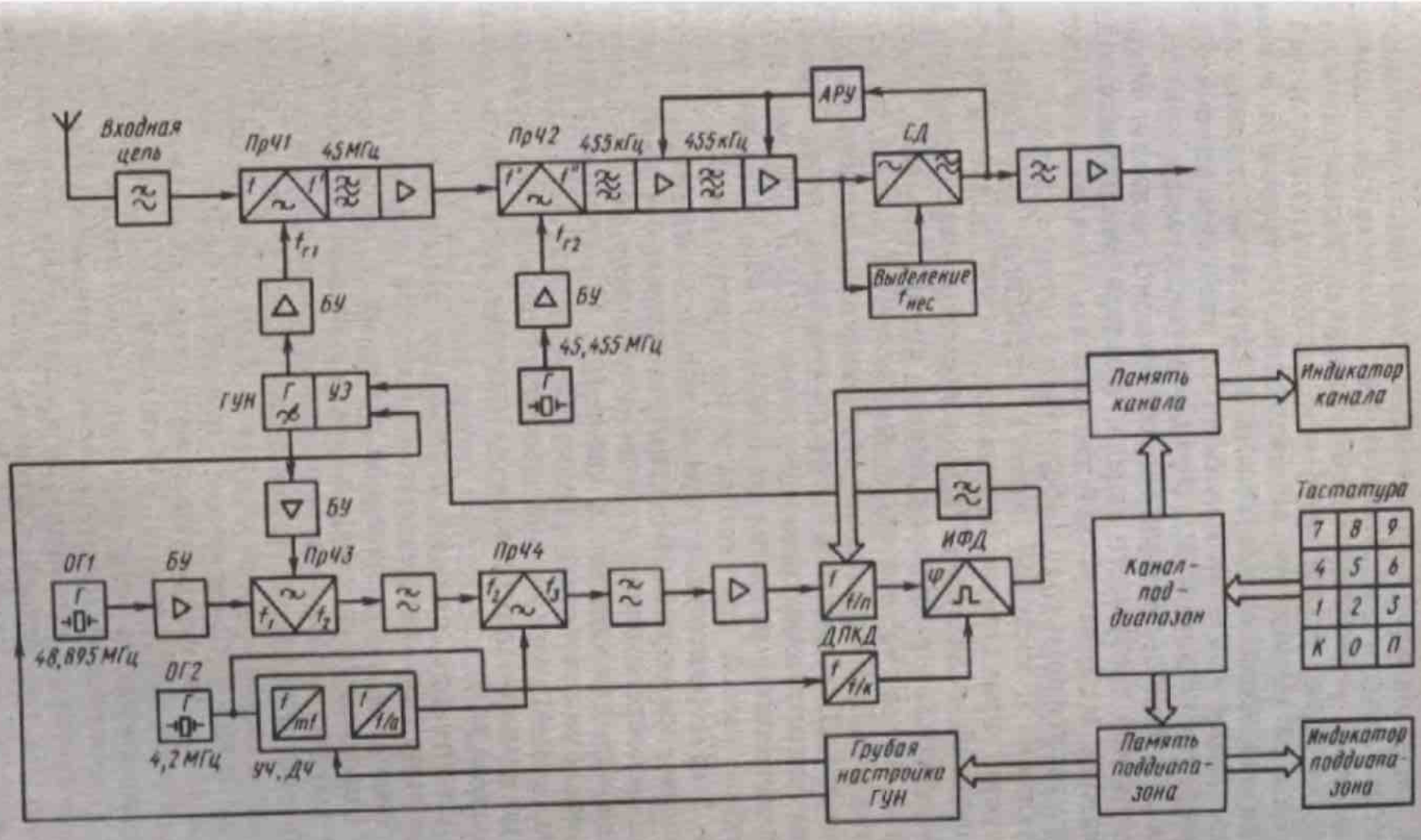

Входная цепь
Пр41
45МГц
Пр42
455кГц
455кГц
АРУ
СД
Выделение $f_{нес}$
$f_{г1}$
$f_{г2}$
БУ
БУ
45,455 МГц
ГУН
УЗ
Память канала
Индикатор канала
Тастатура
7 8 9
4 5 6
1 2 3
К 0 П
БУ
Пр43
Пр44
ИФД
ДПКД
ОГ1
БУ
48,895 МГц
ОГ2
4,2 МГц
УЧ. ДЧ
Канал-поддиапазон
Грубая настройка ГУН
Память поддиапазона
Индикатор поддиапазона

Рис. 12.14

номера поддиапазона *П*. При этом открывается запоминающее устройство «память поддиапазона» и одновременно закрывается запоминающее устройство «память канала». Затем на тастатуре оператор набирает номер требуемого поддиапазона, который высвечивается на индикаторе поддиапазона. Информация о номере поддиапазона записывается в память устройства «память поддиапазона». Далее оператор нажимает на тастатуре кнопку *К*, при этом предыдущая информация с выхода тастатуры стирается, открывается запоминающее устройство «память канала». Оператор набирает номер требуемого канала, который фиксируется индикатором канала; в память устройства «память канала» записывается в двоично-десятичном коде информация о номере канала.

Напряжение с частотой первого гетеродина, вырабатываемое генератором, управляемым напряжением *ГУН*, подается на *ПрЧ1* через буферный усилитель (*БУ*). Одновременно напряжение от *ГУН* через *БУ* дважды преобразовывается по частоте вниз. Частота гетеродина для *ПрЧ3* постоянна и равна 48,895 МГц, а частота гетеродина для *ПрЧ4* зависит от коэффициентов деления и умножения блока *УЧ, ДЧ* и частоты опорного кварцевого генератора *ОГ2*. При этом частота напряжения на входе *ДПКД* для всех поддиапазонов меняется в пределах от 0,005 до 0,495 МГц; при работе в конкретном канале эта частота равна номеру канала, умноженному на 5 кГц (частотный разнос между каналами). Это дает возможность управлять коэффициентом деления программируемого *ДПКД* непосредственно двоично-десятичным кодом с выхода устройства «память канала». В схеме рис. 12.14 предварительный делитель частоты отсутствует, поскольку на входе *ДПКД* действует колебание низкой частоты. В рассмотренной схеме приемника устройства «канал-поддиапазон» и «память» могут быть выполнены на основе МП.

Повышение требований к дизайну. Бытовой радиоприемник кроме хороших электрических параметров должен удовлетворять требованиям художественной эстетики и эргономики. Для удобства пользования расстояния между органами управления выбираются такими, чтобы исключить возможность касания соседних переключателей или кнопок; также оцениваются и усилия, прилагаемые к ручкам и кнопкам; они не должны быть слишком большими.

Выводы. 1. *Современные радиовещательные приемники выполняются по супергетеродинной схеме; для одновременного приема как АМ-, так и ЧМ-сигналов РПУ содержит два отдельных тракта радиочастоты и общий тракт УПЧ.*

2. *Стереофонические вещательные приемники имеют стереодемодулятор, в котором осуществляется восстановление амплитуды поднесущей частоты, детектирование полярномодулированного колебания, коррекция предыскажений, а также разделение каналов.*

3. *Повышение качества воспроизведения звуковых программ*

в радиовещательных приемниках достигается путем применения: 1) ИС и многофункциональных БИС; 2) электронно-варикапной настройки, а также автоматических систем регулировки усиления, настройки и подстройки частоты; 3) цифровых СЧ и индикаторных устройств; 4) керамических, кварцевых и монолитных фильтров; 5) сенсоров и электронных коммутирующих устройств.

4. *Использование цифровой схемотехники, микропроцессоров позволило значительно расширить функции в радиовещательных приемниках.*

§ 12.2. ПРОФЕССИОНАЛЬНЫЕ РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА ДЕКАМЕТРОВЫХ ВОЛН

Особенности КВ радиосвязи. Коротковолновая радиосвязь играет важную роль в народном хозяйстве. Несмотря на создание радиорелейных, спутниковых и кабельных сетей связи с их большой пропускной способностью, коротковолновая связь сохраняет свое значение как одно из основных средств связи. На декаметровых волнах осуществляются магистральная, зоновая и местная радиосвязи; авиационная и морская связи; радиосвязь в системе железнодорожного транспорта и др.

Для радиосвязи на дальние расстояния используют волны, отражающиеся от ионосферы в процессе распространения и позволяющие устанавливать связь при относительно небольших мощностях передатчиков. Однако дисперсность, неоднородность и нестабильность отражающих слоев ионосферы делают связь в декаметровом диапазоне неустойчивой. Для обеспечения устойчивости связи необходимо знать максимальную частоту, при которой волны, отражаясь от ионосферы, обеспечивают работу радиолинии с наибольшей надежностью. Такую частоту называют *максимально применимой* (МПЧ). Поскольку слой F_2, от которого в основном происходит отражение радиоволн, наиболее часто подвержен ионосферным возмущениям, при сеансе радиосвязи возможны изменения МПЧ. Для КВ канала является характерным замирание сигнала на входе приемника. Под *замирающим сигналом* подразумевают сигнал с флуктуирующими параметрами. Основной вид помех в декаметровом диапазоне — сосредоточенные (см. § 9.1). Существенное значение имеют также флуктуационные помехи.

Функциональная схема. В профессиональном РПУ (рис. 12.15) можно выделить следующие основные функциональные блоки: главный тракт приема (*ГТП*), синтезатор частот (*СЧ*), блок управления (*БУ*), выходные устройства (*ВУ*) и блок питания (*БП*). Задача *ГТП* — осуществлять предварительную селекцию, усиление и преобразование сигнала. Синтезатор вырабатывает гетеродинные напряжения с нужными частотами. Выходные устройства обеспечива-

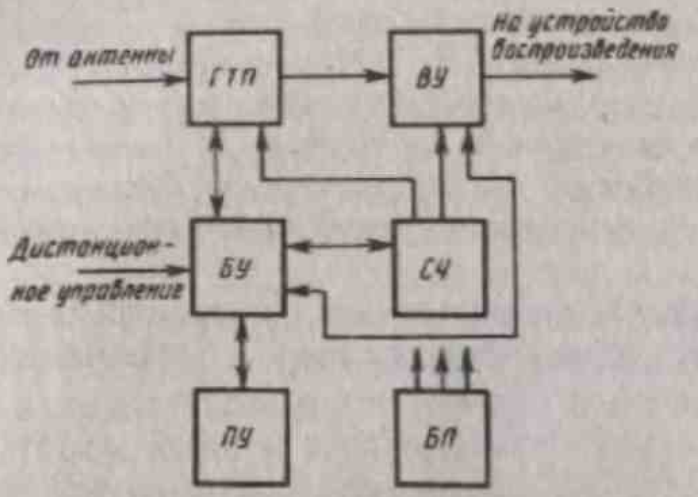


Рис. 12.15

ют оптимальную или близкую к ней обработку принимаемого сигнала. Тип ВУ определяется видом принимаемого сигнала. Блок управления осуществляет функции управления и контроля за работой приемника как с местного пульта *ПУ*, так и на расстоянии. На *ПУ* поступает информация о состоянии РПУ: рабочей частоте настройки, ширине полосы пропускания, параметрах цепи АРУ, типе демодулятора и т. д. Профессиональные КВ РПУ принимают различные виды телеграфных и телефонных сигналов. Для магистральной радиосвязи отведен диапазон частот 1,5—30 МГц, однако в ряду РПУ диапазон принимаемых частот несколько отличается от рекомендованного, особенно из-за расширения в область частот ниже 1,5 МГц. Для большинства профессиональных КВ приемников коэффициент шума составляет 7—10 дБ; типовые нормы на ослабление побочных каналов — 100—120 дБ. Стабильность синтезаторов частот, используемых в РПУ, составляет 10^{-7}—10^{-9}. Синтезаторы выполняются с шагом установки частоты 1,10 или 100 Гц. Иногда допускается дополнительная плавная перестройка в пределах дискретного шага. При работе приемника в автоматизированных системах связи большое значение имеет время настройки на требуемую рабочую частоту, под которым понимают интервал между сигналом к настройке и сигналом готовности приемника к приему в эксплуатационном режиме. Допустимое время настройки во многом определяет выбор системы настройки приемника, а следовательно, и основные конструктивные решения. Наименьшее время настройки (10...100 мс) реализуется при электронной настройке.

Особенности построения основных блоков. Многие качественные показатели приемника определяются характеристиками ГТП. К таким показателям относятся чувствительность и коэффициент шума, динамический диапазон, диапазон регулировки усиления по промежуточной частоте, селективность и т. д.

Главный тракт приема. Для профессиональных РПУ характерно многократное преобразование частоты, позволяющее реализовать высокую селективность как по соседнему, так и по побочным каналам. Это достигается выбором высокой первой и более низких последующих промежуточных частот. Разработка высокостабильных синтезаторов, а также кварцевых и монолитных фильтров с АЧХ, близкой к прямоугольной, и с малыми уровнями побочных каналов позволила построить ГТП по схеме рис. 12.16. При перес-

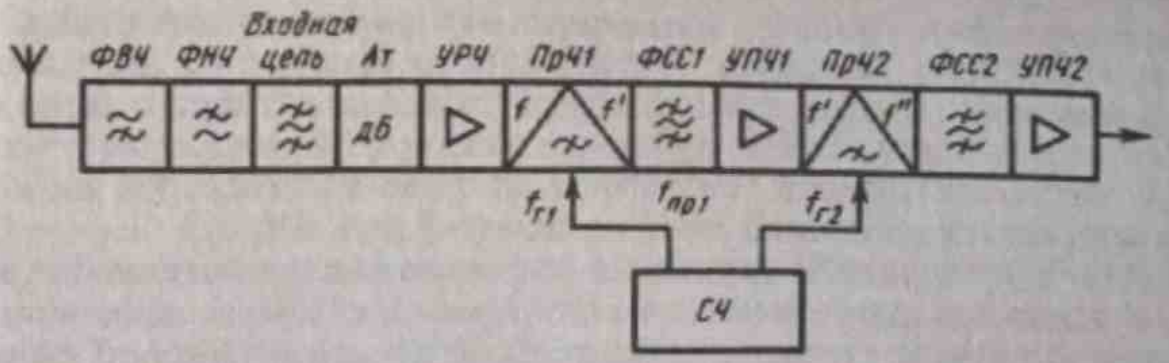


Рис. 12.16

тройке приемника во всем диапазоне частот первая и вторая промежуточные частоты остаются постоянными, а основную селективность можно обеспечить уже в *УПЧ1*. Задача трактов второй промежуточной частоты — усилить принятый сигнал, что можно выполнить с помощью апериодических усилителей с соответствующей дополнительной низкочастотной фильтрацией.

Реализация этого варианта ГТП накладывает жесткие требования на стабильность частот и спектральную чистоту напряжений гетеродинов. Кроме того, для обеспечения приема различных видов сигналов необходимо иметь в тракте первой промежуточной частоты фильтры с переменной полосой пропускания либо сменные фильтры с полосами пропускания, соответствующими различным видам принимаемых сигналов. В ряде РПУ полосу пропускания фильтра *ФСС1* выбирают по самому широкополосному принимаемому сигналу. Окончательная расфильтровка обеспечивается с помощью сменных фильтров в тракте второй промежуточной частоты.

Преселектор в ГТП с постоянным значением первой и второй *ПЧ* может быть как перестраиваемым, так и фильтровым. Для получения минимального коэффициента шума $Ш_{пр}$ необходимо использовать в преселекторе малошумящие усилительные элементы. К преселектору предъявляются высокие требования по линейности его амплитудной характеристики. Преселектор, как правило, состоит из входной цепи, аттенюатора *Ат* и *УРЧ*. Если первую промежуточную частоту в ГТП выбирают наддиапазонной (приемник-инфрадин), то, включая на входе приемника *ФНЧ* с частотой среза около 31 МГц, легко обеспечить высокую селективность по зеркальному каналу и по каналу промежуточной частоты. Этот же фильтр обеспечивает необходимое ослабление излучения с частотой гетеродина, что позволяет располагать несколько приемников близко друг к другу. Обычно помимо *ФНЧ* последовательно с ним включают *ФВЧ* с частотой среза 1,5 МГц для ослабления помех от станций, работающих в диапазонах километровых и гектаметровых волн. Аттенюатор, включаемый, как правило, между антенной и *УРЧ* приемника, обеспечивает снижение уровня входного сигнала на 30...40 дБ ступенями по 10 дБ каждая. Таким способом удается

существенно расширить динамический диапазон приемника при приеме сильных сигналов. Аттенюатор позволяет также ослабить сильные станционные помехи. Переключение аттенюатора может быть как ручным, так и автоматическим с управлением от цепи АРУ. Аттенюатор может состоять из реле и резисторов либо реализовываться на основе *p-i-n*-диодов (см. рис. 8.4, *в*).

Для уменьшения нелинейных эффектов между антенной и первым усилительным элементом в перестраиваемом преселекторе включают двухконтурный, реже трехконтурный полосовой фильтр. Еще одну резонансную цепь (одиночный или полосовой фильтр) обычно располагают непосредственно перед преобразователем частоты. От *УРЧ* требуется малый коэффициент шума и высокая линейность. Для получения малого коэффициента шума в *УРЧ* используют малошумящие полевые и биполярные транзисторы; повышенная линейность обеспечивается способами, рассмотренными в § 9.4.

Для уменьшения числа побочных каналов приема, а также для упрощения конструкции приемника число преобразований в нем должно быть сведено к минимуму. Преобразователи частоты все чаще делают на полевых транзисторах либо кольцевыми. Находят применение балансные и двойные балансные преобразователи на полевых транзисторах. Особенно широко используются кольцевые преобразователи на диодах Шотки.

Специфика связей в декаметровом диапазоне состоит в том, что динамический диапазон полезного сигнала на входе РПУ достигает 80...120 дБ. Это накладывает жесткие требования на работу АРУ, в современных профессиональных РПУ она обеспечивает изменение выходного напряжения на 4...6 дБ при изменении входного напряжения на 100 дБ и более.

Синтезаторы частот. Как отмечалось в § 8.4, для синтеза частот в РПУ находят применение аналоговые и цифровые синтезаторы частот, в которых сетка выходных частот может быть получена методами прямого и косвенного синтеза.

