

В. В. КОМЛИК

РАДИОТЕХНИКА

и РАДИОИЗМЕРЕНИЯ

Второе издание,
переработанное и дополненное

*Допущено Министерством
высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия
для студентов приборостроительных
специальностей вузов*

Киев
Головное издательство
издательского объединения
«Вища школа»
1984

Радиотехника и радиоизмерения, Комлик В. В. — 2-е изд., перераб. и доп. — Киев: Вища школа. Головное изд-во, 1984. — 333 с.

В пособии рассмотрены радиотехнические сигналы и их передача через линейные и колебательные цепи, фильтры, антенно-фидерные устройства, усилители колебаний, автогенераторы, преобразователи спектров (модуляторы, детекторы, преобразователи частоты), радиопередающие и радиоприемные устройства, радиотехнические измерения. Электрические схемы приведены на транзисторах.

Новое издание (1-е изд. — 1978 г.) дополнено главой «Фильтры», в которой приведены общая теория фильтрующих четырехполюсников, схемы фильтров на дискретных элементах, а также подробно описаны монолитные пьезоэлектрические фильтры.

Для студентов приборостроительных специальностей вузов. Может быть полезным для широкого круга специалистов, работающих в области радиотехники и в смежных областях науки и техники.

Ил. 275. Табл. 3. Библиогр: 18 назв.

Рецензент канд. техн. наук Н. Н. Иванова (Московский энергетический институт)

Редакция литературы по кибернетике, электронике и энергетике

Зав. редакцией М. С. Хойнацкий

Во втором издании учебного пособия «Радиотехника и радиоизмерения», сохраняя общую направленность первого издания, автор перестроил и расширил некоторые разделы за счет добавления нового материала, отражающего современный уровень развития радиоэлектроники. Добавлена глава «Фильтры», в которой приведены общая теория четырехполюсников, схемы фильтров на дискретных элементах, а также описаны монолитные пьезоэлектрические фильтры — разновидность функциональных твердых схем.

Все рассмотренные электрические схемы радиотехнических устройств построены на транзисторах; большее внимание уделено применению в радиоэлектронике аналоговых интегральных микросхем.

Учитывая пожелания, содержащиеся в отзывах на первое издание книги, автор в главе «Радиоизмерения» наряду с типовыми структурными схемами раскрывает функциональные возможности современных радиоизмерительных приборов.

Для закрепления теоретического материала в качестве иллюстраций используются принципиальные электрические схемы, применяемые на практике.

В.1. ПРЕДМЕТ И ЗАДАЧИ РАДИОТЕХНИКИ

Радиотехника занимается изучением электромагнитных колебаний и методов их применения для связи и других практических целей. Являясь мощным средством технического прогресса, радиотехника проникла во все области науки и техники, народное хозяйство, культуру и быт, качественно изменив их характер. Неопределима роль радиотехники в космических исследованиях, в системах наведения различных летающих аппаратов и управления ими и т. д.

Основная задача радиотехники состоит в использовании энергии электромагнитного поля для передачи на расстояние различной информации. В отличие от электропроводной связи эта передача информации осуществляется не с помощью проводов, а благодаря излучаемому антенной и распространяющемуся в пространстве электромагнитному полю, несущему передаваемую информацию. Несмотря на то что электромагнитное поле является носителем информации, энергетические соображения при передаче отодвигаются на второй план. Это и понятно, так как даже ничтожно малой энергии принятого сигнала достаточно для регистрации его чувствительным радиоприемным устройством, лишь бы эта энергия превышала уровень шумов и помех. Последнее обусловлено тем, что излучаемое антенной электромагнитное поле рассеивается в большом объеме окружающего пространства и только небольшая порция энергии этого поля достигает места приема. Главная задача, которая ставится при передаче информации, — это *неискаженная* передача, т. е. чтобы принятая в месте приема информация полностью соответствовала передаваемой.

Радиотехнические методы часто используются для решения задач, не связанных с излучением. Так, например, с помощью радиотехнических методов в экспериментальной и ядерной физике регистрируют различные быстропротекающие процессы. Использование радиотехнических методов в медицине позволяет производить точную диагностику без оперативного вмешательства. Применение быстродействующих счетно-решающих устройств способствует повышению автоматизации и комплексной механизации производственных процессов, введению автоматизированных систем управления производством. Таких примеров можно привести много. Как видим, речь идет о применении радиотехнических методов для решения задач, не связанных с излучением электромагнитной энергии, несущей информацию в пространство. В этом смысле термин радиотехника заменяется более широким термином — *радиоэлектроника*, основная задача которой — передача информации, а не энергии, как в электротехнике.

Изобретателем радио является выдающийся русский ученый А. С. Попов, который впервые в истории в марте 1896 г. осуществил передачу информации по радио азбукой Морзе на расстояние 250 м. При этом А. С. Попов использовал схему приемника, которую 7 мая 1895 г. применил для демонстрации работы «грозоотметчика» на заседании физического отделения Русского физико-химического общества. День 7 мая считается днем изобретения радио. Изобретение радио было революционным скачком от электротехники низких частот, где основной предмет передачи — энергия, к радиотехнике высоких частот, где основной предмет передачи — информация. Тем самым было положено начало практическому использованию электромагнитных волн для связи на расстояние без проводов.

В царской России изобретение А. С. Попова не получило поддержки. А. С. Попов продолжал совершенствовать и изготавливать приборы для беспроволочной радиопередачи в свободное от работы время. Изобретение А. С. Попова было быстро подхвачено за границей, где начали создаваться акционерные общества и фирмы по производству радиоаппаратуры. Одновременно приоритет А. С. Попова в изобретении радио пытались приписать англичанину итальянского происхождения Г. Маркони. Однако после опубликования в 1897 г. схем приборов Маркони стало очевидным, что они полностью повторяют схему А. С. Попова, о которой он доложил двумя годами раньше на заседании физического отделения Русского физико-химического общества.

После смерти А. С. Попова 13 января 1906 г. радиотехника развивалась в основном в направлении расширения областей применения радио и освоения новых диапазонов волн. Центром русской радиотехники в это время был радиозавод морского ведомства, объединивший таких выдающихся русских ученых-радиотехников, как М. В. Шулейкин, А. А. Петровский, Н. Н. Циклинский, В. П. Вологдин. Из числа первых теоретических работ по радиотехнике следует назвать работу М. В. Шулейкина по анализу спектра модулированных колебаний и учебник А. А. Петровского по беспроволочной телеграфии.

В 1914 г. русским ученым-радиотехником Н. Д. Папалекси были созданы первые в мире катодные лампы для усиления и генерирования колебаний и разработана технология их изготовления. Это способствовало вытеснению искровых и дуговых генераторов передающих устройств ламповыми.

Однако решающие успехи в развитии радиотехники были достигнуты лишь после Великой Октябрьской социалистической революции. В. И. Ленин придавал большое значение развитию радиотехники. Одним из первых декретов Совета Народных Комиссаров был декрет от 19 июля 1918 г., подписанный В. И. Лениным, «О централизации радиотехнического дела Советской республики», положивший начало советскому радиостроительству. Этим декретом в подчинение Народного Комиссариата почт и телеграфов передавались все крупные постоянно действующие радиотелеграфные стан-

цин, склады и ремонтные мастерские, за исключением военных и морских. Совет Народных Комиссаров 2 декабря 1918 г. утвердил «Положение о радиолaborатории с мастерской Народного Комиссариата почт и телеграфов», согласно которому была создана Нижегородская радиотехническая лаборатория во главе с профессором М. А. Бонч-Бруевичем. Основными ближайшими задачами радиолaborатории являлись организация производства катодных радиоламп и разработка телеграфных радиопередатчиков дальнего действия.

В. И. Ленин, продолжая заботиться о развитии радиотехники, 19 мая 1922 г. направил членам Политбюро два письма. В первом — Владимир Ильич кратко рассказал о состоянии техники радиовещания, а затем изложил свой план развития радиовещания в Советской России. Он подчеркнул громадную роль радиовещания как для пропаганды и агитации, так и для культурно-просветительной работы. В заключение В. И. Ленин предложил вынести постановление об ассигновании сверх сметы в порядке экстраординарном до 100 тыс. рублей золотом из золотого фонда на постановку работ Нижегородской радиолaborатории.

Во втором письме Владимир Ильич предложил дать Нижегородской радиолaborатории конкретное задание ускорить разработку и производство громкоговорящих телефонов и приемников¹.

В августе 1922 г. в Москве вступила в строй 12-киловаттная радиотелефонная станция, равной которой по мощности не было в мире. В 1933 г. в Москве построена самая мощная в мире 500-киловаттная радиостанция им. Коминтерна (автор проекта и руководитель строительства А. Л. Минц). С введением в эксплуатацию этой радиостанции Советский Союз вышел на первое место в Европе по суммарной мощности стационарных радиостанций. Зарубежные специалисты, признавая преимущества советских радиопередающих систем, копировали их. Так, американцы (по их собственному признанию) при строительстве 500-киловаттной радиостанции использовали советскую систему построения сверхмощных передатчиков.

Значительна роль советских ученых-радиотехников и в развитии коротковолновой и ультракоротковолновой связи. В 1922 г. под руководством академика Б. А. Введенского осуществлена первая радиотелеграфная передача на ультракоротких волнах ($\lambda = 3,8$ м). В 1924 г. В. В. Татаринов провел в Нижегородской лаборатории первые опыты радиотелеграфирования на коротких волнах ($\lambda = 30$ м) при помощи передатчика небольшой мощности. До этого радиосвязь с помощью коротких волн на большие расстояния считалась невозможной. Академик А. А. Чернышев первый указал на возможность использования ультракоротких радиоволн для обнаружения предметов на расстоянии (принцип радиолокации). В 1936 г. советскими инженерами Н. Ф. Алексеевым и Д. Е. Маляровым создан прибор для генерирования сантиметровых и миллиметровых радиоволн — многорезонаторный магнетрон. Среди крупнейших

¹ Ленин В. И. Полн. собр. соч., т. 45, с. 194—196.

советских специалистов в области радиотехники того времени следует отметить также В. П. Вологодина и А. Л. Минца.

Развитие радиотехники требовало научно-теоретическую разработку проблем радиотехники. Советским ученым академику А. А. Андронову, академикам Н. Н. Боголюбову, Н. М. Крылову, Л. И. Мандельштаму, Н. Д. Папалекси и члену-корреспонденту АН СССР В. И. Сифорову принадлежат выдающиеся основополагающие труды в области теории и практического использования нелинейных колебаний в радиотехнике. Советские ученые-радиотехники сегодня — достойные продолжатели славных традиций своих выдающихся предшественников.

В.3. РАДИОВОЛНЫ. СКОРОСТЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН. ОБЩАЯ СХЕМА КАНАЛА РАДИОСВЯЗИ

Как указывалось в п. В.1, энергия электромагнитного поля является *носителем информации*, передаваемой на расстояние. Электромагнитное поле, которое излучается в пространство и распространяется в нем со скоростью v , называется *электромагнитной волной*, или *радиоволной*. За период колебаний T радиоволна распространяется на расстояние, равное длине волны, т. е.

$$\lambda = vT = v/f, \quad (\text{В.1})$$

где $f = 1/T$ — частота колебаний, измеряемая в герцах (Гц).

В вакууме и воздухе скорость распространения радиоволн равна скорости света: $v = c = 3 \cdot 10^8$ м/с. Подставив это значение в формулу (В.1), получим

$$\lambda = 3 \cdot 10^8/f. \quad (\text{В.2})$$

Канал радиосвязи, необходимый для осуществления связи по радио между двумя отдаленными объектами, должен состоять из радиопередатчика, среды, через которую ведется передача, и радиоприемника. Структурная схема канала радиосвязи показана на рис. В.1. Передача информации осуществляется с помощью *электрических сигналов* (см. гл. I), которые вырабатываются *преобразователем информации*. При передаче речи или музыки — это микрофон; при передаче изображений — это передающая телевизионная трубка; при передаче сообщений о каких-либо других неэлектри-

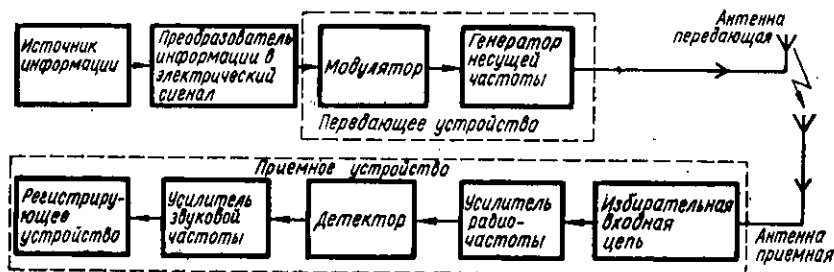


Рис. В.1. Структурная схема канала радиосвязи.

ческих величинах или процессах — это датчик специального назначения. Полученные в результате таких преобразований электрические сигналы — низкочастотные. Для эффективного излучения электрических сигналов размеры антенны должны быть соизмеримы с длиной излучаемой волны (см. п. 2. 10. 4). Естественно, выполнить антенну, излучающую низкочастотные сигналы, ввиду ее огромных и конструктивно невыполнимых размеров, практически невозможно. Поэтому с помощью *модулятора* стараются запечатлеть подлежащие передаче низкочастотные сигналы в изменениях какого-либо параметра высокочастотного колебания, вырабатываемого *генератором несущей частоты*. Высокую несущую частоту выбирают также исходя из условий распространения радиоволн и ширины спектра частот передаваемого сигнала. Промодулированное высокочастотное колебание, выработанное передающим устройством, излучается *передающей антенной* в виде радиоволн в среду, через которую ведется передача.

В месте приема ничтожно малая доля энергии радиоволн, несущих передаваемую информацию, наводит в *приемной антенне* колебание высокой частоты, представляющее собой радиосигнал передающей станции. Этот сигнал подается на избирательную *входную цепь* радиоприемника, которая обеспечивает выделение радиосигнала данной станции из совокупности радиосигналов других, в данном случае — мешающих станций. Выделенный радиосигнал усиливается *усилителем радиочастоты* до величины, необходимой для работы *детектора*, основное назначение которого — выделить из высокочастотного радиосигнала, принятого приемной антенной, управляющий сигнал, т.е. выполнить функцию, обратную модуляции. Низкочастотный электрический сигнал далее усиливается *усилителем звуковой частоты* и поступает на *регистрирующее устройство*, которым могут быть громкоговоритель, приемная телевизионная трубка, стрелочный или какой-либо другой индикатор — в зависимости от типа приемного устройства. Структурная схема на рис. В.1 соответствует схеме приемника *прямого усиления*. Для уверенного приема слабых сигналов (повышения чувствительности) и улучшения избирательности применяются приемные устройства *супергетеродинного* типа, речь о которых пойдет в п. 8.5.

В.4. ДИАПАЗОНЫ ЧАСТОТ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В РАДИОТЕХНИКЕ. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН РАЗЛИЧНЫХ ДИАПАЗОНОВ

Деление радиоволн на диапазоны (табл. 1) обусловлено в основном особенностями их распространения, что главным образом и определяет область применения того или иного из них. При этом учитываются также технические возможности генерации, приема и усиления радиосигналов данного диапазона; ширина спектра частот передаваемого низкочастотного сигнала и уровень шумов и помех, действующих в данном диапазоне.

Рассмотрим условия распространения радиоволн указанных диапазонов. Для этого, прежде всего, выясним возможные пути распро-

странения радиоволн, а также влияние различных факторов на распространение радиоволн. Радиоволны могут распространяться двумя путями (рис. В.2): 1) *поверхностным* лучом — за счет огибания поверхности Земли благодаря явлению дифракции; 2) *пространственным* лучом — за счет отражения от ионосферы. Каким из этих путей радиоволны того или иного диапазона попадут в место приема зависит, с одной стороны, от свойств самих радиоволн, с другой стороны, — от свойств земной поверхности и ионосферы.

Проанализируем сначала влияние поверхности Земли и ионосферы на распространение радиоволн, а затем рассмотрим условия распространения радиоволн конкретно по диапазонам. При распространении радиоволн поверхностным лучом происходит взаимодействие их с земной поверхностью. Так как Земля является полупроводником, то часть энергии радиоволн поглощается земной поверхностью за счет индуцируемых в ней токов. При этом, чем короче длина волны (больше частота), тем больше токи наводятся в земной поверхности и, следовательно, больше затухают радиоволны. При распространении радиоволн пространственным лучом происходит взаимодействие их с *ионосферой*. Ионосфера представляет собой ионизированные за счет солнечной радиации верхние слои атмосферы, расположенные на расстоянии ~ 300 км (слой *F*) и ~ 100 км (слой *E*) от поверхности Земли. Ионизированные слои состоят из мало-подвижных ионов и свободных электронов, обладающих большой подвижностью. Концентрация электронов в слоях довольно высокая, в слое *F* — в среднем около 10^6 см $^{-3}$, а в слое *E* — 10^5 см $^{-3}$. Слой *E* практически существует только днем, когда солнечная радиация наиболее сильная; ночью этот слой почти полностью исчезает, а концентрация электронов в слое *F* уменьшается.

Взаимодействие радиоволн с ионосферой состоит в следующем. Под действием электромагнитного поля падающей волны свободные электроны в ионизированных слоях начинают совершать колебательные движения с частотой, равной частоте колебаний электромагнитного поля;

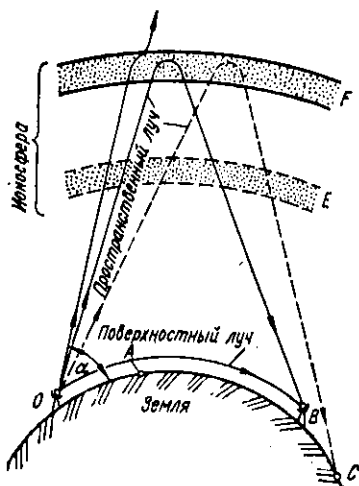


Рис. В.2. Пути распространения радиоволн.

Таблица 1

Волны	Диапазон, м	Частота, МГц
Сверхдлинные	$> 10\,000$	$< 0,03$
Длинные	$10\,000 - 1000$	$0,03 - 0,3$
Средние	$1000 - 100$	$0,3 - 3$
Короткие	$100 - 10$	$3 - 30$
Ультракороткие		
метровые	$10 - 1$	$30 - 300$
дециметровые	$1 - 0,1$	$300 - 3000$
сантиметровые	$0,1 - 0,01$	$3000 - 30\,000$
миллиметровые	$0,01 - 0,001$	$3 \div 30 \cdot 10^4$

другими словами, в ионосфере возникают токи. Ионы же вследствие значительно большей массы остаются практически неподвижными. Совершая колебательное движение, электроны сталкиваются с ионами и отдают им кинетическую энергию, полученную от падающей радиоволны. Чем больше длина последней и чем, следовательно, больший за период путь проходят электроны, тем больше сталкиваются они с ионами на своем пути и тем большее поглощение испытывает радиоволна.

Физически процесс отражения от ионосферы можно представить следующим образом. Наведенные в ионосфере токи создают собственное электромагнитное поле, которое, складываясь с полем падающей радиоволны, может привести к тому, что радиоволна отразится в сторону Земли. Отражение от ионосферы можно объяснить также как постепенное преломление радиолуча при переходе в слои ионосферы с постепенно уменьшающейся диэлектрической проницаемостью, которая по мере увеличения концентрации электронов падает. Если радиолуч, преломляясь, успевает занять горизонтальное положение, еще не достигнув высоты с максимальной концентрацией электронов, то он, продолжая преломляться, будет направлен в сторону Земли. Если для данной радиоволны при существующей на момент распространения концентрации электронов в ионосфере радиолуч не может занять горизонтальное положение до слоя с максимальной концентрацией электронов, то он уходит в мировое пространство и на Землю не возвращается.

Выяснив влияние земной поверхности и ионосферы на условия распространения радиоволн, рассмотрим теперь особенности распространения радиоволн различных диапазонов.

Длинные волны обладают хорошей дифракцией, сравнительно слабо поглощаются земной поверхностью и могут распространяться поверхностным лучом на расстояния до 3000 км. В ионосфере длинные волны быстро затухают, однако при резком снижении концентрации электронов в слое *E* и понижении концентрации электронов в слое *F* (ночью) длинные волны, примыкающие к средневолновому диапазону, могут отражаться от ионосферы и распространяться пространственным лучом на расстояния большие, чем при распространении поверхностным лучом.

Средние волны обладают гораздо меньшей дифракцией по сравнению с длинными волнами и, кроме того, быстро затухают за счет поглощения их земной поверхностью. Поэтому радиус действия средних волн поверхностным лучом небольшой (меньше 1000 км). Днем при высокой концентрации электронов в слоях ионосферы пространственный луч средних волн вследствие сильного поглощения возвращается на Землю настолько слабым, что теряется среди шумов и помех, действующих в данном диапазоне. Поэтому на средних волнах днем обеспечивается прием сравнительно близлежащих станций поверхностным лучом. Ночью средние волны распространяются на большие расстояния (до 4000 км) пространственным лучом за счет отражения от ионосферы.

Короткие волны распространяются пространственным лучом. Поверхностным лучом они могут распространяться только на не-

большие расстояния вследствие сильного поглощения их земной поверхностью и слабой дифракции. При использовании для радиосвязи коротких волн следует учитывать особенности их распространения в пределах диапазона, заключающиеся в изменении условий распространения в зависимости от рабочей частоты, концентрации электронов в слоях ионосферы и т. д. Зависимость условий распространения от рабочей частоты в пределах коротковолнового диапазона можно объяснить тем, что на самом коротковолновом конце диапазона начинает сказываться инерция электронов к возбуждению их электромагнитным полем падающей радиоволны, причем чем больше частота поля, тем меньше амплитуда колебаний электронов и, следовательно, слабее их поле излучения. По этой причине и преломление радиоволн в ионосфере уменьшается с укорочением длины волны.

Концентрация электронов в слоях ионосферы зависит в основном от солнечной активности; поэтому для осуществления надежной радиосвязи на коротких волнах необходимо правильно выбрать длину волны при дневных и ночных сеансах связи, так как на более коротких волнах нужна большая концентрация электронов для создания больших токов в ионосфере и, следовательно, большего поля переизлучения. Так, к «дневным» волнам относятся волны длиной от 10 до 25 м, которые отражаются от слоя F и мало поглощаются слоем E . Для преломления этих волн и возвращения на Землю нужна большая концентрация электронов в слое F . В ночное время при пониженной концентрации электронов в слоях «дневные» волны уходят в мировое пространство. Радиоволны длиной от 25 до 35 м применяются для радиосвязи в часы полусвеченности. К «ночным» волнам относятся волны длиной от 35 до 100 м, которые распространяются на гораздо большие расстояния при слабой ионизации слоев ионосферы.

Дальность радиосвязи на коротких волнах даже при малых мощностях передатчика может достигать 5000 км и более. Радиосвязи на коротких волнах присущ ряд недостатков, среди которых следует выделить наличие зон молчания и замираний сигналов в месте приема. *Зоной молчания* называется пространство, ограниченное с одной стороны областью, где кончается прием поверхностных радиоволн, и с другой стороны областью, где начинается прием радиоволн, распространяющихся пространственным лучом. Если предположить (рис. В.2), что какая-то короткая волна распространяется поверхностным лучом на максимальное расстояние OA , а пространственным лучом она же начинает приниматься с расстояния OB и далее, то промежуток AB для данной радиоволны будет зоной молчания. Под любым углом, большим чем α , пространственный луч для данной длины волны на Землю не отразится, а уйдет в мировое пространство.

Из сказанного следует, что чем короче длина волны, тем шире зона молчания, так как пространственный луч преломляется ионосферой с ориентиром на Землю только под меньшим углом падающего луча по отношению к земной поверхности и, следовательно, возвращается на Землю дальше, в точку C (см. штриховой луч на рис. В.2)

Кроме того, на более коротких волнах поверхностный луч затухает быстрее. *Замирания* сигналов в месте приема обусловлены интерференцией нескольких пространственных лучей от одной станции, приходящих к месту приема по разным путям и, следовательно, с разными фазами: например, один луч приходит в результате одиночного отражения от ионосферы, а другой — в результате многократного отражения от ионосферы и Земли. Так как сдвиг фаз между лучами вследствие изменения свойства ионосферы и, следовательно, условий распространения радиолучей непрерывно меняется, то принимаемые радиосигналы могут быть в фазе, противофазе либо в каком-то промежуточном соотношении фаз, что вызовет флуктуацию общего уровня сигнала. Для борьбы с замираниями прием ведут на несколько разнесенных на расстояние антенн и применяют автоматическую регулировку усиления.

Регулярная связь на ультракоротких волнах на Земле возможна только поверхностным лучом в пределах *прямой видимости*, так как, с одной стороны, ультракороткие волны не обладают дифракцией и не могут огибать выпуклости земной поверхности, а, с другой стороны, они не отражаются от ионосферы, пронизывают ее и уходят в мировое пространство. Ультракороткие волны очень сильно поглощаются земной поверхностью. С учетом явления рефракции (преломление радиолучей в нижних слоях атмосферы) дальность приема ультракоротких волн (км) определяется выражением

$$l = 4,15 (\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2}),$$

где H_1 и H_2 — высоты подъема над Землей передающей и приемной антенн в метрах.

Дальность приема на ультракоротких волнах увеличивают за счет построения радиорелейных линий или ретрансляционных станций, устанавливаемых на искусственных спутниках Земли. Свойство ультракоротких волн пронизывать ионосферу и уходить в мировое пространство используется для связи с автоматическими межпланетными станциями и космическими кораблями.

1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ СИГНАЛОВ. РАДИОПОМЕХИ

При передаче информации с помощью радиотехнических средств используются электрические сигналы, в которых закодировано передаваемое сообщение.

Сигналом называется изменяющаяся физическая величина, отображающая сообщение. В случае электрических сигналов это будет электрическая величина (ток, напряжение). Сигналы и передаваемую информацию связывают между собой тем или иным способом кодирования так, чтобы между сигналом и информацией было однозначное соответствие, т. е. чтобы раскодированное на приемном конце радиотракта сообщение соответствовало передаваемой информации. Получаемая информация может быть полезной лишь в том случае, если она несет в себе что-то новое, неожиданное. Поэтому сигналы, с помощью которых передается новая информация, являются для получателя как бы случайной функцией времени. К таким сигналам относятся, например, электрические сигналы речи и музыки, телевизионные, телеграфные, радиолокационные сигналы и пр.

Наряду с сигналами, несущими информацию непосредственно, сигналами условно называют также *детерминированные колебания*, которые заданы определенными функциями на бесконечной оси времени и поэтому новой информации нести не могут; по существу определения такие колебания, строго говоря, сигналами не являются. Однако процесс прохождения и преобразования в цепях детерминированных колебаний анализировать просто.

Детерминированные колебания подразделяются на *периодические* и *непериодические*. Периодические колебания задают функцией $f(t)$, удовлетворяющей условию $f(t) = f(t + T)$ в достаточно большом интервале времени, стремящемся к бесконечности ($-\infty < t < \infty$). Непериодические колебания этому условию не удовлетворяют.

Простейшим детерминированным периодическим колебанием является *гармоническое* колебание вида

$$f(t) = A \cos \left(\frac{2\pi}{T} t - \varphi \right) = A \cos (\Omega t - \varphi) = \frac{A}{2} e^{i(\Omega t - \varphi)} + \frac{A}{2} e^{-i(\Omega t - \varphi)}, \quad (1.1)$$

где A , T , Ω и φ — постоянные амплитуда, период, частота и начальная фаза колебания.

Для того чтобы сигнал мог быть передан на расстояние с помощью электромагнитных волн, он должен быть запечатлен в изменениях тех или иных параметров несущего колебания. Низкочастот-

ный сигнал как бы управляет одним из параметров высокочастотного колебания и называется *управляющим*. Полученное в результате такого управления высокочастотное колебание, несущее информацию об управляющем сигнале, называется *радиосигналом*, а сам процесс управления — *модуляцией*.

На приемную радиостанцию, кроме полезного сигнала, могут поступать колебания, являющиеся *помехами*. Спектр этих колебаний, вызываемых атмосферными электрическими разрядами, стационарными процессами в бытовых приборах, электротранспорте и других установках, очень широкий. Следует отметить также, что одна и та же радиопередача, являясь полезным сигналом для принимающей радиостанции, которой она предназначена, будет помехой для близких по пастройке приемных радиостанций, заинтересованных в приеме другой информации. Спектр таких помех относительно узкий и они могут быть исключены применением высокочастотных приемников супергетеродинного типа. Кроме того, исключение этого рода помех может быть предусмотрено соответствующим распределением диапазонов волн, устанавливаемым международными соглашениями.

1.2. УПРАВЛЯЮЩИЕ СИГНАЛЫ И ИХ СПЕКТРЫ. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛА

К управляющим сигналам относятся: телефонные (передача речи, музыки), телеграфные (передача закодированных в виде импульсов точек и тире), телевизионные и фототелеграфные (передача изображений), телеметрические (передача показаний различных датчиков) и др. Для того чтобы можно было сравнивать отдельные виды детерминированных управляющих сигналов при предъявлении требований к радиотехническому тракту, вводят такие параметры сигналов, как ширина его спектра и динамический диапазон, определяемые спектральной плотностью сигнала. Спектральная плотность детерминированного сигнала является комплексной функцией частоты; модуль этой функции определяет амплитуды отдельных гармонических составляющих, а аргумент — их фазы. Кроме того, спектральная плотность, определяя распределение гармонических составляющих по спектру частот, позволяет судить о *ширине спектра* сигнала и о полосе пропускания усилительных устройств, предназначенных для усиления данного сигнала, причем полоса пропускания рассчитывается не на весь спектр, а на ту его часть, где сосредоточена наибольшая энергия.

Динамический диапазон — это отношение наибольшего значения мгновенной мощности (напряжения) сигнала к наименьшему, еще различимому на фоне помех. Динамический диапазон сигнала требует с точки зрения отсутствия искажений линейности амплитудной характеристики усилителя (зависимость амплитуды выходного напряжения от амплитуды входного) в пределах динамического диапазона.

Для анализа сигналов как случайных процессов применяют статистический метод, причем в качестве основных характеристик используют закон распределения вероятностей и спектральное рас-

пределение мощности сигнала. Закон позволяет судить о длительности пребывания величины сигнала в заданном интервале значений, а распределение мощности — о частотном распределении средней мощности сигнала. Ввиду того что вопросы статистической радиотехники подробно изучаются в специальных курсах, в данном учебном пособии они рассматриваться не будут. Рассмотрим спектры сложных детерминированных сигналов.