Блок настройки. Настройка на рабочую частоту производится автоматически при наборе на тастатуре пульта управления значения принимаемой частоты (см. § 8.4). Управление, как правило, местное или дистанционное (см. § 8.7). Для контроля и управления широко используются микропроцессоры (см. § 8.8). Функциональные блоки профессионального РПУ представляют собой самостоятельные конструктивно-законченные устройства, что позволяет при различной их компоновке значительно расширить применимость данного приемника. Приемники, как правило, снабжают дополнительными функциональными блоками, расширяющими их возможности и улучшающими технические характеристики; они имеют небольшую массу и габариты; обладают высокой прочностью и вибростойкостью, а также возможностью работы в различных климатических условиях.

Пример построения профессионального РПУ. Рассмотрим структурную схему приемника EK070 фирмы «Роде и Шварц», типичную для профессиональных РПУ. Микропроцессорный встроенный блок управления осуществляет автоматизированное управление всеми узлами РПУ, а также контроль с передней панели по шине данных и интерфейсу с внешних устройств. РПУ имеет модульное построение, позволяющее изменять его структуру. Диапазон рабочих частот 10 кГц...30 МГц. Перестройка частоты осуществляется с шагом 10 Гц, 100 Гц, 1 кГц с помощью ручки «настройка», а также цифровой тастатуры. Индикатор частоты настройки — семиразрядный дисплей на жидких кристаллах. Приемник обеспечивает прием сигналов *A1, A2, A3, A3A, A3B, A3H, A3J, F1*, при включении телеграфного модулятора — *F4, F6*. Чувствительность РПУ при отношении сигнал/шум 10 дБ составляет 0,75...3 мкВ. Диапазон рабочих частот перекрывается десятью фильтрами: при приеме сигналов с частотой до 0,5 МГц — НЧ-фильтром, в диапазоне частот 0,5...1,5 МГц — полосовым фильтром, в диапазоне частот 1,5...30 МГц — восемью полосовыми фильтрами.

В приемнике применено двойное преобразование частоты. В тракте второй промежуточной частоты имеются переключаемые *ФСС*. Селективность по зеркальному каналу 80 дБ, по соседнему — более 90 дБ. Регулировка усиления в тракте второй промежуточной частоты — ручная (РРУ), ручная совместно с автоматической или только АРУ. Диапазон регулировки более 100 дБ. Третий гетеродин перестраивается с шагом 100 Гц в пределах $\pm 3{,}1$ кГц. Приемник имеет два интерфейсных канала управления. По одному каналу информация вводится и выводится в параллельном коде, по другому — в последовательном.

Приемник (рис. 12.17) состоит из *ВЧ* секции, включающей в себя преселектор и блоки первой и второй промежуточных частот; демодулятора вида работ; опорного генератора (*ОГ*) и второго гетеродина; блока первого гетеродина; блока управления (*БУ*), содержащего панель управления и микропроцессорный модуль МП КМ. Кодовые команды воздействуют на блоки РПУ непосредственно с помощью дешифраторов и ЦАП; шина данных имеет непосредственный вывод информации через усилитель и электромеханический фильтр (*ЭМФ*).

Сигнал с антенны после аттенюатора с двумя ступенями 0 и 20 дБ поступает на вход блока фильтров преселектора. Для контроля чувствительности РПУ в *ВЧ* секции имеется генератор шума *ГШ*. Выбор нужного фильтра осуществляется по коду частоты, поступающего по шине данных из блока управления. Дешифратор в *ВЧ* секции преобразует код частоты в команду включения соответствующего фильтра. Аналогично подключаются аттенюатор и *ГШ*. В *ПрЧ1* ВЧ-сигнал преобразуется в сигнал первой промежуточной частоты, равной 81,4 МГц. Кварцевый фильтр сужает полосу пропускания до 12 кГц. Далее сигнал усиливается и

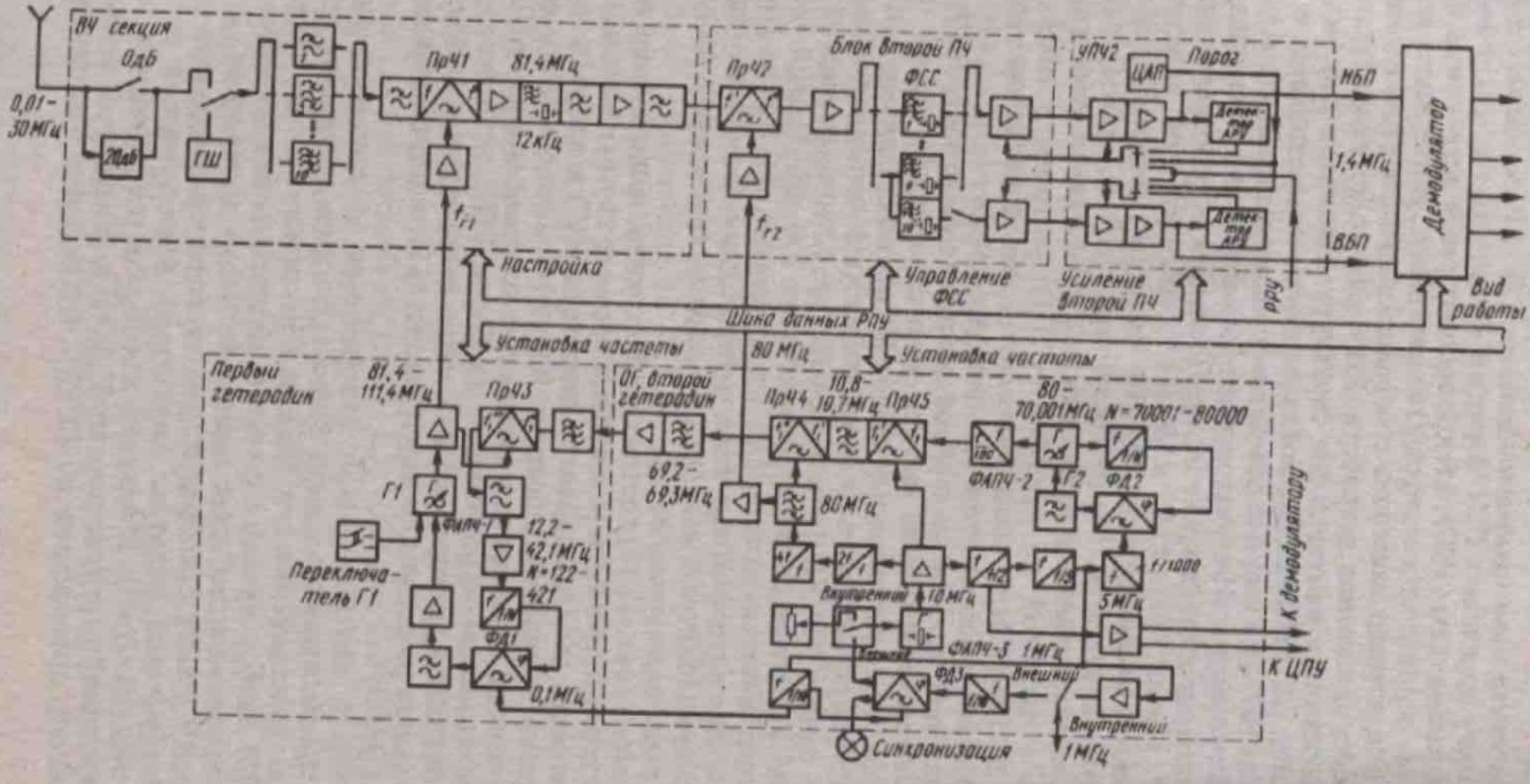

ВЧ секция
Одб
0,01–30 МГц
70дБ
ГШ
Пр41
81,4 МГц
12 кГц
Пр47
Блок второй ПЧ
ФСС
УПЧ2
ЦАП
Порог
НБП
1,4 МГц
ВБП
Демодулятор
Вид работы
Настройка
Управление ФСС
Усиление второй ПЧ
РРУ
Шина данных РПУ
Установка частоты
80 МГц
Установка частоты
Первый гетеродин
81,4 – 111,4 МГц
Пр43
Г1
ФИЧ-1
12,2 – 42,1 МГц N=122–421
ФД1
0,1 МГц
Переключатель Г1
От второй гетеродин
69,2 – 69,3 МГц
10,8 – 10,7 МГц Пр44 Пр45
80 МГц
80 – 70,001 МГц N=70001–80000
ФАПЧ-2
Г2
ФД2
1/1000
Внутренний
10 МГц
5 МГц
ФАПЧ-3 1 МГц
ФД3
Внешний
Внутренний 1 МГц
Синхронизация
К демодулятору
К ЦПУ

Рис. 12.17

поступает в блок второй промежуточной частоты (*ПЧ*). В *ПрЧ2* сигнал преобразуется во вторую промежуточную частоту, равную 1,4 МГц, после чего поступает на один из десяти фильтров сосредоточенной селекции в субблок *УПЧ2*, содержащий два независимых регулируемых канала для верхней и нижней боковых полос (ВП и НП). В каналах предусмотрена ручная регулировка усиления РРУ и АРУ. Команды на включение вида регулировки усиления (усиление на второй промежуточной частоте) в виде кодовых команд по шине данных РПУ поступают на дешифратор, который определяет включение нужного вида регулировки. С выхода субблока *УПЧ2* сигнал поступает на демодулятор.

Синтез частот первого гетеродина (81,4—111,4 МГц) осуществляется с помощью двух колец *ФАПЧ* и тройного преобразования частоты. Встроенный высокостабильный генератор *ОГ* на 10 МГц определяет стабильность частоты гетеродинов и может быть синхронизирован внешними более стабильными эталонами частоты с помощью *ФАПЧ3*. Частота второго гетеродина формируется из частоты *ОГ* последовательным умножением на 2 и на 4 (вторая промежуточная частота, равная 80 МГц). Управление установкой частоты производится с помощью двух *ДПКД*, коэффициент деления *N* которых изменяется в зависимости от частоты настройки при включении одного из двух генераторов в кольце *ФАПЧ1*. Выбор необходимого генератора и коэффициента деления *ДПКД* определяется кодом частоты, поступающей с шины данных РПУ. Демодулятор имеет третий гетеродин, частота которого изменяется с шагом по 100 Гц от 1,3969 до 1,4031 МГц. Он предназначен для детектирования сигналов верхней и нижней боковых полос. Имеется АМ-детектор.

Блок управления (рис. 12.18) содержит микропроцессорный контрольный модуль МП КМ и блок контроля *БК* (панель управления). Основу МП КМ составляет центральное процессорное устройство (*ЦПУ*), в котором производится арифметическая и логическая обработка информации, поступающей с кодера частоты и шины данных МП. Кодер связан с *ЦПУ* преобразователем кода (*ПК*). С помощью команды «контроль» от демодулятора осуществляется контроль работы РПУ. Обработанная информация поступает в шину данных МП. Постоянное запоминающее устройство (*ПЗУ*) содержит информацию, необходимую для функционирования МП КМ и приемника (команды, номиналы промежуточных частот, константы и т. д.). Два ОЗУ (оперативное запоминающее устройство с произвольным доступом) позволяют запоминать дополнительную информацию и осуществлять ее перезапись. Эти устройства хранят команды в виде алфавитно-цифрового кода (частота настройки, вид работы РПУ и т. д.). Одно ОЗУ имеет автономный источник питания (батарея) *АИП*, что позволяет длительное время сохранять 30 слов различной информации о частоте настройки приемника и т. д. Клавишное кодирующе-декодирующее устройство (*ККД*) кодирует

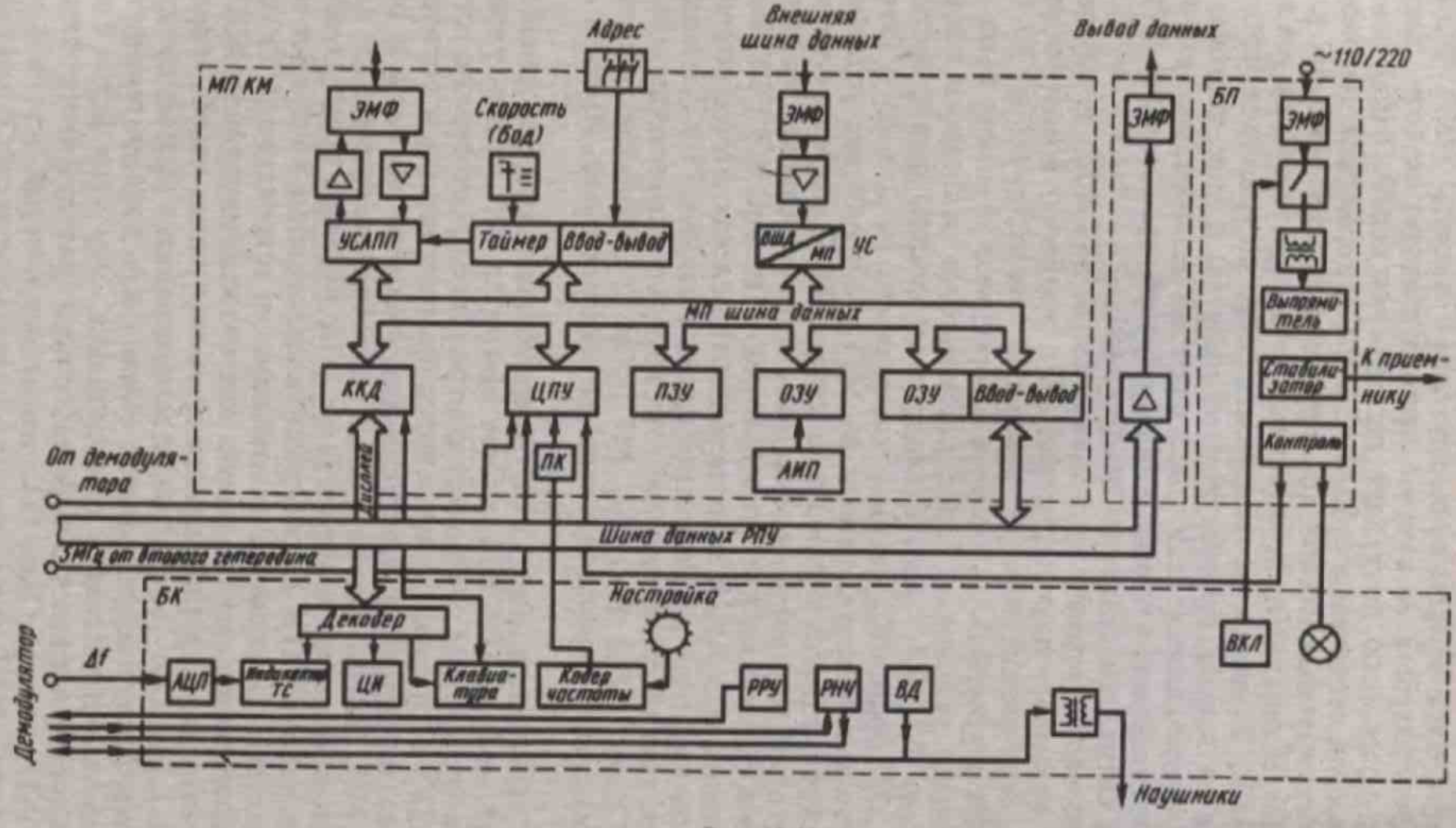

МП КМ
ЭМФ
Скорость (бод)
Адрес
Внешняя шина данных
Вывод данных
~110/220
БП
ЭМФ
УСАПП
Таймер
Ввод-вывод
ВШД
МП
УС
МП шина данных
ККД
ЦПУ
ПЗУ
ОЗУ
ОЗУ
Ввод-вывод
Выпрямитель
Стабилизатор
К приемнику
Контроль
От демодулятора
ПК
АИП
Шина данных РПУ
3МГц от второго гетеродина
БК
Настройка
Декодер
Δf
АЦП
Индикатор ТС
ЦИ
Клавиатура
Кодер частоты
РРУ
РНЧ
ВД
ЗЧ
ВКЛ
Наушники
Демодулятор

Рис. 12.18

команды тастатуры и посылает их в шину данных МП, а также принимает информацию с шины и передает на декодер дисплея.

Микропроцессорный модуль МП КМ связан с шиной данных РПУ через устройство «ввод — вывод». Еще через одно устройство «ввод — вывод» возможна переадресация информации по линии «адрес» в микропроцессоре и изменение, таким образом, режима работы МП КМ. МП КМ может работать с устройствами дистанционного управления и контроля.

Приемник связан с центром управления четырехпроводной линией, которая сопряжена с МП КМ через устройство *УСАПП*. Внешняя шина данных используется при небольших расстояниях, что позволяет применять РПУ в автоматизированных комплексах, осуществлять автоматический просмотр частот в небольшом диапазоне, анализ принимаемых сигналов и их прогнозирование. От внешней шины данных (например, от ЭВМ) информация в МП КМ может подаваться через устройство сопряжения (*УС*). Вывод информации осуществляется непосредственно с шины данных РПУ (например, на ЭВМ).

Таймер осуществляет синхронизацию работы всех узлов МП КМ. Запуск ЦПУ производится при исправности блока питания РПУ. Для помехозащиты во всех каналах интерфейса используют электромеханические фильтры (*ЭМФ*). В блоке контроля (*БК*) сосредоточены органы контроля и управления, в частности устройства подачи питания, включения динамика, подключения наушников; ручные регуляторы усиления (*РРУ*), тастатура, кодер частоты и дисплей.

Выводы. 1. *В профессиональных РПУ используется двойное или тройное преобразование частоты, часто с наддиапазонной первой промежуточной частотой. Для расширения динамического диапазона и повышения реальной селективности в преселекторе применяются аттенюаторы, ультралинейные УРЧ, балансные преобразователи частоты на полевых транзисторах, кольцевые преобразователи на диодах Шотки.*

2. *Основная селекция обычно обеспечивается в тракте второй промежуточной частоты с помощью переключаемых кварцевых и монолитных фильтров.*

3. *В профессиональных РПУ, как правило, производится автоматическая электронная настройка на требуемую частоту. Напряжения с частотами гетеродинов вырабатываются высокостабильным синтезатором частот. Наряду с электронной плавной перестройкой входных цепей широко используется фильтровой способ настройки.*

4. *Микропроцессор является одним из основных узлов современного профессионального РПУ. Он выполняет функции контроля и управления.*

5. *В профессиональных РПУ широко внедряются методы цифровой обработки сигнала; РПУ обладают широкими воз-*

можностями управления и контроля как с местного пульта, так и на расстоянии с помощью дистанционного управления как по проводам, так и с помощью служебной радиосвязи.

§ 12.3. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ПРИЕМНИКИ

Назначение и структурные схемы. Радиолокационные приемники (РЛП) являются составной частью радиолокационных станций (РЛС), предназначенных для обнаружения, определения координат и параметров движения удаленных объектов (целей) путем приема отраженной от них электромагнитной энергии. В зависимости от структуры радиолокационного сигнала различают два вида РЛС: с импульсными и непрерывными сигналами. В *импульсных* РЛС передатчик периодически излучает кратковременные зондирующие импульсы (ЗИ) с гармоническим либо с частотно-модулированным ВЧ-заполнением, которые отражаются от объекта и принимаются РЛП в промежутках между ЗИ. В РЛС с *непрерывным излучением* используются немодулированные и ЧМ-колебания. Применяются в РЛС и псевдослучайные шумоподобные сигналы.

Приемники импульсных РЛС. В импульсных РЛС (рис. 12.19) передатчик излучает в направлении объекта короткие СВЧ-радиоимпульсы, которые после отражения от объекта поступают на вход приемника с временным сдвигом $\Delta t = 2R/c$, где R — расстояние до объекта. По значению Δt можно судить о расстоянии R до объекта; узкополосная диаграмма направленности антенны РЛС позволяет определять угловое направление на объект. Система синхронизации (*СС*) вырабатывает синхроимпульсы (*СИ*), которые вызывают срабатывание импульсного модулятора (*ИМ*). Импульсы со стабильным периодом повторения $T_и$ от *ИМ* запускают мощный

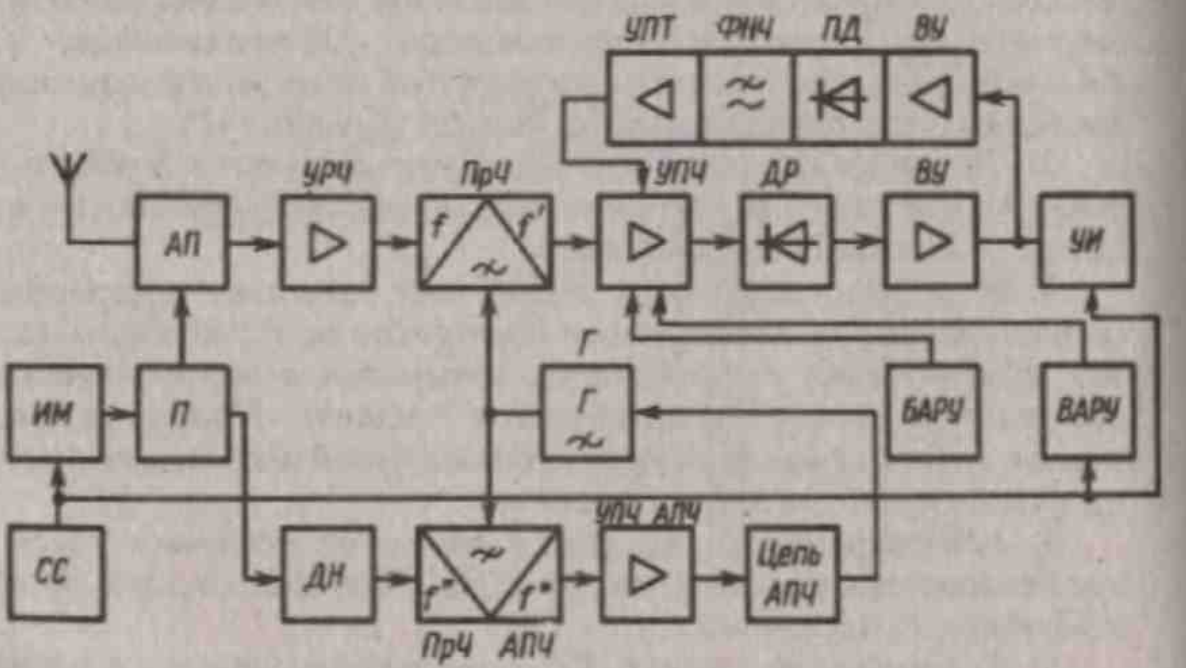


Рис. 12.19

импульсный передатчик (*П*), генерирующий короткие радиоимпульсы. Эти радиоимпульсы через антенный переключатель (*АП*), осуществляющий автоматическое переключение антенны с передачи на прием и обратно и обеспечивающий защиту входа приемника от больших уровней импульсного сигнала на выходе передатчика, излучаются в пространство в направлении объекта. Отраженный от объекта радиоимпульс принимается антенной и через *АП* передается на вход РЛП. Поскольку передаваемые и принимаемые радиоимпульсы разнесены во времени, в РЛС можно использовать общую антенну для передатчика и приемника. Сигнал с выхода *АП* усиливается малошумящим *УРЧ*, преобразуется в *ПрЧ* в сигнал промежуточной частоты, детектируется в детекторе радиоимпульсов (*ДР*), усиливается видеоусилителем (*ВУ*) и подается на устройство индикации (*УИ*), работа которого синхронизируется от *СС*. В *УИ* регистрируется время Δt между переданным и принятым импульсами. В качестве *УИ* обычно используют электронно-лучевую трубку. Для автоподстройки частоты гетеродина (*Г*) применяют двухканальную АПЧ (см. рис. 8.26). В приемнике РЛС по схеме рис. 12.19 предусмотрена обычная программная и быстродействующая АРУ (см. § 8.3).

Система селекции движущихся целей (СДЦ). В импульсных РЛС СДЦ предназначены для регистрации слабых сигналов, отраженных от движущихся целей, при мешающем влиянии отражений от местных предметов (облаков, земной поверхности и т. д.).

Передатчик РЛС (рис. 12.20) последовательно во времени излучает ВЧ-импульсы. Часть излучаемой передатчиком мощности, например с помощью направленного ответвителя, отводится на *ПрЧ2*, в котором это напряжение смешивается с сигналом стабилизированного опорного генератора (*ОГ*). Напряжение с выхода *ПрЧ2* используется для фазовой синхронизации когерентного гетеродина (*КГ*). Излучаемые импульсы отражаются от движущегося и неподвижного объектов. Отражение последующего ВЧ-импульса

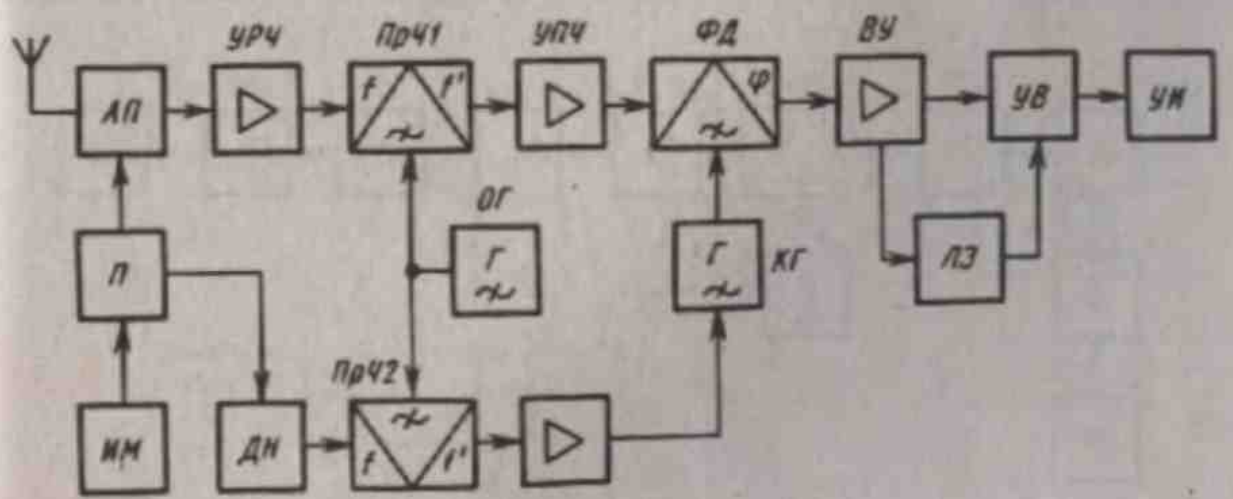


Рис. 12.20

от неподвижного объекта происходит через то же время, что и для предыдущего импульса; однако отражение последующего импульса от движущегося объекта произойдет через другой интервал времени. Разница во времени поступления предыдущего и последующего импульсов несет в себе информацию о скорости движения объекта, которую можно оценить в фазовом детекторе (*ФД*) по сдвигу фаз $\Delta\varphi$, отраженного от объекта и опорного сигнала гетеродина (*КГ*). На время передачи очередного импульса информация о разности фаз хранится в линии задержки (*ЛЗ*), при приеме очередного импульса хранимое в *ЛЗ* значение $\Delta\varphi$ для предыдущего импульса вычитается в устройстве вычитания (*УВ*) из значения $\Delta\varphi$ для принимаемого импульса. Сигнал на выходе *УВ* появляется только в том случае, если значение $\Delta\varphi$ изменилось, т. е. при отражении сигнала от движущегося объекта.

Для увеличения дальности действия РЛС необходимо повышать среднюю мощность $P_{ср}$ передатчика за период повторения зондирующих импульсов и увеличивать их период повторения $T_и$. Однако увеличение периода повторения *ЗИ* приводит, как правило, к уменьшению мощности $P_{ср}$. Поэтому для увеличения дальности РЛС приходится длительность излучаемого импульса выбирать большей, что затрудняет подавление прямого прохождения излучаемого ВЧ-импульса на вход приемника и усложняет обеспечение требуемого разрешения по дальности. Чтобы рост $\tau_и$ не влиял на разрешение РЛС по дальности, необходимо использовать ВЧ-импульсы с широким спектром, что можно достичь с помощью модуляции его гармонической несущей; обычно применяют линейную частотную модуляцию либо фазовую манипуляцию. Таким образом, передатчик РЛС излучает импульсы большой длительности, а на выходе линейной части РЛП получают отраженные импульсы малой длительности, т. е. обеспечивается сжатие отраженных импульсов. Структурная схема РЛС со сжатием импульсов при линейной частотной модуляции показана на рис. 12.21. Частотный модулятор (*ЧМ*) изменяет частоту заполнения ВЧ-импульсов на выходе пере-

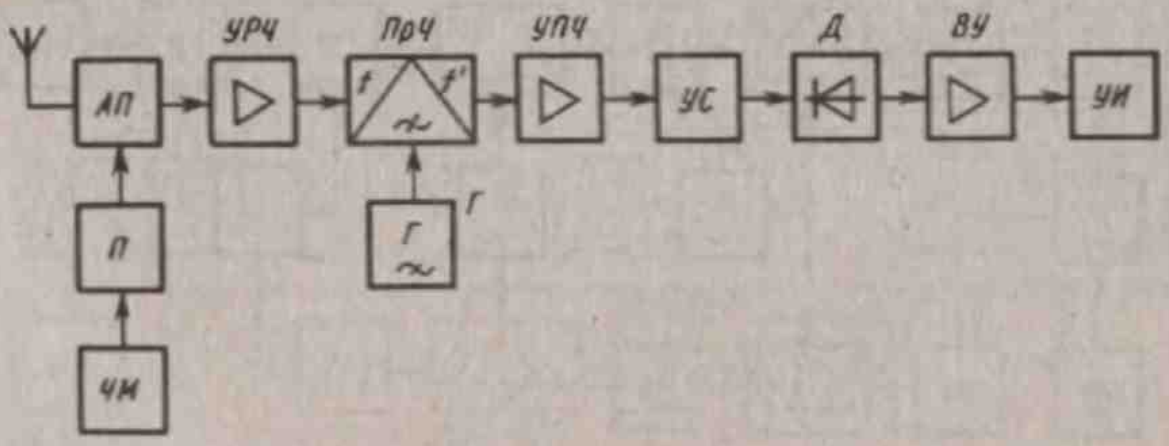


Рис. 12.21

датчика (*П*). Отраженные от объекта импульсы длительностью $\tau_{и1}$ усиливаются в *УРЧ*, преобразуются в *ПрЧ*, усиливаются в *УПЧ* и проходят через устройство сжатия (*УС*), в котором скорость распространения сигналов увеличивается с повышением частоты (составляющие импульсного сигнала с более высокими частотами ускоряются, а с более низкими частотами у переднего фронта импульса замедляются). На выходе *УС* действует импульс с постоянной частотой заполнения и длительностью $\tau_{и2} < \tau_{и1}$.

Приемники РЛС с непрерывным излучением. В подобных РЛС антенна излучает в направлении объекта непрерывное колебание, которое после отражения от объекта принимается приемником РЛС. При близком расположении передатчика и приемника частота принимаемых колебаний, отраженных от движущегося объекта, отличается от частоты излучаемых передатчиком колебаний на разностную (*доплеровскую частоту*) $F_д = 2v_r f_0/c$, где f_0 — частота излучаемых колебаний; v_r — радиальная скорость движения объекта относительно РЛС; c — скорость света. Значения $F_д$ находятся в диапазоне сравнительно низких частот; выделяя и измеряя доплеровскую частоту, можно определить скорость движения объекта.

Упрощенная схема приемника РЛС с немодулированным излучением показана на рис. 12.22. Антенна A_1 передатчика излучает в направлении движущегося объекта колебание с частотой f_0, а антенна A_2 приемника принимает колебание с частотой $f_0 + F_д$. На выходе *ПрЧ1* образуется сигнал промежуточной частоты, равной $f_0 - f_г + F_д$; на выходе *ПрЧ2* — сигнал промежуточной частоты $f_0 - f_г$. Для исключения влияния нестабильности частот гетеродина на точность измерения скорости напряжения с частотой $f_г$ для *ПрЧ1* и *ПрЧ2* получают от одного генератора (*Г*). Напряжение с частотой $f_0 - f_г$ с выхода *ПрЧ2* используют как гетеродинное для *ПрЧ3*. С выхода

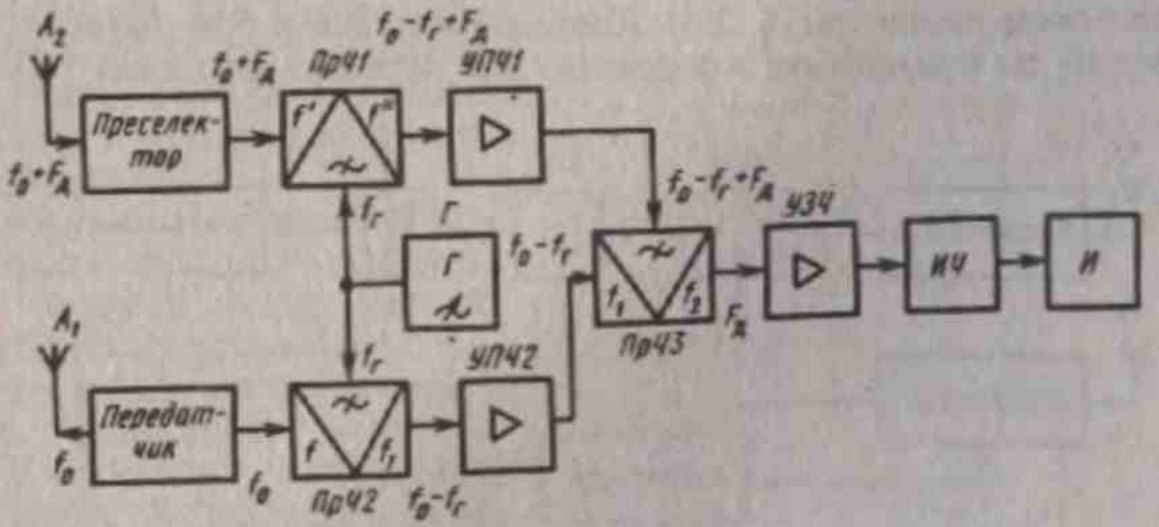


Рис. 12.22

ПрЧЗ сигнал с доплеровской частотой $F_д$ поступает на усилитель звуковой частоты (*УЗЧ*), измеритель частоты (*ИЧ*) и далее на индикатор скорости (*И*). В приемниках, построенных по схеме рис. 12.22, знак доплеровской частоты теряется, что не дает возможности определить направление движения объекта. Этот недостаток устраняется, если вместо *ПрЧЗ* применить квадратурный преобразователь с двумя выходными сигналами, относительный сдвиг фаз которых несет информацию о знаке $F_д$.

В высотомерах малых высот (рис. 12.23) используют непрерывные ЧМ-колебания. В них обычно применяется широкополосная частотная модуляция по пилообразному закону с низкой модулирующей частотой. Мгновенная частота излучаемого передатчиком РЛС колебания $f_1=f_0(1\pm\nu t)$, где f_0 — средняя частота излучения; ν — коэффициент, характеризующий скорость изменения частоты. Частота принимаемого отраженного сигнала $f_2=f_0[1\pm\nu(t-2R/c)]$, где R — расстояние от РЛС до отражающего объекта. Отраженный сигнал преобразуется в *ПрЧ*, гетеродинное напряжение для которого формируется из колебания на выходе передатчика. На выходе *ПрЧ* образуется сигнал разностной частоты $f=|f_2-f_1|=2f_0\nu R/c$, частота f пропорциональна расстоянию до объекта. Сигнал с частотой f усиливается в *УЗЧ* до уровня, необходимого для работы двустороннего ограничителя (*О*), и после ограничения поступает на измеритель частоты (*ИЧ*) и далее на индикатор расстояния до объекта (*И*). В самолетных высотомерах уровень отраженного сигнала в антенне приемника меняется в очень широких пределах в зависимости от высоты полета. С увеличением высоты полета напряжение на выходе *ПрЧ* уменьшается, а частота f увеличивается. Для поддержания постоянным отношения сигнал/шум на выходе О АЧХ *УЗЧ* должна иметь подъем в области высоких частот.

Основные узлы радиолокационных приемников. Для соединения антенны с приемником в РЛП используются линии передачи.