Спектр периодического сигнала. Любой сложный периодический сигнал с периодом T (рис. 1.1) можно представить в виде суммы бесконечного ряда гармонических составляющих, частоты которых кратны частоте $F = 1/T$. Так, если функция $f(t)$ в интервале $[t_1, t_2]$ непрерывна или имеет конечное число разрывов, а также имеет конечное число максимумов и минимумов (условия Дирихле), то ее можно разложить в ряд Фурье

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\Omega t + b_n \sin n\Omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\Omega t - \varphi_n), \quad (1.2)$$

$$\text{где } \frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} f(t) dt; \quad a_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} f(t) \cos n\Omega t dt; \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} f(t) \sin n\Omega t dt.$$

Модуль амплитуды и фаза n -й гармоники соответственно равны:

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad (1.3)$$

$$\varphi_n = \arctg \frac{b_n}{a_n}. \quad (1.4)$$

По аналогии с (1.1) разложение (1.2) можно записать в комплексной форме

$$f(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{i(n\Omega t - \varphi_n)} = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{in\Omega t}. \quad (1.5)$$

В (1.5) A_n — комплексная амплитуда:

$$A_n = A_n e^{-i\varphi_n} = a_n - ib_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} f(t) e^{-in\Omega t} dt, \quad (1.6)$$

если подставить значения a_n и b_n из (1.2).

При записи функции $f(t)$ в комплексной форме появляются как бы колебания с отрицательными частотами, которые носят формаль-

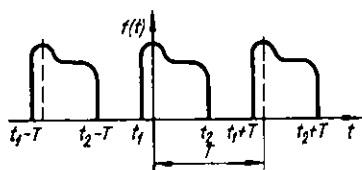


Рис. 1.1. Сложный периодический сигнал.

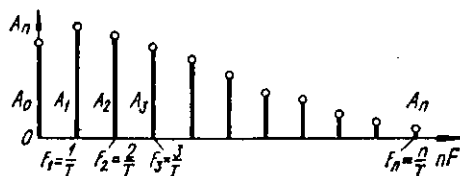


Рис. 1.2. Спектральная диаграмма сложной периодической функции.

ный характер и исчезают, если воспользоваться формулой Эйлера для записи комплексного числа в тригонометрической форме.

Спектр сложной периодической функции можно изобразить графически, отложив по оси абсцисс частоты, а по оси ординат — модули амплитуд гармонических составляющих спектра (рис. 1.2). Графическое изображение спектра сложного сигнала дает представление о ширине спектра, об относительной величине отдельных составляющих. Как видно из рис. 1.2, спектр периодической функции состоит из отдельных линий на частотах, кратных $1/T$. Такой спектр называется *дискретным*, или *линейчатым*.

Рассмотрим, например, спектр (рис. 1.4) функции $e(t)$ в виде периодической последовательности прямоугольных импульсов (рис. 1.3) с амплитудой E , длительностью τ и частотой повторения $F = 1/T$. Ряд Фурье для функции $e(t)$ на основании (1.2) принимает вид

$$e(t) = \frac{E\tau}{T} + \frac{2E}{\pi n} \sum_{n=1}^{\infty} \sin n\pi \frac{\tau}{T} \cos(n\Omega t - \varphi_n). \quad (1.7)$$

Как видно, полученный в результате разложения в ряд Фурье функции $e(t)$ спектр — дискретный, с частотами, кратными частоте повторения импульсов. Расстояние между соседними гармониками равно $F = 1/T$. Амплитуды гармонических составляющих спектра в точках $1/\tau$, $2/\tau$, $3/\tau$ и т. д., т. е. кратных $1/\tau$, равны нулю, а при переходе через эти точки фазы φ_n гармонических составляющих меняются на 180° . По мере увеличения номера гармоники n амплитуда ее постепенно убывает.

Спектр неперiodического сигнала. Пусть имеется непериодический детерминированный сигнал, заданный функцией $e(t)$ в некотором интервале $[t_1 < t < t_2]$, удовлетворяющей условиям Дирихле (например, одиночный импульс на рис. 1.1 в интервале $t_1 < t < t_2$).

Для анализа спектра данной функции превратим ее в периодическую функцию с периодом $T > t_2 - t_1$ (как на рис. 1.1). Тогда эта функция может быть разложена в ряд Фурье согласно (1.2), причем, чем больше T , тем меньше коэффициенты разложения a_n и b_n . Если устремить T к бесконечности, то получим бесконечно большое число гармонических составляющих, так как $F = 1/T \rightarrow 0$ при $T \rightarrow \infty$. Другими словами, расстояние между соседними гармоническими составляющими, равное F , становится бесконечно малым, что соответствует сплош-

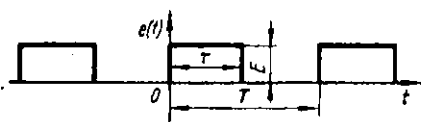


Рис. 1.3. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов.

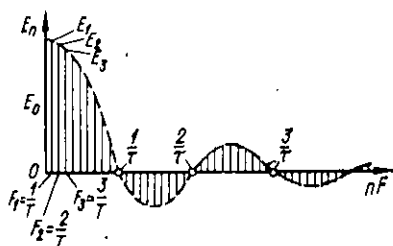


Рис. 1.4. Спектральная диаграмма периодической последовательности прямоугольных импульсов.

ному спектру. Кроме того, согласно (1.3) амплитуды гармонических составляющих в пределе будут бесконечно малыми. После подстановки значений амплитуд из (1.6) в (1.5) получим

$$e(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \left[\int_{t_1-T}^{t_1+T} e(t) e^{-in\Omega t} dt \right] e^{in\Omega t} = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\int_{t_1-T}^{t_1+T} e(t) \times \right. \\ \left. \times e^{-in\Omega t} dt \right] e^{in\Omega t} \Omega, \quad (1.8)$$

где $T = 2\pi/\Omega$.

Если устремить T к бесконечности, то придем к выражению для непериодической функции $e(t)$, заданной в интервале $[t_1 < t < t_2]$, причем в (1.8) Ω превратится в $d\Omega$, $n\Omega$ — в текущую

частоту Ω , а сумма $\sum_{n=-\infty}^{\infty}$ — в интеграл $\int_{-\infty}^{\infty}$, т. е.

$$e(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{i\Omega t} d\Omega \int_{-\infty}^{\infty} e(t) e^{-i\Omega t} dt. \quad (1.9)$$

Внутренний интеграл в (1.9) обозначают как

$$\dot{S}(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e(t) e^{-i\Omega t} dt \quad (1.10)$$

и называют *спектральной плотностью*. После подстановки (1.10) в (1.9) получим

$$e(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\Omega) e^{i\Omega t} d\Omega. \quad (1.11)$$

Выражения (1.10) и (1.11) называются *прямым и обратным преобразованиями Фурье*.

Сравнивая между собой (1.10) и (1.6), т. е. преобразования Фурье для непериодической и периодической функций, совпадающих в интервале $[t_1 < t < t_2]$, для n -й частоты спектра можем записать

$$A_n = \frac{2}{T} \dot{S}(\Omega)_n = 2F \dot{S}(\Omega_n). \quad (1.12)$$

На основании последнего выражения приходим к следующему выводу: *огibaющая сплошного спектра (модуль спектральной плотности) непериодической функции и огibaющая линейчатого спектра периодической функции совпадают по форме, но имеют разный масштаб*.

Из (1.12) имеем

$$\dot{S}(\Omega_n) = A_n/2F. \quad (1.13)$$

1.3. МОДУЛЯЦИЯ И ЕЕ ВИДЫ

Модуляция есть процесс, целью которого является линейный перенос спектра управляющего сигнала в область высоких частот для того, чтобы можно было передать его с помощью радиотехни-

ческих устройств, т. е. посредством излучения в окружающее пространство.

Управляющий (низкочастотный) сигнал запечатлевается в изменении того или иного параметра высокочастотного колебания, которое как бы несет в себе сигнал в неявной форме, сохраняя при этом его свойства. Поэтому частота, на которой осуществляется перенос спектра управляющего сигнала, называется *несущей*.

Из выражения для простого гармонического колебания $u(t) = U \cos(\omega t + \varphi)$ следует, что имеется три независимых параметра: амплитуда U_m , угловая частота ω и начальная фаза φ , в изменениях которых можно запечатлеть изменения управляющего сигнала. Отсюда и возможные виды модуляции: *амплитудная* (АМ), *частотная* (ЧМ) и *фазовая* (ФМ).

1.4. АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ И ИХ СПЕКТРЫ

Амплитудной модуляцией (АМ) называется модуляция, при которой изменение амплитуды высокочастотных колебаний происходит по закону управляющего сигнала.

Амплитудно-модулированный сигнал описывается выражением

$$u(t) = U(t) \sin \omega_n t = [U_n + k e(t)] \sin \omega_n t^1, \quad (1.14)$$

где $e(t)$ — управляющий сигнал; k — коэффициент пропорциональности. Рассмотрим для простоты модуляцию одним тоном, т. е. $e(t) = E \cos \Omega t$. Тогда $u(t) = [U_n + kE \cos \Omega t] \sin \omega_n t$. Вынесем U_n за скобку

$$u(t) = U_n (1 + M \cos \Omega t) \sin \omega_n t, \quad (1.15)$$

где $M = kE/U_n = \Delta U_n/U_n$ — коэффициент модуляции амплитуды, равный отношению максимального изменения амплитуды к ее среднему значению.

Осциллограмма амплитудно-модулированного колебания при модуляции одним тоном показана на рис. 1.5. Как видно, амплитуда высокочастотного колебания меняется по закону модулирующего колебания. Из (1.14) и (1.15) следует, что процесс модуляции сводится к перемножению двух временных функций, одна из которых

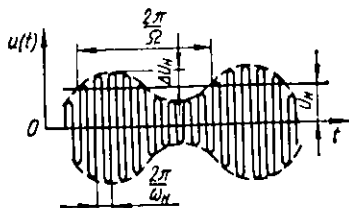


Рис. 1.5. Осциллограмма амплитудно-модулированного колебания при модуляции одним тоном.

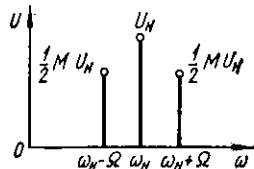


Рис. 1.6. Спектральная диаграмма амплитудно-модулированного колебания при модуляции одним тоном.

является управляющим (низкочастотным) сигналом, а другая — управляемым (высокочастотным) сигналом. Пользуясь (1.15), найдем спектр амплитудно-модулированного сигнала. Для этого раскроем скобки в (1.15) и выполним преобразования

$$u(t) = U_n \sin \omega_n t + U_n M \cos \Omega t \sin \omega_n t = U_n \sin \omega_n t + 0,5 U_n M \times \\ \times \sin (\omega_n + \Omega) t + 0,5 U_n M \sin (\omega_n - \Omega) t. \quad (1.16)$$

В результате приходим к выводу, что при АМ одним тоном спектр модулированного колебания состоит из трех частот: несущей и появившихся вследствие модуляции двух новых ($\omega_n + \Omega$ и $\omega_n - \Omega$) частот, называемых соответственно *верхней* и *нижней боковыми частотами* (рис. 1.6).

Если спектр управляющего сигнала более сложный, т. е. состоит из дискретных частот от Ω_n до Ω_b (рис. 1.7, а), то кроме несущей частоты будут еще две симметричные относительно несущей *боковые полосы частот: верхняя* (от $\omega_n + \Omega_n$ до $\omega_n + \Omega_b$) и *нижняя* (от $\omega_n - \Omega_b$ до $\omega_n - \Omega_n$) (рис. 1.7). Другими словами, если сложный управляющий сигнал является периодической функцией, которую можно разложить в ряд Фурье

$e(t) = \sum_{n=0}^{\infty} E_n \cos \times (n\Omega t - \varphi_n)$, то полученный в результате модуляции этим сигналом радиосигнал согласно (1.14) можно представить в виде

$$u(t) = [U_n + k \sum_{n=-1}^{\infty} E_n \cos (n\Omega t - \varphi_n)] \sin \omega_n t = U_n \sin \omega_n t + \\ + 0,5 \sum_{n=1}^{\infty} k E_n \sin (\omega_n + n\Omega) t - \varphi_n + 0,5 \sum_{n=1}^{\infty} k E_n \sin [(\omega_n - \\ - n\Omega) t + \varphi_n]. \quad (1.17)$$

Иллюстрацией сказанного может служить спектр (рис. 1.8, б) радиопульсов (рис. 1.8 а), полученных вследствие модуляции ампли-

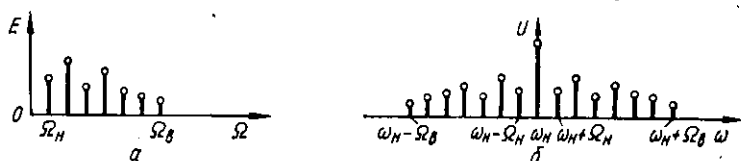


Рис. 1.7. Спектральные диаграммы управляющего (а) и амплитудно-модулированного (б) колебаний.

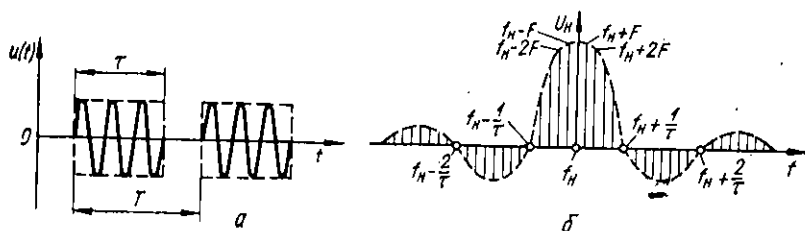


Рис. 1.8. Периодическая последовательность радиопульсов (а) и их спектральная диаграмма (б).

туды несущей частоты периодической последовательностью прямоугольных импульсов (рис. 1.3), сущность которой состоит в запуске генератора на время длительности видеоимпульса. Частота следования импульсов $F = 1/T$, их длительность τ .

1.5. УГЛОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ. ЧАСТОТНО- И ФАЗОВО- МОДУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ И ИХ СПЕКТРЫ

Управляющие сигналы можно запечатлеть также в изменениях частоты или фазы высокочастотного несущего колебания без изменения его амплитуды. Такая модуляция называется *угловой*, так как речь идет в конечном итоге об изменении фазового угла $\Theta(t)$ высокочастотного колебания по закону управляющего сигнала.

Колебание с угловой модуляцией описывается выражением

$$u(t) = U_n \sin \Theta(t), \quad (1.18)$$

где $\Theta(t)$ — мгновенное значение изменяющегося во времени фазового угла.

В зависимости от того, что является функцией управляющего сигнала (то ли $\omega(t)$, то ли $\varphi(t)$), угловая модуляция соответственно называется *частотной* (ЧМ) или *фазовой* (ФМ).

Частотная модуляция. При ЧМ угловая частота $\omega(t)$ изменяется пропорционально модулирующему сигналу, т. е.

$$\omega(t) = \omega_n + k e(t),$$

где k — коэффициент пропорциональности.

Так как угловая частота $\omega(t)$ — это скорость изменения во времени фазового угла, т. е. $\omega(t) = d\Theta(t)/dt$, то

$$\Theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0.$$

Подставив последнее выражение в (1.18), получим

$$u(t) = U_n \sin \left[\int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0 \right]. \quad (1.19)$$

Формула (1.19) представляет собой общее выражение частотно-модулированного сигнала.

Для простоты рассмотрим модуляцию одним тоном: $e(t) = E \cos \Omega t$. Тогда изменение мгновенной частоты несущей может быть представлено в виде

$$\omega(t) = \omega_n + k e(t) = \omega_n + k E \cos \Omega t = \omega_n + \Delta \omega_n \cos \Omega t, \quad (1.20)$$

где $\Delta \omega_n = k E$ — максимальное отклонение (*девиация*) частоты,

пропорциональное амплитуде модулирующего напряжения. При модуляции одним тоном согласно (1.19) имеем

$$u(t) = U_n \sin \left[\int_0^t (\omega_n + \Delta\omega_n \cos \Omega t) dt + \varphi_0 \right] = \\ = U_n \sin \left(\omega_n t + \frac{\Delta\omega_n}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0 \right) = U_n \sin (\omega_n t + m \sin \Omega t + \varphi_0),$$
(1.21)

где

$$m = \Delta\omega_n / \Omega = kE / \Omega —$$
(1.22)

индекс угловой модуляции, характеризующий максимальное изменение фазы, т. е. $m = \Delta\varphi_{\max}$.

Таким образом, как вывод можно констатировать, что при ЧМ девиация частоты пропорциональна амплитуде модулирующего напряжения и не зависит от частоты модуляции; индекс модуляции, характеризующий максимальное изменение фазы, прямо пропорционален амплитуде и обратно пропорционален частоте модулирующего напряжения.

Фазовая модуляция. При ФМ фаза $\varphi(t)$ изменяется пропорционально модулирующему сигналу, т. е.

$$\varphi(t) = \varphi_0 + ke(t),$$

где k — коэффициент пропорциональности.

Фазово-модулированный сигнал в общем случае описывается выражением

$$u(t) = U_n \sin [\omega_n t + \varphi(t)].$$
(1.23)

При модуляции одним тоном [$e(t) = E \sin \Omega t$] имеем

$$\varphi(t) = \varphi_0 + kE \sin \Omega t = \varphi_0 + \Delta\varphi_{\max} \sin \Omega t.$$

После подстановки значения $\varphi(t)$ в (1.23) получаем

$$u(t) = U_n \sin (\omega_n t + \varphi_0 + \Delta\varphi_{\max} \sin \Omega t),$$
(1.24)

где $\Delta\varphi_{\max}$ — максимальное изменение фазы, пропорциональное амплитуде модулирующего напряжения. $\Delta\varphi_{\max}$ называют иначе индексом угловой модуляции и обозначают через m . Как видно, при ФМ

$$m = \Delta\varphi_{\max} = kE.$$
(1.25)

Мгновенное значение изменяющегося во времени фазового угла $\Theta(t)$ равно

$$\Theta(t) = \omega_n t + \varphi_0 + m \sin \Omega t,$$
(1.26)

так что $\omega = d\Theta(t)/dt = \omega_n + m\Omega \cos \Omega t$, где $m\Omega = \Delta\varphi_{\max} \Omega = \Delta\omega_n = kE\Omega$ — максимальное отклонение частоты от ω_n при ФМ, прямо пропорциональное амплитуде и частоте модулирующего колебания.

Как вывод констатируем, что при ФМ индекс модуляции, характеризующий максимальное изменение фазы, пропорционален ампли-

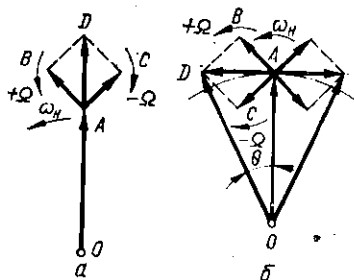


Рис. 1.9. Векторные диаграммы колебаний при амплитудной (а) и угловой (б) модуляциях одним тоном.

туда модулирующего напряжения и не зависит от частоты модуляции; девиация частоты изменяется прямо пропорционально амплитуде и частоте модулирующего напряжения.

Из рассмотрения ЧМ и ФМ следует также, что, производя ЧМ, одновременно получают ФМ и наоборот. Это и естественно, так как и та, и другая модуляции являются разновидностями угловой модуляции.

Спектры частот при угловой модуляции. Рассмотрим спектр колебания при угловой модуляции. Для этого преобразуем (1.21), приняв за начальную фазу $\varphi_0 = 0$

$$u(t) = U_n \sin(\omega_n t + m \sin \Omega t) = U_n [\sin \omega_n t \cos(m \sin \Omega t) + \cos \omega_n t \sin(m \sin \Omega t)]. \quad (1.27)$$

Проанализируем (1.27) отдельно для малых ($m \ll 1$) и больших ($m > 1$) индексов модуляции.

При малых значениях m

$$\sin(m \sin \Omega t) \approx m \sin \Omega t; \quad \cos(m \sin \Omega t) \approx 1.$$

Тогда из (1.27) имеем

$$u(t) \approx U_n (\sin \omega_n t + m \cos \omega_n t \sin \Omega t) = U_n \sin \omega_n t + 0,5 U_n m \sin(\omega_n + \Omega)t - 0,5 U_n m \sin(\omega_n - \Omega)t. \quad (1.28)$$

Сравнивая (1.28) с (1.16), видим, что эти выражения отличаются между собой лишь знаком перед последним членом: при угловой модуляции знак минус указывает на фазовый сдвиг напряжения нижней боковой частоты на 180° по отношению к такому же напряжению при АМ. К чему это приводит, можно уяснить только путем сравнения векторных диаграмм, соответствующих этому и другому виду модуляции, так как спектральные диаграммы при малых индексах модуляции ничем не отличаются между собой и при модуляции одним тоном имеют вид, показанный на рис. 1.6.

На рис. 1.9 изображены векторные диаграммы для двух синусоидальных сигналов, один из которых имеет АМ, а другой — угловую модуляцию при малых m . Вектор напряжения несущей частоты OA совершает вращение против часовой стрелки со скоростью ω_n , а векторы напряжения боковых частот AB и AC вращаются в разные стороны относительно вектора OA со скоростью Ω . При АМ меняется общая длина вектора OD амплитудно-модулированного напряжения (рис. 1.9, а), так как суммарный пульсирующий вектор напряжения боковых частот AD направлен вдоль вектора напряжения несущей частоты OA . При угловой модуляции (рис. 1.9, б) вектор AB сохраняет свое положение, а вектор напряжения нижней боковой частоты AC повернут на 180° относительно своего положения на рис. 1.9, а, в результате чего суммарный пульсирующий вектор напряжения

боковых частот расположен под углом 90° к вектору напряжения частоты несущей OA . Поскольку длина вектора AD все время меняется, то фазовый сдвиг между векторами OD и OA при угловой модуляции изменяется в пределах угла 2Θ .

Наличие, кроме угловой модуляции, еще небольшой АМ (вектор OD немного изменяется по длине) явилось следствием сделанных допущений. При неискаженной угловой модуляции конец вектора OD движется по окружности, показанной штрихпунктиром.

При больших индексах модуляции ($m > 1$) для того, чтобы найти спектр модулированного сигнала при угловой модуляции, (1.27) нужно представить с помощью функций Бесселя. Из теории Бесселевых функций известно, что

$$\left. \begin{aligned} \cos(x \sin \varphi) &= J_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(x) \cos 2n\varphi; \\ \sin(x \sin \varphi) &= 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(x) \sin [(2n-1)\varphi], \end{aligned} \right\} \quad (1.29)$$

где $J_n(x)$ — функция Бесселя n -го порядка от аргумента x .

Положив $x = m$ и $\varphi = \Omega t$, применим (1.29) к (1.27):

$$u(t) = U_n \sin \omega_n t [J_0(m) + 2J_2(m) \cos 2\Omega t + 2J_4(m) \cos 4\Omega t + \dots] + \\ + U_n \cos \omega_n t [2J_1(m) \sin \Omega t + 2J_3(m) \sin 3\Omega t + 2J_5(m) \sin 5\Omega t + \dots]. \quad (1.30)$$

Преобразовав последнее выражение, используя тригонометрическое соотношение

$$\sin x \cos y = 0,5 [\sin(x+y) + \sin(x-y)], \quad (1.31)$$

получим

$$u(t) = U_n J_0(m) \sin \omega_n t + U_n \sum_{n=1}^{\infty} J_n(m) \sin(\omega_n + n\Omega)t + \\ + U_n \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_n(m) \sin(\omega_n - n\Omega)t. \quad (1.32)$$

Из выражения (1.32) следует, что спектр сигнала при угловой модуляции одним тоном содержит множество гармоник, образующих верхнюю и нижнюю полосы боковых частот, количество которых в полосе растет с увеличением индекса модуляции m , а амплитуды этих частот при заданном индексе модуляции пропорциональны $J_n(m)$. Ввиду того что, начиная с $n_{\max} \geq m + 1$, значения функций Бесселя $J_n(m)$, а следовательно, амплитуды гармоник становятся очень малыми, в разложении (1.32) ими можно пренебречь.

Тогда ширина спектра сигнала при угловой модуляции будет

$$\Delta\omega = 2n_{\max}\Omega \approx (2m+1)\Omega. \quad (1.33)$$

В случае ЧМ, например, учитывая, что $m = \Delta\omega_n/\Omega$, имеем

$$\Delta\omega \approx 2(\Delta\omega_n + \Omega).$$

При больших значениях m ($m \gg 1$) из (1.33) получаем $\Delta\omega \approx 2m\Omega = 2\Delta\omega_n$, т. е. ширина спектра частотно-модулированного

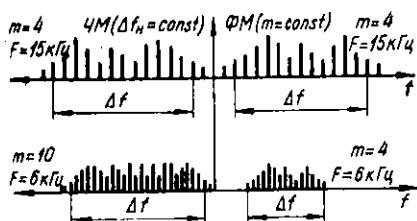


Рис. 1.10. Спектральные диаграммы частотно- и фазово-модулированных колебаний.

(1.22) и (1.25) и совпадают лишь в случае равенства индексов модуляции.

При ЧМ индекс модуляции обратно пропорционален модулирующей частоте [см. (1.22)], а девиация частоты не зависит от Ω . Поэтому с увеличением частоты модуляции индекс модуляции уменьшается, что приводит к уменьшению числа гармонических составляющих в спектре частотно-модулированного сигнала при почти неизменной его ширине, т. е. интервалы между соседними боковыми гармониками увеличиваются.

При ФМ индекс модуляции от модулирующей частоты не зависит [см. (1.25)], а девиация частоты прямо пропорциональна амплитуде и частоте модулирующего колебания. Поэтому с ростом частоты модуляции полоса частот, занимаемая фазово-модулированным колебанием, увеличивается, а количество гармоник в спектре для данного индекса модуляции сохраняется неизменным.

Спектральные диаграммы частотно- и фазово-модулированных колебаний представлены на рис. 1.10, где $\Delta f = 2(m + 1)F$ согласно (1.33).

1.6. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПОМЕХ ПРИ АМПЛИТУДНОЙ И ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЯХ

Рассмотрим одновременное воздействие напряжений сигнала и периодической помехи на вход амплитудного и частотного детекторов в приемных трактах амплитудно-и частотно-модулированных сигналов и сравним относительное влияние помехи в том и другом случаях.

Пусть на входе детекторов действуют одновременно напряжения сигнала $u_c = U_c \sin \omega_c t$ и помехи $u_n = U_n \sin \omega_n t$. Представив $\omega_n = \omega_c + \Delta\omega_n$, суммарное напряжение на входе детекторов запишем в виде

$$u = U_c \sin \omega_c t + U_n \sin \omega_n t = (U_c + U_n \cos \Delta\omega_n t) \sin \omega_c t + U_n \sin \Delta\omega_n t \sin (\omega_c t + 90^\circ) = U \sin (\omega_c t + \varphi). \quad (1.34)$$

Обозначив $A_1 = U_c + U_n \cos \Delta\omega_n t$; $A_2 = U_n \sin \Delta\omega_n t$; $\varphi_1 = 0$ и $\varphi_2 = 90^\circ$, для суммарной амплитуды и фазы напряжения получим:

$$U = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1)} = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos 90^\circ} = \\ = \sqrt{(U_c + U_n \cos \Delta\omega_n t)^2 + (U_n \sin \Delta\omega_n t)^2}; \quad (1.35)$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{A_1 \sin \varphi_1 + A_2 \sin \varphi_2}{A_1 \cos \varphi_1 + A_2 \cos \varphi_2} = \operatorname{arctg} \frac{U_n \sin \Delta\omega_n t}{U_c + U_n \cos \Delta\omega_n t}. \quad (1.36)$$

Так как обычно $U_n \ll U_c$, то в (1.35) и в знаменателе (1.35) вторым слагаемым можно пренебречь. Тогда

$$U = U_c \left(1 + \frac{U_n}{U_c} \cos \Delta\omega_n t \right); \quad (1.37)$$

$$\varphi = \frac{U_n}{U_c} \sin \Delta\omega_n t, \quad (1.38)$$

поскольку при малых значениях U_n/U_c имеем $\operatorname{arctg} \varphi \approx \varphi$.

Таким образом, выражение для суммарного колебания на входе детектора принимает вид

$$u \approx U_c \left(1 + \frac{U_n}{U_c} \cos \Delta\omega_n t \right) \sin(\omega_c t + \varphi). \quad (1.39)$$

Анализируя (1.39), приходим к следующим выводам:

1) при одновременном действии сигнала и помехи возникает АМ с частотой $\Delta\omega_n$ и глубиной модуляции U_n/U_c ;

2) воздействие помехи приводит к изменению фазы φ суммарного колебания с частотой $\Delta\omega_n$, т. е. к ФМ.

ФМ сопровождается ЧМ. Так, мгновенная частота суммарного колебания равна

$$\omega = \frac{d(\omega_c t + \varphi)}{dt} = \omega_c + \Delta\omega_n \frac{U_n}{U_c} \cos \Delta\omega_n t,$$

т. е. изменяется с частотой $\Delta\omega_n$ по закону косинуса.

При воздействии суммарного колебания (1.39) на амплитудный детектор приемника он прореагирует только на изменение амплитуды. Мешающее напряжение на выходе детектора будет изменяться с частотой $\Delta\omega_n$, а его амплитуда будет пропорциональна $K_d U_n$, где K_d — коэффициент передачи напряжения детектором. Если амплитуда напряжения полезного амплитудно-модулированного сигнала на входе детектора изменяется по закону $U_c' = U_c (1 + M \sin \Omega t)$, то при 100%-ной модуляции амплитуда напряжения на выходе детектора будет равна $K_d U_c$. Отношение амплитуд напряжений помехи и сигнала на выходе амплитудного детектора при приеме амплитудно-модулированного сигнала будет

$$n_{AM} = \left. \frac{\Delta U_n}{\Delta U_c} \right|_{AM} = \frac{U_n}{U_c}. \quad (1.40)$$

Определим аналогичное отношение при воздействии суммарного колебания (1.39) на вход частотного детектора приемника, который реагирует на изменение частоты. Паразитная АМ обычно устраняется в таком приемнике амплитудным ограничителем. Паразитная

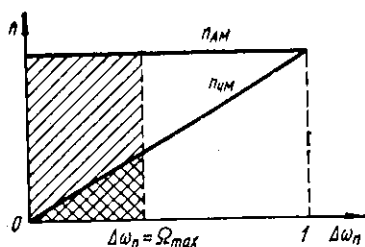


Рис. 1.11. К оценке влияния помех при амплитудной и частотной модуляциях.

сигнала, то на выходе частотного детектора полезный сигнал создаст напряжение

$$\Delta U_o = S_d \Delta \omega_{c \max} \sin \Omega t, \quad (1.41)$$

где $\Delta \omega_{c \max}$ — максимальное отклонение частоты (при наибольшем напряжении звукового сигнала). Отношение амплитуд напряжений помехи и сигнала на выходе частотного детектора при приеме частотно-модулированного сигнала

$$n_{чм} = \frac{\Delta U_n}{\Delta U_c} \Big|_{чм} = \frac{U_n}{U_c} \frac{\Delta \omega_n}{\Delta \omega_{c \max}}. \quad (1.42)$$

Если построить зависимости $n_{ам}$ и $n_{чм}$ от $\Delta \omega_n = \omega_n - \omega_c$ согласно (1.40) и (1.42), то, как видно из рис. 1.11, $n_{ам}$ не зависит, а $n_{чм}$ линейно зависит от $\Delta \omega_n$, т. е. чем больше частота помехи отличается от частоты сигнала, тем больше напряжение помехи на выходе частотного детектора.