Линии передачи. Различают коаксиальные, волноводные и полосковые линии (см. § 2.6). *Коаксиальные линии* при длине волны менее 10 см применяют в основном для передачи сигналов с малой

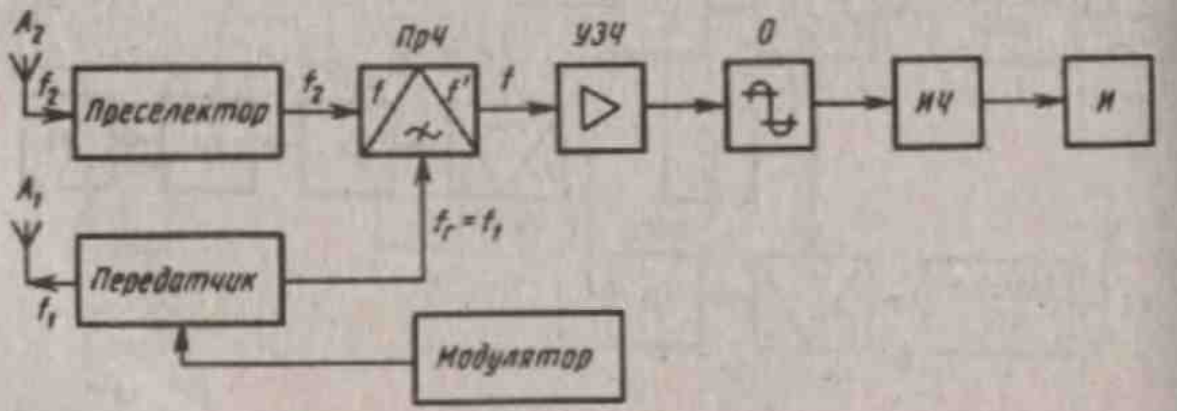


Рис. 12.23

мощностью на небольшие расстояния, поскольку при уменьшении длины волны размеры поперечного сечения таких линий становятся настолько малыми, что при передаче сигналов большой мощности может возникнуть их пробой. Кроме того, на частотах выше 3 ГГц существенно возрастают потери в коаксиальных линиях. В диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн основными линиями передачи сигнала от антенны к приемнику являются *волноводные линии*. Наиболее широко используются волноводные линии прямоугольного сечения. Во вращающихся соединениях волноводных линий находят применение волноводы с круглым сечением. В современных РЛС широко применяют *полосковые линии*, диапазон рабочих частот которых (0,1...30 ГГц) значительно шире, чем волноводных линий.

Фильтры СВЧ. При использовании волноводов высокочастотные фильтры обычно выполняют в виде настроенных щелевых мостов с удлинительными вставками, а при использовании коаксильных линий — в виде сочетания отрезков линий. Наиболее широко фильтры СВЧ реализуются на симметричных и несимметричных полосковых линиях (см. § 2.6); узкополосные полосковые фильтры могут быть выполнены в микроминиатюрном исполнении на ЖИГ-резонаторах.

Антенные переключатели (АП). Они предназначены для коммутации передатчика к антенне на время излучения зондирующего импульса и приемника к антенне на время прихода отраженных или ответных сигналов. Они должны: обеспечить уменьшение до минимума мощность излучаемого зондирующего импульса, просачивающегося на вход приемника; быть быстродействующими, поскольку с увеличением времени срабатывания возрастает вероятность пробоя входных цепей приемника, а с увеличением времени восстановления увеличивается минимальная дальность РЛС (мертвая зона обзора на малых расстояниях от РЛС); иметь минимальные потери мощности при излучении зондирующего импульса и особенно при приеме отраженного от цели сигнала; обладать большим сроком службы и высокой надежностью в работе.

Коммутационные АП состоят из настроенных отрезков линий и газоразрядных приборов (разрядников), изменяющих сопротивление под действием мощных СВЧ-сигналов. Разрядники включают в фидерный тракт РЛС параллельно или последовательно. На рис. 12.24

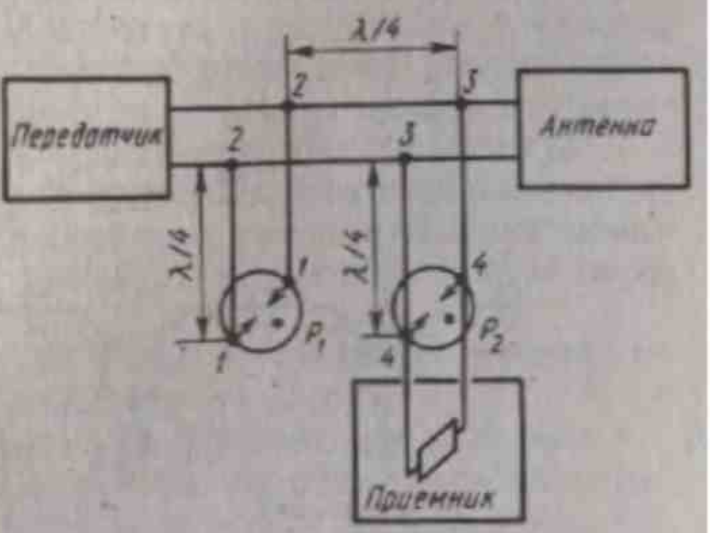


Рис. 12.24

показана схема АП коаксиального типа с параллельным включением разрядников P_1 и P_2. При излучении зондирующего импульса сопротивления разрядников уменьшаются, отрезки четвертьволновых линий в точках *1—1* и *4—4* практически замыкаются, в результате чего входное сопротивление этих линий в точках *2—2* и *3—3* становится очень большим. При этом импульс с выхода передатчика проходит в антенну почти без ослабления и, поскольку сопротивление в точках *4—4* близко к нулю, мощность зондирующего импульса на входе приемника достаточно мала. После прекращения излучения зондирующего импульса сопротивления в точках *1—1* и *4—4* возрастают. При этом входное сопротивление четвертьволновой линии в точках *2—2* становится близким к нулю, а полуволновой линии в точках *3—3* очень большим. Это приводит к блокированию передатчика. При этом почти весь отраженный от цели сигнал, принятый антенной, поступает на вход приемника.

Антенные переключатели на необратимых элементах применяют в РЛС сантиметрового диапазона. В качестве необратимых элементов используют ферритовые вентили и циркуляторы. При расположении феррита в волноводе передаваемая по волноводу электромагнитная энергия в зависимости от направления ее движения либо поглощается, либо проходит практически без потерь. Феррит помещается в сильное поле постоянного магнита. При этом ферромагнитный резонанс наступает только при движении электромагнитной волны в одном направлении. При резонансе практически вся СВЧ энергия в волноводе поглощается вентилем.

Выбор типа АП зависит от мощности излучаемого зондирующего импульса. При мощности импульса 100...150 кВт АП реализуют путем последовательного соединения ферритового циркулятора, газового разрядника и диодного резонансного СВЧ-ограничителя (рис. 12.25). При мощности импульса менее 1...2 кВт газовый раз-

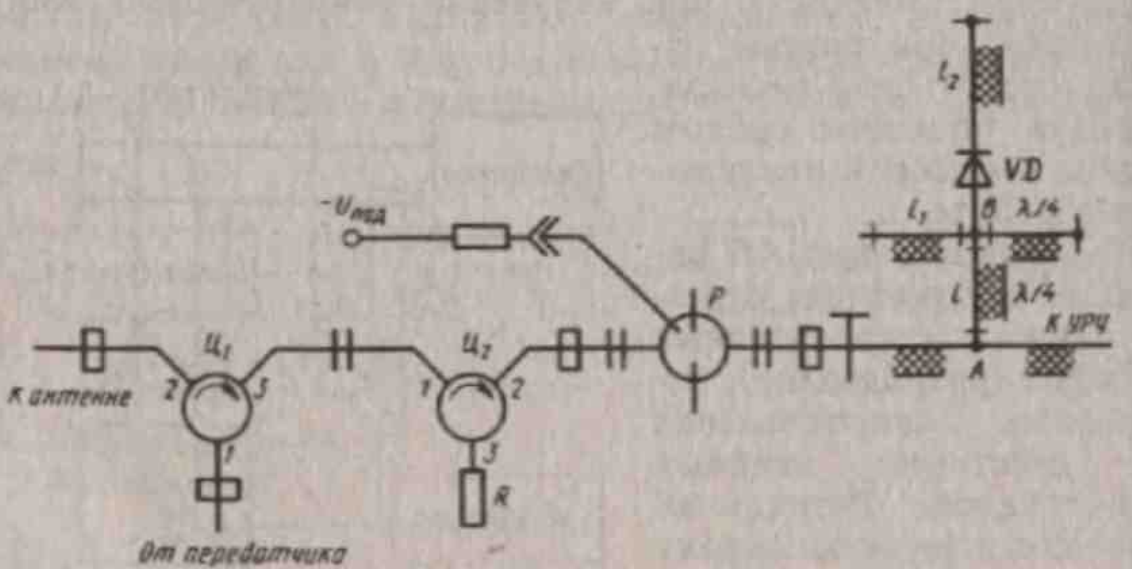


Рис. 12.25

рядник не вводят в состав АП. В АП использованы два последовательно включенных циркулятора $Ц_1$ и $Ц_2$. Сигнал от передатчика поступает на плечо *1* циркулятора $Ц_1$ и через плечо *2* подается в антенну; при этом на выход плеча *3* сигнал от передатчика проходит с существенным ослаблением (на 13...25 дБ). Далее сигнал с плеча *3* циркулятора $Ц_1$ подается через циркулятор $Ц_2$ на разрядник *Р*, уменьшая его сопротивление до нуля. При этом СВЧ-сигнал отражается от разрядника к плечу *2* циркулятора $Ц_2$ и поглощается в согласованной нагрузке *R*. Зажигание разрядника *Р* происходит спустя некоторое время (порядка 10^{-8} с) после зондирующего импульса. Выделяющаяся за это время энергия может вывести из строя последующие каскады приемника. Для предотвращения этого после разрядника в схеме АП предусматривается СВЧ-ограничитель, подключаемый к основной линии в точке *А* через отрезок линии длиной $l=\lambda/4$. Ограничитель состоит из последовательно соединенных диода *VD* и короткозамкнутого шлейфа длиной l_2 с индуктивным реактивным сопротивлением, параллельно которым подключен разомкнутый емкостной шлейф длиной l_1. При сигнале высокого уровня диод *VD* эквивалентен цепи из последовательно соединенных сопротивления и индуктивности, при этом между точкой *В* и подложкой образуется параллельный контур, сопротивление которого при резонансе велико. Таким образом, четвертьволновый отрезок линии длиной *l* при высоком уровне сигнала работает практически в режиме холостого хода; входное сопротивление линии равно нулю. Вследствие этого сигнал, просачивающийся на ограничитель, отражается обратно к циркулятору $Ц_2$. Сигнал, отраженный от цели, поступает от антенны на плечо *2* циркулятора $Ц_1$, практически без ослабления передается на плечо *3* циркулятора $Ц_1$ и далее через плечи *1* и *2* циркулятора $Ц_2$ на разрядник *Р*. Мощность отраженного сигнала недостаточна для зажигания разрядника, вследствие чего принятый антенной сигнал передается по основной линии в последующие каскады приемника. Для сигнала малого уровня отрезок линии длиной *l* работает практически в режиме короткого замыкания; входное сопротивление этой линии равно бесконечности. Следовательно, энергия принятого сигнала проходит в последующие каскады РЛП практически без ослабления.

Усилители СВЧ. Такие усилители служат для повышения чувствительности РЛП. Основное применение находят транзисторные УРЧ, усилители на туннельных диодах, полупроводниковые параметрические усилители.

Маломощные транзисторные УРЧ (см. § 5.4) широко используются в современных РЛП. В диапазоне от 2 до 8 ГГц УРЧ на биполярных транзисторах обладают коэффициентом усиления 3 ... 12 дБ и коэффициентом шума 1,7...4,6 дБ. Лучшие характеристики во всем СВЧ-диапазоне имеют УРЧ на полевых транзисторах; так, в диапазоне 2...15 ГГц они обеспечивают усиление 8...12 дБ при

коэффициенте шума 1,1...3,5. Разработан полевой транзистор, обеспечивающий на частоте 24 ГГц усиление 9 дБ при $Ш = 5$ дБ.

На рис. 12.26 приведена схема одного из каскадов трехкаскадного гибридного интегрального малошумящего СВЧ-усилителя на биполярном транзисторе типа КТ391. Усилитель имеет коэффициент шума менее 4 дБ и усиление по мощности более 25 дБ в полосе частот 1,4...1,7 ГГц. Он выполнен на диэлектрической подложке с расположенными на ней пассивными элементами; активные элементы припаиваются или привариваются к плате. Транзистор усилителя включен по схеме с ОЭ, цепь питания по постоянному току транзистора состоит из резисторов R_1, R_2 и R_3. Длины и волновые сопротивления $Z_в$ несимметричных микрополосковых линий с учетом возможности их подстройки рассчитаны для подложки толщиной 0,5 мм с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 10$. Максимальное усиление транзистора обеспечивается путем его согласования по входу и по выходу на верхней рабочей частоте с помощью согласующих цепей на микрополосковых линиях. Микрополосковые линии l_3 и l_5 закорочены по высокой частоте конденсаторами C_2 и C_3 емкостью 30 пФ. На входе и выходе каскада включены емкостные шлейфы l_1 и l_6. Размер усилительного каскада 6×8 мм^2.

Усилители на туннельных диодах (см. § 5.2) применяются в диапазоне частот 0,5...40 ГГц, обеспечивая коэффициент усиления 10...17 дБ и коэффициент шума 6...7 дБ. Однако подобные усилители имеют малый динамический диапазон (25...35 дБ), невысокие электрическую прочность и надежность, что ограничивает их применение в РЛС.

Двухконтурные полупроводниковые параметрические неохлаждаемые усилители (ППУ) (см. § 5.3) работают на частотах 3...40 ГГц, имеют коэффициент шума 0,7...2 дБ, коэффициент усиления 15...25 дБ и динамический диапазон входных сигналов 80...90 дБ. Схема типового двухконтурного ППУ с параллельным включением

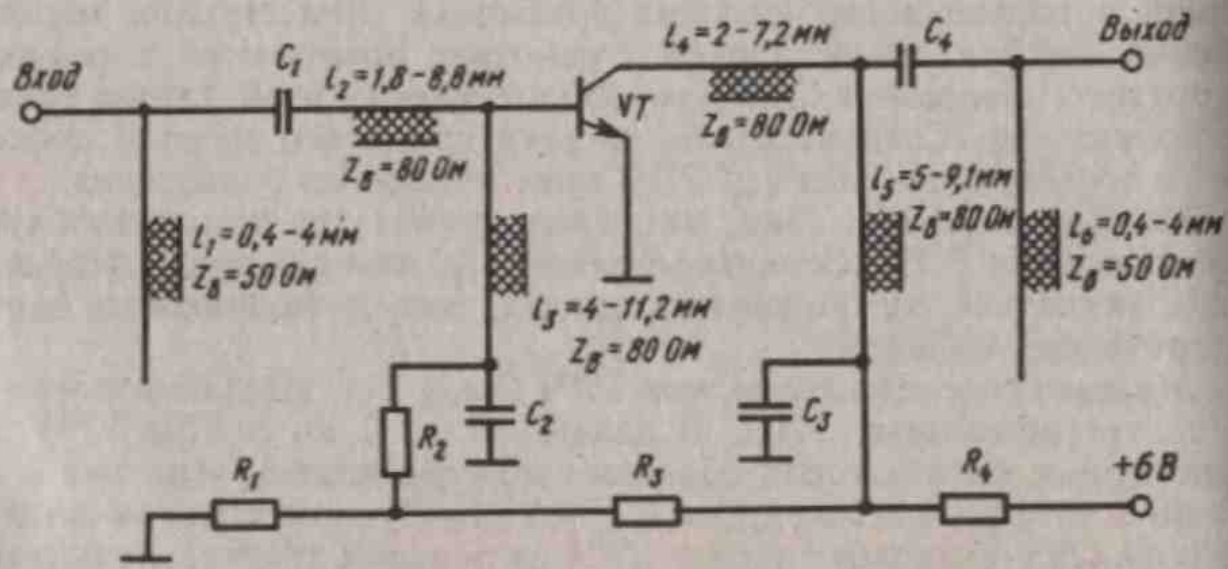


Рис. 12.26

параметрического диода VD показана на рис. 12.27. Это ПУ с холостым ходом для побочных колебаний (см. рис. 5.9). Развязка между входом и выходом ППУ осуществляется с помощью циркулятора $Ц_2$. Усилитель представляет собой совокупность микрополосковых линий, образующих совместно с параметрическим диодом избирательные системы, настроенные на частоту сигнала $f_{с}$, промежуточную частоту $f_{пр}$ и частоту генератора накачки $f_{г}$. Конденсатор C_1 служит для развязки по постоянному току и для короткого замыкания линии для токов СВЧ. Последовательный контур на частоте $f_{пр}$ образуется индуктивностью выводов и посто-