Так как усилитель низкой частоты, следующий за детектором, пропускает частоты вплоть до $\Omega_{\max}$, где $\Omega_{\max}$ — верхняя звуковая частота сигнала, то сказываться будут только те помехи, частота которых отстоит от ω_c на величину $\Delta \omega_n \leq \Omega_{\max}$. Из рассмотрения заштрихованных на рис. 1.11 областей, определяющих влияние помех на работу амплитудно- и частотно-модулированных приемников, преимущества ЧМ с точки зрения влияния помех очевидны. Запишем относительную величину, характеризующую выигрыш в ослаблении одной и той же помехи при переходе от приема амплитудно-модулированного сигнала к частотно-модулированному:

$$y = \frac{n_{чм}}{n_{ам}} = \frac{\Delta \omega_n}{\Delta \omega_{c \max}}. \quad (1.43)$$

Если воздействие помех и шумов свести к сумме большого числа гармонических составляющих, то результирующее значение напряжения помех можно представить как корень квадратный из суммы квадратов действующих значений всех гармонических составляющих. Следовательно, выигрыш в ослаблении действия помех при переходе от амплитудно- к частотно-модулированному приему

с учетом ограничения полосы пропускания усилителем низкой частоты вплоть до $\Omega_{\max}$ определится как среднее квадратическое значение y в интервале частот от 0 до $\Omega_{\max}$

$$y_{\Sigma} = \sqrt{\frac{1}{\Omega_{\max}} \int_0^{\Omega_{\max}} y^2 d(\Delta\omega_{\Pi})} = \sqrt{\frac{1}{\Omega_{\max}} \int_0^{\Omega_{\max}} \left(\frac{\Delta\omega_{\Pi}}{\Delta\omega_{\Sigma \max}} \right)^2 d(\Delta\omega_{\Pi})} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{\Omega_{\max}}{\Delta\omega_{\Sigma \max}}. \quad (1.44)$$

Из (1.44) следует, что выигрыш в помехоустойчивости при частотно-модулированном приеме (ослабление помехи) тем больше, чем больше девиация частоты сигнала. При увеличении $\Delta\omega_{\Sigma \max}$ растет ширина спектра сигнала (1.33) и, следовательно, полоса пропускания приемника до детектора, что приводит к увеличению гармонических составляющих помехи, поступающих на вход детектора. Однако, как было показано, вредное влияние оказывают частоты, отличающиеся от несущей частоты сигнала не более чем на $\Omega_{\max}$.

1.7. ПОНЯТИЕ ОБ ИМПУЛЬСНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛАХ

Аналогично тому, как в качестве несущей частоты при АМ и угловой модуляции используется гармоническое колебание, в качестве носителя управляющих сигналов можно использовать последовательность кратковременных импульсов, в частности прямоугольных, параметры которой меняются по закону управляющего сигнала. В зависимости от выбора меняющегося параметра импульсная модуляция (ИМ) подразделяется на:

- 1) *амплитудно-импульсную* модуляцию (АИМ), когда по закону управляющего сигнала меняется приращение амплитуды импульсов;
- 2) модуляцию по *длительности импульсов* (ДИМ), когда по закону управляющего сигнала меняется длительность импульсов;
- 3) *временную импульсную* модуляцию (ВИМ), когда по закону управляющего сигнала происходит смещение импульсов по временной оси.

Рассмотрим только АИМ. Пусть в качестве управляющего сигнала используется гармоническое колебание $e(t) = E \cos \Omega t$, а в качестве носителя выбрана периодическая последовательность прямоугольных импульсов $f(t)$ с длительностью τ_n и частотой следования $F_n = 1/T_n$ (рис. 1.12, а). Спектр функции $f(t)$ согласно (1.2) может быть представлен рядом Фурье

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\Omega_n t - \varphi_n).$$

АИМ одним тоном изображена на рис. 1.12, б. Амплитудно-импульсно-модулированный сигнал описывается выражением

$$u(t) = (1 + M \cos \Omega t) f(t) = (1 + M \cos \Omega t) A_0 +$$

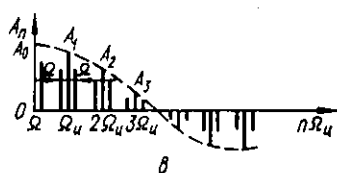
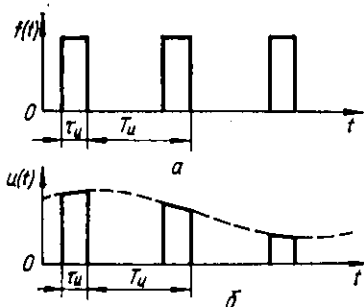


Рис. 1.12. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов (а), АИМ одним тоном (б), спектральная диаграмма (в).

$$\begin{aligned}
 & + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\Omega_n t - \varphi_n) (1 + M \cos \Omega t) = A_0 + A_0 M \cos \Omega t + \\
 & + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\Omega_n t - \varphi_n) + 0,5M \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos[(n\Omega_n + \Omega) t - \varphi_n] + \\
 & + 0,5M \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos[(n\Omega_n - \Omega) t - \varphi_n]. \quad (1.45)
 \end{aligned}$$

Из (1.45) следует, что при АИМ около каждой гармонической составляющей спектра появляются боковые составляющие с частотами $n\Omega_n + \Omega$ и $n\Omega_n - \Omega$ (рис. 1.12 в). Если амплитудно-импульсно-модулированный сигнал получен в результате модуляции спектром частот от 0 до $\Omega_{\max}$, то с обеих сторон каждой из составляющих спектра $n\Omega_n$ появятся полосы частот от 0 до $\Omega_{\max}$. При этом, чтобы боковые полосы при каждой следующей и предыдущей частотах $n\Omega_n$ не перекрывались, вследствие чего были бы искажения при передаче сигналов, необходимо, чтобы частота следования импульсов F_n была не менее чем в два раза больше максимальной частоты спектра управляющего сигнала $F_{\max} = 2\pi/\Omega_{\max}$.

1.8. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ. ТЕОРЕМА КОТЕЛЬНИКОВА

Рассматривая непрерывные сигналы, заданные функцией $f(t)$ в конечном интервале времени, не обязательно да и не нужно учитывать все бесконечное множество значений гармонических составляющих спектра данной функции, поскольку спектральная плотность таких сигналов убывает с ростом частоты, так что, начиная с какой-то частоты f_b , ее можно считать равной нулю, т. е. как бы ограничить бесконечный спектр непрерывной функции конечным значением частоты f_b .

При передаче такой непрерывной функции на расстояние удобнее и проще передавать ее отдельные дискретные значения через промежутки, равные $1/2 f_b$, так как за время, меньшее чем половина периода наивысшей частоты, функция еще не может значительно изменить своего значения. Замена непрерывной функции ее дискретными значениями называется *дискретизацией*, а основана она на теореме Котельникова, согласно которой функция с верхней граничной частотой спектра f_b полностью определяется последовательностью своих

значений («посылок») в точках отсчета, отстоящих одна от другой на временной интервал, равный $1/2f_n$.

Доказать эту теорему можно следующим образом. Рассмотрим непрерывную функцию $f(t)$ и ограничим ее спектр какой-то частотой f_n , выше которой составляющими спектра ввиду их малости можно пренебречь. Прямое преобразование Фурье для спектра этой функции имеет вид

$$\hat{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-i\omega t} dt, \quad (1.46)$$

причем, с учетом ограничения, $\hat{S}(\omega) = 0$ при $\omega > \omega_n$, где $\omega_n = 2\pi f_n$. Пусть на рис. 1.13 сплошной линией изображена спектральная плотность $\hat{S}(\omega)$. Разложим ее на участке $-\omega_n \div \omega_n$ в ряд Фурье, дополнив симметричными относительно нуля значениями на участке $0 \div -\omega_n$ и повторив с частотой $1/2\omega_n$, где $2\omega_n$ — период повторения.

Коэффициенты разложения спектральной плотности в ряд Фурье согласно (1.6)

$$A_n = \frac{2}{2\omega_n} \int_{-\omega_n}^{\omega_n} \hat{S}(\omega) e^{-\frac{2\pi n}{2\omega_n} i\omega} d\omega = \frac{1}{\omega_n} \int_{-\omega_n}^{\omega_n} \hat{S}(\omega) e^{-i\frac{\omega}{\omega_n} \pi n} d\omega. \quad (1.47)$$

(здесь вместо t текущей координатой является ω).

Запишем обратное преобразование Фурье для $\hat{S}(\omega)$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_n}^{\omega_n} \hat{S}(\omega) e^{i\omega t} d\omega. \quad (1.48)$$

Обозначив интервалы между дискретными значениями функции $f(t)$ через $\Delta t = \frac{1}{2f_n} = \frac{\pi}{\omega_n}$ и $t = n\Delta t$, перепишем (1.48)

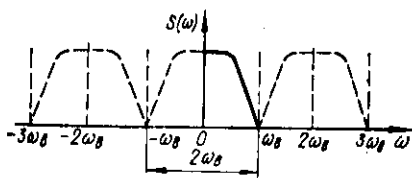
$$f(n\Delta t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_n}^{\omega_n} \hat{S}(\omega) e^{i\omega n\Delta t} d\omega. \quad (1.49)$$

Сравнивая (1.47) и (1.49), можно записать

$$A_n = \frac{2\pi}{\omega_n} f(-n\Delta t) = 2\Delta t f(-n\Delta t). \quad (1.50)$$

Таким образом, коэффициенты ряда Фурье определяются через значения функции $f(t)$ в точках отсчета.

Рис. 1.13. Спектральная плотность функции $f(t)$ с ограниченным до ω_n спектром и повторяемая с частотой $1/2\omega_n$.



С учетом (1.50) можно записать ряд Фурье, определяющий спектральную плотность $\hat{S}(\omega)$, по коэффициентам разложения A_n согласно (1.5)

$$\begin{aligned} \hat{S}(\omega) &= 0,5 \sum_{-\infty}^{\infty} A_n e^{-in\omega\pi/\omega_B} = \Delta t \sum_{-\infty}^{\infty} f(-n\Delta t) e^{-in\omega\Delta t} = \\ &= \Delta t \sum_{-\infty}^{\infty} f(n\Delta t) e^{-in\omega\Delta t}. \end{aligned} \quad (1.51)$$

В (1.51) сделана замена $(-n\Delta t)$ на $(n\Delta t)$, так как суммирование ведется по всем значениям n (положительным и отрицательным).

Выражение (1.51) означает, что функция $f(t) = f(n\Delta t)$, которой соответствует спектральная плотность $\hat{S}(\omega)$, однозначна и проходит через заданные значения в точках отсчета $n\Delta t$, лежащих на расстоянии $\Delta t = 1/2f_B$ одна от другой.

Запишем выражение для функции $f(t)$, подставив значение $\hat{S}(\omega)$ в (1.48)

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\omega_C}^{\omega_C} e^{i\omega t} d\omega \sum_{-\infty}^{\infty} f(n\Delta t) e^{-in\omega\Delta t} = \\ &= \frac{\Delta t}{2\pi} \sum_{-\infty}^{\infty} f(n\Delta t) \int_{-\omega_B}^{\omega_B} e^{i\omega(t-n\Delta t)} d\omega = \sum_{-\infty}^{\infty} f(n\Delta t) \frac{e^{i\omega_B(t-n\Delta t)} - e^{-i\omega_B(t-n\Delta t)}}{\omega_B \cdot 2i} = \\ &= \sum_{-\infty}^{\infty} f(n\Delta t) \frac{\sin \omega_B(t-n\Delta t)}{\omega_B(t-n\Delta t)}. \end{aligned} \quad (1.52)$$

Если функция $f(t)$ задана в интервале T , а спектр ее ограничен полосой частот вплоть до f_B , то число дискретных значений («посылок») функции $f(n\Delta t)$, которое необходимо для полного задания ее в интервале T , будет

$$n = T/\Delta t + 1 = 2f_B T + 1 \approx 2f_B T,$$

так как $T/\Delta t \gg 1$.

Выражение (1.52) при этом принимает вид

$$f(t) = \sum_{n=-f_B T}^{f_B T} f(n\Delta t) \frac{\sin \omega_B(t-n\Delta t)}{\omega_B(t-n\Delta t)} \quad (1.53)$$

и является представлением функции $f(t)$ в виде суммы функций $\frac{\sin \omega_B t}{\omega_B t}$ с пиковыми значениями в точках отсчета.

График функции $\frac{\sin \omega_B t}{\omega_B t}$ изображен на рис. 1.14.

В качестве примера рассмотрим, как может быть передан непрерывный сигнал с помощью «посылок» прямоугольных импульсов

длительностью $\tau \ll \Delta t = 1/2f_n$ (рис. 1.15), определяющих значение функции $f(t)$ в дискретных точках отсчета с интервалом Δt (АИМ). Функция непрерывного сигнала $f(t)$ на рис. 1.15, а показана пунктиром. На приемном конце эти импульсы проходят через фильтр нижних частот с полосой пропускания, ограниченной f_n . При такой (сравнительно узкой) полосе частот спектральная плотность $S(\omega)$

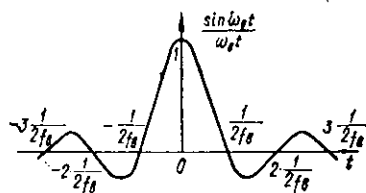


Рис. 1.14. График функции $\frac{\sin \omega_n t}{\omega_n t}$.

каждого импульса «посылки» на выходе фильтра постоянна, т. е. имеет вид прямоугольника с основанием вдоль частотной оси от $-f_n$ до f_n . Данному спектру соответствует временная функция вида $\frac{\sin \omega_n t}{\omega_n t}$ (рис. 1.14), причем ее амплитуда пропорциональна

амплитуде «посылки» на выходе фильтра. Представление непрерывного сигнала $f(t)$ рядом (1.53) показано на рис. 1.15, б. Суммируя на приемном конце канала связи все «посылки», прошедшие фильтр нижних частот, получают передаваемый сигнал $f(t)$ (рис. 1.15, в).

2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ЦЕПЕЙ

Электрические цепи в радиотехнике можно классифицировать следующим образом: 1) по характеру преобразования в них сигналов — цепи линейные, параметрические, нелинейные; 2) по их построению — цепи с сосредоточенными параметрами (R, L, C), цепи с распределенными параметрами (длинные линии) и микросхемы; 3) по их назначению — колебательные цепи, в которых возможны свободные периодические колебания, и апериодические цепи.

Линейные — это цепи, в которых все элементы линейные, параметры их не зависят от процессов, протекающих в них (тока и напряжения). При этом следует различать линейные элементы цепей с постоянными параметрами и элементы, параметры которых зависят от внешнего воздействия (независимо от процесса, протекающего

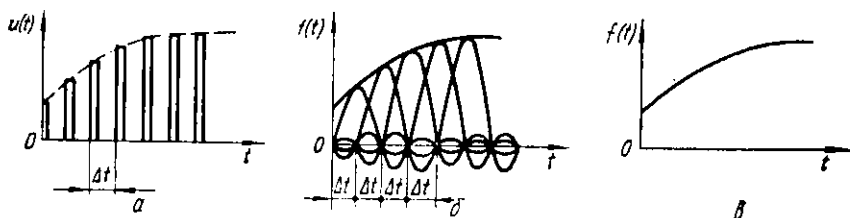


Рис. 1.15. Передача непрерывного сигнала $f(t)$ путем «посылок» прямоугольных импульсов.

в них) — линейно-параметрические элементы; цепи, содержащие хотя бы один такой элемент, называются *линейно-параметрическими*. Процессы в этих цепях описываются линейными дифференциальными уравнениями: в первом случае — с постоянными коэффициентами, во втором — с коэффициентами, являющимися явными функциями времени (линейно-параметрическими уравнениями). Примером такой цепи может быть цепь с угольным микрофоном, проводимость которого изменяется в зависимости от звукового давления на мембрану, или цепь с конденсаторным микрофоном, где соответственно меняется емкость.

Нелинейными называются цепи, содержащие хотя бы один нелинейный элемент (пассивный, или активный), т. е. элемент, параметры которого зависят от процессов, протекающих в нем (тока, напряжения), при изменении i и u во времени значения параметров нелинейных элементов являются также функциями времени. Процессы в таких цепях описываются нелинейными дифференциальными уравнениями. Если хотя бы один элемент нелинейной цепи (линейный или нелинейный) подвергается постороннему воздействию, не зависящему от внутреннего процесса в самой цепи, то говорят о *нелинейно-параметрической* цепи.

К линейным и линейно-параметрическим цепям применим *принцип суперпозиции* (наложения), т. е. в них отклик на сумму воздействий равен сумме откликов на отдельные воздействия. К нелинейным цепям принцип суперпозиции не применим.

При прохождении сигнала по линейной цепи с постоянными параметрами колебаний с новыми частотами, каких не было в сигнале, не появляется. В случае остальных цепей спектр сигнала преобразуется и в нем появляются новые частоты.

Для краткости линейные с постоянными параметрами цепи будем называть впредь просто — *линейными*, а линейно-параметрические — *параметрическими*. В дальнейшем рассматриваются: идеальные линейные цепи; нелинейные цепи с использованием небольшого участка вольт-амперной характеристики, на котором ее приближенно можно считать линейной (линеаризация при малых амплитудах); параметрические и нелинейные цепи.

Линейные цепи образуют одиночные и связанные колебательные контуры, фильтры, фидеры, антенны. Узлы, связанные с преобразованием спектров, могут быть реализованы как в параметрических, так и в нелинейных цепях. Однако на практике чаще применяются нелинейные цепи.

Усилители могут быть реализованы с использованием линейных участков характеристик управляемых активных элементов, при этом возможны колебания только с малыми амплитудами и с низким к. п. д.; нелинейность для усиления не является необходимой, даже, напротив, вызывает искажения, однако при увеличении амплитуд и для получения высокого к. п. д. нельзя обойтись без использования нелинейных участков характеристик с обеспечением допустимого уровня искажений.

При реализации радиотехнических устройств только генерирование автоколебаний требует обязательно нелинейности цепи.

И хотя генерация возникает на линейном участке вольт-амперной характеристики нелинейного элемента, нелинейность необходима для ограничения роста амплитуды и установления устойчивой амплитуды стационарных колебаний.

2.2. ЭЛЕМЕНТЫ ЦЕПЕЙ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Элементы с сосредоточенными параметрами подробно изучаются в курсе теоретических основ электротехники. Здесь необходимо остановиться на особенностях их работы в условиях весьма широкого диапазона частот, используемых в радиотехнике. На низких частотах влияние индуктивности вводов L_n , шунтирующей межвитковой емкости катушек индуктивности $C_{ш}$, сопротивления потерь в конденсаторе R_n можно не учитывать. Наоборот, на высоких частотах влияние этих величин может иметь преобладающее значение. Эквивалентные схемы резистора, конденсатора и катушки индуктивности общая, на постоянном токе, средних и сверхвысоких частотах в названном порядке приведены в табл. 2.

По основным параметрам R , L , и C эти элементы могут быть линейными и нелинейными. Следует отметить, что на определенной частоте в катушке индуктивности возможен резонанс, и тогда она будет представлять собой чисто активное сопротивление.

Характеристики нелинейных активных элементов будут рассмотрены при описании устройств с конкретными такими элементами — биполярными и полевыми транзисторами, туннельными диодами.

2.3. МИКРОСХЕМЫ

С развитием радиотехники и применением радиоустройств в космической связи, медицине и ряде других областей науки и техники нарастала потребность в миниатюризации радиоаппаратуры с одновременным повышением ее надежности и снижением потребляемой мощности. Для иллюстрации сказанного можно указать на то, что электронное оборудование современного сверхзвукового пассажирского самолета содержит 200—400 тыс. дискретных элементов, а космического корабля — до 800 тыс.

В развитии миниатюризации радиоаппаратуры можно проследить несколько этапов. Первый — это миниатюризация дискретных элементов. Второй — микромодули, печатные схемы. Третий — интегральные микросхемы: пленочные с плотностью заполнения 50—100 компонентов в 1 см^2 ; твердотельные полупроводниковые с плотностью заполнения 500—1000 компонентов в 1 см^2 и функциональные твердотельные.

Таблица 2

Резистор	Конденсатор	Катушка индуктивности

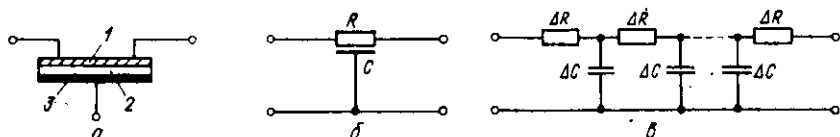


Рис. 2.1. К использованию пленочных интегральных микросхем.

Пленочные интегральные микросхемы. При реализации пленочных интегральных микросхем методами катодного распыления, вакуумного напыления или эпитаксиального выращивания на подложку из керамики наносят металлические, полупроводниковые и диэлектрические пленки толщиной до нескольких микрон в зависимости от вида формируемой компоненты (R или C). Формирование индуктивности в пленочном исполнении затруднено, так как проводящий пленочный слой наносится в виде спирали и практически достижимая величина индуктивности не превышает 5—10 мкГ. Дальнейшее напыление пленки приводит к увеличению размеров микросхемы.

Выполненные на основе тонкопленочной технологии R - и C -компоненты соединяются между собой с помощью токопроводящих пленок толщиной до одного микрона; активные элементы (транзисторы, туннельные диоды и другие) используются в виде навесных деталей, образуя в целом гибридно-пленочную систему. Иногда при реализации RC -цепей в пленочной структуре применяют RC -компоненты с распределенными параметрами, в которых чередуются резистивный (1), диэлектрический (2) и проводящий (3) слои (рис. 2.1, а). Эквивалентные схемы таких компонент и их соединений в систему показаны на рис. 2.1, б и в соответственно.

Твердотельные полупроводниковые микросхемы. В интегральных полупроводниковых схемах используются объемные и контактные свойства полупроводниковых материалов, которые позволяют реализовать функции как пассивных (R и C), так и активных элементов на поверхности или в объеме полупроводника. Берут пластинку из полупроводникового материала (например, кремния) площадью 4—9 мм² с минимальной толщиной, обеспечивающей прочность (0,2—0,5 мм), на поверхности которой и глубине в несколько микрон методами травления, диффузии, эпитаксиального выращивания и сплавления формируют пассивные и активные компоненты (рис. 2.2). Резисторы и p - n переходы формируются посредством диффузии определенного типа примесей, создающей p или n -область.

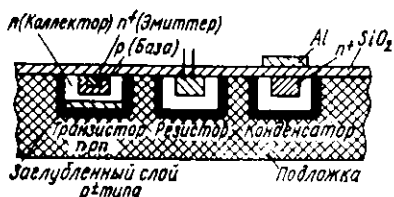


Рис. 2.2. Интегральная полупроводниковая микросхема.

В качестве емкостей используют либо p - n переход, смещенный в обратном направлении, либо слоистый конденсатор с диэлектрической пленкой из двуоксида кремния (SiO_2). Отдельные компоненты соединяют между собой с помощью тонких пленок в виде полос, наносимых на изолирующий слой двуоксида кремния и имеющих кон-

такты в соответствующих областях, не защищенных двуокисной пленкой.

Функциональные твердотельные микросхемы. Электрическая функциональная схема — это устройство, которое может функционировать как электрическая схема с параметрами R , L и C , хотя в нем и нет элементов R , L и C , но их функции выполняются за счет других физических явлений и законов. Примером такого устройства может быть пьезоэлектрический резонатор, подробно рассматриваемый ниже (см. п. 2.9).

2.4. НЕЛИНЕЙНЫЕ И ЛИНЕЙНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Нелинейный элемент составляет основу нелинейной и линейно-параметрической цепей. Нелинейные элементы подразделяются на активные и пассивные.

К активным нелинейным элементам относятся различные электронные и полупроводниковые приборы, имеющие нелинейную вольт-амперную характеристику. Они обычно используются для усиления или преобразования спектров сигналов. Примерами активных нелинейных полупроводниковых элементов являются биполярный и полевой транзисторы, туннельный диод, вольт-амперные характеристики которых приведены в п. 5.3, 5.4, 6.3.

К пассивным нелинейным элементам, применяемым в радиотехнике, относятся нелинейные реактивные элементы (индуктивность, емкость). Примером нелинейной емкости $C(u)$ может служить варикап, обладающий нелинейной вольт-кулонной и вольт-фарадной характеристиками запертого p - n перехода (рис. 2.3), где C — барьерная емкость.

Примером нелинейной индуктивности $L(i)$ может служить катушка индуктивности с ферромагнитным сердечником, по которой течет большой ток, насыщающий сердечник.

Давая определение нелинейным элементам, подразумевали нелинейность их характеристик в целом или для достаточно больших участков. Однако по отношению к слабому сигналу, т. е. при незначительных отклонениях от рабочей точки небольшой участок вольт-амперной характеристики вблизи рабочей точки можно считать линейным. Соответственно для слабых сигналов нелинейный элемент обладает свойствами линейного и может рассматриваться как линейное устройство (например, усилитель в линейном режиме).

Для оценки линейного режима работы нелинейного элемента вводят понятие дифференциального параметра, т. е. параметра в рассматриваемой рабочей точке. Для активных нелинейных элементов (транзисторов) с нелинейной вольт-амперной характеристикой — это дифференциальная крутизна $S = (di/du)_{u=U_0}$, где U_0 — напряжение в рабочей точке.

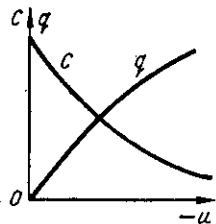


Рис. 2.3. Вольт-кулонная и вольт-фарадная характеристики запертого p - n перехода варикапа.

Для реактивных нелинейных элементов в случае нелинейной емкости — это дифференциальная емкость $C \approx dq(u)/du|_{u=U_0}$ и в случае нелинейной индуктивности — это дифференциальная индуктивность $L \approx d\Phi(i)/di|_{i=I_0}$.

При воздействии большого гармонического колебания на активный нелинейный элемент вводится понятие средней крутизны (см. (6.38)).

При подаче на нелинейный элемент, кроме слабых сигналов, большого управляющего напряжения $u_y(t)$, выходящего за пределы линейного участка характеристики, присущей данному нелинейному элементу, например, вольт-амперной для активного нелинейного элемента или вольт-кулоновой для нелинейной емкости, дифференциальные параметры S и C зависят от значений управляющего напряжения в каждый момент времени. Поэтому в такой системе при наличии управляющего напряжения и слабого сигнала нелинейный элемент по отношению к нему является линейным устройством с переменным параметром или линейно-параметрическим элементом.

Для примера рассмотрим использование в качестве линейно-параметрического элемента биполярного транзистора. При подаче на вход транзистора достаточно большого управляющего напряжения $u_y(t)$, наложенного на постоянное напряжение U_0 , определяющее выбор рабочей точки, можно записать

$$S(u_y) = \left(\frac{di_K}{du_B} \right)_{u=U_0+u_y}$$

Если в пределах изменения u_y , характеристика биполярного транзистора может быть представлена в виде полинома второй степени $i_K = I_{K0} + a_1 u_B + a_2 u_B^2$, как изображено на рис. 7.20, то $S(u_y) = a_1 + 2a_2 u_B = a_1 + 2a_2 u_y$, т. е. зависимость дифференциальной крутизны S от управляющего напряжения изображается прямой линией.

Пусть $u_y(t) = u_r(t) = U_r \cos \omega_r t$, тогда крутизну S можно записать в виде функции времени

$$\begin{aligned} S(t) &= a_1 + 2a_2 U_r \cos \omega_r t = a_1 \left(1 + \frac{2a_2}{a_1} U_r \cos \omega_r t \right) = \\ &= S_0 \left(1 + \frac{\Delta S}{S_0} \cos \omega_r t \right) = S_0 (1 + M \cos \omega_r t), \end{aligned}$$

где $S_0 = a_1$ — дифференциальная крутизна в точке A , а

$$M = \frac{\Delta S}{S_0} = \frac{2a_2 U_r}{a_1} —$$

— коэффициент модуляции параметра S .

По отношению к слабому сигналу $u_c(t)$, наложенному на управляющее напряжение $u_y(t)$, транзистор в рассматриваемом режиме можно считать линейным элементом с переменным параметром $S(t)$, управляемым по закону

$$u_y(t) = u_r(t) = U_r \cos \omega_r t.$$

Ток в цепи такого линейно-параметрического элемента, в данном случае в коллекторной цепи транзистора, может быть представлен выражением

$$i_K = S(t) u_c(t) = S_0 \times \\ \times (1 + M \cos \omega_{\Gamma} t) u_c(t).$$

Последнее выражение показывает, что в линейно-параметрической цепи можно получить перемножение двух колебаний, при этом сам линейно-параметрический элемент является перемножающим устройством.

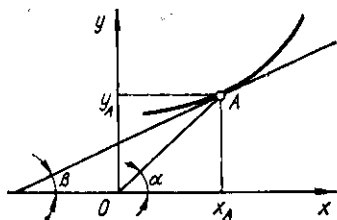


Рис. 2.4. К определению статического и динамического параметров характеристик нелинейных элементов.

2.5. АППРОКСИМАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Характеристики нелинейных элементов задаются обычно графически. При этом различают: *статический* параметр характеристики — отношение ординаты к абсциссе, $y/x = \operatorname{tg} \alpha$ (рис. 2.4) и *динамический* — крутизна характеристики $S = dy/dx = \operatorname{tg} \beta$.

Для анализа процессов в цепях и выполнения расчетов нужно знать аналитическое выражение характеристик. С этой целью используют приближенные аналитические выражения — *аппроксимации*.

В зависимости от типа характеристики и условия задачи применяют различные виды аппроксимации. Наиболее распространены аппроксимации *степенным полиномом* и *кусочно-линейная*. В случае степенного полинома

$$y = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + \dots + a_n x^n + \dots \quad (2.1)$$

Коэффициенты полинома находят из графической характеристики с помощью системы уравнений для соответствующего числа точек в пределах используемого участка характеристики, определяя значения ординат или крутизны характеристики в интересующих точках. Число членов полинома берется в зависимости от требуемой точности. В качестве степенного полинома часто используют ряд Тейлора с несколькими первыми членами. При ограничении числа членов этого ряда следует учитывать тип аппроксимируемой характеристики.

В тех случаях, когда воздействие на нелинейный элемент не выходит за пределы определенного участка вольт-амперной характеристики, нет необходимости аппроксимировать всю характеристику, а достаточно аппроксимировать только рабочий участок ее. Естественно, что чем меньше рабочий участок кривой, тем более простой может быть функция, аппроксимирующая этот участок характеристики, и тем меньше членов ряда должно быть взято.