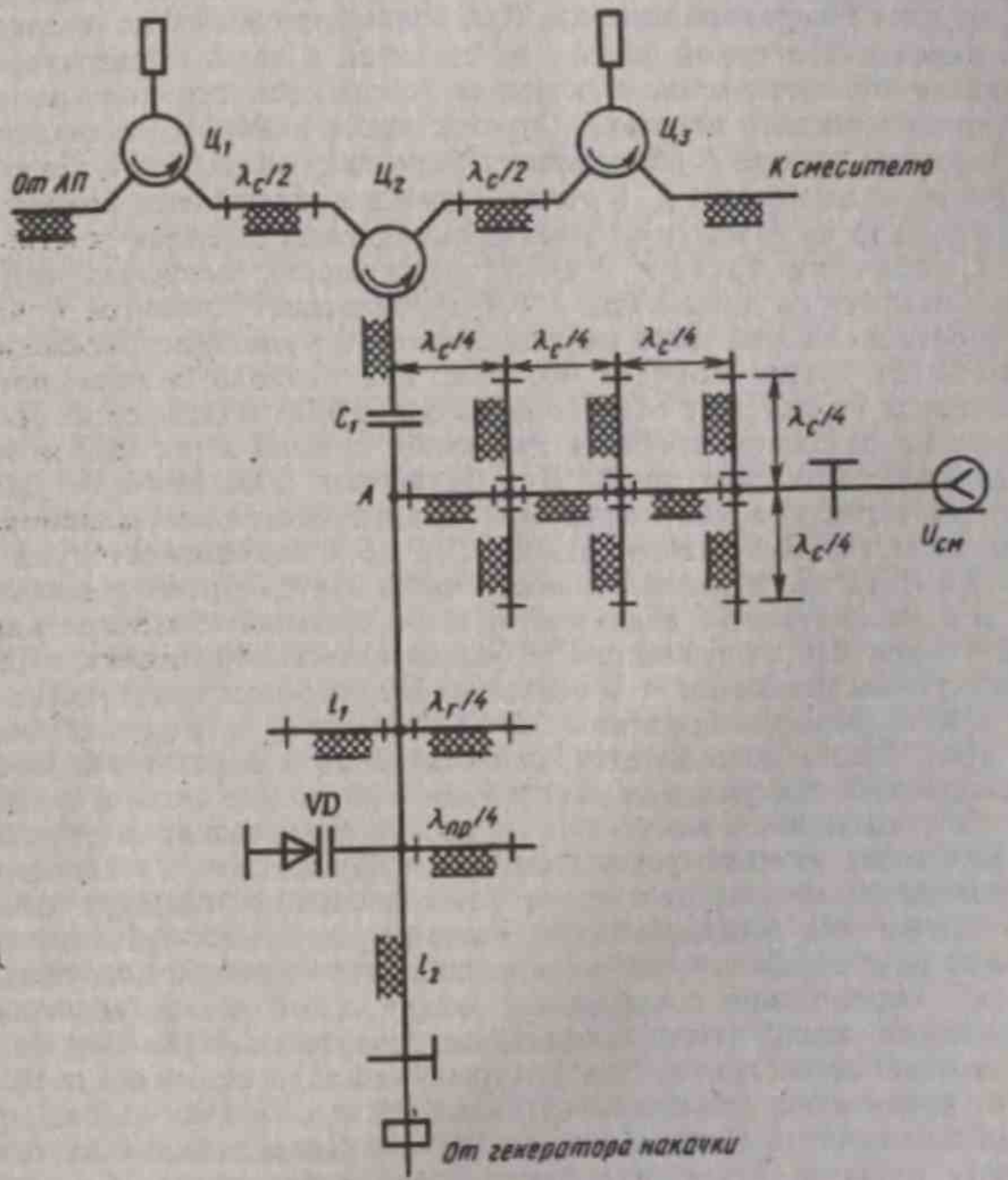


Рис. 12.27

янной составляющей емкости параметрического диода VD. Для замыкания токов с частотой $f_{пр}$ служит разомкнутый четвертьволновый шлейф длиной $\lambda_{пр}/4$. Контур на частоте f_c формируется из элементов контура на частоте $f_{пр}$, емкости корпуса диода VD и подстроечного разомкнутого шлейфа длиной l_1, включаемого параллельно линии, соединяющей циркулятор $Ц_2$ с диодом VD. Для предотвращения утечки мощности накачки в цепь источника сигнала к шлейфу l_1 подключается отрезок линии длиной $\lambda_т/4$. Мощность от генератора накачки с частотой $f_т$ подводится к диоду через полосовой фильтр, не пропускающий колебания с частотами f_c и $f_{пр}$; этим обеспечивается высокая развязка контуров с частотами f_c и $f_{пр}$ от цепи генератора накачки. При волноводном выходе генератора накачки полосовой фильтр не ставится, а связь с генератором накачки обеспечивается с помощью согласованного волноводно-микрополоскового перехода. Отрезок линии длиной l_2 по аналогии с отрезком длиной l_1 обеспечивает настройку сигнального контура в резонанс на частоту f_c. В точку A линии подключается режекторный фильтр на разомкнутых четвертьволновых шлейфах.

Смесители частот. В РЛП, как правило, смесители частот выполняются на диодах (см. § 4.4) по балансной схеме (см. § 4.6). В коротковолновой части сантиметрового и в миллиметровом диапазоне до частот порядка 400 ГГц, как правило, используются смесители на диодах с барьером Шотки (ДБШ), обладающие большими напряжением пробоя и крутизной прямой ветви ВАХ и малым коэффициентом шума. Для балансных смесителей на ДБШ потери сигнала в сантиметровом и миллиметровом диапазонах составляют соответственно 5...8 и 6...10 дБ, а коэффициент шума — 6...9 и 7...12 дБ. В длинноволновой части сантиметрового диапазона и в дециметровом диапазоне обычно применяют интегральные СВЧ-смесители, выполненные на основе полосковой техники, в миллиметровом диапазоне — в основном волноводные конструкции.

В интегральном балансном СВЧ-смесителе на полосковых линиях (рис. 12.28) используется четырехплечий квадратурный мост, обладающий следующими свойствами: при подаче сигнала в одно из плеч идеального моста его мощность распределяется поровну между парой взаимно развязанных двух других плеч, а в четвертое плечо сигнал не поступает; сдвиг фаз колебаний в этих двух плечах составляет $\pi/2$. Конструктивно квадратурный мост выполняется в виде двух параллельных четвертьволновых отрезков полосковых линий, параллельно соединенных между собой двумя (возможно и большее число) четвертьволновыми шлейфами. Мост смесителя полностью симметричен (квадратурный мост), поэтому его свойства не изменяются при подаче сигнала СВЧ в любое плечо. Так, при подаче сигнала в плечо *1* его мощность распределяется поровну между плечами *3* и *4*, а в плече *2* она равна нулю. К плечам *3* и *4* моста подключают соответственно смесительные диоды VD_1

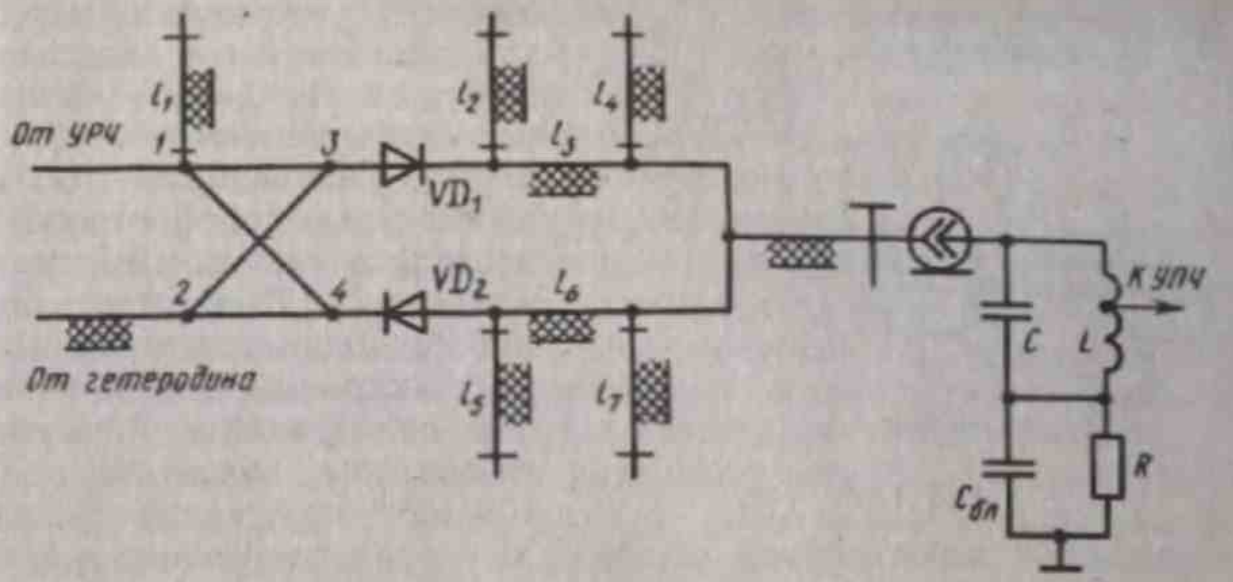


Рис. 12.28

и VD_2, сигнал от *УРЧ* или *АП* поступает в плечо *1*, напряжение гетеродина — в плечо *2*. В смесителе выходные цепи селекции объединены по частоте $f_{пр}$, напряжение с частотой $f_{пр}$ выделяется на *LC*-контуре, диоды VD_1 и VD_2 имеют разнополярное включение. Если сдвиг фаз на выходе плеча *3* моста между колебаниями сигнала и гетеродина составляет $\pi/2$, то на выходе плеча *4* он будет $-\pi/2$. Учитывая, что токи диодов из-за их разнополярного включения протекают через *LC*-контур в разных направлениях, на выходе смесителя преобразованные по частоте сигналы с мощностью $P_c/2$ имеют одинаковые фазы и поэтому суммируются. Шум гетеродина после преобразования в смесителе создает шум промежуточной частоты. Шумовое колебание на выходе каждого из плеч *3* и *4* моста будет иметь нулевой сдвиг фаз относительно колебания с частотой $f_г$. По этой причине на выходе смесителя шумы от гетеродина мощностью $P_{шг}/2$ противоположны по фазе, в результате чего они компенсируются. Короткозамкнутый высокоомный четвертьволновый шлейф длиной l_1 подключен к мосту для замыкания токов промежуточной частоты и выпрямленного тока диодов со стороны входа смесительной секции. Низкоомные и высокоомные четвертьволновые отрезки линий длиной l_3, l_4 для верхней смесительной секции и длиной l_6, l_7 для нижней образуют режекторные фильтры в цепи тока с частотой $f_{пр}$ и выпрямленного тока для колебаний частот f_c и $f_г$.

В волноводных балансных смесителях в качестве моста можно использовать двойной волноводный тройник (рис. 12.29) типа *E* и *H*. Диоды VD_1 и VD_2 располагают в волноводах на равных расстояниях от центра тройника таким образом, чтобы сигнал подавался к диодам в противофазе, а колебание гетеродина — в фазе.

Гетеродин. В РЛП применяют *кварцевые генераторы* с после-

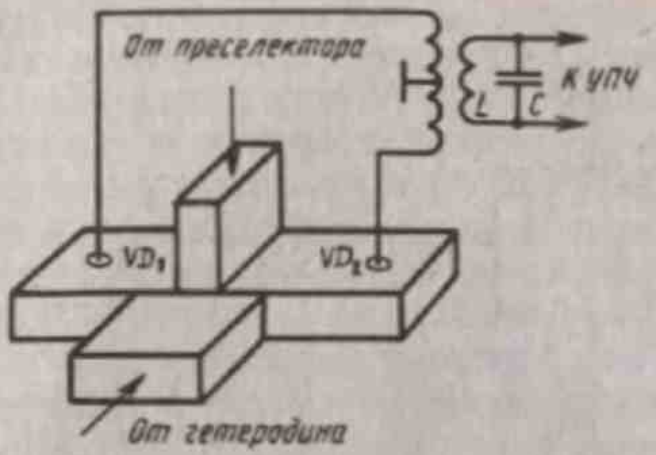


Рис. 12.29

дующим умножением частоты (в дециметровом диапазоне) либо *генераторы на клистроне* или *полупроводниковые генераторы*, стабилизированные объемным высокодобротным резонатором (в сантиметровом диапазоне). В качестве полупроводниковых гетеродинов в сантиметровом и миллиметровом диапазонах используются генераторы мощностью 10... 100 мВт на диодах Ганна с варикапной перестройкой частоты, а в миллиметровом диапазоне — генераторы на лавинопролетных диодах, имеющие по сравнению с генераторами на диодах Ганна несколько более высокий уровень шумов.

Усилители промежуточной частоты (см. § 3.8). В УПЧ АЧХ обычно согласуется со спектром принимаемого импульса (см. § 11.2), в РЛП сантиметрового и миллиметрового диапазонов частота $f_{пр}$ равна либо 30, либо 60 МГц. При распределенной избирательности УПЧ выполняется с помощью одноконтурных резонансных каскадов, каскадов с полосовыми двухконтурными фильтрами или одноконтурных взаимно расстроенных каскадов; широко используется построение УПЧ на ИС. Часто применяют нелинейные УПЧ с логарифмической амплитудной характеристикой (ЛАХ), а также УПЧ с ограничением, позволяющие предотвратить перегрузки приемника при больших сигналах и сжатие динамического диапазона выходных сигналов.

Усилитель промежуточной частоты с ЛАХ имеет амплитудную характеристику, показанную на рис. 12.30; с увеличением коэффициента b амплитудная характеристика становится круче, при $b=0$ она имеет горизонтальный участок. Амплитуда напряжения на выходе УПЧ при $0<U_{вх}<U_{вх0}$ $U_{вых}=KU_{вх}$, при $U_{вх}>U_{вх0}$ $U_{вых}=KU_{вх0}+b\ln U_{вх}/U_{вх0}$. Наибольшее распространение в УПЧ РЛП нашел способ

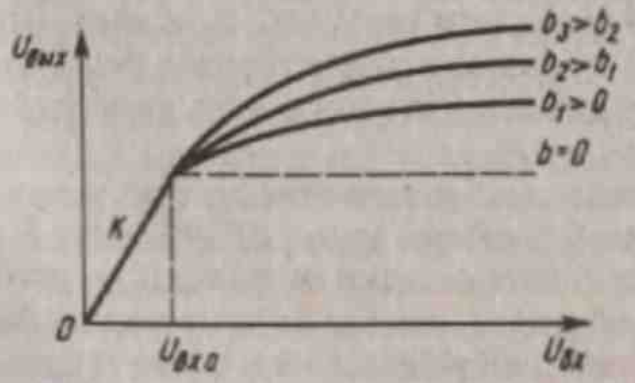


Рис. 12.30

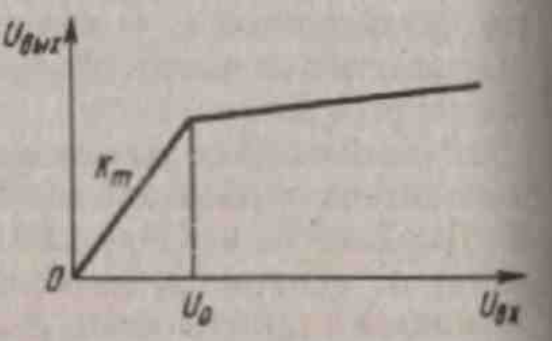


Рис. 12.31

реализации усилителя, основанный на использовании n усилительных каскадов, характеристика ограничения которых показана на рис. 12.31. Каскады относительно входа могут включаться параллельно или последовательно; выходные напряжения складываются. Обычно перед сложением выходные напряжения каскадов $u_{вых\,m}$ детектируются, что позволяет избежать строгой расфазировки сигналов при сложении. Для выравнивания времени запаздывания перед сложением необходимо осуществить задержку сигнала.

Структурная схема УПЧ с ЛАХ показана на рис. 12.32. На выходе каждого из n последовательных каскадов с коэффициентом усиления K_m действует ВЧ-импульс. После детектирования на выходе детекторов $Д_1 ... Д_n$ получают видеоимпульсы $U_1 ... U_n$. Для сведения видеоимпульсов к одному моменту времени и их суммирования используется линия задержки (*ЛЗ*) с сумматором Σ.

Для нахождения $U_{вых}$ полагаем, что все каскады идентичны и имеют характеристику, соответствующую характеристике идеального ограничителя; коэффициенты усиления каскадов в линейной части характеристики одинаковы, при этом $K_m \gg 1$. Пусть $U_{вх}$ настолько мало, что все каскады работают в линейном режиме. Тогда $U_{вых} = U_1 + U_2 + ... + U_n$, где $U_1 = U_{вх} K_1 K_д$; $U_2 = U_{вх} K_1^2 K_д$;... $U_n = U_{вх} K_1^n K_д$, где $K_д$ — коэффициент передачи детектора. Так как $U_1 < U_2 < U_3 ... < U_n$, то в выражении для $U_{вых}$ можно пренебречь всеми слагаемыми, кроме последнего, и считать $U_{вых} \approx U_n = U_{вх} K_1^n K_д$. Это выражение для $U_{вых}$ справедливо до тех пор, пока при увеличении $U_{вх}$ последний каскад не перейдет в режим насыщения. Это происходит при напряжении на его входе $U_{вх n} = U_{вх} K_1^{n-1} \geqslant U_0$. Напряжение на входе усилителя, соответствующее этому условию, $U_{вх0} = U_0 / K_1^{n-1}$. После детектирования $U_{вых n} = U_{вх0} K_1^n$ в детекторе $Д_n$ $U_{n0} = U_{вх0} K_1^n K_д$.

Таким образом, выражение $U_{вых} = U_{вх} K_1^n K_д$ определяет участок *1* ЛАХ УПЧ при $0 < U_{вх} \leqslant U_{вх0}$ (рис. 12.33). При $U_{вх} > U_{вх0}$ последний каскад УПЧ переходит в режим насыщения, при этом $U_{вых} \approx U_n + U_{n-1} = U_{n0} + U_{вх} K_1^{n-1} K_д$. Напряжение U_{n-1} растет до насыщения $(n-1)$-го каскада, при $U_{вх} = K_1 U_{вх0}$ предпоследний каскад переходит

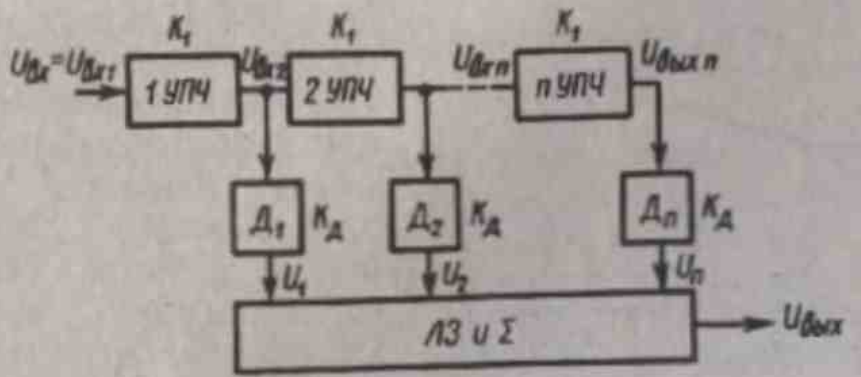


Рис. 12.32

в режим насыщения и напряжение $U_{вых}=2U_{н0}$ (участок *2* на рис. 2.33). При $U_{вх}>K_1U_{вх0}$ напряжение на выходе УПЧ $U_{вых}\approx U_n+U_{n-1}+U_{n-2}=2U_{н0}+U_{вх}K_1^{n-2}K_д$; при $U_{вх}=K_1^2U_{вх0}$ $U_{вых}=3U_{н0}$ (участок *3* на рис. 12.33). В общем случае для m-го участка ЛАХ $U_{вых}=mU_{н0}$; $U_{вх}=K_1^{m-1}U_{вх0}$, где $m=1, 2, 3,\ldots$. При $U_{вх}>U_0$ (первый каскад УПЧ находится в режиме насыщения) $U_{вых}=nU_{н0}$ и ЛАХ усилителя горизонтальна. Так как $U_{вх}=K_1^{m-1}U_{вх0}$, то $K_1^{m-1}=U_{вх}/U_{вх0}$ или $(m-1)\ln K_1=\ln U_{вх}/U_{вх0}$. Решая это выражение относительно m, получаем $m=\dfrac{1}{\ln K_1}\ln\dfrac{U_{вх}}{U_{вх0}}+1$. Подставим значение m в выражение $U_{вых}=mU_{н0}$, определим $U_{вых}=U_{н0}\left[1+\dfrac{1}{\ln K_1}\ln\dfrac{U_{вх}}{U_{вх0}}\right]$. Из этого выражения следует, что искомая амплитудная характеристика УПЧ $U_{вых}=F(U_{вх})$ — логарифмическая. В выражении для $U_{вых}$ коэффициент $b=1/\ln K_1$; изменяя K_1, можно изменять крутизну ЛАХ, с ростом K_1 коэффициент b уменьшается и ЛАХ становится более пологой.

Регулировки в РЛП. В РЛП применяют *программную* (временную, ПАРУ) и быстродействующую (БАРУ) автоматические регулировки усиления (см. § 8.3). Максимальное быстродействие регулировки достигается в устройствах, основанных на нелинейном безынерционном преобразовании входных сигналов (усилители с ЛАХ и усилители-ограничители). *Автоматическая подстройка частоты* обеспечивает в РЛП равенство частоты $f_{пр}$ ее номинальному значению (см. § 8.5).

Цифровые методы обработки сигналов. Эти методы широко используются в настоящее время в РЛП главным образом после детектирования сигнала. Сигнал с выхода детектора преобразуется в цифровую форму в аналого-цифровом преобразователе (АЦП). В устройстве обработки сигналов осуществляется согласованная фильтрация принятого сигнала, обнаружение цели и определение ее параметров, поступающих затем в блок обработки данных. Данные о цели поступают в систему управления РЛС.

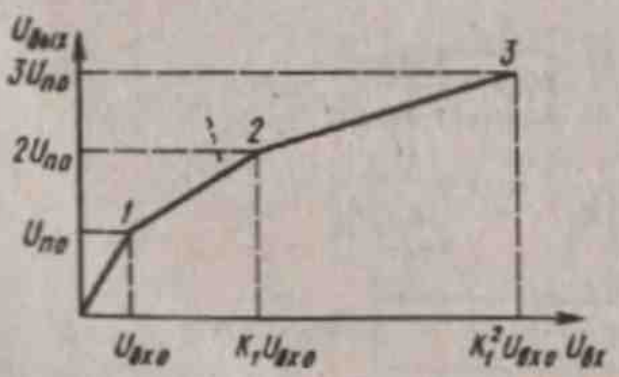


Рис. 12.33

Цифровая обработка сигнала в РЛП делает систему обработки более гибкой. Параметры согласованных фильтров при такой обработке сигналов можно изменять лишь перепрограммируя вычислительные устройства, реализующие согласованную фильтрацию. Обработка сигналов в цифровой форме на ЭВМ позволяет проанализировать такой боль-

шой объем данных о целях, который не в состоянии обработать человек-оператор; получить уточненные данные о цели, что невозможно в аналоговых системах.

Выводы. 1. *В РЛС с непрерывным излучением для измерения расстояния до цели может быть применено ЧМ-колебание; работа подобных РЛС основана в основном на использовании эффекта Доплера.*

2. *В импульсных РЛС передатчик излучает периодические зондирующие импульсы с гармоническим заполнением или ЧМ-заполнением, которые после отражения от цели поступают на вход РЛП с временной задержкой, несущей информацию о цели.*

3. *Системы СДЦ предназначены для регистрации слабых сигналов, отраженных от движущихся целей при мешающем влиянии отражений от местных предметов; информация о скорости движения цели содержится в различии времен прихода предыдущего и последующего импульсов.*

4. *Антенные переключатели осуществляют коммутацию антенны к передатчику на время излучения зондирующих импульсов либо к приемнику на время приема отраженных импульсов; различают коммутационные переключатели и переключатели на необратимых элементах.*

5. *В РЛП применяются следующие виды СВЧ-усилителей: транзисторные УРЧ, усилители на туннельных диодах, полупроводниковые параметрические усилители и усилители на лампах бегущей волны. Особенно широко в современных РЛП используют малошумящие интегральные СВЧ УРЧ на биполярных и полевых транзисторах.*

6. *В качестве смесителей в РЛП, как правило, используют интегральные балансные смесители на диодах Шотки на микрополосковых линиях; в миллиметровом диапазоне в основном применяют волноводные смесители.*

7. *Для предотвращения перегрузки РЛП при больших по уровню сигналах и для сжатия динамического диапазона входных сигналов используют нелинейные УПЧ с ЛАХ и УПЧ с ограничением. В РЛП применяют ПАРУ, БАРУ и АПЧ.*

§ 12.4. ПРИЕМНИКИ СИСТЕМЫ ПЕРСОНАЛЬНОГО РАДИОВЫЗОВА

Назначение, особенности и принципы построения. В последние два десятилетия возникает новый вид глобальной связи, охватывающей практически всю планету, — *персональный радиовызов*. Системы персонального радиовызова (СПВ) позволяют передать вызов и необходимый минимум информации одному человеку или группе людей независимо от места их нахождения. Первоначально СПВ функционировали с радиусом действия, ограниченным территорией

предприятия или помещениями внутри здания, охваченными многовитковой проводной петлей. Подобные системы с индуктивной связью, использующие магнитное поле с низкими частотами несущих колебаний, находят применение и в настоящее время. Такие СПВ, например, используются для обслуживания участников различного рода совещаний и массовых мероприятий (например, приглашение участника совещания к телефонному аппарату для переговоров); для передачи сигналов срочного вызова дежурным врачам в больницах, оперативным работникам различных служб, пожарным командам; для обеспечения персональной связью с шахтерами при экстремальных ситуациях и т. д.

Системы персонального вызова для значительных территорий строятся на основе радиосвязи на метровых и дециметровых волнах. Абонент СПВ использует малогабаритный вызывной приемник (*пэйджер*), имеющий индивидуальный номер (адрес). Вызывающий набирает номер нужного абонента на любом телефонном аппарате, вызов поступает по телефонной сети на центральную станцию, преобразуется в кодированный радиосигнал и передается на выделенной для СПВ частоте в то место, где находится абонент. Если радиус действия одного передатчика центральной станции не позволяет обслужить всю территорию, то она разбивается на отдельные зоны, в каждой из которых имеется свой передатчик. Сигнал вызова длительностью 1...2 с передается всем пэйджерам, однако сработает только тот из них, который настроен на определенную частоту и имеет соответствующий адрес. Получив вызов, абонент по телефонному аппарату по заранее известному номеру принимает адресованное ему сообщение или получает телефонный разговор либо (что характерно для современных СПВ) сигнал вызова совмещается в пэйджере с визуальным отображением сообщения небольшого объема на дисплее. Сигнал вызова может подаваться не только одному, но и группе абонентов, которым присвоен единый адрес. Вызов может подаваться абонентам с повтором с автоматической проверкой и корректировкой правильности принятого сообщения.

Пэйджер реализуется в виде миниатюрного приемника, носимого на груди, в кармане, на поясе либо в виде браслета на руке. Обобщенная схема пэйджера показана на рис. 12.34. В главном тракте приема *ГТП* осуществляется усиление, селекция и преобразование сигнала; в блоке обработки сигнала *БОС* он декодируется для определения соответствия или несоответствия принятого адреса собственному адресу абонента и если помимо вызова передается дополнительная информация, то она обрабатывается, при необходимости записывается в память и отображается на дисплее *ДС*; устройство *УС* сиг-

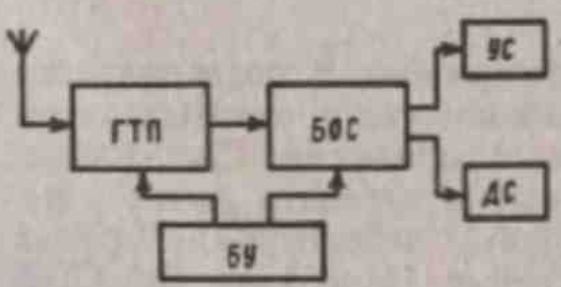


Рис. 12.34

нализирует в той или иной форме о наличии вызова; блок управления *БУ*, управляя работой всего пэйджера, включает в себя таймер, переключатель вида сигнализации, переключатель ждущего режима, источник питания.

В пэйджерах более ранних разработок *ГТП* выполнялся по схеме с двойным преобразованием частоты; затем появились пэйджеры с *ГТП*, построенными с однократным преобразованием частоты. В последних разработках миниатюрных пэйджеров *ГТП* часто реализуется по схеме с прямым преобразованием (*гомодинные приемники*, приемники с синхронным детектированием, *синхродины*). В подобных приемниках, как известно, нет зеркального канала, что позволяет существенно упростить преселектор приемника; применение гираторов либо цифровых фильтров позволяет сделать тракт усиления менее сложным. Гомодинные приемники обычно реализуют полностью микроминиатюрными. В пэйджерах с более широкими возможностями, предназначенными для работы в глобальных системах персонального вызова, *ГТП* выполняется по схеме с двойным преобразованием частоты.

Устройство *УС* может включать в себя *акустическую, световую и тактильную сигнализацию*. Тактильная сигнализация обеспечивает воздействие на кожу человека с помощью миниатюрного вибратора. Потребитель выбирает вид сигнализации по своему усмотрению. Если пэйджер расположен не непосредственно на теле потребителя, то более целесообразно использование звуковой сигнализации, которая, однако, может быть незамеченной в шумном помещении. Тогда о вызове может оповестить световая сигнализация.

Имеются разработки, позволяющие осуществить в пэйджере автоматическое переключение с звуковой сигнализации на тактильную, и наоборот. Подобное устройство описано в одном из японских патентов, работу которого можно пояснить с помощью схемы рис. 12.35. При получении вызова декодер сравнивает адрес вызова с адресом данного пэйджера, записанным в *ПЗУ*, и при совпадении адресов вырабатывается короткий импульс, включающий через переключатель сигнальных устройств (*ПСУ*) тактильную сигнализацию (тактиль *ТТ*). Кнопкой (*К*) осуществляют ручное отключение сигнализации при фиксировании абонентом вызова для продления

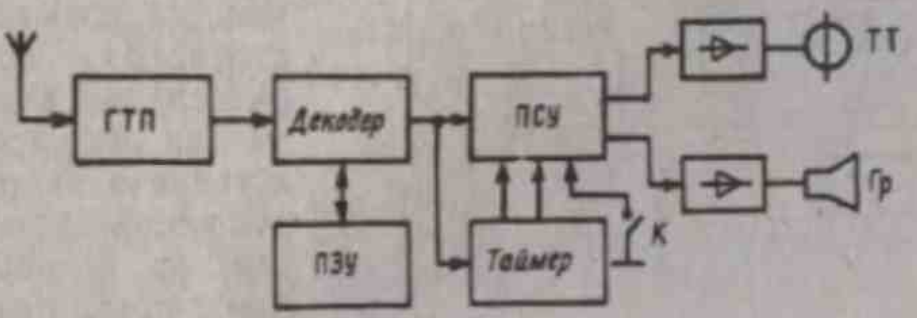


Рис. 12.35

срока службы источника питания. Если абонент не воспринял вызов (например, пэйджер находится не на теле абонента), то через некоторое время t_1 *ПСУ* отключает *ТТ* и включает звуковой сигнализатор *Гр*. Функции включения и выключения *ПСУ* выполняет таймер. Через время t_2 с момента появления вызова сигнализация отключается.

Схема реализации *ПСУ* показана на рис. 12.36, ее работу поясним с помощью диаграмм рис. 12.37. При вызове данного абонента декодер вырабатывает импульс u_1, запускающий триггеры *Т1* и *Т2* (напряжения на их выходе соответственно u_2 и u_3). Таймер состоит из двух секций: таймера вида сигнализации *ТВС* и таймера автоматического выключения (*ТАВ*). Импульс u_2 на выходе *ТВС* вырабатывается через время t_1, а импульс u_3 на выходе *ТАВ* — через время t_2, отведенное на сигнализацию о принятом вызове. Импульс u_2 осуществляет сброс триггера *Т1*, а импульс u_3 через схему ИЛИ (импульс на выходе ИЛИ — u_{11}) — триггера *Т2*. Импульсы u_4 и u_5 подаются на схему И—И1, импульс u_8 на выходе И1 включает тактиль *ТТ* на время t_1. Импульсы u_4 инвертируются инвертором *ИН1* (напряжение u_6) и подаются на схему И2. Импульс на выходе И2 (напряжение u_{10}) начинается в момент времени t_1 и заканчивается в момент времени t_2. Поскольку на входе схемы И3 действуют импульс u_{10} и импульсы u_7 от генератора звуковой частоты *ГЗ* с частотой 2 кГц, то на выходе И3 импульсы, следующие с звуковой частотой, действуют в интервалы времени от t_1 до t_2, при этом срабатывает звуковая сигнализация и прослушивается тон в 2 кГц. При окончании времени, отведенном на сигнализацию, *ГЗ* отключается импульсом u_3. Нажатием кнопки К осуществляется досрочное выключение сигнализации, при этом с момента нажатия на входе ИЛИ появляется импульс и сигнализация прекращается. Обычно блок *ПСУ* выполняется на одном кристалле.

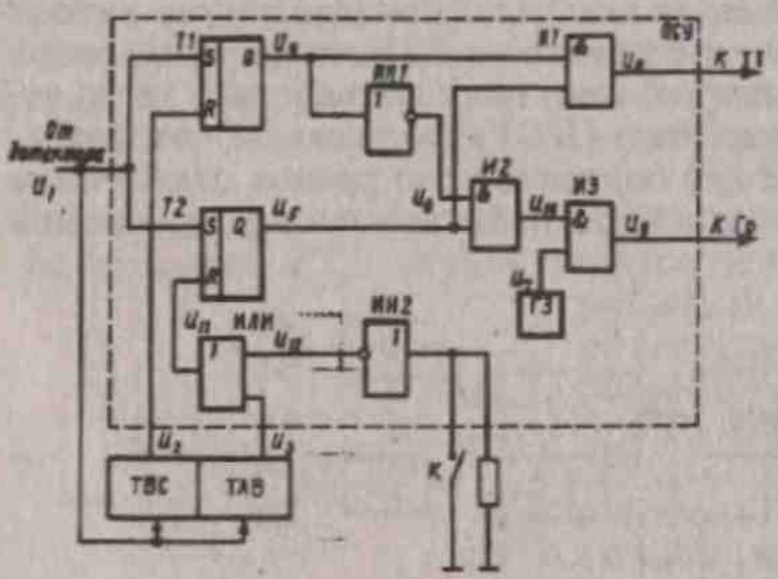


Рис. 12.36

Фирмы, ведущие новые разработки СПВ, особое внимание обращают на следующие характерные принципы и схемотехнические решения: на совмещение частотного и временного разделения каналов связи для расширения сети и увеличения количества обслуживаемых абонентов; на разработку кодов с повышенной надежностью и емкостью как

индивидуального, так и группового вызова абонентов; на совмещение сигнализации вызова и визуального отображения информации с введением ее в память для повторного воспроизведения и для напоминания абоненту о наиболее важных сообщениях; на обеспечение возможности приема в пэйджере как цифровых данных, так и речевых сообщений; на реализацию последовательного пакетного приема сообщений относительно большого объема с устранением разрывов при воспроизведении; на повышение надежности вызова путем совместного одновременного или последовательного использования звуковой, световой и тактильной сигнализации; на использование ждущего режима работы пэйджера для продления срока службы миниатюрного гальванического источника питания; на миниатюризацию и повышение эргономических качеств пэйджеров. Намечается развитие возможности ответной сигнализации от абонента либо о приеме им сообщения, либо о необходимости переадресования вызова и сообщений другим абонентам. Рассматривается возможность приема пэйджером речевой информации.

Расширение СПВ до глобальных масштабов требует использования в качестве опорной сети существующих межконтинентальных и дальних линий связи. Так, при использовании междугородных телефонных линий вызывающий набирает вначале код центральной станции СПВ, затем адрес абонента и передаваемое сообщение. С центральной станции вызов передается в тот город, в котором находится передатчик, обеспечивающий передачу вызова по радио абоненту, имеющему при себе пэйджер.

Разнос между частотами передатчиков в СПВ в выделяемых полосах частот лежит в пределах от 2,5... 6,5 кГц до 25 кГц. Так, в США обычно этот разнос составляет 5 кГц; в Европе для СПВ, работающих на метровых волнах, — 6,25 кГц; в Японии при работе в диапазоне 280 кГц—2,5 кГц, при работе в диапазоне 150 МГц — 25 кГц.

Особое внимание разработчики современных СПВ обращают на решение проблемы *ждущего режима приема сигналов*, гарантирующего непрерывную круглосуточную работоспособность пэйджера при

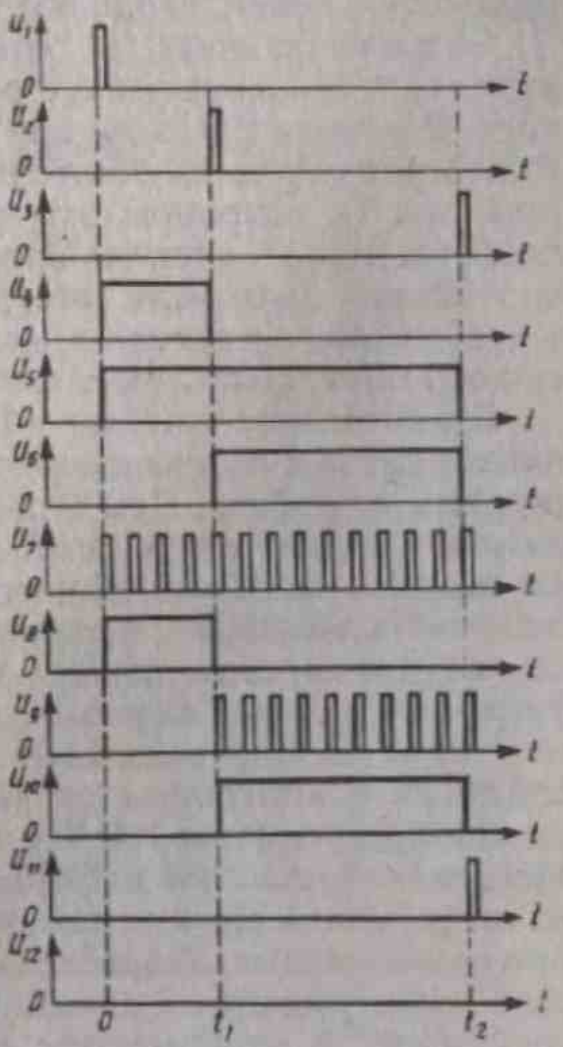


Рис. 12.37

минимальном расходе ресурса источника питания. Стремление уменьшить размеры пэйджера вызывает необходимость уменьшения размеров источника питания, что естественно приводит к уменьшению его ресурса. Проблема одновременной минимизации размеров пэйджера и увеличения ресурса источника питания решается использованием в пэйджере таймера, работающего в непрерывном микромощном режиме и обеспечивающего автоматическое прерывистое включение пэйджера на время, существенно меньшее длительности выключенного состояния и периодическим повторением от передатчика в течение определенного времени сигнала вызова. Естественно, при этом срок службы источника питания пэйджера увеличится в количество раз, примерно равное отношению длительностей выключенного и включенного его состояний. Надежность вызова обеспечивается увеличением длительности вызова и выбором периода его повторения таким образом, чтобы по крайней мере одно включение пэйджера совпало с передаваемым вызовом. При достоверном совпадении адреса пэйджера, хранящегося в его памяти, с адресом вызываемого абонента приемник сохраняется во включенном состоянии и обеспечивает дальнейший прием сообщения, вводя его в оперативную память.