При использовании в качестве степенного полинома ряда Тейлора коэффициенты $a_1, a_2, a_3 \dots$ определяются выражениями

$$a_1 = \left(\frac{dy}{dx} \right)_{x=x_A}, \quad a_2 = \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2 y}{dx^2} \right)_{x=x_A}, \quad a_3 = \frac{1}{3!} \left(\frac{d^3 y}{dx^3} \right)_{x=x_A}.$$

Как видим, a_1 есть крутизна характеристики в точке A , a_2 — первая производная крутизны в точке A с коэффициентом $1/2!$, a_3 — вторая производная крутизны в точке A с коэффициентом $1/3!$ и т. д.

При изменении положения рабочей точки на характеристике соответственно изменяется значение коэффициентов $a_1, a_2, a_3, \dots$

Для аппроксимируемого участка характеристики какого-либо нелинейного элемента коэффициенты полинома могут быть найдены из условия совпадения ординат аппроксимирующей и реальной характеристик в выбранных точках на рассматриваемом участке кривой. При этом для аппроксимирующего полинома n -го порядка число выбранных на характеристике точек, а, следовательно, и число уравнений, которые нужно решить как систему, должно быть $n + 1$. При выборе за начало координат точки, лежащей посередине аппроксимируемого участка характеристики, число уравнений сокращается до n .

Для определения коэффициентов полинома a_n необходимо выбрать $n + 1$ точку на аппроксимируемом участке конкретной кривой нелинейного элемента через равные интервалы по оси абсцисс и соответственно по кривой определить значение ординат и абсцисс в каждой точке. Затем подставить эти значения вместо x и y в уравнение степенного полинома для каждой точки. В результате получим систему уравнений, которую нужно решить относительно коэффициентов a_n .

Кусочно-линейная аппроксимация описана в разд. 2.6.

2.6. ВОЗДЕЙСТВИЕ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ НА ЦЕПИ С НЕЛИНЕЙНЫМИ БЕЗЫНЕРЦИОННЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Рассмотрим воздействие гармонического колебания на активный нелинейный элемент, например, биполярный транзистор.

Сначала выберем такой режим работы, при котором рабочая точка находится посередине линейного участка вольт-амперной характеристики транзистора (рис. 2.5). При подаче на транзистор достаточно слабого сигнала $u(t)$, укладываемогося в пределах линейного участка вольт-амперной характеристики с постоянной дифференциальной крутизной S , выходной ток транзистора $i_k(t)$ воспроизводит сигнал без искажений (рис. 2.5) и равен $i_k(t) = Su(t)$.

При подаче большого сигнала $u(t) = U \cos \omega t$, укладываемогося в пределах вольт-амперной характеристики, но выходящего за пределы линейного участка, выходной ток транзистора $i_k(t)$ искажает входной сигнал (рис. 2.5). При этом для анализа спектрального состава выходного тока вольт-амперную характеристику транзистора удобно аппроксимировать степенным полиномом (2.1)

$$i_k(t) = I_0 + a_1 U \cos \omega t + a_2 U^2 \cos^2 \omega t + a_3 U^3 \cos^3 \omega t + a_4 U^4 \cos^4 \omega t + \dots \quad (2.1')$$

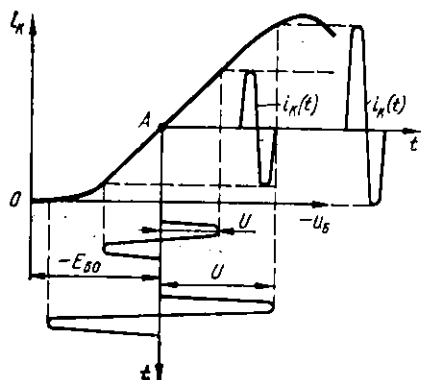
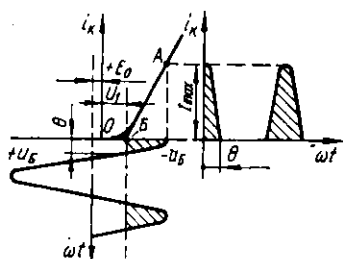


Рис. 2.5. К воздействию гармонических колебаний на нелинейный элемент.

Рис. 2.6. Работа нелинейного активного элемента с углом отсечки θ .



Раскрывая значения степеней тригонометрических функций:

$$\cos^2 x = \frac{1}{2} (1 + \cos 2x);$$

$$\cos^3 x = \frac{1}{4} (\cos 3x + 3 \cos x);$$

$$\cos^4 x = \frac{1}{8} (\cos 4x + 4 \cos 2x + 3);$$

$$\cos^5 x = \frac{1}{16} (\cos 5x + 5 \cos 3x + 5 \cos x) \text{ и т. д.}$$

и подставив их в (2.1'), получим $i_K(t) = \left(I_0 + \frac{1}{2} a_2 U^2 + \frac{3}{8} \times \right. \\ \times a_4 U^4 + \dots \left. \right) + \left(a_1 U + \frac{3}{4} a_3 U^3 + \frac{5}{8} a_5 U^5 + \dots \right) \cos \omega t + \left(\frac{1}{2} a_2 U^2 + \right. \\ \left. + \frac{1}{8} a_4 U^4 + \dots \right) \cos 2\omega t + \left(\frac{1}{4} a_3 U^3 + \frac{5}{16} a_5 U^5 + \dots \right) \cos 3\omega t + \left(\frac{1}{8} \times \right. \\ \left. \times a_4 U^4 + \dots \right) \cos 4\omega t + \left(\frac{5}{8} a_5 U^5 + \dots \right) \cos 5\omega t = I_0 + I_1 \cos \omega t + \\ + I_2 \cos 2\omega t + I_3 \cos 3\omega t + I_4 \cos 4\omega t + I_5 \cos 5\omega t + \dots$

Как видим, воздействие сигнала с частотой ω на нелинейный участок вольт-амперной характеристики привело к появлению дополнительных гармоник более высоких порядков с частотами $n\omega$, кратными частоте ω , где $n = 1, 2, 3 \dots$

При воздействии двух или более гармонических сигналов на нелинейный участок вольт-амперной характеристики появляются еще и дополнительные комбинационные частоты, что легко проверить, подставив сумму, например, двух гармонических колебаний в выражение (2.1).

Рассмотрим воздействие большого гармонического колебания на нелинейный активный элемент (биполярный транзистор) при рабочей точке, выбранной за пределами нижнего загиба вольт-амперной характеристики, т. е. где $I_K = 0$. Проходную вольт-амперную характеристику $i_K = f(u_B)$ аппроксимируем для больших сигналов ломаной линией, как показано на рис. 2.6. Для этого спрямим

вольт-амперную характеристику в нижней части до пересечения ее с осью абсцисс в точке *Б*. Загибом вольт-амперной характеристики в нижней части пренебрегаем.

Аппроксимированная вольт-амперная характеристика представлена ломаной линией *ОБА* для $u_B > U_1$.

Согласно рис. 2.6 $i_K = S(u_B - U_1)$, где *S* — крутизна линейной части вольт-амперной характеристики. С учетом того, что мгновенное значение напряжения на входе нелинейного элемента (транзистора) равно $u_B = E_0 + U \cos \omega t$, имеем $i_K = S(E_0 + U \cos \omega t - U_1)$ для $u_B > U_1$ и $i_K = 0$ для $u_B < U_1$. Знак напряжений скрыт под их индексом и берется при подстановке их значений в зависимости от типа нелинейного элемента и выбора рабочей точки. Назовем углом отсечки θ выраженную в угловых единицах половину той части периода колебаний, в течение которого в схеме протекает ток. При $\omega t = 0$ $i_K = 0$, следовательно, $0 = S(E_0 + U \cos \omega t - U_1)$, откуда

$$\cos \theta = -\frac{E_0 - U_1}{U}. \quad (2.2)$$

На основании 2.2 приходим к выводу: величина угла отсечки θ при заданной амплитуде *U* определяется смещением E_0 . Подставив $\cos \theta$ в уравнение для *i*, получим

$$i_K = SU (\cos \omega t - \cos \theta) \quad (2.3)$$

в пределах угла отсечки.

При этом в цепи активного нелинейного элемента (в данном случае транзистора) будет протекать ток косинусоидальной формы с амплитудой

$$I_{\max} = SU (1 - \cos \theta), \quad (2.4)$$

что следует из (2.3) при $\omega t = 0$, т. е. при $i = I_{\max}$.

Подставив значение *SU* из (2.4) в (2.3), получим выражение для мгновенного значения тока в активном нелинейном элементе (транзисторе)

$$i_K(t) = I_{\max} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta}$$

для ωt в пределах угла отсечки ($0 < \omega t < \theta$).

Разложение полученного выражения в ряд Фурье дает значения постоянной составляющей и амплитуд гармоник тока в активном нелинейном элементе $I_0, I_1, I_2, \dots, I_n$.

Отношения постоянной составляющей и амплитуд гармоник тока в активном нелинейном элементе к амплитудному значению косинусоидальных импульсов тока $I_{\max}$ называются *коэффициентами гармоник Берга*:

$$I_0/I_{\max} = \alpha_0(\theta), \quad I_1/I_{\max} = \alpha_1(\theta); \dots; I_n/I_{\max} = \alpha_n(\theta).$$

Их зависимости от угла отсечки θ приведены в виде функциональных кривых на рис. 2.7. Таким образом, для каждого значения угла отсечки можно определить коэффициенты гармоник Берга и, зная амплитудное значение косинусоидального импульса тока для данного угла отсечки, найти постоянную составляющую и амплитуды гармоник тока в цепи активного нелинейного элемента (для нашего случая в коллекторной цепи транзистора).

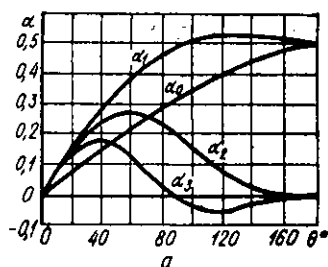


Рис. 2.7. Коэффициенты гармоник Берга.

2.7. ПАРАЗИТНЫЕ СВЯЗИ И ЭКРАНИРОВАНИЕ

В радиотехнических устройствах часто невозможно избежать паразитных связей между отдельными цепями устройства, существующими вопреки воле проектировщика. Это связи через общие для цепей сопротивления; через емкость непосредственно между элементами цепей или через емкость элементов по отношению к корпусу прибора; через междуэлектродные емкости и паразитные сопротивления в активных элементах; через магнитное поле, охватывающее элементы разных цепей; через электромагнитное поле излучения на высоких частотах. Паразитные связи проявляются в наводках, фоне, искажении спектров; при положительной паразитной обратной связи в усилителях возможно самовозбуждение. Такие связи особенно опасны, если в одной из цепей (или приборе) протекают большие токи, а другая цепь (или прибор) имеет высокую чувствительность.

Борьба с вредным влиянием паразитных связей требует особого внимания конструктора при компоновке деталей, монтаже и размещении приборов, а также введении экранов и развязывающих цепей.

На рис. 2.8, а показана паразитная связь между цепями 1 и 2 через общее сопротивление $Z_{общ}$. Очевидно, что даже незначительная величина этого сопротивления может создать значительную наводку, если в одной из цепей протекает большой ток. Рис. 2.8, б

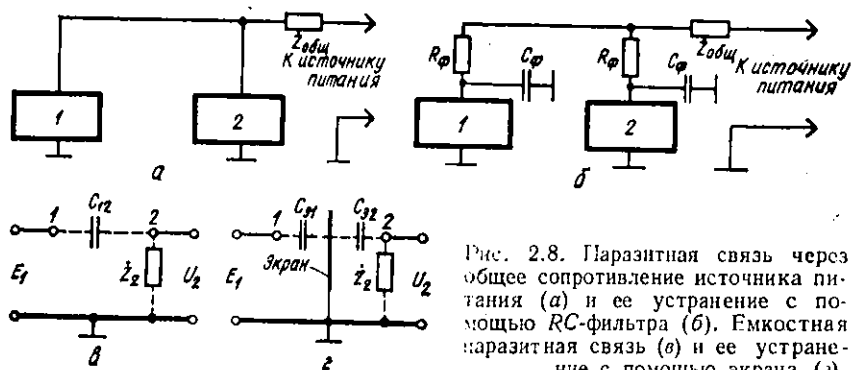


Рис. 2.8. Паразитная связь через общее сопротивление источника питания (а) и ее устранение с помощью RC-фильтра (б). Емкостная паразитная связь (в) и ее устранение с помощью экрана (г).

иллюстрирует пример использования RC -фильтра в качестве развязывающей цепи для устранения паразитной связи по высокой частоте через общее сопротивление источника питания.

Для устранения связи за счет непосредственной паразитной емкости C_{12} между двумя элементами цепи (точки 1 и 2 на рис. 2.8, в) их разделяют электростатическим экраном в виде проводящей пластины, соединенной с корпусом (рис. 2.8, г). При отсутствии экрана напряжение, действующее между точкой 1 и корпусом (E_1), наводит через емкость C_{12} и сопротивление Z_2 напряжение U_2 между точкой 2 и корпусом. При наличии экрана емкость C_{12} ничтожно мала. Напряжение E_1 , замыкаясь на корпус через емкость C_{31} и экран, не наводит напряжения между точкой 2 и корпусом.

Для устранения связи через магнитное поле применяют защитное экранирование из ферромагнитного материала. От внешнего магнитного поля экранирование производится с помощью сплошных защитных экранов из ферромагнитного материала достаточной толщины; при этом магнитное поле концентрируется в магнитопроводящем материале экрана и не проникает в воздушное пространство внутри экрана.

Для устранения влияния переменного магнитного поля, например трансформатора, на соседние элементы цепи трансформатор экранируют кольцевой оболочкой из электропроводящего материала, которую располагают так, чтобы токи в экране, наведенные за счет э. д. с. индукции, создавали магнитное поле обратного знака, нейтрализующее поле трансформатора. Аналогичное экранирование используется в коаксиальном кабеле.

2.8. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ

Под *колебательной цепью* будем понимать цепь, составленную из дискретных L -, C - и R -элементов, образующих контур, либо из электромеханических твердотельных резонаторов, которой на определенных частотах присуще явление резонанса, причем добротность такой цепи должна быть больше 0,5 [см. (2.15')]. Только в этом случае в цепи возможен колебательный процесс, заключающийся в *обмене энергией* за период колебаний между магнитным полем катушки индуктивности и электрическим полем конденсатора (в цепи из дискретных элементов) или в обмене энергией за период электрических и механических колебаний (в цепи из твердотельных электромеханических резонаторов). Основное назначение радиотехнических колебательных цепей — получение с их помощью *частотной избирательности*, т. е. выделения полезного сигнала и подавления всех остальных сигналов и помех. Ниже рассматриваются разновидности колебательных цепей и явления, протекающие в них.

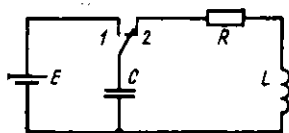


Рис. 2.9. Схема, иллюстрирующая разряд конденсатора в контуре.

Условие возникновения колебаний в контуре. Рассмотрим процесс разряда конденсатора C в контуре (рис. 2.9), образованном из последовательно соеди-

ненных L -, C - и R -элементов (переключатель в положении 2). Конденсатор предварительно был заряжен до напряжения источника питания E (переключатель в положении 1).

На основании второго закона Кирхгофа можно записать

$$E = iR + L di/dt, \quad (2.5)$$

где E — напряжение на конденсаторе; iR и $L di/dt$ — падения напряжений на резисторе и катушке индуктивности. Напряжение на конденсаторе E выразим через ток в контуре i , возникший при разряде конденсатора: $i = -dq/dt$, где $q = CE$; отсюда $E = -\frac{1}{C} \int i dt$.

Подставив полученное значение E в (2.5), получим

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = 0.$$

Продифференцируем полученное уравнение по t и освободимся от коэффициента при второй производной

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{i}{LC} = 0.$$

Обозначим $R/L = 2\delta$ и $1/LC = \omega_0^2$; тогда дифференциальное уравнение примет вид

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + 2\delta \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0. \quad (2.6)$$

Уравнение (2.6) является линейным уравнением второго порядка. Решается оно подстановкой

$$i = Ae^{kt}, \quad (2.7)$$

где k — корни характеристического уравнения, которое получается, если продифференцировать дважды (2.7) и подставить полученные значения в (2.6):

$$Ae^{kt} (k^2 + 2\delta k + \omega_0^2) = 0.$$

Решив это уравнение относительно k , найдем

$$k_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} = -\delta \pm \xi, \quad (2.8)$$

$$\text{где} \quad \xi = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}. \quad (2.9)$$

Таким образом, решение уравнения (2.6) имеет вид

$$i = Ae^{k_1 t} + Be^{k_2 t}. \quad (2.10)$$

Произвольные постоянные A и B в (2.9) определяются из начального условия, соответствующего моменту $t = 0$ (т. е. моменту перевода переключателя в положение 2). А этот момент

$$i|_{t=0} = 0 \quad (2.11)$$

и напряжение на конденсаторе уравнивается только э. д. с. самоиндукции, т. е. $u - L di/dt|_{t=0} = 0$,

откуда

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0} = \frac{u}{L}. \quad (2.12)$$

С учетом (2.11) и (2.12) уравнение (2.10) позволяет определить произвольные постоянные A и B

$$A + B = 0; \quad k_1 A + k_2 B = u/L,$$

откуда

$$A = u/2\xi L; \quad B = -u/2\xi L. \quad (2.13)$$

Подставив значения A и B из (2.13) в (2.10), получим

$$i = \frac{u}{2\xi L} (e^{k_1 t} - e^{k_2 t}),$$

а учтя (2.8), окончательно найдем

$$i = \frac{u}{2\xi L} e^{-\delta t} (e^{\xi t} - e^{-\xi t}). \quad (2.14)$$

Исследуем (2.14), приняв во внимание возможные значения ξ в зависимости от соотношения δ и ω_0 [см. (2.9)]:

$$1) |\delta| = \omega_0; \quad 2) |\delta| > \omega_0; \quad 3) |\delta| < \omega_0. \quad (2.15)$$

После подстановки значений δ и ω_0 получим:

$$1) \frac{|R|}{2L} = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad 2) \frac{|R|}{2L} > \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad 3) \frac{|R|}{2L} < \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

или

$$1) \frac{\sqrt{L/C}}{|R|} = \frac{1}{2}; \quad 2) \frac{\sqrt{L/C}}{|R|} < \frac{1}{2}; \quad 3) \frac{\sqrt{L/C}}{|R|} > \frac{1}{2}.$$

Величину $\frac{\sqrt{L/C}}{|R|}$ обозначают через Q и называют *добротностью*, т. е. $Q = \frac{\sqrt{L/C}}{R}$. Обратную величину обозначают через d и называют *затуханием*, т. е.

$$d = 1/Q.$$

Таким образом, окончательно можем записать

$$1) Q = 0,5; \quad 2) Q < 0,5; \quad 3) Q > 0,5. \quad (2.15')$$

С точки зрения получения колебательного процесса в цепи необходимо, чтобы выполнялось третье условие, т. е. чтобы $|\delta| < \omega_0$, или $Q > 0,5$. Докажем это. Обозначив

$$\sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} = \omega, \quad (2.16)$$

можем записать, что при $|\delta| < \omega_0$ $\xi = i\omega$. Подставив это значение ξ в (2.14) и учтя, что $\frac{e^{i\omega t} - e^{-i\omega t}}{2i} = \sin \omega t$, получим

$$i = \frac{u}{\omega L} e^{-\delta t} \frac{e^{i\omega t} - e^{-i\omega t}}{2i} = \frac{u}{\omega L} e^{-\delta t} \sin \omega t. \quad (2.17)$$

Как видно из (2.17), при подключении к катушке индуктивности заряженного до напряжения источника E конденсатора и выполнении условия $|\delta| < \omega_0$ ($Q > 0,5$) при $\delta > 0$ в цепи устанавливается затухающий колебательный процесс с угловой частотой ω , причем затухание происходит по экспоненте, о чем свидетельствует сомножитель $e^{-\delta t}$. Величина δ называется *коэффициентом затухания*.

В системах, где $\delta < 0$, при выполнении условия $|\delta| < \omega_0$ возможно нарастание колебаний. Так как колебательные цепи в радиотехнических устройствах имеют сравнительно большую добротность ($Q \gg 0,5$), что соответствует $|\delta| \ll \omega_0$, то в соответствии с (2.16) с достаточной степенью точности можно считать $\omega \approx \omega_0$. Два первых условия из (2.15) приводят к апериодическому процессу, в чем легко убедиться, проанализировав (2.14).

Вынужденные колебания в последовательном колебательном контуре. Входное сопротивление и условие резонанса контура. *Последовательным, или последовательно питаемым, контуром* называется цепь, в которой элементы L и C соединены последовательно между собой и по отношению к источнику э. д. с.

Рассмотрим последовательный колебательный контур, на вход которого подана синусоидальная э. д. с. $e(t)$ (рис. 2.10, а). Элемент R в схеме — выделенное для анализа сопротивление суммарных потерь в контуре. Определим входное сопротивление контура $Z_{вх}$ в точках aa . Считая процесс в контуре установившимся, можно применить для анализа символический метод, рассмотрев токи и напряжения на комплексной плоскости. Обозначим мгновенное комплексное значение действующей э. д. с. в контуре через $\vec{e}(t) = Ee^{i\omega t}$; тогда $\vec{u}_{вх}(t) = U_{вх}e^{i\omega t}$, а ток в цепи $\vec{i}(t) = Ie^{i\omega t} = Ie^{i(\omega t + \varphi)}$.

Запишем уравнение Кирхгофа для цепи справа от точек aa

$$\vec{u}_{вх}(t) = \vec{i}(t)R + L \frac{d\vec{i}(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int \vec{i}(t) dt. \quad (2.18)$$

Подставив значение мгновенного комплексного значения тока в (2.18), после дифференцирования и интегрирования получим

$$\vec{u}_{вх}(t) = \vec{i}(t)R + i\omega L \vec{i}(t) + \frac{1}{i\omega C} \vec{i}(t),$$

откуда

$$\begin{aligned} Z_{вх} &= \frac{\vec{u}_{вх}(t)}{\vec{i}(t)} = R + i \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) = \\ &= R + i(X_1 + X_2) = R + iX, \end{aligned} \quad (2.19)$$

где $X_1 = \omega L$; $X_2 = -1/\omega C$, а $X = X_1 + X_2$.

Как видно, $Z_{вх}$ состоит из двух слагаемых: активного сопротивления R и реактивного сопротивления

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C}.$$

Из рис. 2.10, б, на котором представлена графическая зависимость X от частоты, следует, что на определенной частоте ω_0 реактив-

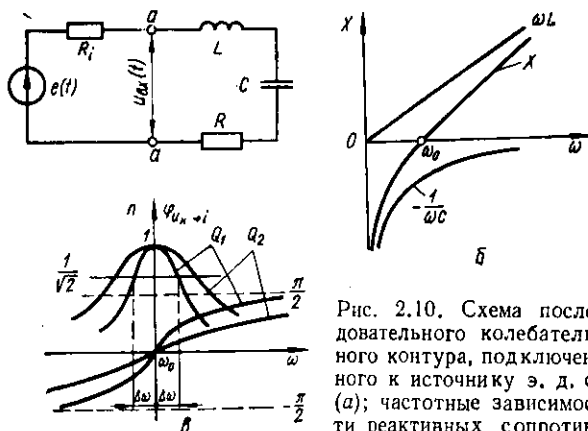


Рис. 2.10. Схема последовательного колебательного контура, подключенного к источнику э. д. с. (а); частотные зависимости реактивных сопротивлений последовательного колебательного контура (б); амплитудно- и фазово-частотные характеристики последовательного колебательного контура (в).

ное сопротивление X_0 равно нулю, т. е. равно нулю второе слагаемое в (2.19). Условие $X = 0$, называемое *условием резонанса контура*, позволяет определить его резонансную частоту ω_0 : $X = \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0$, откуда

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}. \quad (2.20)$$

Резонанс напряжений. Физический смысл добротности контура.

Рассмотрим, чему равны U_{vx} и падения напряжений на каждом из реактивных элементов (рис. 2.10, а) при резонансе. Учитывая, что в (2.19) при этом $X = 0$, имеем

$$Z_{vx.p} = R; U_{vx.p} = U_R = I_p R.$$

Падения напряжений на катушке индуктивности и конденсаторе при резонансе соответственно равны

$$U_{Lp} = I_p \omega_0 L; U_{Cp} = I_p / \omega_0 C.$$

С учетом (2.20) получаем

$$U_{Lp} = U_{Cp} = I_p \sqrt{L/C} = I_p \rho,$$

где ρ — волновое, или *характеристическое, сопротивление контура*. Обычно $\rho \gg R$. Найдем отношение U_{Lp} и U_{Cp} к $U_{vx.p}$, обозначив его через Q :

$$Q = \frac{U_{Lp}}{U_{vx.p}} = \frac{U_{Cp}}{U_{vx.p}} = \frac{U_{Lp}}{U_R} = \frac{U_{Cp}}{U_R} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1/\omega_0 C}{R} = \frac{\rho}{R}. \quad (2.21)$$

Величина Q , равная отношению волнового сопротивления контура к сопротивлению суммарных потерь в нем и показывающая, во сколько раз напряжение на любом из реактивных сопротивлений

контура при резонансе больше падения напряжения на сопротивлении суммарных потерь в контуре, и есть добротность контура. В этом физический смысл добротности последовательного колебательного контура и отсюда происхождение термина «резонанс напряжений». Добротности можно дать также более общее определение как отношения реактивной мощности (P_p), запасаемой одним из реактивных элементов контура, к мощности суммарных потерь (P_n), выделяемой на сопротивлении R контура и символизирующей потери как в катушке индуктивности, так и в конденсаторе, т. е.

$$Q = \frac{P_p}{P_n} = \frac{\frac{I_p^2}{2} \frac{1}{\omega_0 C}}{\frac{I_p^2}{2} R} = \frac{\frac{I_p^2}{2} \omega_0 L}{\frac{I_p^2}{2} R} = \frac{p}{R}.$$

Как видно, данное выражение совпадает с (2.21). Определение добротности через отношение мощностей применимо как для последовательного, так и для параллельного колебательного контура, рассматриваемого ниже.

Резонансные характеристики последовательного колебательного контура. Рассмотрим, как зависит ток в контуре от частоты. Для этого поделим приложенное к контуру напряжение $U_{вх} = U_{вх}$ на входное сопротивление контура

$$I(\omega) = \frac{U_{вх}}{Z_{вх}} = \frac{U_{вх}}{R + iX} = \frac{U_{вх}}{\sqrt{R^2 + X^2}} e^{-i\varphi(\omega)}. \quad (2.22)$$

Под *резонансными характеристиками* последовательного колебательного контура подразумевают две разновидности: 1) амплитудно-частотные характеристики, представляющие собой частотную зависимость амплитуды тока в контуре; 2) фазово-частотные характеристики — зависимость фазового сдвига между приложенным напряжением и током в контуре от частоты.

Рассмотрим сначала *амплитудно-частотные* характеристики. Для этого выделим модуль тока в (2.22) и представим его зависимость от частоты

$$I(\omega) = \frac{U_{вх}}{\sqrt{R^2 + X^2}} = \frac{U_{вх}}{R \sqrt{1 + (X/R)^2}} = \frac{I_p}{\sqrt{1 + (X/R)^2}}.$$

В относительных единицах

$$n = \frac{I(\omega)}{I_p} = \frac{1}{\sqrt{1 + (X/R)^2}}. \quad (2.23)$$

Считая, что настройка контура осуществляется изменением частоты генератора, а параметры контура постоянные (т. е. ω_0 — величина постоянная, а ω — переменная), преобразуем отношение X/R следующим образом, обозначив его через a

$$a = \frac{X}{R} = \frac{\omega L - 1/\omega C}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (2.24)$$

Величину a называют *обобщенной расстройкой*. Подставив значение X/R в (2.23) получим зависимость тока от частоты

$$n = \frac{I(\omega)}{I_p} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + a^2}}. \quad (2.25)$$

Считаем теперь, что настройка контура осуществляется изменением параметров контура при постоянной частоте генератора, т. е. ω — величина постоянная, а ω_0 — переменная. При этом

$$a = \frac{X}{R} = \frac{\omega L}{R} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right).$$

Кривые (рис. 2.10, в), построенные по (2.25), и есть амплитудно-частотные характеристики последовательного колебательного контура. Подставив в (2.23) значение X/R для случая настройки контура изменением параметров его, получим

$$\text{уравнение амплитудно-частотной характеристики в виде } \frac{I(\omega)}{I_p} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{\omega L}{R} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \right]^2}}. \text{ Введем понятие полосы пропускания}$$

контура. Под *полосой пропускания контура* $2\Delta\omega$ понимают область частот, в пределах которой ток в контуре или напряжение на каждом из его реактивных элементов не падают ниже, чем на $1/\sqrt{2}$ от резонансного значения. Следовательно, на границах

полосы пропускания $n = 1/\sqrt{2}$. В пределах полосы пропускания, учитывая высокую добротность применяемых контуров, $1 -$

$$-\frac{\omega_0^2}{\omega^2} \approx \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}.$$

Фазово-частотные характеристики контура согласно (2.22) описываются выражением

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{X}{R} = \arctg \left[Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] \quad (2.26)$$

и представлены на рис. 2.10, в.

Определение добротности контура по резонансной кривой. В реальных условиях определение добротности контура по отношению $U_{Lp}/U_{вх. p}$ или $U_{Cp}/U_{вх. p}$ будет неточным, так как из-за паличия выходной емкости генератора, подключаемой параллельно входу контура, вследствие реактивного падения напряжения на ней $U_{вх. p} \neq U_R$. Измерить U_R непосредственно невозможно, поскольку R носит неявный характер и в схему на рис. 2.10, а введено как эквивалент потерь в контуре. Поэтому для определения добротности контура прибегают обычно к косвенному методу, пользуясь резонансной кривой. Приравняв (2.25) на границах полосы пропускания контура к значению $n = 1/\sqrt{2}$, т. е.

$$n = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

получим

$$Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega_0 \omega} = 1.$$

Обозначим $\omega - \omega_0 = \Delta\omega$ и, считая в пределах полосы пропускания $\omega + \omega_0 \approx 2\omega$, можно записать

$$a = X/R = 2Q\Delta\omega/\omega_0 = \epsilon Q, \quad (2.27)$$

где $\epsilon = 2\Delta\omega/\omega_0$ — *относительная расстройка контура*. С учетом этого на границах полосы пропускания $a = \epsilon Q = 1$, откуда

$$Q = \frac{1}{\epsilon} = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega}. \quad (2.28)$$

Вынужденные колебания в параллельном колебательном контуре. Условие резонанса. Эквивалентное сопротивление контура при резонансе. *Параллельным*, или *параллельно питаемым*, контуром называется цепь, в которой элементы L и C соединены параллельно между собой и по отношению к источнику э. д. с.