Большое влияние на экономию источника питания пэйджера имеет синтез алгоритма его работы в ждущем режиме и выбор вида кода. Обычно в пэйджере при работе в ждущем режиме на время его включения остаются обесточенными цепи, потребляющие наибольший ток (в основном это цепи сигнализации); питание на них подается только в случае приема пэйджером предназначенного ему сообщения. Экономии ресурса источника питания способствует и применение в пэйджерах дисплеев на жидких кристаллах, которые существенно экономичнее светодиодов.

Существенное значение в СПВ имеет как выбор способа кодирования вызова и передаваемого сообщения, так и построение декодирующих устройств. При этом разрабатываются коды, которые позволяют осуществлять помимо индивидуального и групповой прием вызовов многими абонентами одновременно. Подобная необходимость возникает, например, при оповещении о стихийных бедствиях, при передаче данных во всевозможных коммерческих структурах и т. д. Такая информация может передаваться как произвольно, так и по определенному расписанию, заложенному в память пэйджера с контролем от таймера. Алгоритм работы пэйджера может предусматривать как последовательное запоминание в его памяти поступающей информации, так и автоматическое стирание из оперативной памяти пэйджера ранее введенных в нее сообщений при приеме новых. Разрабатываются коды, позволяющие осуществлять прием наряду с буквенно-цифровыми и кодированных речевых сообщений с акустическим воспроизведением в речевой форме. В оперативную память пэйджера вводится только основное сообщение без служебной и адресной информации, что повышает эффек-

тивность использования ее ограниченного объема. Современные коды в СПВ позволяют автоматически осуществлять в пэйджере проверку верности принятого сообщения, исправлять ошибки и не записывать в его память ошибочно принятые сообщения.

Проблемы *экономии частотного ресурса* решаются использованием миниатюрных синтезаторов частот с кварцевой стабилизацией и активных фильтров в интегральном исполнении.

В качестве примеров рассмотрим структурные схемы пэйджеров последних разработок, реализующих указанные выше особенности их построения.

Структурные схемы и основные показатели конкретных пэйджеров. В качестве примера рассмотрим одну из последних японских разработок дисплейного цифрового малогабаритного пэйджера *R*3 *N*4-12, структурная схема которого приведена на рис. 12.38. Пэйджер осуществляет прием сигналов в диапазоне 138...174 МГц со скоростью передачи 512 бит/с. Размеры приемника $50 \times 64 \times 18{,}6$ мм^3. В пэйджере *ГТП* выполнен с прямым преобразованием частоты, используются гираторные фильтры. Источник питания — подзаряжаемый щелочной аккумулятор 1,5 В; предусмотрено повышение этого напряжения с помощью электронного преобразователя *ЭП* до значения 2,2 В, необходимого для работы декодера. Срок работы батарейки 1000 ч без подзарядки. Детектор разряда батарейки *ДР* обеспечивает световую индикацию порогового разряда,

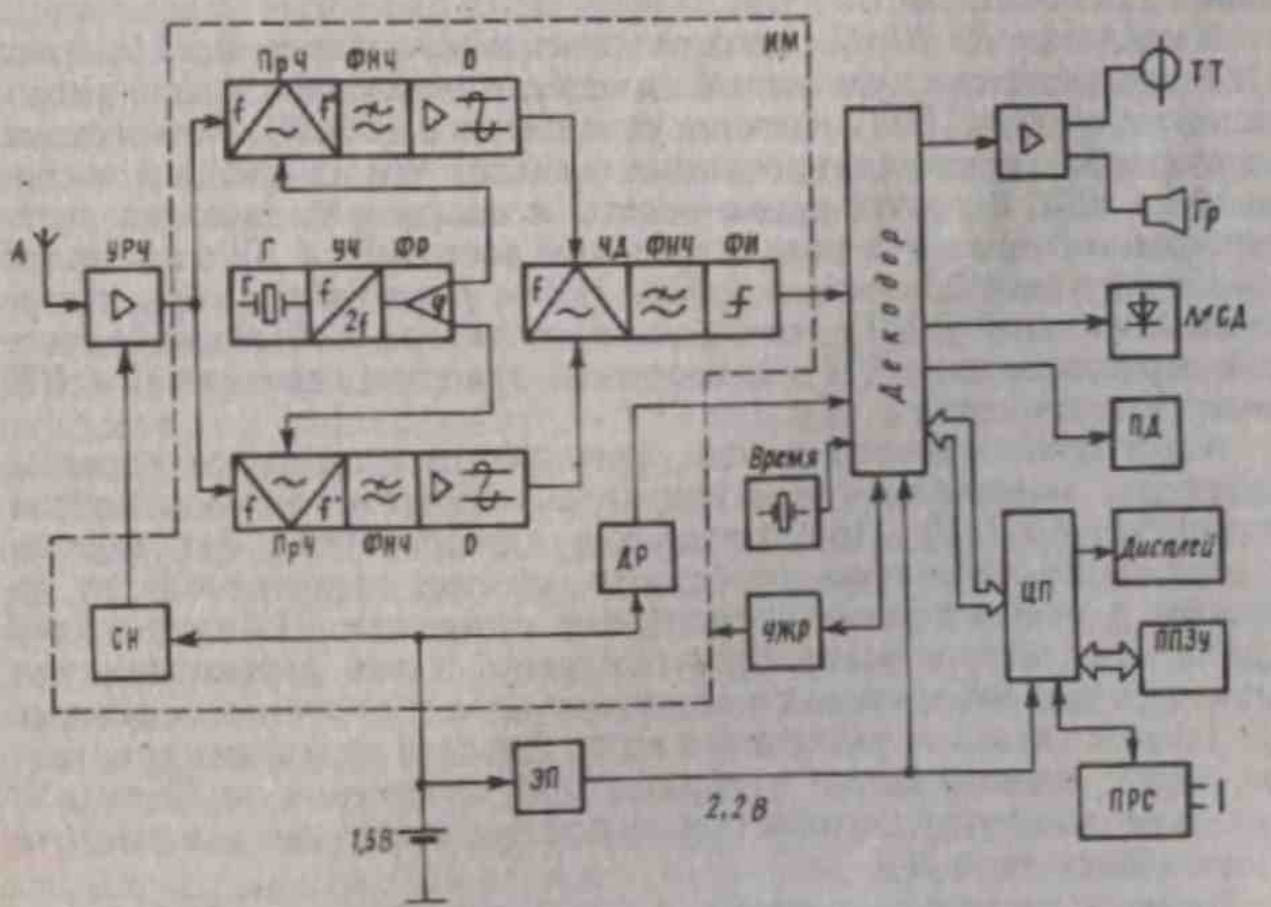


Рис. 12.38

на рис. 12.38 СН — стабилизатор напряжения. Декодер обрабатывает 20-значные цифробуквенные сообщения, при этом используется код POCSAG. Рамочная антенна *А* с повышенной добротностью реализуется в виде металлической боковой оболочки. Заметим, что для повышения надежности действия пэйджеров можно использовать две антенны в виде двух пар металлизированных взаимно перпендикулярных стенок корпуса пэйджера для автоматической адаптации к поляризации волн от передатчика в месте расположения пэйджера.

Чувствительность приемника выше 14 мкВ/м обеспечивается малошумящим *УРЧ*. В двух квадратурных преобразователях *ПрЧ* используется вторая гармоника частоты генератора (*Г*). Фазорасширитель (*ФР*) обеспечивает напряжения с двумя различными фазами $\pm\pi/4$, необходимые для работы преобразователей частоты *ПрЧ*. После фильтров нижних частот (*ФНЧ*) и усилителей-ограничителей (*О*) сигнал подается на частотный детектор (*ЧД*). После *ЧД*, *ФНЧ* и формирователя импульсов *ФИ* сигнал в двоично-цифровой форме поступает на декодер. Стабильность настройки пэйджера 10^{-5} в интервале температур от -10 до $+50$°С. Частотный разнос между каналами 25 кГц, селективность по соседнему каналу выше 60 дБ. Пэйджер позволяет накапливать до 16 сообщений; поскольку в нем предусмотрен таймер, то каждое сообщение при записи в память маркируется по времени. Дисплей позволяет просмотреть одновременно 12 сообщений.

В пэйджере *R*3 *N*4-12*A* имеются две секции: радиосекция (на рис. 12.38 она выделена пунктирной линией), выполненная в виде интегрального модуля (*ИМ*), и секция управления и дисплея. Радиосекция осуществляет прием кодированных сигналов ЧМ с девиацией частоты $\pm$4,5 кГц. В тракте радиочастоты использованы высокочастотные транзисторы *n-p-n*-типа с граничной частотой 4,5 ГГц и с током в рабочей точке 0,1 мкА, в тракте НЧ — *p-n-p*-транзисторы с граничной частотой 7 МГц; синхронный детектор — обычный балансный перемножитель; *ЧД* реализован на триггере; гираторный *ФНЧ* имеет частоту среза 8 кГц.

Адрес принимаемого вызова сравнивается в декодере с адресом пэйджера, записанным в перепрограммируемом запоминающем устройстве (*ППЗУ*). При совпадении адресов вызов фиксируется и если далее передается сообщение, то оно воспроизводится на дисплее с отображением времени его получения. Пэйджер имеет адреса трех видов (всего предусмотрено девять вариантов), что позволяет ему работать как в одиночном, так и в групповом режиме при приеме сигналов различного вида. Дисплей на жидких кристаллах может одновременно отображать 12 сообщений по 12 знаков в каждом, подсветку дисплея при пользовании пэйджером в темноте обеспечивает диод *ПД*.

Имеется несколько вариантов сигнализации о приеме вызова. При звуковой сигнализации прослушивается либо один из четырех

тонов (1,5; 2; 2,7 и 3,3 кГц), либо одна из четырех двухтоновых комбинаций; при этом с помощью переключателя режима сигнализации (*ПРС*) можно обеспечить либо тихое звучание, либо громкое, либо плавно меняющееся от тихого к громкому. Световая сигнализация обеспечивается миганием светодиода (*СД*). При тактильной сигнализации при приеме вызова осуществляется вибрационное воздействие на кожу человека вибратором *ТТ*. С помощью *ПРС* может осуществляться воспроизведение на дисплее информации, записанной в ОЗУ.

Ждущий режим в пэйджере реализуется следующим образом. В соответствии с используемым кодом POCSAG всякий прием на данной частоте начинается с преамбулы длительностью в 576 бит. Для автоматического установления наличия вызова приемник включается с помощью устройства ждущего режима (УЖР) на 50 мс с периодом в 1 с, а поскольку преамбула длится больше секунды, то часть ее (при наличии вызова) будет принята приемником. Этой части достаточно для фиксирования вызова. По статистике известно, что вызов в систему (не обязательно данному абоненту) поступает примерно через 2 мин. Тогда за 2 мин между вызовами пэйджер находится во включенном состоянии 2 мин × × 60 с × 50 мс = 6 с. Если при включении на 50 мс приемник зафиксировал наличие преамбулы, то он остается включенным еще на 2 с дополнительно для выяснения, не ему ли направлен вызов. Тогда за 2 мин между вызовами пэйджер находится во включенном состоянии 8 с. При этом коэффициент экономии ресурса питания составит 2 мин/8 с = 15. Коэффициент экономии можно повысить, если ввести во всю СПВ синхронизацию по таймеру. Для этого после преамбулы передается кодовое слово синхронизации, обеспечивающее введение приемника в режим синхронизации. При наличии синхронизации вызов начинает передаваться только в моменты времени, совпадающие с точками синхронизации. Если точки синхронизации разнесены на 30 с, то пэйджер можно включать в моменты синхронизации на 50 мс через 30 с. Тогда время дежурства пэйджера за 2 мин составит $2 + 3 \times 0{,}05 = 2{,}15$ с и коэффициент экономии будет равен 2 мин/2,15 = 54.

Практически по схеме с прямым преобразованием выполнен пэйджер фирмы «Плесси», структурная схема которого показана на рис. 12.39. Этот пэйджер обеспечивает прием сигналов в диапазоне 450...470 МГц при скорости передачи 512 бит/с. Разнос по частоте между каналами 20 кГц; сигнал двухчастотный (ЧТ), модулирующая частота ±4 кГц; при этом разнос между частотами передачи нуля и единицы составляет 8 кГц.

Согласно схеме рис. 12.39, сигнал с антенны после усиления в малошумящем УРЧ подается на синхронный детектор (*СД*), опорное напряжение для которого вырабатывается кварцевым генератором (*Г*) с умножением частоты. Однако частота гетеродина сдвинута на 2 кГц относительно частоты сигнала, при этом при

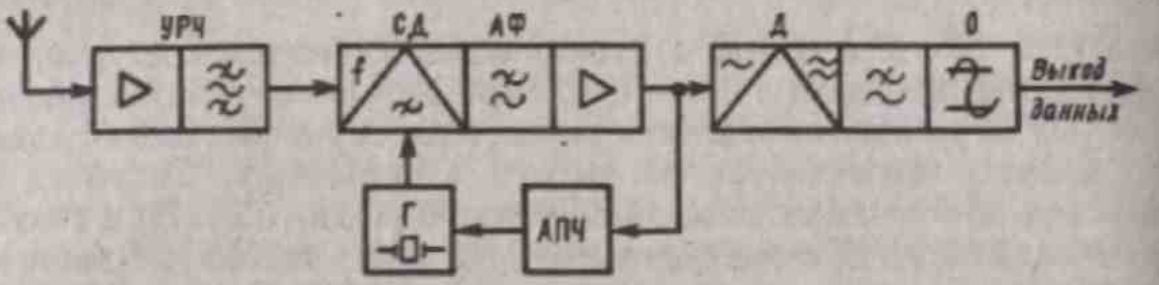


Рис. 12.39

приеме нуля на выходе *СД* появляется напряжение с частотой 2 кГц, а при приеме единицы — 6 кГц. На выходе *СД* включен активный фильтр с частотой среза выше 6 кГц. Далее низкочастотный сигнал усиливается и детектируется в *Д* и после ограничения в *О* выходные данные подаются на последующую часть пэйджера. Система автоматической подстройки частоты (*АПЧ*) подстраивает частоту гетеродина по двум частотам — 2 и 6 кГц.

В качестве примера пэйджера, в котором *ГТП* построен с двойным преобразованием частоты, рассмотрим одну из последних разработок фирмы «Telefind Corp.» (США); структурная схема пэйджера показана на рис. 12.40. Подобный пэйджер способен принимать вызов и информацию при нахождении абонента практически в любой точке земного шара, если он находится в зоне действия СПВ. При этом код абонента существенно расширяется, поскольку он должен учитывать его местонахождение. Этот код по крайней мере должен включать в себя код страны, где находится абонент; код местности, где находится центр СПВ с передатчиком, обслуживающим зону с находящимся в ней абонентом, и код адреса самого абонента. При поступлении кодового сигнала на пэйджер он вначале анализирует последнюю цифру кода, если она не совпадает с последней цифрой адреса, то пэйджер выключается; если совпадает, то анализируется предпоследняя цифра кода и т. д. Таким образом увеличивается эффективность ждущего режима. Для передачи сообщения используется 16-разрядный код.

Обычно пэйджеры по схеме рис. 12.40 выполняются в носимом (например, на поясе абонента), стационарном или автомобильном вариантах. Поскольку СПВ в разных странах работают в различных частотных диапазонах, блок радиочастоты (БРЧ) пэйджера имеет три различных тюнера, каждый из которых состоит из одного усилителя радиочастоты *УРЧ*1—*УРЧ*3 и соответственно одного преобразователя частоты *ПрЧ*1—*ПрЧ*3. Сигнал может приниматься одной из двух антенн: внутренней рамочной *А*1 и внешней *А*2, для обеспечения максимальной чувствительности предусмотрена варикапная цепь настройки антенны *ЦНА*. Напряжение сигнала с выхода частотного детектора (*ЧД*) через детектор уровня (*ДУ*) и (*ЦНА*) автоматически настраивает антенну на максимум сигнала. Первый тюнер (*УРЧ*1 и *ПрЧ*1) работает в диапазоне УВЧ, который в СПВ

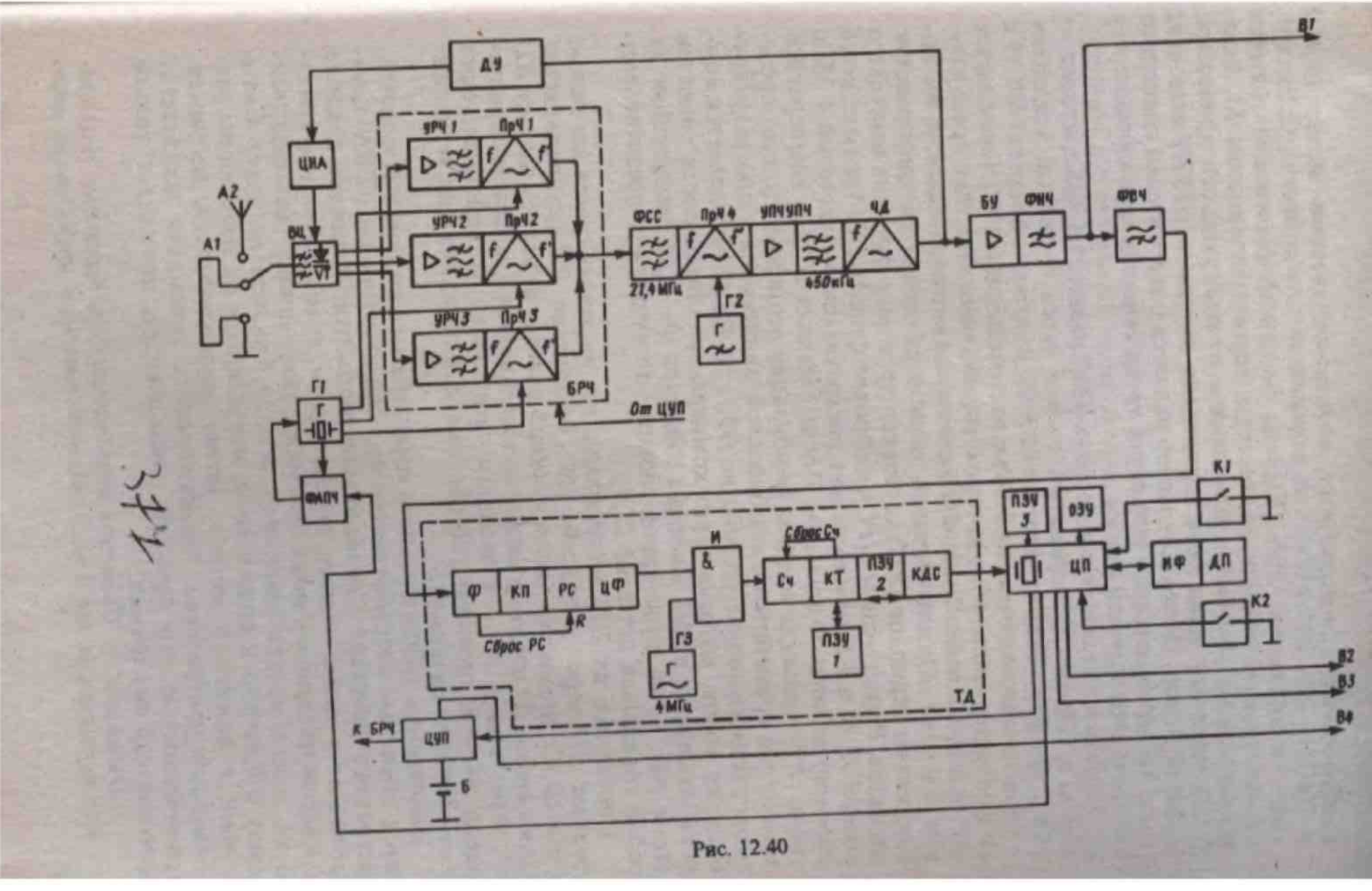

ДУ
ЦИА
А2
А1
ВЦ
VT
УРЧ1
ПрЧ1
УРЧ2
ПрЧ2
УРЧ3
ПрЧ3
БРЧ
От ЦУП
ФСС
ПрЧ4
УПЧ УПЧ
ЧД
21,4 МГц
450 кГц
ГЗ
БУ
ФНЧ
ФВЧ
В1
Г1
ФАПЧ
Ф
КП
РС
ЦФ
R
Сброс РС
И
&
ГЗ
4 МГц
Сброс Сч
Сч
КТ
ПЗУ 2
КДС
ПЗУ 1
ТД
ПЗУ 3
ОЗУ
ЦП
К1
К2
КФ
ДП
В2
В3
В4
К БРЧ
ЦУП
Б

Рис. 12.40

наиболее часто используется в Америке; второй тюнер (*УРЧ2* и *ПрЧ3*) — на 280 МГц, что характерно для японских СПВ; третий — в диапазоне ОВЧ (Европа, Америка). Настройка тюнеров осуществляется установкой частоты первого гетеродина *Г1*, охваченного цепью ФАПЧ с управлением от центрального процессора (*ЦП*), который через цепь управления питанием (*ЦУП*) включает нужный тюнер. Поскольку тюнер является потребителем основного тока, то он включается только на время обнаружения сигнала, что обеспечивает ждущий режим.

Первая промежуточная частота (*ПЧ*) равна 21,4 МГц, вторая — 450 кГц. После *ЧД* принятый сигнал через буферный усилитель (*БУ*), фильтр нижних частот (*ФНЧ*) с частотой среза 400 кГц и фильтр верхних частот (*ФВЧ*) с частотой среза 3000 Гц подается на формирователь (*Ф*), в котором гармонический сигнал преобразуется в импульсный. После *ФНЧ* сигнал может подаваться на выходные клеммы *В1* для внешней обработки принятой информации. Корректор периодов (*КП*) устраняет дрожание фронтов импульсов сигналов. Регистр сдвига (*РС*), цифровой фильтр (*ЦФ*) совместно со схемой *И*, *Ф* и *КП* осуществляет дискретизацию с частотой 4 МГц сформированных импульсов. После счетчика (*Сч*) и компаратора тонов (*КТ*) принятая кодовая комбинация дешифруется для определения тона сравнением с комбинацией, записанной в программируемом запоминающем устройстве *ПЗУ1*. В *ПЗУ2* определяется комбинация тонов, которая через компаратор длительности сигналов обрабатывается в *ЦП*. Каскады пэйджера *Ф—КДС*, выделенные на схеме рис. 12.40 пунктирной линией, по существу, представляют собой тональный детектор (*ТД*).

Сообщение из *ЦП* воспроизводится на жидкокристаллическом дисплее *ДП* через интерфейс *ИФ*. Включение *ДП* осуществляется кнопкой *К1*, подсветка дисплея обеспечивается нажатием кнопки *К2*. Через вывод *В2* пэйджер может подсоединяться к внешнему принтеру, через вывод *В3* — к внешним сигнальным устройствам, через вывод *В4* — к внешним устройствам для сигнализации о исправности батареи питания (*Б*).

Надежность рассмотренного пэйджера можно повысить, например, с помощью разработанного фирмой «Моторола» (США) двухчастотного пэйджера. Согласно этой разработке, основной пэйджер дополняется миниатюрным передатчиком, транслирующим принятый вызов на миниатюрный приемник, находящийся непосредственно на теле абонента (например, в виде браслета на руке). Связь между пэйджером и приемником, находящихся на небольшом расстоянии в несколько метров, может осуществляться, например, с помощью ультразвука. Миниатюрность приемника достигается ограниченностью его функций, поскольку он принимает только адресованный ему сигнал.

Выводы. 1. *Системы персонального радиовызова позволяют передать вызов и необходимый минимум информации мил-*

лионам абонентов, использующих одинаковые миниатюрные приемники — пэйджеры; каждый из пэйджеров обладает индивидуальным номером.

2. *Пэйджеры строятся как по схемам однократного, так и двойного преобразования частоты; в миниатюрных пэйджерах широко используется схема с прямым преобразованием частоты.*

3. *Пэйджеры снабжаются устройствами акустической, световой и тактильной сигнализации; предусматривается возможность выбора вида сигнализации по усмотрению потребителя.*

4. *Особое внимание при разработке пэйджеров обращается на разработку кодов вызова с повышенной емкостью и надежностью и на обеспечение ждущего режима приема сигналов, гарантирующего возможность непрерывного приема вызова при минимальном расходе ресурса источников питания.*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Современный приемник является сложным радиотехническим устройством, включающим в себя различные специальные каскады и узлы. Рассмотреть в рамках одного учебника эти устройства не представляется возможным. Поэтому в данной книге подробно проанализированы лишь устройства и узлы, наиболее характерные для большинства приемников.

Необходимо иметь в виду, что теория и техника радиоприема быстро совершенствуются. Это требует от специалистов изучения современной технической литературы. Развитие теории и техники радиоприема характеризуется в основном тремя взаимосвязанными направлениями. Первое состоит в освоении все более высокочастотных диапазонов.

Однако не уменьшается важность дальнейшего развития радиоприемников прежних частотных диапазонов. Так, коротковолновые радиолинии играют и будут играть важную роль как средство магистральной, зоновой, подвижной и производственно-диспетчерской связи общего и ведомственного пользования.

Второе направление связано с развитием элементной базы приемников всех назначений.

Большое внимание уделяется разработке бескатушечных фильтрующих цепей на основе тонкопленочных полупроводниковых интегральных структур, совершенствованию кварцевых и керамических фильтров, созданию фильтров на поверхностных акустических волнах.

Третье направление связано с широким применением цифровых устройств обработки сигналов: фильтров, демодуляторов, синтезаторов частот, систем настройки и индикации принимаемой частоты и т. д. Все больше для управления и контроля как профессиональных, так и бытовых приемников используют микропроцессоры. С их помощью реализуются цифровые контроль и управление практически всеми функциями приемника. При внесении РПУ изменений в ряде случаев не нужно переделывать или добавлять узлы, а достаточно лишь модифицировать программное обеспечение микропроцессора. На основе микропроцессоров осуществляется комплексная адаптация приемника к условиям приема. Продолжаются исследования методов повышения помехоустойчивости радиоприемников и разработка алгоритмов оптимальной обработки радиосигналов.

Список литературы

1. **Белов И. Ф.** Справочник по переносным и автомобильным радиоприемникам и магнитолам. – М.: Радио и связь, 1992.
2. **Бэм Д. Ю., Ильченко М. Е., Живков А. П., Гассанов Л. Г.** Прием телевидения и радиовещания со спутников. – К.: Техника, 1992.
3. **Головин О. В.** Профессиональные радиоприемные устройства декаметрового диапазона. – М.: Радио и связь, 1985.
4. **Головин О. В.** Радиоприемные устройства. – М.: Высшая школа, 1987.
5. **Горошков Б. И.** Элементы радиоэлектронных устройств. – М.: Радио и связь, 1989.
6. **Мальтинский А. Н., Подольский А. Г.** Радиовещательный прием в автомобиле. – М.: Радио и связь, 1982.
7. **Палшков В. В.** Радиоприемные устройства. – М.: Радио и связь, 1984.
8. **Побережский Е. С.** Цифровые радиоприемные устройства. – М.: Радио и связь, 1987.
9. **Прокофьев В. Г., Пахарьков Г. Н.** Зарубежная бытовая радиоэлектронная аппаратура: Справочник. – М.: Радио и связь, 1988.
10. **Поляков В. Т.** Радиолюбителям о технике прямого преобразования. – М.: Патриот, 1990.
11. Проектирование радиолокационных приемных устройств /Под ред. М. А. Соколова. – М.: Высшая школа, 1984.
12. Радиоприемные устройства: Сборник задач и упражнений по курсу /Под ред. В. И. Сифорова. – М. :Радио и связь, 1984.
13. Радиоприемные устройства /Под ред. Н. И. Чистякова. – М.: Радио и связь, 1986.
14. Радиоприемные устройства /Под ред. Л. Г. Барулина. – М.: Радио и связь, 1984.
15. Радиоприемные устройства /Под ред. А. П. Жуковского. – Высшая школа, 1989.
16. **Ред Э. Т.** Схемотехника радиоприемников. – М.: Мир, 1989.
17. **Сташин В. В., Урусов А. В., Мологонцева О. Ф.** Проектирование цифровых устройств на однокристальных микроконтроллерах. – М.: Энергоатомиздат, 1990.
18. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств /Под ред. М. К. Белкина. – Минск: Вища школа, 1988.
19. **Туляков Ю. М.** Системы персонального радиовызова. – М.: Радио и связь, 1988.
20. **Тяжев А. И.** Выходные устройства приемников с цифровой обработкой сигналов. – С.: Самарский университет, 1992.
21. **Уваров Р. В., Хиленко В. И.** Радиоприемные устройства. – Радио и связь, 1989.
22. Цифровые радиоприемные системы /Под ред. М. И. Жодзишского. – М.: Радио и связь, 1990.
23. Справочная книга радиолюбителя-конструктора /Под ред. Н. И. Чистякова. – М.: Радио и связь, 1993.
24. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах: Справочник /Под ред В. П. Дьяконова. – М.: Радио и связь, 1994.
25. Радиоприемные устройства /Под ред. Н. Н. Фомина. – М.: Радио и связь,1996.
26. Радиосвязь /Под ред. О. В. Головина. – М.: Горячая линия-Телеком, 2001.
27. **Павлов В.Н., Ногин В.Н.** Схемотехника аналоговых электронных устройств. – М.: Радио и связь, 1997.
28. Индивидуальный и коллективный прием спутникового телевидения /Под ред. О. И. Шелухина. – М.: Легпромбытиздат, 1995.
29. **Шарапов Ю. И., Крылов Г. М., Пантелеев Ю. П.** Преобразование сигнала без комбинационных частот. – М.: Издательское предприятие редакции журнала "Радиотехника", 2001.
30. **Кульский А. Л.** КВ-приемник мирового уровня. – М.: Наука и техника, 2000.
31. **Oleg Golovin V., Hildeberto Jardon A.** Receptores para Sistemas de Radiocomunicacion. – Mexico.: Alfaomega, 1998.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 3

Глава 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

§ 1.1. Назначение, структура и принцип действия радиоприемного устройства 4
§ 1.2. Структурные схемы приемника 6
§ 1.3. Классификация радиоприемных устройств 16
§ 1.4. Чувствительность радиоприемника 16
§ 1.5. Селективность радиоприемника 27
§ 1.6. Другие показатели качества радиоприемника 32

Глава 2. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РАДИОПРИЕМНИКОВ

§ 2.1. Назначение, структурная схема и классификация входных цепей . . 35
§ 2.2. Коэффициент передачи входной цепи 37
§ 2.3. Изменение резонансного коэффициента передачи по диапазону . . . 48
§ 2.4. Коэффициент шума входной цепи 53
§ 2.5. Расстройка контура входной цепи и способы ее уменьшения 56
§ 2.6. Особенности входных цепей различных частотных диапазонов . . . 58

Глава 3. РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 3.1. Назначение, структура и виды резонансных усилителей 63
§ 3.2. Методика анализа транзисторных резонансных усилителей 66
§ 3.3. Коэффициент усиления одноконтурного резонансного усилителя . . 69
§ 3.4. Устойчивость одноконтурного резонансного усилителя 75
§ 3.5. Амплитудная характеристика и нелинейные эффекты резонансного усилителя 80
§ 3.6. Многокаскадные резонансные усилители 81
§ 3.7. Коэффициент шума транзисторных резонансных усилителей 83
§ 3.8. Резонансный усилитель с многоконтурным фильтром 86
§ 3.9. Область применения резонансных усилителей в радиоприемниках 91

Глава 4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

§ 4.1. Назначение, структурная схема и принцип работы преобразователей частоты 103
§ 4.2. Основы линейной теории преобразователей частоты 106
§ 4.3. Побочные каналы приема в супергетеродинных приемниках 110
§ 4.4. Диодные преобразователи частоты 114
§ 4.5. Транзисторные преобразователи частоты 119
§ 4.6. Балансные преобразователи частоты 123

Глава 5. МАЛОШУМЯЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 5.1. Виды малошумящих усилителей 131
§ 5.2. Усилители на туннельном диоде 133
§ 5.3. Параметрические усилители 134
§ 5.4. Транзисторные усилители СВЧ 145
§ 5.5. Квантовые усилители 150

Глава 6. АМПЛИТУДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

§ 6.1. Классификация детекторов. Принцип работы амплитудного детектора 153
§ 6.2. Анализ установившегося режима диодного детектора 158
§ 6.3. Входное сопротивление последовательного диодного детектора . . 165
§ 6.4. Параллельный диодный детектор 167
§ 6.5. Диодное детектирование АМ-колебаний 169
§ 6.6. Разновидности амплитудных детекторов 174
§ 6.7. Диодное детектирование радиоимпульсов 177
§ 6.8. Пиковый детектор 180

Глава 7. АМПЛИТУДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ. ЧАСТОТНЫЕ И ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

§ 7.1. Амплитудные ограничители 183
§ 7.2. Принцип действия и структурные схемы частотных детекторов . . 189
§ 7.3. Виды частотных детекторов 191
§ 7.4. Назначение, структурная схема фазовых детекторов 204
§ 7.5. Виды фазовых детекторов 205

Глава 8. РЕГУЛИРОВКИ В РАДИОПРИЕМНИКАХ

§ 8.1. Назначение и виды регулировок 210
§ 8.2. Регулировка усиления 210
§ 8.3. Автоматическая регулировка усиления 215
§ 8.4. Настройка диапазонных радиоприемников 223
§ 8.5. Автоматическая подстройка частоты 235
§ 8.6. Регулировка полосы пропускания 239
§ 8.7. Дистанционные управление и контроль 242
§ 8.8. Устройства индикации 249
§ 8.9. Применение микропроцессоров для контроля и управления работой приемников 256

Глава 9. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

§ 9.1. Помехи радиоприему 273
§ 9.2. Понятие о помехоустойчивости РПУ 276
§ 9.3. Методы борьбы с помехами в РПУ 277
§ 9.4. Действие сосредоточенных помех на приемник 278
§ 9.5. Действие импульсных помех на приемник 281
§ 9.6. Действие флуктуационных помех на приемник 288

Глава 10. РАДИОПРИЕМНИКИ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ

§ 10.1. Область применения и виды приемников 293
§ 10.2. Приемники амплитудно-модулированных сигналов 297
§ 10.3. Приемники однополосных сигналов 301
§ 10.4. Приемники частотно-модулированных сигналов 304

Глава 11. РАДИОПРИЕМНИКИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ

§ 11.1. Область применения и структурные схемы радиоприемников . . . 311
§ 11.2. Искажения импульсных сигналов в радиотракте приемника 316
§ 11.3. Радиоприемники сигналов частотного телеграфирования 322
§ 11.4. Радиоприемники сигналов фазового телеграфирования 326

Глава 12. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

§ 12.1. Радиовещательные приемники 329
§ 12.2. Профессиональные радиоприемные устройства декаметровых волн 343
§ 12.3. Радиолокационные приемники 352
§ 12.4. Приемники системы персонального радиовызова 367

Заключение 380
Список литературы 381

Учебное издание

Головин Олег Валентинович

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Учебник для техникумов

ЛР № 071825 от 16 марта 1999 г.
Подписано в печать 19.11.03
Гарнитура Таймс
Тираж 3000 экз.

Формат 60x88/16
Печать офсетная
Изд. № 71

Бумага газетная
Уч.-изд. л. 25,14