Рассмотрим параллельный колебательный контур, на вход которого подана синусоидальная э. д. с. $e(t)$ (рис. 2.11). Элементы r_1 и r_2 в схеме — выделенные для анализа сопротивления потерь в катушке индуктивности и конденсаторе. Чтобы определить условие резонанса, запишем выражения для проводимостей левой и правой ветвей контура:

$$\begin{aligned} Y_1 &= \frac{1}{Z_1} = \frac{1}{r_1 + iX_1} = \frac{r_1 - iX_1}{r_1^2 + X_1^2}; \\ Y_2 &= \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{r_2 + iX_2} = \frac{r_2 - iX_2}{r_2^2 + X_2^2}. \end{aligned}$$

Суммарная проводимость в точках aa' цепи с учетом того, что $X_1^2 \gg r_1^2$ и $X_2^2 \gg r_2^2$, равна

$$\begin{aligned} Y_{aa'} &= Y_1 + Y_2 = \frac{r_1}{r_1^2 + X_1^2} + \frac{r_2}{r_2^2 + X_2^2} + i \left(\frac{-X_1}{r_1^2 + X_1^2} - \frac{X_2}{r_2^2 + X_2^2} \right) \approx \\ &\approx \frac{r_1}{X_1^2} + \frac{r_2}{X_2^2} + i \left(-\frac{1}{X_1} - \frac{1}{X_2} \right). \end{aligned} \quad (2.29)$$

Условием резонанса в данном случае будет равенство нулю второго слагаемого в (2.29), т. е. $-\frac{1}{X_1} - \frac{1}{X_2} = 0$, откуда $X_1 + X_2 = 0$. Таким образом, при принятых допущениях условие резонанса в параллельном колебательном контуре совпадает с условием резонанса в последовательном контуре. Резонансная частота также определяется по (2.20). Эквивалентная проводимость при резонансе параллельного контура, как следует из (2.29) с учетом (2.20), равна

$$Y_{\text{э.р}} = Y_{aa'\text{р}} = \frac{r_1}{\omega_0^2 L^2} + \frac{r_2}{1/\omega_0^2 C^2} = \frac{r_1 + r_2}{\rho^2} = \frac{R}{\rho^2}, \quad (2.30)$$

где $R = r_1 + r_2$. Отсюда

$$Z_{\text{э.р}} = \frac{1}{Y_{\text{э.р}}} = R_{\text{э.р}} = \frac{\rho^2}{R} = \frac{X_{1\text{р}}^2}{R} = \frac{X_{2\text{р}}^2}{R} = Q\rho = \frac{L}{CR}. \quad (2.31)$$

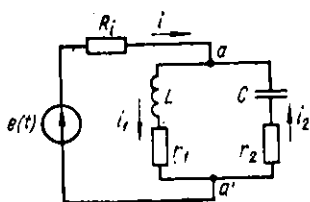


Рис. 2.11. Схема параллельного колебательного контура, подключенного к источнику э. д. с.

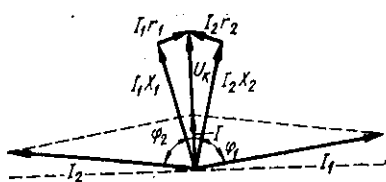


Рис. 2.12. Векторная диаграмма напряжений и токов параллельного колебательного контура.

Резонанс токов. Физический смысл добротности контура. Обозначив ток в общем проводе схемы (рис. 2.11) через i , токи в ветвях контура через i_1 и i_2 , а напряжение на контуре через $U_{\text{конт}}$, можно записать:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{U_{\text{конт}}}{r_1 + iX_1} = \frac{U_{\text{конт}}}{\sqrt{r_1^2 + X_1^2}} e^{-i\varphi_1}, \\ i_2 &= \frac{U_{\text{конт}}}{r_2 + iX_2} = \frac{U_{\text{конт}}}{\sqrt{r_2^2 + X_2^2}} e^{-i\varphi_2}, \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

где

$$\varphi_1 = \arctg \frac{X_1}{r_1}; \quad \varphi_2 = \arctg \frac{X_2}{r_2}. \quad (2.33)$$

С учетом того, что при резонансе $U_{\text{конт}} = U_{\text{э.р.}} = IZ_{\text{э.р.}}$, на основании (2.32) имеем

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{IZ_{\text{э.р.}}}{\sqrt{r_1^2 + X_1^2}} e^{-i\varphi_1}, \\ i_2 &= \frac{IZ_{\text{э.р.}}}{\sqrt{r_2^2 + X_2^2}} e^{-i\varphi_2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.34)$$

Построим векторную диаграмму напряжений и токов, используя (2.33) и (2.34). Так как

$$X_1^2 \gg r_1^2; \quad X_2^2 \gg r_2^2. \quad (2.35)$$

то $|\varphi_1| = |\varphi_2| \approx 90^\circ$. Учитывая характер реактивностей, т. е. что $X_1 > 0$, а $X_2 < 0$, на основании (2.33) можно судить о знаке φ_1 и φ_2 , т. е. $\varphi_1 \approx 90^\circ$, а $\varphi_2 \approx -90^\circ$. Векторная диаграмма изображена на рис. 2.12. Из рисунка видно, что ток в общем проводе I , являющийся геометрической суммой токов i_1 и i_2 , меньше токов в ветвях i_1 и i_2 , причем чем меньше сопротивления r_1 и r_2 , тем меньше ток I .

Если вообразить идеальный контур без потерь, где $r_1 = r_2 = 0$, то, очевидно, токи i_1 и i_2 расположатся на одной прямой, а так как они направлены в разные стороны, то ток I будет равен нулю; другими словами, в этом гипотетическом случае сопротивление контура

при резонансе равняется бесконечности. Тот факт, что сумма $\varphi_1 + \varphi_2$ в реальном контуре с потерями близка к 180° , физически означает, что каждые полпериода магнитное поле катушки обменивается энергией с электрическим полем конденсатора и наоборот, подтверждая как бы колебательный характер цепи.

Определим модули токов I_1 и I_2 при резонансе, пользуясь (2.35) и (2.31):

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{IZ_{\Sigma p}}{\sqrt{r_1^2 + X_{1p}^2}} \approx \frac{IZ_{\Sigma p}}{X_{1p}} = I \frac{X_{1p}}{R} = IQ; \\ I_2 &= \frac{IZ_{\Sigma p}}{\sqrt{r_2^2 + X_{2p}^2}} \approx \frac{IZ_{\Sigma p}}{X_{2p}} = \frac{IX_{2p}}{R} = IQ. \end{aligned} \right\} \quad (2.36)$$

Рассматривая (2.36), можно заключить, что при резонансе ток в каждой ветви параллельного колебательного контура в Q раз больше тока в общем проводе цепи. В этом и состоит физический смысл добротности параллельного контура и отсюда происхождение термина «резонанс токов».

Эквивалентное сопротивление параллельного контура при расстройке. Резонансные характеристики. Рассмотрим, как меняется эквивалентное сопротивление параллельного колебательного контура при расстройке, т. е. на частотах, лежащих ниже и выше резонансной частоты контура. С этой целью запишем выражение для эквивалентной проводимости контура

$$\begin{aligned} \dot{Y}_\Sigma = \dot{Y}_{\Sigma a} &= Y_1 + \dot{Y}_2 = \frac{1}{r_1 + iX_1} + \frac{1}{r_2 + iX_2} = \\ &= \frac{R + iX}{r_1 r_2 + i r_1 X_2 + i r_2 X_1 - X_1 X_2}, \end{aligned} \quad (2.37)$$

где $R = r_1 + r_2$, $X = X_1 + X_2$. В знаменателе (2.37) все члены, имеющие множители r_1 либо r_2 , намного меньше по абсолютной величине произведения $X_1 X_2$ и ими по сравнению с $-X_1 X_2$ можно пренебречь. Тогда (2.37) упростится и примет вид

$$\dot{Y}_\Sigma = \frac{R + iX}{-X_1 X_2}. \quad (2.38)$$

Эквивалентное сопротивление есть величина, обратная эквивалентной проводимости, т. е.

$$Z_\Sigma = \frac{1}{\dot{Y}_\Sigma} = \frac{-X_1 X_2}{R + iX}. \quad (2.39)$$

Преобразуем (2.39) так, чтобы выявить зависимость Z_Σ от частоты. Для этого подставим значения $X_1 = \omega L$ и $X_2 = -1/\omega C$ в числитель, а в знаменателе вынесем R за скобки. Учтя, что $Z_{\Sigma p} = L/CR$ и $a = X/R$, после подстановки получим

$$Z_\Sigma = \frac{L \cdot C}{R(1 + iX/R)} = \frac{Z_{\Sigma p}}{1 + iX/R} = \frac{Z_{\Sigma p}}{1 + ia}. \quad (2.40)$$

Выделим в (2.40) действительную и мнимую части

$$Z_3 = \frac{Z_{3.p}}{1+ia} = \frac{Z_{3.p}}{1+a^2} - i \frac{Z_{3.p}a}{1+a^2} = R_3 + iX_3, \quad (2.41)$$

где $R_3 = \frac{Z_{3.p}}{1+a^2}$, а $X_3 = -\frac{Z_{3.p}a}{1+a^2}$. Таким образом, согласно (2.41) параллельный колебательный контур можно представить в виде последовательного соединения сопротивлений R_3 и X_3 .

Построим зависимости R_3 , X_3 и $Z_3 = \sqrt{R_3^2 + X_3^2} = \frac{Z_{3.p}}{\sqrt{1+a^2}}$ от частоты с учетом (2.24). Построение будем вести в относительных координатах, т. е. по отношению к $Z_{3.p}$. Полученные зависимости графически изображены на рис. 2.13, а.

Под *резонансными характеристиками* параллельного колебательного контура также подразумевают две разновидности: 1) амплитудно-частотные характеристики, представляющие собой (при условии, что в схеме рис. 2.11 $R_i \gg Z_{3.p}$) зависимость падения напряжения на контуре от частоты; 2) фазово-частотные характеристики — частотная зависимость фазового сдвига между падением напряжения на контуре и током в общем проводе цепи. Чтобы подробнее рассмотреть эти зависимости, найдем падение напряжения на контуре

$$U_{\text{конт}}(\omega) = I \frac{Z_{3.p}}{1+ia} = \frac{U_{\text{к.р}}}{1+ia} = \frac{U_{\text{к.р}}}{\sqrt{1+a^2}} e^{i\varphi(\omega)}. \quad (2.42)$$

Амплитудно-частотная характеристика есть зависимость модуля (2.42) от частоты. В относительных единицах

$$n = \frac{U_{\text{конт}}(\omega)}{U_{\text{к.р}}} = \frac{1}{\sqrt{1+a^2}}. \quad (2.43)$$

Как видно, по форме амплитудно-частотные характеристики параллельного колебательного контура совпадают с аналогичными характеристиками последовательного контура [см. (2.25)] и отличаются лишь содержанием: в последовательном контуре — это отношение токов, в параллельном — отношение напряжений.

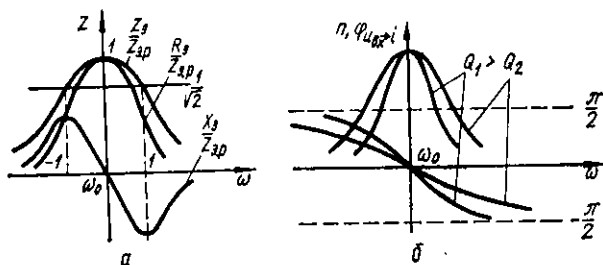


Рис. 2.13. Частотные зависимости входного сопротивления и его составляющих параллельного колебательного контура (а), амплитудно- и фазово-частотные характеристики параллельного колебательного контура (б).

Фазово-частотная характеристика есть зависимость аргумента (2.42) от частоты, т. е. $\varphi(\omega) = -\arctg \frac{X}{R} = -\arctg a$, или

$$\varphi(\omega) = \arctg(-a). \quad (2.44)$$

Выражение (2.44) можно получить также из (2.41), если взять

$\arctg \frac{X_3}{R_3}$. Резонансные характеристики параллельного контура

представлены на рис. 2.13, б.

Контурь второго и третьего видов. При нагрузке усилителей или генераторов колебательным контуром их внутреннее сопротивление R_i может оказаться меньше эквивалентного сопротивления контура (особенно это касается транзисторных усилителей и генераторов). С целью исключения шунтирования контура внутренним сопротивлением (R_i) источника э. д. с., а также для согласования внутреннего сопротивления (R_i) с эквивалентным сопротивлением контура при резонансе ($Z_{э.р}$), благодаря чему обеспечивается максимальная передача энергии от источника (усилителя, генератора) к нагрузке (контур), применяют так называемые контурь *второго* (рис. 2.14, а) и *третьего* (рис. 2.14, б) видов. Внешне отличительной чертой их от рассмотренного выше (рис. 2.10) параллельного колебательного контура первого вида является наличие в одной из ветвей цепи элементов (L и C) обоих знаков реактивности. Рассмотрим входные (эквивалентные) сопротивления этих контуров при резонансе.

Для схемы на рис. 2.14, а можно записать

$$Z_{вх. п II} = \frac{X_1^2}{R} = \frac{\omega_0^2 L_1^2}{R}.$$

Учитывая, что $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, получаем

$$Z_{вх. п II} = \frac{L_1^2}{LCR}.$$

Домножим числитель и знаменатель полученного выражения на L

$$Z_{вх. п II} = \left(\frac{L_1}{L}\right)^2 \frac{L}{CR} = p^2 Z_{э. п I}, \quad (2.45)$$

где $p = L_1/L = U_{L1}/U_L$ — так называемый коэффициент включения контура. Аналогично рассуждая для схемы на рис. 2.14, б, находим

$$Z_{вх. п III} = \frac{X_1^2}{R} = \frac{1}{\omega_0^2 (C_1)^2 R}.$$

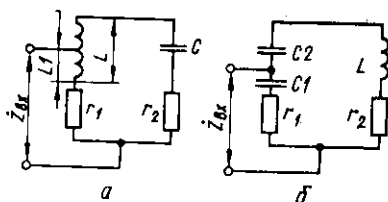


Рис. 2.14. Параллельные колебательные контурь второго (а) и третьего (б) видов.

Поскольку $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, где $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$, получаем

$$Z_{\text{вх. рIII}} = \frac{CL}{(C_1)^2 R}.$$

Домножим числитель и знаменатель полученного выражения на C

$$Z_{\text{вх. рIII}} = \left(\frac{C}{C_1}\right)^2 \frac{L}{CR} = p^2 Z_{\text{э. рI}}, \quad (2.46)$$

где $p = C/C_1$ — коэффициент включения контура. Подставив значение C , найдем

$$p = \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2) C_1} = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

Из рассмотрения (2.45) и (2.46) следует вывод: меняя коэффициент включения контура p , можно изменять входное сопротивление контура, не изменяя при этом его резонансной частоты.

Вынужденные колебания в связанных контурах. Виды и коэффициент связи. Ввиду того что с помощью одиночного колебательного контура нельзя получить высокую избирательность при широкой полосе пропускания, используют связанные контуры. В радиотехнике такие контуры применяются в основном как фильтры промежуточной частоты (ФПЧ).

Два контура называются *связанными*, если колебания, происходящие в одном из них, захватывают другой контур. Связь между контурами может осуществляться через электрическое поле (благодаря емкости) или через магнитное поле (благодаря взаимоиндуктивности или индуктивности). На рис. 2.15 показаны три разновидности связи двух колебательных контуров: а) *трансформаторная*, когда связь между контурами осуществляется благодаря взаимоиндуктивности между катушками $L1$ и $L2$; б) *автотрансформаторная*, когда связь между контурами осуществляется непосредственно через индуктивность связи $L1,2$; в) *емкостная*, когда связь между контурами осуществляется через емкость связи $C3$. Наиболее часто в радиотехнике применяется трансформаторная связь, поэтому все дальнейшие выкладки проведем для этого вида связи.

Предположим, что в первом контуре на рис. 2.15, а протекает ток i_1 , а второй контур разомкнут. Тогда отношение напряжения, индуцированного в катушке $L2$, к напряжению в катушке $L1$

выразится коэффициентом $\frac{M di_1/dt}{L_1 di_1/dt} = \frac{M}{L_1} = k_1$, который называется

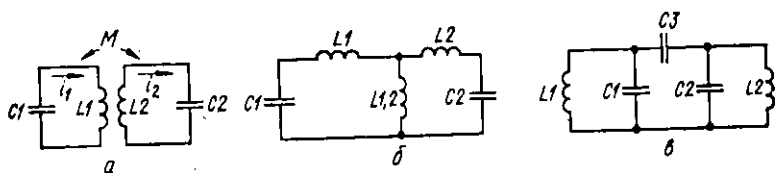


Рис. 2.15. Виды связи двух колебательных контуров.

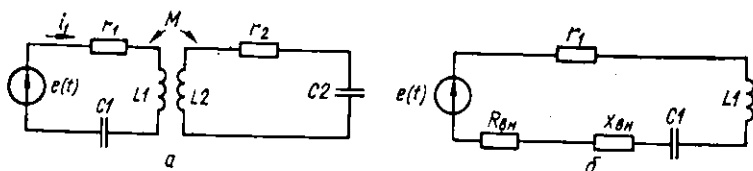


Рис. 2.16. Система двух колебательных контуров с трансформаторной связью (а) и ее эквивалентная схема (б).

степенью связи. Аналогично, если предположить разомкнутым первый контур, а источник э. д. с. подключить ко второму контуру, то при протекании в нем тока i_2 получим $\frac{M di_2/dt}{L_2 di_2/dt} = \frac{M}{L_2} = k_2$.

Коэффициент связи есть корень квадратный из произведения степеней связи

$$k = \sqrt{k_1 k_2}. \quad (2.47)$$

При трансформаторной связи

$$k = M/\sqrt{L_1 L_2}. \quad (2.48)$$

Если умножить числитель и знаменатель (2.48) на ω , то получим общее выражение для коэффициента связи, пригодное и для других видов связи

$$k = \frac{\omega M}{\sqrt{\omega L_1 \omega L_2}} = \frac{X_M}{\sqrt{X_1 X_2}}, \quad (2.49)$$

где X_M — сопротивление связи.

Контур, эквивалентный связанным контурам. Вносимые сопротивления. Рассмотрим систему двух колебательных контуров с трансформаторной связью, в которой к первому контуру подключен источник э. д. с. $e(t)$ (рис. 2.16, а), а r_1 и r_2 — выделенные для анализа сопротивления потерь в контурах. Запишем для каждого контура уравнения Кирхгофа

$$\left. \begin{aligned} e &= i_1 r_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_1} \int i_1 dt + M \frac{di_2}{dt}; \\ 0 &= i_2 r_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C_2} \int i_2 dt + M \frac{di_1}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (2.50)$$

Считая э. д. с. синусоидальной и режим в цепи установившимся, можно воспользоваться символическим методом анализа. Тогда $\vec{i}_1 = I_1 e^{i\omega t}$; $\vec{i}_2 = I_2 e^{i\omega t}$ и (2.50) принимает вид

$$\left. \begin{aligned} \vec{E} &= I_1 r_1 + I_1 i\omega L_1 - I_1 i \frac{1}{\omega C_1} + I_2 i\omega M; \\ 0 &= I_2 r_2 + I_2 i\omega L_2 - I_2 i \frac{1}{\omega C_2} + I_1 i\omega M. \end{aligned} \right\} \quad (2.51)$$

Обозначив реактивные сопротивления первого и второго контуров через X_1 и X_2 , (2.51), можно записать так:

$$\begin{cases} \dot{E} = \dot{I}_1 r_1 + \dot{I}_2 i X_1 + \dot{I}_2 i \omega M; \\ 0 = \dot{I}_2 r_2 + \dot{I}_2 i X_2 + \dot{I}_1 i \omega M. \end{cases} \quad (2.52)$$

Найдем $\dot{I}_2$ из второго уравнения

$$\dot{I}_2 = -\frac{\dot{I}_1 i \omega M}{r_2 + i X_2}. \quad (2.53)$$

Обозначив $\omega M = X_{св}$ (сопротивление связи), (2.53) можно переписать так:

$$\dot{I}_2 = -i X_{св} \dot{I}_1 / Z_2.$$

Подставим значение $\dot{I}_2$ из (2.53) в первое уравнение системы (2.52)

$$\dot{E} = \dot{I}_1 \left(r_1 + i X_1 + \frac{\omega^2 M^2}{r_2 + i X_2} \right).$$

Освободившись от мнимости в знаменателе, получим

$$\dot{E} = \dot{I}_1 \left[r_1 + \frac{\omega^2 M^2}{r_2^2 + X_2^2} r_2 + i \left(X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{r_2^2 + X_2^2} X_2 \right) \right],$$

или

$$\dot{E} = \dot{I} \left[r_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} r_2 + i \left(X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2 \right) \right],$$

так как $Z_2^2 = r_2^2 + X_2^2$.

Поделив в полученном выражении приложенную э. д. с. на ток $\dot{I}_1$, запишем выражение для эквивалентного входного сопротивления системы двух связанных колебательных контуров

$$\dot{Z}_{12} = \frac{E}{\dot{I}_1} = r_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} r_2 + i \left(X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2 \right). \quad (2.54)$$

Модуль сопротивления Z_{12} равен

$$Z_{12} = \sqrt{\left(r_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} r_2 \right)^2 + \left(X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2 \right)^2}. \quad (2.54')$$

Анализ (2.54) показывает, что в результате связи первого контура со вторым в первый контур как бы вносятся два сопротивления: активное $R_{вн} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} r_2 = \frac{X_{св}^2}{Z_2^2} r_2$

и реактивное

$$X_{вн} = -\frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2 = -\frac{X_{св}^2}{Z_2^2} X_2. \quad (2.55)$$

Таким образом, систему двух связанных колебательных контуров можно заменить одним эквивалентным контуром (рис. 2.16, б), в который вносятся сопротивление

$$\dot{Z}_{вн} = R_{вн} + i X_{вн}.$$

Суммарное активное сопротивление $R_{13} = r_1 + R_{\text{вн}}$ всегда положительное, а знак суммарного реактивного сопротивления $X_{13} = X_1 + X_{\text{вн}}$ определяется настройкой каждого из контуров в отдельности (знаки X_1 и X_2 и, следовательно, $X_{\text{вн}}$ зависят от частоты, на которую настроен каждый контур).

Резонансные характеристики системы двух связанных контуров. Под амплитудно-частотными резонансными характеристиками системы двух связанных контуров будем подразумевать зависимость амплитуд токов первого и второго контуров от частоты. Считая, что оба контура настроены на одну и ту же частоту ω_0 , выделим модули тока первого и второго контуров при наличии связи между ними.

Если записать в символической форме $\vec{e} = E e^{i\omega t}$ и $\vec{Z}_{13} = Z_{13} e^{i\varphi_{13}}$, то

$$I_1 = \frac{E}{Z_{13}} = \frac{E}{R_{13} + iX_{13}} = \frac{E}{Z_{13}} e^{-i\varphi_{13}} = \frac{E}{\sqrt{R_{13}^2 + X_{13}^2}} e^{-i\varphi_{13}}, \quad (2.56)$$

где $\varphi_{13} = \arctg \frac{X_{13}}{R_{13}}$. Модуль (2.56) есть

$$I_1 = E/Z_{13}. \quad (2.56')$$

На основании (2.53), с учетом того что $-i = e^{-i\pi/2}$ и $\vec{Z}_2 = Z_2 e^{i\varphi_2}$, имеем

$$I_2 = -i \frac{X_{\text{св}}}{Z_2} I_1 = \frac{I_1 X_{\text{св}}}{Z_2} e^{i(-\varphi_{13} - \varphi_2 - \pi/2)}, \quad (2.57)$$

где $Z_2 = \sqrt{r_2^2 + X_2^2}$ и $\varphi_2 = \arctg \frac{X_2}{r_2}$. Запишем модуль (2.57) с учетом (2.56') и (2.54')

$$I_2 = \frac{I_1 X_{\text{св}}}{Z_2} = \frac{E X_{\text{св}}}{\sqrt{r_2^2 + X_2^2} \sqrt{(r_1 + X_{\text{св}}^2/r_2^2)^2 + (X_1 - X_{\text{св}}^2 X_2^2/Z_2^2)^2}}. \quad (2.57')$$

Выражения (2.56') и (2.57') представляют собой уравнения резонансных характеристик для I_1 и I_2 соответственно в неявной относительно частоты форме. Таким образом, если построить зависимости модулей I_1 и I_2 от частоты, то это и будут амплитудно-частотные резонансные характеристики. При построении их будем исходить из двух случаев связи между контурами: *слабой* и *сильной*. Сначала займемся построением $I_1(\omega)$. Как видно из (2.56'), частотную зависимость I_1 определяет частотная зависимость $Z_{13}(\omega)$, поскольку э. д. с. источника E от частоты не зависит. Таким образом, построение сводится сначала к построению зависимости $Z_{13}(\omega)$, а затем — зависимости $I_1(\omega)$ как частного от деления E на Z_{13} .

Выразив модуль Z_{13} через компоненты

$$Z_{13} = \sqrt{R_{13}^2 + X_{13}^2} = \sqrt{(r_1 + R_{\text{вн}})^2 + (X_1 + X_{\text{вн}})^2},$$

построим попарно зависимости r_1 и $R_{\text{вн}}$, X_1 и $X_{\text{вн}}$ от частоты, а Z_{13} найдем графически, как геометрическую сумму $r_1 + R_{\text{вн}}$ и $X_1 + X_{\text{вн}}$. I_1 строим в соответствии с (2.56'). Построение проводим при не-

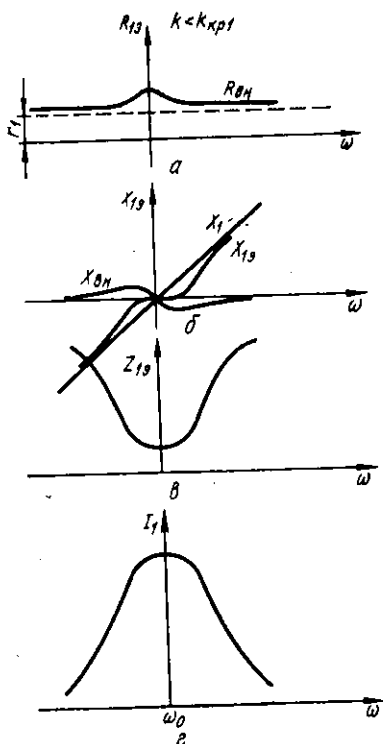


Рис. 2.17. Частотные зависимости входного сопротивления, его составляющих и тока I_1 системы двух связанных контуров при слабой связи между ними.

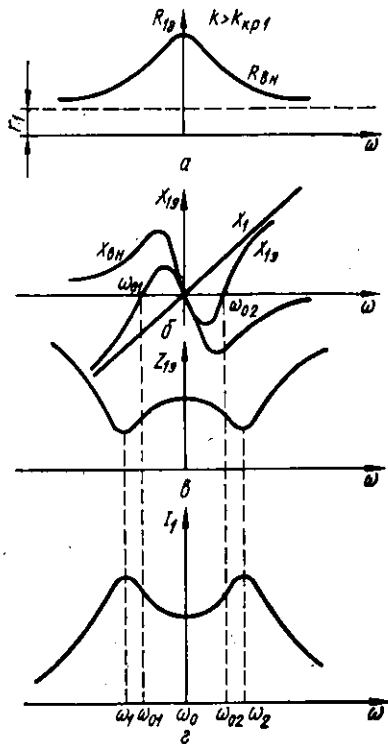


Рис. 2.18. Частотные зависимости входного сопротивления, его составляющих и тока I_1 системы двух связанных контуров при сильной связи между ними.

больших расстройках относительно резонансной частоты. Получаемые зависимости при слабой связи между контурами имеют вид, показанный на рис. 2.17, а при сильной связи — на рис. 2.18.

Как видно, при слабой связи между контурами вследствие малости $X_{вн}$ по сравнению с X_1 кривая $X_{13}(\omega)$ пересекает ось частот только в одной точке ω_0 . При сильной связи между контурами вследствие значительной величины $X_{вн}$, которая на некоторых частотах превышает по абсолютной величине X_1 , имея обратный знак, суммарная кривая $X_{13}(\omega)$ пересекает ось частот в трех точках: ω_{01} , ω_0 и ω_{02} . Другими словами, результирующее реактивное сопротивление системы равно нулю не только на частоте ω_0 , но и на частотах ω_{01} и ω_{02} , называемых частотами связи. Учитывая еще то обстоятельство, что при сильной связи между контурами сопротивления $R_{вн}$ на частоте ω_0 и в близлежащей области большие, чем при слабой, понятен двугорбый характер кривых $Z_{13}(\omega)$ и $I_1(\omega)$ с максимумами на частотах ω_1 и ω_2 .

Очевидно, имеется граничная связь, превышение которой ведет к двугорбости амплитудно-частотной резонансной характерис-

тики тока первичного контура. Такая связь называется *первичной критической связью*, а соответствующий ей коэффициент связи — *первичным критическим коэффициентом связи* ($k_{кр1}$). Амплитудно-частотную резонансную характеристику вторичного тока строим на основании полученных характеристик первичного тока и (2.57'). Для того чтобы можно было сравнивать амплитудно-частотные резонансные характеристики первичного и вторичного токов, их надо строить на одном рисунке по отношению к резонансным значениям, т. е. $n_1 = I_1(\omega)/I_{1p}$ и $n_2 = I_2(\omega)/I_{2p}$. Согласно (2.57') $n_2 = \frac{I_2(\omega)}{I_{2p}} = \frac{I_1(\omega) r_2}{I_{1p} Z_2(\omega)}$. Таким образом, для построения амплитудно-частотных характеристик вторичного тока достаточно перемножить координаты кривых $I_1(\omega)/I_{1p}$ и $r_2/Z_2(\omega)$.

Указанные построения для связи, меньше критической, выполнены на рис. 2.19, а, а для связи, больше критической, — на рис. 2.19, б. Как видно из рис. 2.19, б, двугорбость кривой первичного тока выражена резко, причем горбы разнесены дальше, чем у кривой вторичного тока. Очевидно, возможна такая связь между контурами системы, когда двугорбость первичного тока уже наступит, а вторичного — еще нет. Такая связь, превышение которой ведет к появлению двугорбости у резонансной амплитудно-частотной характеристики вторичного тока, называется *вторичной критической связью*, а соответствующий ей коэффициент связи — *вторичным критическим коэффициентом связи* ($k_{кр2}$).

Максимальные значения вторичного тока I_2 при связи, больше вторичной критической, наблюдаются на частотах связи ω_{01} и ω_{02} , при которых $X_{12} = 0$. Для того чтобы найти условия возникновения частот связи и определить их значения, (2.56) и (2.57) нужно представить в явной относительно частоты форме и исследовать (2.57) на экстремум, т. е. установить, при каких относительных расстройках (ϵ) вторичный ток будет максимальным и минимальным. Чтобы получить выражения для I_1 и I_2 в явной относительно частоты форме, перепишем (2.56), подставив вместо Z_{12} его значение из (2.54)

$$I_1 = \frac{E}{r_1 + \omega^2 M^2 r_2 / Z_2^2 + i(X_1 - \omega^2 M^2 X_2 / Z_2^2)}.$$

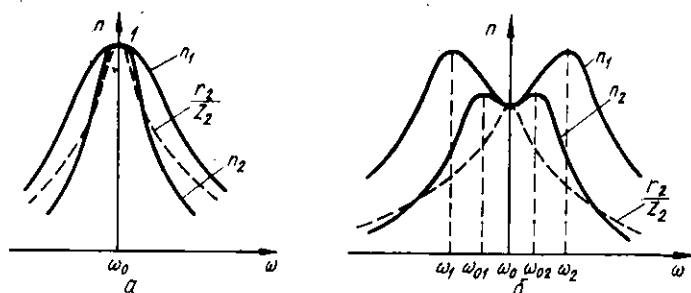


Рис. 2.19. Амплитудно-частотные характеристики вторичного тока системы двух связанных контуров при слабой (а) и сильной (б) связях между ними.

Считая, что контуры настроены в резонанс ($\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$), вынесем за скобки в знаменателе $\omega_0 L$ и, подставив на основании (2.48) $M = k \sqrt{L_1 L_2}$, получим

$$I_1 = \frac{E}{\omega_0 L_1 \left[\left(d_1 + \frac{k^2}{d_2^2 + \varepsilon^2} d_2 \right) + i\varepsilon \left(1 - \frac{k^2}{d_2^2 + \varepsilon^2} \right) \right]} = \frac{E}{\omega_0 L_1 \sqrt{\left(d_1 + \frac{k^2}{d_2^2 + \varepsilon^2} d_2 \right)^2 + \varepsilon^2 \left(1 - \frac{k^2}{d_2^2 + \varepsilon^2} \right)^2}} e^{-i\varphi_{13}}, \quad (2.58)$$

где $d_1 = \frac{r_1}{\omega_0 L_1}$; $d_2 = \frac{r_2}{\omega_0 L_2}$ и $\varepsilon = \varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \frac{X_1}{\omega_0 L_1} = \frac{X_2}{\omega_0 L_2}$. В (2.58)

$$\varphi_{13} = \arctg \frac{X_{13}}{R_{13}} = \frac{\varepsilon \left(1 - \frac{k^2}{d_2^2 + \varepsilon^2} \right)}{d_1 + \frac{k^2}{d_2^2 + \varepsilon^2} d_2} = \frac{\varepsilon (d_2^2 + \varepsilon^2 - k^2)}{d_1 (d_2^2 + \varepsilon^2) + k^2 d_2}. \quad (2.58')$$

Модуль тока I_1 равен

$$I_1 = \frac{E}{\omega_0 L_1 \sqrt{\left(d_1 + \frac{k^2}{d_2^2 + \varepsilon^2} d_2 \right)^2 + \varepsilon^2 \left(1 - \frac{k^2}{d_2^2 + \varepsilon^2} \right)^2}}. \quad (2.59)$$

Подставив в (2.53) вместо M его значение из (2.48) и домножив числитель и знаменатель (2.53) на $\omega_0 L_2$, найдем

$$I_2 = -i I_1 \frac{k \sqrt{L_1/L_2}}{d_2 + i\varepsilon_2} = \frac{I_1 k \sqrt{L_1/L_2}}{\sqrt{d_2^2 + \varepsilon^2}} e^{i(-\varphi_{13} - \varphi_2 - \pi/2)}, \quad (2.60)$$

где $\varphi_2 = \arctg \frac{\varepsilon}{d_2} = \arctg \frac{X_2}{r_2}$. Выражения (2.57) и (2.60) — идентичны. Взяв модуль (2.60) и подставив значение модуля I_1 из (2.59), получим

$$I_2 = \frac{Ek}{\omega_0 \sqrt{L_1 L_2} \sqrt{(d_2^2 + \varepsilon^2) \left[\left(d_1 + \frac{k^2}{d_2^2 + \varepsilon^2} d_2 \right)^2 + \varepsilon^2 \left(1 - \frac{k^2}{d_2^2 + \varepsilon^2} \right)^2 \right]}} = \frac{Ek}{\omega_0 \sqrt{L_1 L_2} \sqrt{(d_1 d_2 + k^2)^2 + \varepsilon^2 (d_1^2 + d_2^2 - 2k^2) + \varepsilon^4}}. \quad (2.61)$$

Если частота питающего генератора равна резонансной частоте контуров, т. е. $\omega_r = \omega_0$ ($\varepsilon = 0$), то (2.61) упрощается

$$I_{2p} = \frac{Ek}{\omega_0 \sqrt{L_1 L_2} (d_1 d_2 + k^2)}.$$

В относительных единицах выражение, описывающее резонансную кривую для тока I_2 , имеет вид

$$\frac{I_2}{I_{2p}} = \sqrt{\frac{(d_1 d_2 + k^2)^2}{(d_1 d_2 + k^2)^2 + \varepsilon^2 (d_1^2 + d_2^2 - 2k^2) + \varepsilon^4}}. \quad (2.62)$$

Выражения (2.59) и (2.61) соответствуют (2.56') и (2.57') и описывают амплитудно-резонансные характеристики токов I_1 и I_2 в явной относительно частоты (расстройки ϵ) форме.

Исследуем (2.61) на экстремум, для чего продифференцируем (2.61) по ϵ и приравняем производную нулю, т. е. $dI_2/d\epsilon = 0$. В результате получим $\epsilon(d_1^2 + d_2^2 - 2k^2 + 2\epsilon^2) = 0$. Данное уравнение имеет три корня:

$$\epsilon_1 = 0; \epsilon_{2,3} = \pm \sqrt{k^2 - 0,5(d_1^2 + d_2^2)}. \quad (2.63)$$

При $d_1 = d_2$ получаем

$$\epsilon_{2,3} = \pm \sqrt{k^2 - d^2}. \quad (2.64)$$

Если первый корень (ϵ_1) действителен при любых соотношениях между k и d , то второй и третий корни (ϵ_2 и ϵ_3) имеют смысл только при $k > d$. При $k < d$ подкоренное выражение будет мнимым, и физического смысла не имеет. В этом случае физический смысл имеет только первый корень (ϵ_1), что говорит об однокоробности резонансной характеристики для I_2 . При $k > d$ физический смысл имеют все три корня, что говорит о двукоробном характере резонансной характеристики для тока I_2 . Очевидно, вторичный критический коэффициент связи, лежащий на границе перехода от однокоробой к двукоробой, на основании (2.63) получается тогда, когда корни (2.63) обращаются в нуль: $k_{кр2} = \sqrt{0,5(d_1^2 + d_2^2)}$. При $d_1 = d_2$ имеем

$$k_{кр2} = d \quad (2.65)$$

Чтобы получить выражения для частот связи при $k > k_{кр2}$, в (2.64) надо подставить значение $\epsilon = a/Q = 1 - \omega_0^2/\omega^2$, полученное на основании (2.27). Тогда

$$\omega_{01,02} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 \pm \sqrt{k^2 - d^2}}}. \quad (2.66)$$

Именно на частотах ω_{01} и ω_{02} выполняется условие резонанса, благодаря чему ток I_2 достигает максимума (рис. 2.19, б).

Третья резонансная частота получается из условия $\epsilon_1 = 0$, или $\epsilon_1 = 1 - \omega_0^2/\omega^2 = 0$; отсюда $\omega = \omega_0$. При $k > k_{кр2}$ на частоте

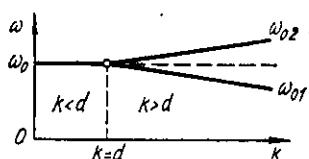


Рис. 2.20. Зависимость резонансной частоты системы двух колебательных контуров от коэффициента связи.

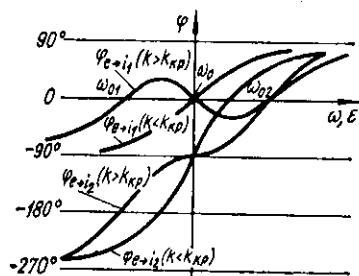


Рис. 2.21. Фазово-частотные характеристики системы двух связанных контуров при различных коэффициентах связи.

ω_0 резонансная характеристика тока I_2 имеет впадину. При $k < k_{кр2}$, когда физический смысл имеет только первый корень (e_1), системе связанных контуров свойственна лишь одна резонансная частота ω_0 , на которой наблюдается максимум тока I_2 (рис. 2.19, а). Наличие одной резонансной частоты при $k \leq k_{кр2}$ и появление частот связи при $k > k_{кр2}$ хорошо иллюстрирует рис. 2.20.

Фазово-частотные резонансные характеристики системы двух связанных контуров представляют собой частотную зависимость фазового сдвига между токами I_1 и I_2 и приложенной к системе э. д. с. E . Как следует из (2.56), сдвиг фазы между током I_1 и э. д. с. E зависит от угла $-\varphi_{12}$, значение которого определяется (2.58'). Сдвиг фазы между током I_2 и э. д. с. E зависит от угла $-(\varphi_{12} + \varphi_2 + \pi/2)$ [см. (2.60)] и отличается от сдвига фазы между током I_1 и э. д. с. E углом $-(\varphi_2 + \pi/2)$. Фазово-частотные характеристики системы двух связанных контуров изображены на рис. 2.21.

Полоса пропускания системы двух связанных контуров. Определение полосы пропускания, данное выше для одиночных колебательных контуров, пригодно и для связанных контуров.

В одиночном контуре, как это следует из (2.28), относительная расстройка $\epsilon = 2\Delta\omega/\omega_0 = 1/Q = d$. Полоса пропускания системы может быть как меньше полосы пропускания одиночного контура (при $k < k_{кр}$), так и больше ее (при $k \geq k_{кр}$). Самой широкой полосой пропускания системы двух связанных контуров будет такая, в пределах которой провал амплитудно-частотной резонансной характеристики системы лежит на уровне $1/\sqrt{2}$ от максимального значения; при этом $\epsilon = 2\Delta\omega/\omega_0 \approx 3,1d$, а коэффициент связи, обеспечивающий данную полосу, $k = 2,41d$. Как видно, при этом полоса пропускания системы двух связанных контуров в три раза шире полосы пропускания одиночного колебательного контура. При критической связи ($k = k_{кр} = d$), обеспечивающей наибольшее приближение резонансной характеристики в пределах полосы пропускания к прямоугольнику, $\epsilon = 1,41d$.

Энергетические соотношения в связанных контурах. Рассмотрим, как распределяется мощность между связанными контурами в зависимости от степени их связи. При этом анализировать будем типичный для практики случай, когда каждый из контуров в отдельности настроен в резонанс на частоту генератора ω_0 (т. е. $X_1 = 0$, $X_2 = 0$) и лишь потом подбирается связь между ними. Так как обычно выходным является второй контур и с ним связаны последующие каскады приемного устройства, то задача состоит в передаче максимальной энергии во второй контур.

Для оценки эффективности передачи энергии во второй контур введем понятие *к. п. д. системы двух связанных контуров* как отношение мощности, выделяемой во втором контуре, к суммарной мощности в первом и втором контурах, т. е.

$$\eta = \frac{P_2}{P_1 + P_2}, \quad (2.67)$$

где $P_1 = 0,5 I_1^2 r_1$ и $P_2 = 0,5 I_2^2 r_2$. Подставив в (2.67) значения мощ-

ностей P_1 и P_2 , получим $\eta = \frac{I_2^2 r_2}{I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2}$. Ток I_2 заменим его значением из (2.57) при $X_2 = 0$, т. е. $I_2 = I_1 X_{св}/r_2$. Тогда

$$\eta = \frac{X_{св}^2 r_2}{r_1 + X_{св}^2 / r_2}.$$

Из (2.55) следует, что $X_{св}^2 / r_2 = R_{вн}$ при $X_2 = 0$. Таким образом,

$$\eta = \frac{R_{вн}}{r_1 + R_{вн}}. \quad (2.68)$$

Из курса электротехники известно, что максимальная мощность отдается в нагрузку тогда, когда внутреннее сопротивление генератора равно сопротивлению нагрузки. Для случая связанных контуров это равносильно равенству $r_1 = R_{вн}$ с точки зрения передачи максимальной энергии во второй контур из первого. При этом, как видно из (2.68), $\eta = 0,5$, т. е. половина мощности теряется в первом контуре.

Зависимости $P_2/P_{2\max}$ и η от соотношений между r_1 и $R_{вн}$ показаны на рис. 2.22.

Настройка системы двух связанных контуров. При желании передать во второй контур максимальную энергию, обеспечивающую и максимальный ток в нем, прибегают к настройке системы связанных контуров. Для того чтобы получить самый большой ток во втором контуре, необходимо выполнить два условия: с одной стороны, обеспечить равенство $X_1 = 0$, а с другой, $-r_1 = R_{вн}$. Первое условие может быть выполнено двумя способами: 1) настройкой системы (при наличии определенной связи между контурами) на частоту генератора изменением параметров только одного из контуров; 2) настройкой на частоту генератора сначала первого контура при разомкнутом втором, а затем подключением и настройкой второго контура при достаточно слабой связи между контурами, чтобы ослабить взаимное влияние.

Первый способ настройки называют *методом частного резонанса*, причем в зависимости от того, параметры первого или второго контура участвуют в настройке, достигается соответственно первый или второй частный резонанс. При частном резонансе хотя и получается максимум тока во втором контуре, но этот максимум не является самым большим, так как при обеспечении равенства $X_1 = 0$ еще не выполняется условие $r_1 = R_{вн}$, которое достигается соответствующим подбором связи между контурами. Связь, обеспечивающую максимальную

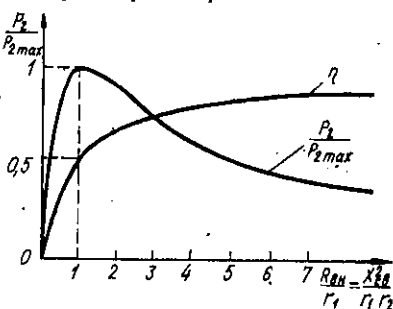


Рис. 2.22. Зависимости $P_2/P_{2\max}$ и η от соотношений между r_1 и $R_{вн}$.

мощность (ток) во втором контуре, называют *оптимальной*. Подбор ее производится постепенно с последующей подстройкой контура после очередной установки связи, так как при каждом изменении связи нарушается условие $X_{12} = 0$ за счет изменения $X_{вн}$. Если до изменения связи система была настроена в резонанс изменением параметров первого контура (первый частный резонанс), то после каждого очередного изменения связи необходимо подстраивать систему в резонанс изменением параметров первого контура, чтобы все время выполнялось условие $X_{12} = X_1 + X_{вн} = 0$.

Таким образом, при таком постепенном подборе связи с последующей подстройкой контуров может быть достигнута оптимальная связь, обеспечивающая самый большой максимум тока во втором контуре. Данный способ настройки носит название *метода сложного резонанса*. Проанализируем его математически.

Если обратиться к выражению для тока во втором контуре [см. (2.57')], то при достижении, например, первого частного резонанса оно примет вид

$$I_{2\max} = \frac{E\omega M}{r_1 Z_2 + \omega^2 M^2 r_2 / Z_2} = \frac{EX_{св}}{r_1 Z_2 + X_{св}^2 r_2 / Z_2}.$$

Далее положив, что при изменении связи ($X_{св}$) условие $X_{12} = 0$ все время поддерживается неизменным подстройкой параметров первого контура, найдем оптимальное сопротивление связи ($X_{св. \text{ опт}}$), обеспечивающее самый большой максимум тока во втором контуре ($I_{2\max \text{ max}}$). Для этого необходимо взять производную тока $I_{2\max}$ по $X_{св}$ и приравнять ее нулю

$$\frac{dI_{2\max}}{dX_{св}} = \frac{E(r_1 Z_2 + X_{св}^2 r_2 / Z_2 - 2X_{св}^2 r_2 / Z_2)}{(r_1 Z_2 + X_{св}^2 r_2 / Z_2)^2} = 0,$$

откуда $r_1 Z_2 - X_{св}^2 r_2 / Z_2 = 0$, или $r_1 = X_{св}^2 r_2 / Z_2^2$, где $X_{св}^2 r_2 / Z_2^2 = R_{вн}$.

Таким образом, подтверждено, что при оптимальной связи $r_1 = R_{вн}$, причем

$$X_{св. \text{ опт}} = Z_2 \sqrt{r_1 / r_2}. \quad (2.69)$$

Подставив значение $X_{св. \text{ опт}}$ в выражение для тока $I_{2\max}$, можно найти самый большой максимум тока во втором контуре

$$I_{2\max \text{ max}} = 0,5E \sqrt{r_1 / r_2}. \quad (2.70)$$

Однако на практике используют так называемый *метод полного резонанса*, при котором сначала достигается равенство $X_{12} = 0$ по описанному второму способу настройки, когда каждый контур системы настраивается в резонанс независимо от другого. Затем подбирается оптимальная связь между контурами по самому большому току во втором контуре ($I_{2\max \text{ max}}$). В случае полного резонанса при изменении связи между контурами подстройка их для выполнения условия $X_{12} = X_1 - X_2 X_{св}^2 / Z_2^2 = 0$ не нужна, так как ввиду того что $X_1 = X_2 = 0$, это условие выполняется при любой связи.

Обратимся в случае полного резонанса к выражению для тока во втором контуре (2.57') и исследуем его на экстремум, т. е. определим оптимальную связь, обеспечивающую $I_{2\max \max}$, как это было сделано при сложном резонансе. С учетом того, что $X_1 = X_2 = 0$, (2.57') принимает вид

$$I_{2\max} = \frac{EX_{\text{св}}}{r_1 r_2 + X_{\text{св}}^2}.$$

Взяв производную тока $I_{2\max}$ по $X_{\text{св}}$

$$\frac{dI_{2\max}}{dX_{\text{св}}} = \frac{E(r_1 r_2 + X_{\text{св}}^2 - 2X_{\text{св}}^2)}{(r_1 r_2 + X_{\text{св}}^2)^2}$$

и приравняв ее к нулю, найдем

$$r_1 r_2 - X_{\text{св}}^2 = 0, \text{ или } r_1 = X_{\text{св}}^2 / r_2,$$

где $X_{\text{св}}^2 / r_2 = R_{\text{вн}}$.

Таким образом, в случае полного резонанса также подтверждено, что при оптимальной связи $r_1 = R_{\text{вн}}$, причем $X_{\text{св. опт}} = \sqrt{r_1 r_2}$. При подстановке этого значения в выражение для $I_{2\max}$ получаем $I_{2\max \max} = 0,5E \sqrt{r_1 r_2}$. Как видно из сравнения последнего выражения с (2.70), значение самого большого тока во втором контуре при сложном и полном резонансах одинаковое, но в случае сложного резонанса оно достигается при большем значении $X_{\text{св. опт}}$, т. е. при большей связи между контурами.

2.9. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В КАЧЕСТВЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРОВ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

С развитием микроэлектроники возникла задача микроминиатюризации колебательных цепей, так как обычно используемые цепи оказались несовместимыми с микросхемами с точки зрения габаритных размеров и технологии производства. Решить вопрос микроминиатюризации индуктивности как отдельного дискретного элемента интегральных микросхем не представляется возможным, а замена ее эквивалентом из активных элементов довольно сложна и не всегда возможна. Наиболее перспективными с этой точки зрения являются пьезоэлектрические твердотельные элементы, представляющие собой разновидность электромеханических резонаторов.

На базе ранее созданных пьезокерамических материалов с большой временной и температурной стабильностью были разработаны пьезокерамические резонаторы, которые совместно с кварцевыми пьезоэлементами составили класс пьезоэлектрических резонаторов. Основные достоинства таких резонаторов заключаются в экономичности, прочности, малогабаритности, совместимости с размерами транзисторов и элементов микромодулей, легкости выполнения различной конфигурации с разными типами колебаний, возможности создания упрощенных конструкций.

Стабильность параметров и добротность пьезоэлектрических резонаторов выше, чем катушек индуктивности с ферритовыми сердечниками.

Пьезоэлектрический резонатор — разновидность функциональной твердой схемы. Эквивалентная схема резонатора. Основным элементом пьезоэлектрического резонатора является пьезоэлектрик некоторой геометрической формы, определенным образом ориентированный относительно кристаллографических осей монокристалла (если резонатор кварцевый) либо в определенном направлении поляризованный (если резонатор пьезокерамический и имеет металлические электроды).

Функциональный принцип построения твердых схем, к классу которых и относятся пьезоэлектрические резонаторы, заключается в использовании некоторых физических эффектов и явлений для создания монолитных малогабаритных устройств, по своим входным и выходным параметрам и характеристикам эквивалентных в заданном частотном диапазоне схемам, выполненным на дискретных элементах. В функциональных твердых схемах нельзя выделить отдельные компоненты их там просто нет, хотя в целом твердая схема выполняет функции аналогичной схемы, выполненной на дискретных элементах.

Действие пьезоэлектрика как элемента электромеханического резонатора основано на: 1) преобразовании электрических колебаний в механические за счет обратного пьезоэффекта; 2) возбуждении на определенной частоте упругих механических резонансных колебаний; 3) вторичном преобразовании упругих механических резонансных колебаний в электрические за счет прямого пьезоэффекта, заключающегося в изменении поляризации пьезоэлектрика (Δp) под действием механических деформаций, что равносильно изменению заряда (Δq) на электродах резонатора, а значит, и напряжения $\Delta U = \Delta q / C$, где C — эквивалентная емкость резонатора.

На рис. 2.23 показаны наиболее часто применяемые конструкции пьезоэлектрических резонаторов (ПЭР) в виде диска (а), пластины (б, в), а также условное обозначение их на электрических схемах (г).

Тип возбуждаемых в резонаторе колебаний зависит от: конфигурации среза пьезоэлектрика и расположения электродов на нем (если резонатор кварцевый); формы пьезоэлектрика, соотношения его размеров, расположения и топологии электродов и направления вектора поляризации ($\vec{p}$) по отношению к плоскости электродов (если резонатор пьезокерамический). Так, в дисковом резонаторе (рис. 2.23, а) с вектором поляризации ($\vec{p}$), ориентированным по тол-

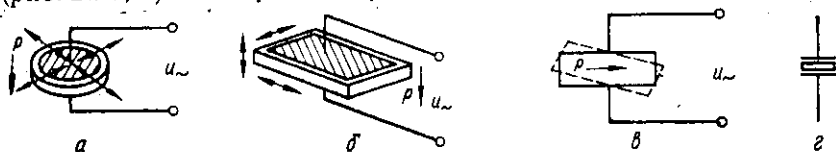


Рис. 2.23. К описанию конструкций и принципа действия пьезоэлектрических резонаторов.

шине диска, при определенном отношении его диаметра к толщине могут возникнуть радиальные механические колебания. В резонаторе в виде прямоугольной пластины (рис. 2.23, б) при такой же ориентации вектора поляризации механические колебания на определенных частотах могут возбуждаться по трем размерам пластины: длине, ширине и толщине, если частота изменения электрического поля равна резонансной частоте механических колебаний по соответствующему размеру.

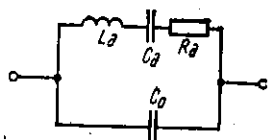


Рис. 2.24. Эквивалентная электрическая схема пьезоэлектрического резонатора.

Происходит это благодаря наличию в упругом теле так называемых *пюассоновских связей*, за счет которых механические напряжения или деформации, созданные в одном направлении, вызывают аналогичные эффекты в других направлениях. Так, например, в резонаторе на рис. 2.23 при ориентировании вектора поляризации ($\vec{p}$) по толщине могут возникнуть на соответствующих частотах продольные колебания по толщине и поперечные по длине и ширине (термин «продольные» соответствует случаю совпадения направления вектора поляризации и резонирующего размера, а «поперечные» — случаю перпендикулярного расположения резонирующего размера по отношению к $\vec{p}$). Если вектор поляризации ориентирован вдоль плоскости электродов пластинчатого резонатора (рис. 2.23, в), то при приложении электрического поля определенной частоты в пьезоэлектрике возникнут сдвиговые колебания по толщине.

Резонансная частота пьезоэлектрического резонатора (f_0) определяется исходя из скорости распространения упругих механических (ультразвуковых) колебаний в пьезоэлектрике (v_m) и резонирующего размера (l). Согласно принципу построения резонаторов резонирующий размер пьезоэлектрика должен быть равен половине длины волны распространяющихся в нем упругих механических колебаний, т. е. $l = \lambda_m/2$. Выразив длину волны λ_m через скорость v_m и частоту колебаний f ($\lambda_m = v_m/f$), из соотношения $\lambda_m = 2l$ находим

$$f_0 = v_m/2l. \quad (2.71)$$

При рассмотрении пьезоэлектрического резонатора как элемента электрической цепи его удобно бывает представить в виде эквивалентной электрической схемы с дискретными компонентами (рис. 2.24). В этой схеме: C_0 — статическая емкость резонатора, образованная его электродами и пьезоэлектриком; L_d , C_d и R_d — динамические параметры резонатора, характеризующие резонансные механические свойства (L_d и C_d) и эквивалентное сопротивление потерь (R_d). Динамические параметры определяются физическими свойствами материала, из которого изготовлен резонатор, его геометрией, топологией и формой электродов, направлением и степенью поляризации пьезоэлектрика. Схема на рис. 2.24 достаточно полно описывает электрические свойства пьезоэлектрических резонаторов вблизи резонансных частот. Данной схеме присущи два резонанса: *послед-*

довательный (резонанс в ветви L_d, C_d, R_d) и параллельный (резонанс в контуре L_d, C_d, R_d, C_0). Частота последовательного резонанса (обычно называемая просто частотой резонанса)

$$\omega_p \approx 1/\sqrt{L_d C_d}. \quad (2.72)$$

Частота параллельного резонанса (называется частотой антирезонанса) $\omega_a = 1/\sqrt{L_d C_\Sigma}$. С учетом того, что $C_\Sigma = \frac{C_d C_0}{C_d + C_0}$,

$$\omega_a = \sqrt{\frac{C_d + C_0}{L_d C_d C_0}}. \quad (2.73)$$

Частотные характеристики пьезоэлектрического резонатора. На рис. 2.25, а изображена зависимость модуля полного сопротивления пьезоэлектрического резонатора, а на рис. 2.25, б — частотная зависимость фазового сдвига между приложенным напряжением и током в цепи резонатора. Как видно из рис. 2.25, б, в области частот $\Delta\omega = \omega_a - \omega_p$, называемой *резонансным промежутком*, полное сопротивление резонатора имеет индуктивный характер, что позволяет в этой области частот использовать его как эквивалент индуктивности. Относительную ширину резонансного промежутка $(\Delta\omega/\omega_p)$ можно выразить через отношение емкостей C_d и C_0 . Для этого, используя (2.72) и (2.73), запишем $\frac{\omega_a^2 - \omega_p^2}{\omega_p^2} = \frac{C_d}{C_0}$, или

$\frac{(\omega_a - \omega_p)(\omega_a + \omega_p)}{\omega_p^2} = \frac{C_d}{C_0}$. Заменяя $\omega_a - \omega_p = \Delta\omega$ и $\omega_a + \omega_p \approx 2\omega_p$, получим

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_p} = \frac{C_d}{2C_0}.$$

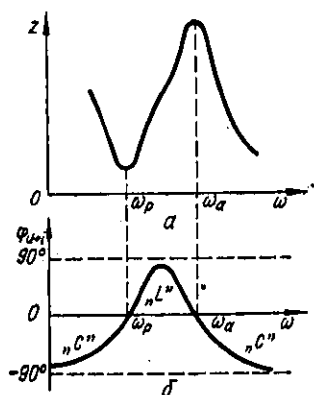


Рис. 2.25. Частотные зависимости модуля полного сопротивления пьезоэлектрического резонатора (а) и фазового сдвига между приложенным напряжением и током в цепи резонатора (б).

Электроуправляемые пьезоэлектрические резонаторы. Наряду с пьезоэлектриками, обладающими высокой стабильностью параметров (кварц, некоторые сегнетоэлектрики), имеются такие пьезоэлектрические материалы, у которых благодаря воздействию на условия, обеспечивающие возникновение и проявление пьезоэлектричества, можно управлять диэлектрическими и электромеханическими параметрами с помощью электрического поля. Так, например, зависимость резонансной частоты и резонансного промежутка от управляющего электрического поля в некоторых пьезосегнетоэлектриках может служить предпосылкой для построения частотноизбирательных систем с перестраиваемыми частотой и полосой про-

пускания. Возможность получения наведенного электрическим полем пьезоэффекта в некоторых параэлектриках с большой величиной диэлектрической проницаемости (несколько тысяч) создает возможность управления с помощью этого поля пьезоактивностью резонатора, что может быть в конкретных случаях использовано для управления амплитудой, частотой или фазой цепи с резонатором. Выбор управляемой величины при этом зависит от характера цепи и управляемости пьезоэлектрика. Возможность управления током пьезоэлектрического резонатора с помощью электрического поля — хорошая предпосылка для создания таких устройств, как преобразователи частоты, модуляторы, параметрические усилители и др.

Рассмотрим в качестве примера, как можно управлять коэффициентом передачи (K) четырехполосника (рис. 2.26, а), составленного из конденсатора $C1$ и параэлектрического резонатора (ПЭР) с наведенным постоянным электрическим полем ($E_{упр}$) пьезоэффектом, обеспечивающим хорошую управляемость по амплитуде в точках резонанса и антирезонанса путем изменения в этих точках полного сопротивления при изменении $E_{упр}$. Материал пьезоэлектрика выбирается таким, чтобы при хорошей управляемости амплитудой обеспечить практически независимость резонансной и антирезонансной частот от управляющего поля. Емкость конденсатора $C1$ подбирается такой величины, чтобы в резонансном промежутке ($f_a - f_p$) она не составила последовательный колебательный контур с эквивалентной индуктивностью резонатора, так как зависимость последней от управляющего поля привела бы к изменению резонансной частоты четырехполосника. Изменение коэффициента передачи четырехполосника под действием управляющего электрического поля $E_{упр}$ иллюстрирует рис. 2.26, б.

На рис. 2.27 показано, как можно управлять резонансной частотой четырехполосника, изображенного на рис. 2.26, а, путем: а) выбора соответствующего материала ПЭР с зависимостью его резонансной и антирезонансной частот от управляющего поля ($E_{упр}$); б) такого подбора величины емкости конденсатора $C1$,

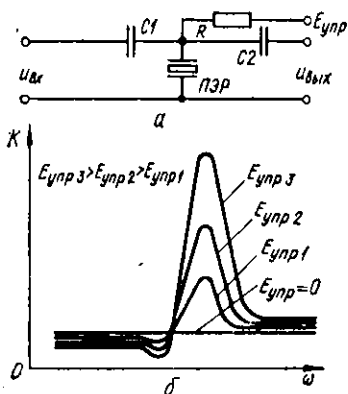


Рис. 2.26. Четырехполосник (а) и изменение его коэффициента передачи под действием управляющего электрического поля (б).

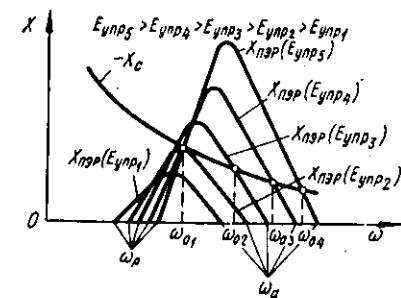


Рис. 2.27. Управление резонансной частотой четырехполосника, изображенного на рис. 2.26, а, с помощью электрического поля $E_{упр}$.

чтобы она составила последовательный колебательный контур с эквивалентной индуктивностью $PЭР$ в области частот $f_a - f_p$. Точки пересечения кривой — X_C с кривыми $X_{ПЭР}$, принимающие разные значения при различных $E_{упр}$, и есть точками последовательного резонанса в цепи, содержащей конденсатор $C1$ и $ПЭР$, причем с изменением управляющего поля смещаются они более заметно, чем ω_p и ω_a .

Принцип работы пьезоэлектрического резонатора с захватом энергии. Пьезоэлектрическим резонатором с захватом энергии называется *резонатор волноводного типа*, состоящий из пьезоэлектрической пластины и двух утолщающих часть пластины электродов, размеры которых меньше размеров пластины и выбраны таким образом, что основная энергия механических колебаний концентрируется в подэлектродной области, а за ее границами колебания быстро затухают.

Для того чтобы выявить условия, при которых энергия механических колебаний концентрируется в подэлектродной области пьезоэлектрической пластины, т. е. при каких условиях пьезоэлектрическая пластина с электродами превращается в резонатор, рассматривается [5] идеализированный случай одномерного резонатора (рис. 2.28), образованного парой неограниченных по длине полосок металла (электродов) толщиной h_m , нанесенных на кварцевую пластину Y — среза, площадь которой считается неограниченной. Оси x, y и z соответствуют используемым в кристаллографии осям кварца. При таком расположении электродов колебания не зависят от координаты z , так как в направлении z нет никаких перепадов толщины, влияющих на распределение колебаний. В соответствии с законом Липмана при помещении пьезоэлектрического тела в электрическое поле с компонентами E_j ($j = 1, 2, 3$) в теле возникают напряжения, пропорциональные приложенному полю (обратный пьезоэффект), т. е.

$$T_i = \sum_{j=1}^3 e_{ij} E_j \quad (i = 1, \dots, 6). \quad (2.74)$$

Если между электродами пьезорезонатора приложить переменный электрический потенциал u с круговой частотой ω , т. е. $u = U e^{j\omega t}$, то в пластине образуется электрическое поле E , направленное по оси y . Вследствие деформации объема пьезоматериала в подэлектродной области в плоскости xu в направлении l в кварцевой пластине

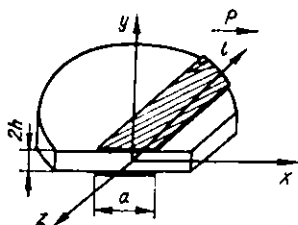


Рис. 2.28. Модель одномерного резонатора.

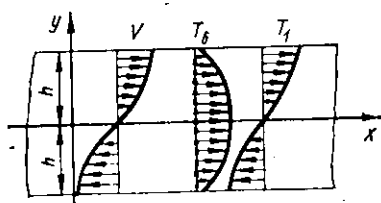


Рис. 2.29. Механические напряжения в одномерном резонаторе, изображенном на рис. 2.28.

тине Y — среза возникают механические напряжения T_1, T_6 и возбуждаются механические колебания сдвига по толщине, характеризующиеся смещением части v в направлении x (рис. 2.29):

$$\vec{v} = Ve^{j\omega t}. \quad (2.75)$$

Фактически, одновременно со сдвигом возникают колебания изгиба со смещением в направлении y . Однако эти колебания не определяют принцип действия пьезорезонатора.

Вследствие зависимости колебаний сдвига от координат x и y действующие в кварцевой пластине механические напряжения T_1 и T_6 (рис. 2.29) связаны с деформациями S_1 и S_6 законом прямой пропорциональности: $T_1 = c_{11}S_1$; $T_6 = c_{66}S_6$ (2.76).

(закон Гука), где c_{11} и c_{66} — модули упругости кварца и $S_1 = dv/dx$; $S_6 = dv/dy$ (2.77).

В отсутствие внешних сил (свободные колебания) второй закон Ньютона для элементарного объема $dx dy dz$ можно записать в форме

$$\frac{\partial T_1}{\partial x} dx dy dz + \frac{\partial T_6}{\partial y} dx dy dz = \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} \rho dx dy dz, \quad (2.78)$$

где $\frac{\partial T_1}{\partial x} dx$ и $\frac{\partial T_6}{\partial y} dy$ — равнодействующие силы в направлении осей x и y соответственно; ρ — плотность материала пластины, в данном случае — кварца.

Подставляя (2.75—2.77) в (2.78), получим уравнение колебаний пластины относительно смещения v в виде

$$c_{11} \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + c_{66} \frac{\partial^2 v}{\partial y^2} = \rho \frac{\partial^2 v}{\partial t^2}. \quad (2.79)$$

Уравнение (2.79) описывает волновое распространение механических колебаний сдвига v в однородной пластине. Оно аналогично соответствующим уравнениям, описывающим колебания в электрических волноводах с анизотропным диэлектриком. При гармонических колебаниях с частотой ω уравнению (2.79) удовлетворяет функция вида

$$\vec{v}_1 = A \sin \xi_2 y \cos \xi_1 x e^{j\omega t} \quad (2.80)$$

для симметричного распределения напряженности возбуждающего электрического поля вдоль оси x при сплошных электродах (функция четная относительно координаты x) и функция вида

$$\vec{v}_2 = A \sin \xi_2 y \sin \xi_1 x e^{j\omega t} \quad (2.81)$$

для антисимметричного распределения напряженности возбуждающего электрического поля вдоль оси x (функция нечетная относительно координаты x). Здесь A, ξ_1, ξ_2 — константы, независимые от координат, где ξ_1 и ξ_2 — коэффициенты распространения в пластине по координатам x и y .

Волны вида (2.80), (2.81) обозначают символом TS от начальных букв английских слов «thickness shear» в переводе «сдвиг по толщине». Они аналогичны волнам типа TE в электрических волноводах.

Подставляя (2.80) в (2.79), получим уравнение дисперсии связывающее коэффициенты распространения ξ_1 , ξ_2 вдоль осей x и y с частотой колебаний ω ,

$$\rho\omega^2 = c_{11}\xi_1^2 + c_{66}\xi_2^2. \quad (2.82)$$

На поверхности пластины ($y = \pm h$) в отсутствие внешних нагрузок нормальная составляющая напряжения равна нулю, т. е. $T_y = 0$.

Из (2.76), (2.77) и (2.80) при граничных условиях $T_y = 0$ находим:

$$\cos \xi_2 y = 0; \quad y = \pm h; \quad 2\xi_2 h = m\pi \quad (2.83)$$

или

$$\xi_2 = m\pi/2h, \quad m = 1, 3, 5 \dots \quad (2.84)$$

Из соотношения (2.84) следует, что по толщине пластины укладывается целое число полуволн свободных колебаний $\lambda_2/2$ с узлом в средней плоскости пластины, т. е. $2h/0,5\lambda_2 = m$, где $\lambda_2 = 2\pi/\xi_2$. Величине $m = 1$ соответствует основная резонансная частота, величинам $m = 3, 5, \dots$ — гармоники. С учетом (2.84) и (2.82) находим коэффициент распространения $\xi_1 = \xi_{s0}$ в пластине по координате x :

$$\xi_{s0} = \sqrt{(\rho/c_{11})(\omega^2 - \omega_s^2)}, \quad (2.85)$$

где
$$\omega_s = \frac{\pi m}{2h} \sqrt{\frac{c_{66}}{\rho}}, \quad m = 1, 3, 5, \dots \quad (2.86)$$

Частота ω_s является резонансной частотой однородной пластины без электродов, если размеры ее не ограничены как в направлении x , так и z .

Если частота ω практически удовлетворяет условию $\omega > \omega_s$, то ξ_{s0} — вещественная величина и решение (2.80) описывает бегущую волну, распространяющуюся в направлении x . Если же $\omega < \omega_s$, то $\xi_{s0} = i\xi_{s1}$ и решение (2.80) переходит в

$$\vec{v}_1 = A \sin \xi_{s1} y e^{\mp \xi_{s1} x} \quad (2.87)$$

при $x > a/2, x < -a/2$, где $\xi_{s1} = \sqrt{(\rho/c_{11})(\omega_s^2 - \omega^2)}$. (2.88)

Решение (2.87) представляет собой экспоненциально затухающую стоячую волну. Частоту ω_s , разделяющую эти два решения, называют *критической частотой*, или *частотой среза*.

Рассмотрим участок пластины, покрытый электродами. Эту часть пластины с точки зрения распространения механических колебаний можно в первом приближении заменить участком пластины той же длины, но с несколько большей толщиной h_s и с электродами исчезающе малой толщины так, чтобы масса участка осталась прежней, т. е. положить

$$h_s = h(1 + \Delta), \quad (2.89)$$

где

$$\Delta = \rho_m h_m / \rho h; \quad (2.90)$$

ρ_m — плотность материала электродов; h_m — толщина.

Аналогично предыдущему случаю из (2.82) и (2.84) следует, что постоянная распространения $\xi_1 = \xi_{e1}$ для участка с электродами будет определяться выражением

$$\xi_{e1} = \sqrt{(\rho/c_{11})(\omega^2 - \omega_e^2)}, \quad (2.91)$$

где

$$\omega_e = \frac{m\pi}{2h_s} \sqrt{\frac{c_{00}}{\rho}} = \frac{\omega_s}{1 + \Delta} \quad (2.92)$$

частота среза участка с электродами.

Из (2.92) следует, что величина Δ в рассматриваемом случае может быть выражена через частоты ω_s и ω_e в виде

$$\Delta = (\omega_s - \omega_e)/\omega_e. \quad (2.93)$$

Если величина Δ определяется по формуле (2.93), ее часто называют *частотным понижением пластины*, так как в этом случае она показывает, насколько снижается частота среза пластины при полном покрытии ее электродом.

На рис. 2.30 показаны кривые дисперсии для колебаний сдвига по толщине, распространяющихся в направлении x . Кривая 1 относится к области без электродов, кривая 2 — к области под электродом. По осям абсцисс отложены величины: $R_e(\xi_1)$ — действительная часть коэффициента распространения и $I_m(\xi_1)$ — его мнимая часть. По оси ординат отложена относительная частота $\Omega = \omega/\omega_e$. Отсюда следует, что колебания, частоты которых лежат в интервале от $\Omega = 1$ до $\Omega = \Omega_0 = \omega_s/\omega_e = 1 + \Delta$, т. е. в интервале между двумя граничными частотами, свободно распространяются в подэлектродной области без затухания, т. е. их амплитуда изменяется в направлении x по синусоидальному закону, так как в этой области частот коэффициент распространения является вещественной величиной.

За пределами электродов в свободной части пластины вследствие мнимости коэффициента распространения в интервале $1 \div \Omega_0$ образуются экспоненциально затухающие стоячие волны.

При работе вблизи основной резонансной частоты пьезорезонатора колебания возбуждаются в подэлектродной области и отражаются от областей, не покрытых электродами. В результате образуется стоячая волна в резонаторе, т. е. наблюдается резонанс. Так как при этом большая часть энергии колебаний сосредоточена в подэлектродной области пластины, то и параметры резонатора в основном определяются характеристиками только данной части пластины. Причем, подэлектродная область пластины в данном случае представляет собой самостоятельный резонатор. Концентрация энергии в подэлектродной части пластины и определила название пьезорезонатор с «захватом энергии».

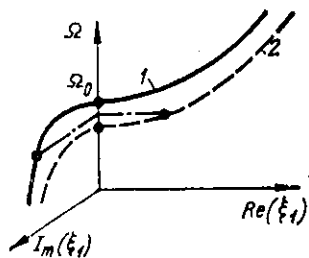


Рис. 2.30. Кривые дисперсии для колебаний сдвига по толщине, распространяющихся в направлении x .

Вследствие концентрации энергии в пьезорезонаторе и стоячего типа волн вблизи основного резонанса обмена энергией между подэлектродной областью резонатора и свободной пластиной нет; резонатор реализуется только в промежутке частот $\omega_e < \omega < \omega_s$. При частотах $\omega > \omega_s$ появится затухающая бегущая волна в свободной от электродов части пластины, в связи с чем энергия из резонатора будет рассеиваться по всей пластине, т. е. резонатор как таковой перестанет существовать.

При $\omega < \omega_e$ в резонаторе так же, как и в свободной пластине, наблюдается затухающее по экспоненте распределение амплитуд колебаний, т. е. вся энергия распределяется по пластине, а не концентрируется в резонаторе, и резонатор перестает быть самостоятельным элементом.

Резонансные частоты пьезорезонатора. Мультиמודовые резонаторы. Рассмотрим условия, при которых в модели резонатора, изображенной на рис. 2.28, могут возникнуть резонансные колебания.

Так как резонансные колебания связаны с консервацией энергии в ограниченном объеме, то возможность существования бегущей волны в бесконечной пластине исключается. Следовательно, при резонансных колебаниях в резонаторе в свободной пластине режим затухающей стоячей волны ($\xi_{s0} = i\xi_{s1}$, $\omega < \omega_s$). Что касается подэлектродной области (частного резонатора), то вследствие ее ограниченности стоячая волна может образоваться и при вещественном ξ_{e1} , т. е. при $\omega > \omega_e$. Таким образом, для этой области используется решение вида (2.80) при соответствующих граничных условиях. Из приведенных рассуждений следует, что резонанс рассматриваемой системы необходимо искать в промежутке $\omega_e < \omega < \omega_s$. Величина резонансной частоты может быть найдена из системы уравнений, определяющих граничные условия на краях электродов. В связи с тем что разница между толщиной свободной пластины и частного резонатора невелика, граничные условия на краях частного резонатора приближенно выражаются в виде требования непрерывности величин смещения $\vec{v}_1$ и его производной $\vec{\partial v}_1 / \partial x$, т. е. T_1 и S_1 . Обозначая индексом «s» переменные, относящиеся к свободной пластине, а индексом «e» — переменные, относящиеся к частному резонатору, получим следующую систему граничных условий:

$$\vec{v}_{1e} = \vec{v}_{1s}; \quad \frac{\partial \vec{v}_{1e}}{\partial x} = \frac{\partial \vec{v}_{1s}}{\partial x}; \quad x = \pm \frac{a}{2};$$

при $x = \frac{a}{2}$

$$A_1 \sin \xi_2 y \cos \xi_{e1} \frac{a}{2} = A_2 \sin \xi_2 y e^{-\xi_{s1} \frac{a}{2}}; \quad (2.94)$$

$$\xi_{e1} A_1 \sin \xi_2 y \sin \xi_{e1} \frac{a}{2} = \xi_{s1} A_2 \sin \xi_2 y e^{-\xi_{s1} \frac{a}{2}}. \quad (2.95)$$

При резонансе величины A_1 и A_2 не определены. Следовательно, они должны быть исключены из системы (2.94) — (2.95).

Разделив (2.95) на (2.94), получим уравнение, задающее частоту резонансных колебаний,

$$\operatorname{tg} \xi_{s1} \frac{a}{2} = \xi_{s1} / \xi_{e1}. \quad (2.96)$$

Это уравнение определяет резонансную частоту, которая входит в ξ_{s1} и ξ_{e1} в зависимости от конструктивных размеров пластины и электродов — h , a и Δ , а также упругих констант.

Для аналитического решения уравнения (2.96) вводятся некоторые нормированные величины, позволяющие упростить математические выкладки и формулы. Так под нормированной частотой η подразумевается выражение

$$\eta = \frac{\omega^2 - \omega_e^2}{\omega_s^2 - \omega_e^2} \approx \frac{\omega - \omega_e}{\omega_s - \omega_e}. \quad (2.97)$$

Вводится также обобщенный конструктивный параметр ξ согласно формуле $\xi = \lambda \frac{a}{2h} \sqrt{\Delta}$ (2.98), где $\Delta = \frac{\omega_s - \omega_e}{\omega_e}$ (2.99).

С учетом определений (2.97)—(2.99) выражения (2.88) и (2.91), задающие коэффициенты распространения ξ_s и ξ_e в одном из планарных направлений x или y , можно представить в следующем обобщенном виде:

$$\xi_{s1} = (\lambda\pi/2h) \sqrt{2\Delta(1-\eta)}; \quad (2.100)$$

$$\xi_{e1} = (\lambda\pi/2h) \sqrt{2\Delta\eta}. \quad (2.101)$$

Соотношение, обратное (2.97), определяющее обычную частоту ω через нормированную η , имеет вид $\omega = \omega_s (1 + \Delta\eta)/(1 + \Delta)$ (2.102).

Подставив введенные нормированные величины согласно определениям (2.97)—(2.99) в уравнение (2.96), получим зависимость между конструктивным параметром ξ и нормированной частотой η . При этом уравнение (2.96) записывается в виде

$$\operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{\sqrt{2}} \xi \sqrt{\eta} \right) = \sqrt{\frac{1-\eta}{\eta}} \quad (2.103)$$

или в разрешенном относительно ξ виде

$$\xi = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\eta}} \left(\operatorname{arctg} \sqrt{\frac{1-\eta}{\eta}} + n\pi \right), \quad (2.104)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$.

Полученное выражение (2.104) — для симметричных относительно x (четных) гармонических колебаний.

Для антисимметричных (нечетных) гармонических колебаний аналогичное решение представляется в виде

$$\xi_a = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\eta}} \left[\operatorname{arctg} \sqrt{\frac{1-\eta}{\eta}} + (2n+1) \frac{\pi}{2} \right], \quad (2.105)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$.

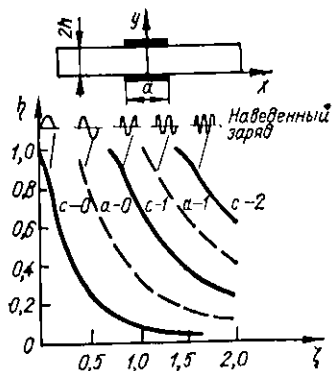


Рис. 2.31. Графические зависимости нормированной резонансной частоты η от обобщенного конструктивного параметра ζ .

Графические зависимости нормированной резонансной частоты η от обобщенного конструктивного параметра ζ приведены на рис. 2.31, где индексом «с» обозначены симметричные (четные) резонансные частоты, а индексом «а» — антисимметричные (нечетные) резонансные частоты. Цифры в обозначении индекса соответствуют значению n .

При $n = 0$ получаем основную резонансную частоту, если в (2.84) $m = 1$, или гармонику основной частоты, если $m > 1$, т. е. в случае, если по толщине пластины укладывается несколько полуволн.

При $n > 0$ получаем спектр дополнительных резонансных частот.

В связи с тем что эти частоты расположены вблизи основной частоты $\omega_{c=0}$ (или ее гармоник), их называют ангармоническими резонансными частотами.

Основная резонансная частота и ангармоники различаются распределением амплитуд колебаний вдоль оси x , так как они имеют разные величины ξ_{s1} и ξ_{e1} .

Если пьезорезонатор используется на основной резонансной частоте, то появление добавочного ангармонического резонанса считается вредным эффектом и необходимо принять меры с целью его подавления. Для этого оказывается достаточно выбрать размеры резонатора так, исходя из конструктивного параметра ζ в соответствии с рис. 2.31, чтобы ангармонические колебания не возбуждались. При этом частоты ангармонических колебаний окажутся выше критической частоты пластины ω_c и на них установится режим бегущей волны, при котором энергия ангармонических колебаний рассеивается по всей пластине (для ангармонических частот пьезорезонаторы не возбуждаются).

С другой стороны, ангармонический резонанс можно использовать и как полезный эффект. Резонаторы, в которых используются несколько собственных колебаний, получили название мультимодовых резонаторов. Мультимодовые резонаторы часто применяются как резонаторы с разделенными электродами. При этом появляется возможность использовать и нечетные ангармоники, в частности первую нечетную ангармонику с индексом $a = 0$ (см. рис. 2.31), так как при разделении электрода на две равные части можно получить несимметричное распределение напряженности возбуждающего электрического поля вдоль оси x , если соответствующим образом сфазировать электроды. Такой мультимодовый пьезорезонатор становится эквивалентным мостовой схеме и может быть использован в качестве полосовых и заграждающих фильтров (см. п. 4.7).

2.10. ЦЕПИ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ. ПРИМЕНЕНИЕ ДЛИННЫХ ЛИНИЙ В КАЧЕСТВЕ АНТЕННО-ФИДЕРНЫХ УСТРОЙСТВ И КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

2.10.1. Назначение и режим работы фидера

Фидером называется длинная линия, которая служит для передачи энергии высокочастотных колебаний от источника к нагрузке. Примером такой линии может быть линия, связывающая антенну с приемным или с передающим устройством. Для приемного устройства источником высокочастотных колебаний будет приемная антенна, а нагрузкой — вход приемника; для передающего — генератор высокой частоты, а нагрузкой — передающая антенна.

Основная задача фидера состоит в передаче максимальной мощности от источника высокочастотных колебаний к нагрузке. Из теории длинных линий известно, что для выполнения этой задачи фидер должен работать в режиме *бегущих волн*, который обеспечивается в случае равенства волнового сопротивления фидера (ρ) и сопротивления нагрузки (R_n). При нарушении этого равенства возникает отраженная от нагрузки волна, фидер будет работать в режиме *смешанных волн*, а величина мощности, выделяемая в нагрузке и равная разности мощностей падающей и отраженной волн, станет меньше. В режиме смешанных волн увеличиваются потери энергии в фидере, так как не только падающая, но и отраженная волна частично затухают по длине фидера. Режим смешанных волн невыгоден также с точки зрения комплексного характера входного сопротивления фидера, так как приводит к большим изменениям его величины при небольших изменениях частоты и к изменению мощности в нагрузке.

Таким образом, для оптимальной работы фидера необходимо обеспечить в нем режим бегущих волн, что достигается согласованием нагрузки с фидером.

2.10.2. Методы согласования нагрузки с фидером

Четвертьволновый трансформатор. При этом методе согласования используется свойство четвертьволновой разомкнутой линии трансформировать сопротивления. На рис. 2.32 изображены линии передачи длиной $\lambda/4$, нагруженные на различную нагрузку ($R_n < \rho$ и $R_n > \rho$), и соответствующие им эпюры напряжения и тока по длине линии. Из рис. 3.32, а видно, что при $R_n < \rho$ линия выполняет роль повышающего трансформатора; при этом малое сопротивление нагрузки трансформируется в большое входное сопротивление линии, что очевидно, если взять отношение амплитуд напряжения и тока в месте подключения нагрузки и на входе линии. При $R_n > \rho$ (рис. 2.32, б) линия выполняет роль понижающего трансформатора. Входное сопротивление четвертьволновой линии, нагруженной на сопротивление R_n , равно

$$Z_{вх} = \rho^2 / R_n. \quad (2.108)$$

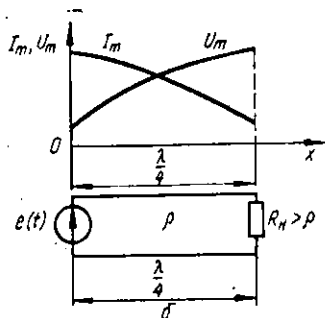
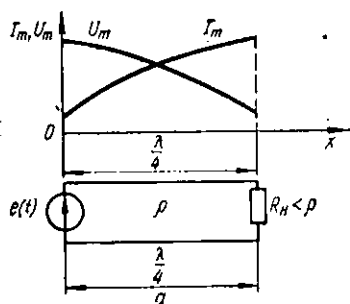


Рис. 2.32. К методу согласования нагрузки с фидером посредством четверть-волнового трансформатора.

Метод согласования нагрузки с фидером посредством четверть-волнового трансформатора применяют в основном тогда, когда фидер нагружен на чисто активное сопротивление, не равное волновому. Схема согласования в этом случае имеет вид, показанный на рис. 2.33. Сущность согласования сводится к подключению между фидером и нагрузкой такого четвертьволнового трансформатора с волновым сопротивлением ρ_2 , чтобы в точках его подключения aa входное сопротивление Z_{aa} равнялось волновому сопротивлению фидера ρ_1 , т. е. $Z_{aa} = \rho_1$. На основании (2.106) имеем $\rho_2^2/R_N = \rho_1$, откуда

$$\rho_2 = \sqrt{\rho_1 R_N}. \quad (2.107)$$

По величине ρ_2 подбирают из таблиц или рассчитывают конструктивные размеры трансформатора. При выполнении условия (2.107) по всей длине фидера до точек подключения трансформатора будет существовать режим бегущих волн. Если сопротивление нагрузки комплексное (Z_N), то четвертьволновый трансформатор следует включить на таком расстоянии l от точек подключения нагрузки, где входное сопротивление чисто активное, т. е. $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}$ (рис. 2.34).

Шлейфный согласователь применяется в основном, когда фидер нагружен на комплексное сопротивление Z_N . Задача согласования состоит в том, чтобы с помощью короткозамкнутого шлейфа путем соответствующего выбора точек его подключения и длины шлейфа

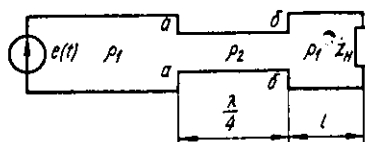
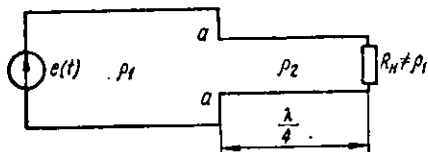


Рис. 2.33. Схема согласования фидера с активным сопротивлением нагрузки посредством четвертьволнового трансформатора.

Рис. 2.34. Схема согласования фидера с комплексным сопротивлением нагрузки посредством четвертьволнового трансформатора.

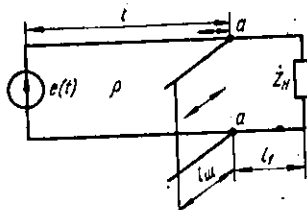


Рис. 2.35. Схема согласования фидера с комплексным сопротивлением нагрузки посредством подвижного шлейфа.

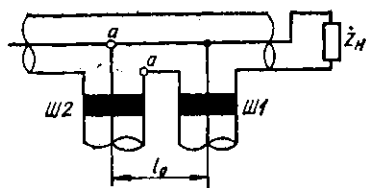


Рис. 2.36. Схема согласования коаксиального фидера с помощью двух неподвижных шлейфов

добиться существования режима бегущих волн по основной длине фидера, т. е. от источника высокочастотных колебаний до точек подключения шлейфа.

Сущность этого метода поясним с помощью рис. 2.35, где фидер с волновым сопротивлением ρ нагружен на комплексную нагрузку Z_n . Из теории длинных линий известно, что при перемещении вдоль фидера точек подключения aa от нагрузки Z_n к источнику $e(t)$ входное сопротивление фидера Z_{aa} и соответствующая входная проводимость $Y_{aa} = 1/Z_{aa}$ непрерывно меняются. На некотором расстоянии l_1 от точек подключения нагрузки Z_n активная составляющая входной проводимости g_{aa} становится равной волновой проводимости фидера g , т. е. $g_{aa} = g = 1/\rho$; при этом полная входная проводимость в точках aa носит комплексный характер и равна $Y_{aa} = g_{aa} + ib_{aa} = g + ib_{aa}$. Таким образом, если скомпенсировать реактивную составляющую входной проводимости b_{aa} подключением в точках aa равной по величине, но обратной по знаку другой проводимости $b_{ш}$, т. е.

$$b_{ш} = -b_{aa}, \quad (2.108)$$

то результирующая входная проводимость в точках aa будет равна

$$Y_{\Sigma aa} = g + i(b_{aa} + b_{ш}) = g = 1/\rho.$$

Это и есть условие существования режима бегущих волн на длине фидера l . Компенсация входной проводимости b_{aa} достигается подключением в точках aa короткозамкнутого шлейфа такой длины $l_{ш}$, чтобы выполнялось условие (2.108). Так как входная проводимость короткозамкнутой линии без учета потерь равна $Y_{ш} = -ig \operatorname{ctg}(2\pi l_{ш}/\lambda)$, где $b_{ш} = -g \operatorname{ctg}(2\pi l_{ш}/\lambda)$, то, учитывая (2.108), можно записать: $-b_{aa} = b_{ш} = -g \operatorname{ctg}(2\pi l_{ш}/\lambda)$, откуда необходимая длина шлейфа

$$l_{ш} = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arccctg} \frac{b_{aa}}{g}. \quad (2.109)$$

В случае коаксиального фидера перемещать шлейф вдоль фидера невозможно. Поэтому применяют два шлейфа (рис. 2.36), один из которых (Ш1) располагают возле нагрузки, а другой (Ш2) — на расстоянии $l_0 = 3\lambda/8$ от первого. Изменением длины шлейфа

III/ добавляются такого перемещения картины поля вдоль фидера, чтобы в точках подключения второго шлейфа (aa) активная составляющая входной проводимости g_{aa} была бы равна g . Реактивную составляющую b_{aa} компенсируют изменением длины второго шлейфа.

2.10.3. Использование отрезков длинных линий в качестве колебательных систем

Для увеличения резонансной частоты контура его индуктивность и емкость необходимо уменьшать. Однако на СВЧ требуются такие малые величины индуктивности и емкости, что, с одной стороны, емкость контура уже невозможно уменьшить, так как она становится меньше паразитных емкостей схемы, а с другой стороны, увеличение резонансной частоты за счет уменьшения только индуктивности приводит к уменьшению добротности контура, что следует из соотношения $Q = \sqrt{L/C}/R$. На очень высоких частотах может оказаться, что выполнить конструктивно катушку с требуемой индуктивностью не представляется возможным, так как количество витков ее должно быть меньше одного.

Рассматривая зависимость входного сопротивления короткозамкнутой линии от ее длины (рис. 2.37, a) и аналогичную зависимость для разомкнутой линии (рис. 2.37, b), из рис. 2.37 a видим, например, что короткозамкнутая линия длиной $\lambda/4$ эквивалентна параллельному колебательному контуру, а длиной $\lambda/2$ — последовательному. При $l < \lambda/4$ короткозамкнутая линия эквивалентна индуктивности. Таким образом, в качестве колебательных систем на СВЧ можно использовать отрезки длинных линий.

Часто на СВЧ короткозамкнутая линия длиной $l < \lambda/4$ используется как индуктивность. Чтобы можно было согласовывать входное сопротивление линии, используемой в качестве колебательной системы, с внутренним сопротивлением источника колебаний, применяют автотрансформаторное включение линии в точках aa , как показано на рис. 2.38. Левый участок короткозамкнутой линии (до точек aa) имеет индуктивное сопротивление $X_L = \rho \operatorname{tg}(2\pi l/\lambda)$,

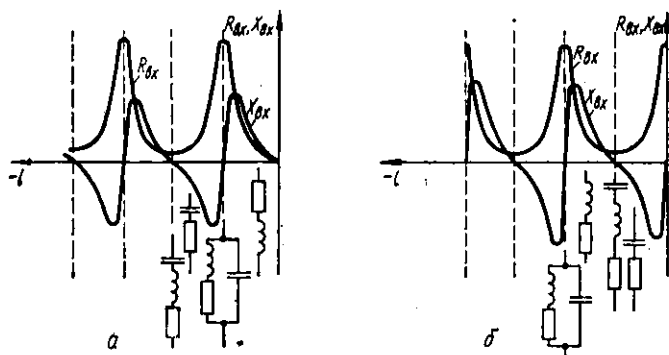


Рис. 2.37. Зависимости входного сопротивления короткозамкнутой (a) и разомкнутой (b) линий от их длины.

а правый участок разомкнутой линии — емкостное сопротивление $X_C = -\rho \times \operatorname{ctg}[2\pi(\lambda/4 - l)/\lambda] = -\rho \operatorname{tg}(2\pi l/\lambda)$. Следовательно, в точках aa подключены два равных и противоположных по знаку реактивных сопротивления, образующих как бы параллельный колебательный контур с бесконечно большим эквивалентным сопротивлением на резонансной частоте (без учета потерь). В реальной линии с потерями входное (эквивалентное) сопротивление при резонансе конечное и чисто активное, причем величина его зависит от положения точек включения aa на линии и изменяется от нуля до некоторой конечной величины (см. рис. 2.37, а) при перемещении точек подключения источника колебаний от короткозамкнутого конца к разомкнутому. Это дает возможность подобрать нужную величину входного сопротивления линии.

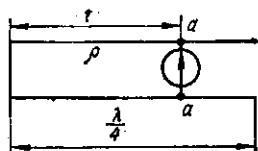


Рис. 2.38. Автотрансформаторное включение линии.

2.10.4. Антенные устройства

Антеннами называются устройства, предназначенные для излучения и приема радиоволн. Излучающие антенны называются *передающими*, а не излучающие — *приемными*. Так как в обоих случаях механизм излучения и приема один и тот же (заключается он в преобразовании энергии токов высокой частоты в энергию радиоволн или наоборот), то любая антенна обладает свойствами *обратимости*, т. е. передающая антенна может быть приемной, а приемная — передающей. При этом основные параметры ее также обратимы.

Переход от разомкнутой длинной линии к полуволновой антенне и излучение ею электромагнитной энергии. Разомкнутая двухпроводная линия длиной $\lambda/4$, у которой расстояние между проводами значительно меньше длины волны (рис. 2.39, а), практически не излучает электромагнитные волны, так как магнитные поля обоих проводов почти полностью уничтожаются вследствие противоположных направлений токов в них. Если же провода развернуть в одну линию, то получится так называемая *полуволновая антенна*, применяемая на СВЧ (рис. 2.39, б). Полуволновую антенну часто называют еще *полуволновым вибратором*.

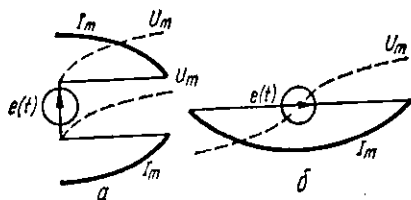


Рис. 2.39. Переход от разомкнутой четвертьволновой линии (а) к полуволновой антенне (б).

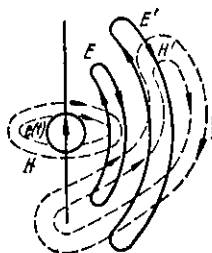


Рис. 2.40. Излучение электромагнитных волн полуволновой антенной.

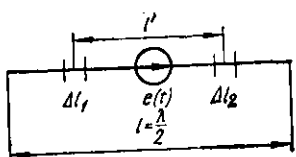


Рис. 2.41. К пояснению излучения мощности антенной.

Распределение тока и напряжения вдоль проводов полученной антенны сохраняется таким же, как и в четвертьволновой разомкнутой линии. Поскольку токи в обоих проводах антенны совпадают по направлению, то магнитные поля, создаваемые этими токами, складываются. Рассмотрим на примере полуволновой антенны условия, при которых эффективно излучаются радиоволны, и сам процесс излучения.

Первоначальным источником электромагнитного поля является переменный ток, протекающий по проводам антенны. Провода с током создают переменное магнитное поле H , вокруг силовых линий которого на основании закона электромагнитной индукции наводится электрическое поле E в более удаленных точках. Вокруг силовых линий поля E в еще более удаленных точках образуется поле H' и т. д. (рис. 2.40). Таким образом, электромагнитное поле представляет собой колебание взаимосвязанных переменных электрического и магнитного полей, захватывающих все новые области пространства.

Если частота изменения тока в антенне достаточно большая, а расстояние l , на которое распространилось электромагнитное поле, соизмеримо с длиной волны, то за время $t = c/l$, соизмеримое с периодом колебаний, фаза тока в проводе антенны успеет измениться. Образуется как бы оторванное от провода с током электромагнитное поле, распространяющееся в свободном пространстве; другими словами, антенна излучает электромагнитные волны в пространство. Следовательно, одним из условий излучения антенной радиоволн является наличие в ее проводах токов высокой частоты. Однако эффективное излучение электромагнитных волн возможно лишь в том случае, если размеры излучающего провода антенны соизмеримы с длиной волны излучаемых колебаний или больше ее.

Для доказательства этого выделим в излучающем проводе антенны (рис. 2.41) два элементарных отрезка Δl_1 и Δl_2 , расстояние между которыми обозначим через l' . Считаем, что длина излучающего провода l соизмерима с длиной волны излучаемых колебаний λ (в нашем случае $l = \lambda/2$). Поскольку рассматриваемая антенна представляет собой разомкнутую длинную линию, то при условии пренебрежения потерями можно предположить наличие в ней стоячих волн, характеризующихся совпадением в каждый момент времени фазы тока в любом сечении линии. Ток в отрезке провода Δl_1 создает в окружающем пространстве электромагнитное поле, распространяющееся со скоростью света c по всем направлениям. Так как скорость $c = 3 \cdot 10^8$ м/с — величина конечная, а размеры излучающего провода антенны соизмеримы с длиной волны, то время $\Delta t = l'/c$, за которое электромагнитное поле отрезка Δl_1 провода с током достигнет отрезка Δl_2 , будет соизмеримо с периодом колебаний T . Это значит, что за время Δt фаза тока в антенне успеет измениться на угол $\Delta \varphi = \omega \Delta t$, где $\omega = 2\pi/T$ — частота изменения тока в антенне. Таким образом, э. д. с. $\Delta \mathcal{E}_2$ в отрезке провода Δl_2 , наведен-

ная электрическим полем отрезка с током ΔI_1 , будет отставать на угол $\varphi = 90^\circ + \Delta\varphi$.

Если подсчитать мощность ΔP_2 , выделяемую в отрезке провода Δl_2 , т. е.

$$\Delta P_2 = \Delta E_2 I \cos(90^\circ + \Delta\varphi), \quad (2.110)$$

то, как видно, она не будет равна нулю за счет сдвига фаз $\Delta\varphi$. Так как потери в проводе антенны считаются равными нулю, то мощность ΔP_2 может перейти лишь в пространство, т. е. излучаться. Вследствие того, что провод антенны излучает часть энергии, поступившей от источника электромагнитных колебаний, предположение о наличии в антенне стоячих волн по аналогии с длинной линией неверно. В излучающем проводе антенны будет существовать режим смешанных волн. Как следует из (2.110), мощность излучения тем больше, чем больше угол $\Delta\varphi$

$$\Delta\varphi = \omega\Delta t = 2\pi l'/\lambda f = 2\pi l'/\lambda. \quad (2.111)$$

Согласно (2.111) угол $\Delta\varphi$ тем больше, чем ближе длина излучающего провода к длине волны или больше ее. Зная распределение амплитуд тока в антенне, можно подсчитать наведенную э. д. с. в каждом элементарном отрезке провода остальными его отрезками с током и полную мощность излучения антенны.

Четвертьволновая заземленная антенна. В диапазонах длинных и средних волн используется четвертьволновая вертикальная заземленная антенна (*четвертьволновый вибратор*), длина излучающего провода которой $h = \lambda_0/4$, где λ_0 — резонансная длина волны вибратора. Принцип действия этой антенны заключается в том, что вместе со своим зеркальным отображением, представляющим собой заземление, она образует симметричную полуволновую антенну (рис. 2.42).

Под действием источника э. д. с. в один полупериод ток протекает от заземления к четвертьволновому вибратору, в другой полупериод — в обратном направлении. Излучающей (принимающей) частью антенны служит только вертикальный заземленный провод длиной $\lambda_0/4$. Горизонтальные низко подвешенные провода в диапазонах длинных и средних волн для излучения или приема радиоволн использовать нельзя, так как вследствие хорошей проводимости земной поверхности отраженная от нее волна будет в противофазе с волной, излучаемой горизонтальным проводом.

Если длина волны вынужденных колебаний равна резонансной длине волны антенны, т. е. $\lambda = \lambda_0 = 4h$, то при условии согласо-

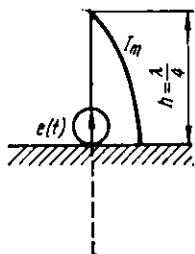
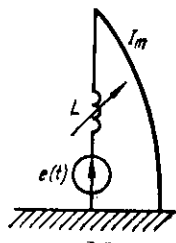


Рис. 2.42. Четвертьволновая заземленная антенна.

Рис. 2.43. Настройка четвертьволновой заземленной антенны в резонанс с помощью катушки индуктивности.



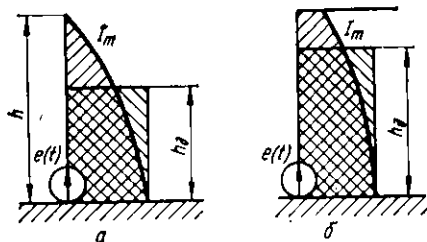


Рис. 2.44. К определению действующей высоты антенны (а) и ее увеличения (б).

вания входного сопротивления антенны, волнового сопротивления фидера и внутреннего сопротивления генератора вся мощность от генератора поступает в антенну. Если же длина волны вынужденных колебаний больше или меньше резонансной длины волны антенны λ_0 , то входное сопротивление антенны носит комплексный характер, вследствие чего часть мощности, поступающей в антенну, воз-

вращается в генератор. Заданная мощность в антенне при этом достигается за счет повышения э. д. с. генератора, питающего антенну, что является не лучшим выходом из положения.

С целью компенсации реактивного входного сопротивления антенны у ее основания включают реактивность противоположного знака. Так, например, если длина волны вынужденных колебаний (генератора) больше резонансной длины волны антенны, т. е. $\lambda > \lambda_0$, то говорят, что антенна работает с *удлинением* (ее входное сопротивление носит емкостный характер). Для компенсации емкостной составляющей входного сопротивления у основания антенны включают катушку индуктивности L (рис. 2.43), с помощью которой настраивают антенну в резонанс на длину волны λ .

Основные параметры и характеристики антенн. Установим на примере четвертьволновой заземленной антенны основные параметры и характеристики антенн. При выполнении условий согласования антенны с фидером и генератором полная мощность P_A , подводимая к антенне, состоит из двух частей: мощности излучения ($P_{изл}$) и мощности потерь (P_n), т. е.

$$P_A = P_{изл} + P_n = 0,5 I_A^2 R_{изл} + 0,5 I_A^2 R_n = 0,5 I_A^2 R_A, \quad (2.112)$$

где I_A — амплитуда тока на входе антенны; $R_{изл}$ — сопротивление излучения антенны; R_n — сопротивление потерь в антенне; R_A — входное сопротивление антенны.

Из (2.112) следует, что $R_A = R_{изл} + R_n$. Под *сопротивлением излучения* понимается такое фиктивное сопротивление, которое, будучи включенным в пучность тока, поглощало бы мощность, равную мощности излучения. Сопротивление излучения — чисто расчетная величина и для четвертьволновой заземленной антенны длинных и средних волн определяется по формуле

$$R_{изл} = 1600 (h_d/\lambda)^2, \quad (2.113)$$

где h_d — действующая высота антенны, которая находится из прямоугольника, равновеликого площади, заключенной между эпурой тока и прилегающим проводом антенны с основанием, равным амплитуде в пучности тока антенны (рис. 2.44, а).

На рис. 2.44, б показано, как увеличивается действующая высота антенны при добавлении горизонтального провода к антенне.

Выше отмечалось, что горизонтальный провод при низком подвесе не излучает радиоволн, но, как следует из рис. 2.44, б, площадь, заключенная между эюррой тока и вертикальным излучающим проводом антенны, при наличии горизонтального провода увеличивается, в результате чего увеличивается и h_d .

Эффективность работы антенны характеризуют ее к. п. д.

$$\eta = \frac{P_{изл}}{P_A} = \frac{R_{изл}}{R_{изл} + R_{\Pi}} \quad (2.114)$$

Как видно из (2.114), чем меньше сопротивление потерь, тем больше к. п. д. антенны. Сопротивление потерь состоит из активного сопротивления провода антенны и сопротивления заземления (для четвертьволновой заземленной антенны), причем последнее является определяющим.

ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

3

Большинство радиотехнических устройств работают в линейном режиме по отношению к достаточно слабому сигналу и могут рассматриваться как линейные четырехполюсники. Задача прохождения сложных сигналов через линейные четырехполюсники представляет интерес с точки зрения возможных частотных и фазовых искажений сигнала при его прохождении. Наиболее удобным методом анализа прохождения сигнала через четырехполюсник является спектральный метод, основанный на представлении сложного сигнала рядом или интегралом Фурье и рассмотрении прохождения каждой его составляющей (гармоники) через линейный четырехполюсник независимо от остальных на основании принципа суперпозиции.

3.1. ПРОХОЖДЕНИЕ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ ЛИНЕЙНЫЙ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИК

Пусть на вход линейного четырехполюсника (рис. 3.1) с комплексным коэффициентом передачи $\dot{K}(\omega) = \dot{U}_{вых}/\dot{U}_{вх} = K(\omega)e^{i\varphi(\omega)}$, где модуль $K(\omega)$ характеризует амплитудно-частотные, а аргумент $\varphi(\omega)$ — фазово-частотные свойства четырехполюсника, подан сложный непериодический сигнал $e(t)$, который может быть представлен интегралом Фурье (1.11)

$$e(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{i\omega t} d\omega,$$

где $\dot{S}(\omega) = S(\omega)e^{-i\varphi(\omega)}$ — спектральная плотность сигнала на входе четырехполюсника. Условие линейности четырехполюсника позволяет применить принцип суперпозиции и рассматривать прохождение каждой составляющей сигнала независимо от остальных.

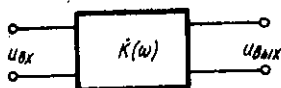


Рис. 3.1. Линейный четырехполюсник.

Таким образом, для нахождения напряжения на выходе линейного четырехполюсника $u(t)$ при действии на его входе напряжения $e(t)$ необходимо учесть амплитудные и фазовые изменения, которые претерпевает каждая гармоническая составляющая спектра входного сигнала, а эффект на выходе просуммировать. Математически это означает, что каждую составляющую спектра сигнала нужно умножить на комплексный коэффициент передачи линейного четырехполюсника; при этом выходной сигнал

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) K(\omega) e^{i\omega t} d\omega = \\ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) K(\omega) e^{i[\varphi(\omega) - \psi(\omega)]} e^{i\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_1(\omega) e^{i\omega t} d\omega, \quad (3.1)$$

где $\dot{S}_1(\omega) = S(\omega) K(\omega) e^{i[\varphi(\omega) - \psi(\omega)]}$ — спектральная плотность сигнала на выходе четырехполюсника.

Как видно, решение задачи о прохождении сложного непериодического сигнала через линейный четырехполюсник свелось к умножению модуля спектральной плотности входного сигнала на модуль коэффициента передачи четырехполюсника и изменению аргумента спектральной плотности, характеризующего фазовый сдвиг, на угол $\varphi(\omega)$. Аналогично, рассматривая прохождение через линейный четырехполюсник периодических управляющих сигналов, разлагаемых в ряд Фурье согласно (1.5), необходимо комплексную амплитуду каждой гармоники под знаком суммы умножить на комплексный коэффициент передачи линейного четырехполюсника.

3.2. УСЛОВИЯ ОТСУТСТВИЯ ИСКАЖЕНИЙ. ТЕОРЕМА ЗАПАЗДЫВАНИЯ

В зависимости от свойств линейного четырехполюсника, выражающихся в характере изменения модуля $K(\omega)$ и аргумента $\varphi(\omega)$ его коэффициента передачи, сигнал при прохождении через четырехполюсник может подвергаться линейным (частотным и фазовым) искажениям либо проходить без искажений. Если считать, что информация, заключенная в сигнале, отображается его формой, то для неискаженной передачи формы сигнала необходимо выполнение двух условий: 1) амплитуды составляющих спектра сигнала должны изменяться в одинаковое число раз, т. е.

$$K(\omega) = \text{const} \quad (3.2)$$

(условие отсутствия амплитудно-частотных искажений); 2) фазы всех спектральных составляющих вследствие запаздывания сигнала при прохождении через четырехполюсник должны изменяться прямо пропорционально их частоте, т. е.

$$\varphi(\omega) = -\omega t_s, \quad (3.3)$$

где t_3 — время запаздывания. Знак «—» указывает на запаздывание. Данное условие является условием отсутствия фазово-частотных искажений.

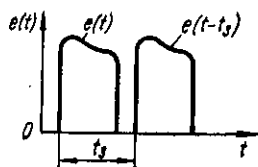


Рис. 3.2. Идентичные сигналы, сдвинутые во времени на величину t_3 .

Первое условие не требует особых доказательств, так как само собой разумеется, что изменение амплитуд всех составляющих спектра сигнала в одинаковое число раз не приведет к искажению его огибающей. Второе условие нуждается в доказательстве.

Пусть имеется два одинаковых сигнала, сдвинутых во времени на величину t_3 (рис. 3.2): $e(t)$ и $e(t - t_3)$. Пусть спектральная плотность сигнала $e(t)$ равна

$$\dot{S}_1(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e(t) e^{-i\omega t} dt. \quad (3.4)$$

Определим спектральную плотность $\dot{S}_2(\omega)$ сигнала $e(t - t_3)$, для чего введем новую переменную $t' = t - t_3$; при этом $dt = dt_3'$. Тогда

$$\dot{S}_2(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e(t - t_3) e^{-i\omega t} dt = e^{-i\omega t_3} \int_{-\infty}^{\infty} e(t') e^{-i\omega t'} dt'. \quad (3.5)$$

Так как интегралы (3.4) и (3.5) ничем не отличаются, кроме обозначения переменной, то можно записать

$$\dot{S}_2(\omega) = e^{-i\omega t_3} \dot{S}_1(\omega). \quad (3.6)$$

Таким образом, на основании (3.6) приходим к выводу: запаздывание сигнала на величину t_3 приводит к изменению только аргумента спектральной плотности сигнала на величину $\varphi(\omega) = -\omega t_3$; что означает уменьшение фазы всех спектральных составляющих сигнала на величину, пропорциональную их частоте. При этом модуль спектральной плотности, а следовательно, соотношения между амплитудами составляющих спектра не изменяются. Как следует из рис. 3.2, форма сигнала не изменяется при соблюдении (3.6). Равенство (3.6) и сформулированный вывод составляют сущность так называемой *теоремы запаздывания*.

Говоря о неискаженной передаче сигналов через конкретные линейные цепи, следует сказать, что при соблюдении (3.2) и (3.3) в конечной полосе пропускания какого-то устройства нельзя избежать искажений сложного сигнала, имеющего бесконечно большой спектр частот, выходящий за пределы данной полосы пропускания. В этом случае будут наблюдаться так называемые *частотные искажения* сигнала за счет выпадения из спектра выходного сигнала составляющих, находящихся за пределами полосы пропускания устройства. Такие искажения могут быть ослаблены применением связанных колебательных цепей, имеющих более широкую полосу пропускания, и форма резонансной кривой которых ближе к прямоугольной (см. п. 2.8).

3.3. ПРОХОЖДЕНИЕ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ

При прохождении амплитудно-модулированных сигналов через избирательные цепи с заданной полосой пропускания $2\Delta\omega$ ставится задача неискаженной передачи огибающей сигнала, отображающей закон модуляции.

Рассмотрим, как проходит амплитудно-модулированный сигнал через линейную колебательную цепь, обладающую симметричными относительно резонансной частоты амплитудно- и фазово-частотной характеристиками, т. е. удовлетворяющую условиям:

$$\begin{cases} K(\omega_0 - \Delta\omega) = K(\omega_0 + \Delta\omega); \\ \varphi(\omega_0 - \Delta\omega) = -\varphi(\omega_0 + \Delta\omega). \end{cases} \quad (3.7)$$

Представив колебательную цепь в виде линейного четырехполюсника (рис. 3.1) с комплексным коэффициентом передачи $K = K(\omega)e^{i\varphi(\omega)}$, рассмотрим прохождение через него сложного амплитудно-модулированного сигнала

$$u_1(t) = [U_n + \sum_{n=1}^{\infty} K_n U_n \cos(n\Omega t - \psi_n)] \cos \omega_n t, \quad (3.8)$$

где K_n — коэффициент пропорциональности для n -й гармоники управляющего сигнала. Считаем, что колебательная цепь настроена на несущую частоту сигнала, т. е. $\omega_n = \omega_0$ и $\Delta\omega = n\Omega$. Чтобы применить принцип суперпозиции, сигнал запишем в виде составляющих спектра

$$\begin{aligned} u_1(t) = U_n \cos \omega_n t + 0,5 \sum_{n=1}^{\infty} K_n U_n \cos[(\omega_n + n\Omega)t - \psi_n] + \\ + 0,5 \sum_{n=1}^{\infty} K_n U_n \cos[(\omega_n - n\Omega)t + \psi_n]. \end{aligned} \quad (3.9)$$

На основании принципа суперпозиции сигнал на выходе линейного четырехполюсника равен

$$\begin{aligned} u_2(t) = K(\omega_n) U_n \cos \omega_n t + 0,5 \sum_{n=1}^{\infty} K(\omega_n + n\Omega) \times \\ \times K_n U_n \cos[(\omega_n + n\Omega)t - \psi_n + \varphi(\omega_n + n\Omega)] + \\ + 0,5 \sum_{n=1}^{\infty} K(\omega_n - n\Omega) K_n U_n \cos[(\omega_n - n\Omega)t + \psi_n + \varphi(\omega_n - n\Omega)]. \end{aligned} \quad (3.10)$$

С учетом (3.7) можно переписать (3.10) следующим образом:

$$\begin{aligned} u_2(t) = K(\omega_n) U_n \cos \omega_n t + 0,5 \sum_{n=1}^{\infty} K(\omega_n + n\Omega) \times \\ \times K_n U_n \cos[(\omega_n + n\Omega)t - \psi_n + \varphi(\omega_n + n\Omega)] + \\ + 0,5 \sum_{n=1}^{\infty} K(\omega_n + n\Omega) K_n U_n \cos[(\omega_n + n\Omega)t + \psi_n - \varphi(\omega_n + n\Omega)] = \\ = \{K(\omega_n) U_n + \sum_{n=1}^{\infty} K(\omega_n + n\Omega) K_n U_n \cos[n\Omega t - \psi_n - \\ - \varphi(\omega_n + n\Omega)]\} \cos \omega_n t. \end{aligned} \quad (3.11)$$

В полученном выражении закон изменения огибающей сигнала определяется выражением, входящим под знак суммы. Из сравнения (3.11) и (3.9) видно, что амплитуда n -й гармоник огибающей сигнала изменяется в $K(\omega_n + n\Omega)$ раз, а начальная фаза — на угол $-\varphi(\omega_n + n\Omega)$. Стойки зрения отсутствия искажений огибающей при прохождении амплитудно-модулированного сигнала через линейную колебательную цепь необходимо, чтобы выполнялись следующие условия (см. п. 3.2): 1) постоянство коэффициента передачи в полосе пропускания цепи; 2) линейность фазовой характеристики в пределах полосы пропускания цепи, т. е. зависимость $\varphi(\omega_n \pm \Delta\omega)$ должна представлять собой прямую линию, проведенную под любым углом к оси частот и проходящую через точку $\omega = \omega_0$.

При нарушении первого условия и при выполнении второго для случая, когда $\omega_n = \omega_0$, будет наблюдаться изменение глубины модуляции при сохранении формы огибающей. Рассмотрим для иллюстрации этого прохождения амплитудно-модулированного одним тоном сигнала $u(t)$ через последовательный колебательный контур. На рис. 3.3, а показан спектр сигнала $u(t) = U_n(1 + M \cos \Omega t) \times \times \cos \omega_n t$ на входе колебательного контура, на рис. 3.3, б — зависимости модуля проводимости $Y_n(\omega)$ и фазового сдвига $\varphi_n(\omega)$ от частоты, а на рис. 3.3, в — спектр тока в контуре при воздействии сигнала $u(t)$. Как видно из рис. 3.3, вследствие неодинаковой проводимости контура в пределах спектра сигнала соотношение между амплитудами боковых составляющих и несущей изменилось (на рисунке уменьшилось). Следовательно, уменьшилась и глубина модуляции, т. е. $M' < M$. Причем, чем выше частота модуляции, тем

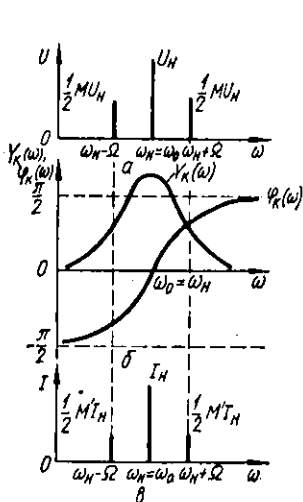


Рис. 3.3. Прохождение амплитудно-модулированного одним тоном сигнала через настроенный последовательный колебательный контур.

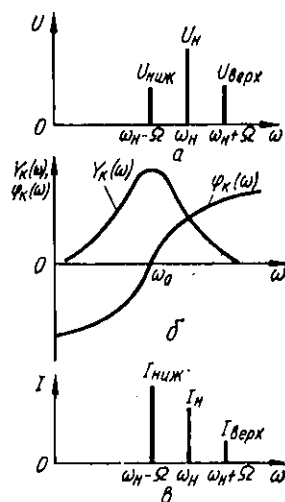


Рис. 3.4. Прохождение амплитудно-модулированного одним тоном сигнала через расстроенный последовательный колебательный контур.

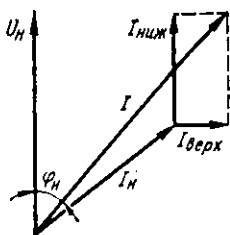


Рис. 3.5. Векторная диаграмма токов в расстроенном последовательном колебательном контуре при воздействии на него амплитудно-модулированного одним тоном сигнала.

дальше от несущей частоты отстоят боковые частоты и тем больше ослабляется их амплитуда (меньше глубина модуляции). На выходе детектора это проявляется в ослаблении верхних звуковых частот, т. е. приводит к частотным искажениям.

При расстройке контура относительно несущей сигнала, т. е. когда $\omega_n \neq \omega_0$, картина принимает вид, показанный на рис. 3.4. Из векторной диаграммы токов в контуре для этого случая (рис. 3.5) видно, что при вращении векторов токов боковых частот относительно вектора тока несущей частоты вектор суммарного тока будет меняться как по величине, так и по направлению по закону, не совпадающему с синусоидальным законом изменения огиба-

ющей, что приведет к нелинейным искажениям передаваемого сигнала после детектора.

Учитывая рассмотренные два случая прохождения амплитудно-модулированного сигнала через избирательные цепи с условиями неискаженной передачи формы сигнала (3.2 и 3.3), констатируем: нарушение условия (3.2) при точной настройке контура на несущую частоту ω_n приводит к частотным искажениям передаваемого сигнала; при неточной настройке к частотным искажениям добавляются нелинейные искажения, проявляющиеся в возникновении после детектора новых частот, кратных частоте Ω полезного сигнала.

Нарушение условия (3.3) в случае точной настройки приводит к некоторой задержке сигнала, а в случае неточной настройки — к возникновению паразитной фазовой модуляции колебания, так как при вращении векторов $I_{\text{ниж}}$ и $I_{\text{верх}}$ непрерывно меняется фаза $\varphi_n(t)$ вектора I относительно фазы несущего колебания, принятой за исходную. Вследствие этого возможны добавочные искажения сигнала.

3.4. ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЕ И ИНТЕГРИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ

Среди различных преобразований в радиотехнике довольно часто применяется дифференцирование и интегрирование сигналов в линейных цепях, когда сигналы одной формы необходимо преобразовать в сигналы другой.

Рассмотрим поочередно дифференцирование и интегрирование сигналов и выясним условия, при которых будут протекать эти процессы.

Дифференцирование сигналов. Пусть имеется линейный четырехполюсник (рис. 3.1), на вход которого подано напряжение $e(t)$. Очевидно, если четырехполюсник представляет собой дифференцирующую цепь, то напряжение на выходе его $u(t)$ должно быть

$$u(t) = \tau de(t)/dt, \quad (3.12)$$

где τ — коэффициент, постоянный для данного четырехполюсника. Выясним на примере подачи на вход линейного четырехполюсника с коэффициентом передачи $K(\omega)$ сложного непериодического сигнала $e(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{i\omega t} d\omega$, каким должен быть коэффициент передачи этого четырехполюсника для осуществления дифференцирования.

Напряжение на выходе линейного четырехполюсника на основании (3.1) равно

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) K(\omega) e^{i\omega t} d\omega.$$

С учетом (3.12) это же напряжение на выходе дифференцирующей цепи равно

$$u(t) = \tau \frac{d}{dt} \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{i\omega t} d\omega \right\} = \frac{\tau}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) i\omega e^{i\omega t} d\omega.$$

Сравнивая два последних выражения, находим

$$K(\omega) = i\omega\tau. \quad (3.13)$$

Таким образом, для получения дифференцирования коэффициент передачи четырехполюсника должен описываться выражением, аналогичным (3.13). Создать устройство с частотной характеристикой (3.13) в широком диапазоне частот (от 0 до ∞) невозможно. Поэтому дифференцирование обычно осуществляется приближенно и тем точнее, чем в более узкой полосе частот сконцентрирована основная энергия сигнала.

Рассмотрим простейшие дифференцирующие цепи, изображенные на рис. 3.6, и найдем их коэффициенты передачи. Для RC -цепи (рис. 3.6, а) имеем

$$K(\omega) = \frac{R}{R + \frac{1}{i\omega C}} = i\omega C \frac{R}{1 + i\omega CR}.$$

Выбрав параметры R и C такими, чтобы выполнялось условие

$$\omega CR \ll 1, \quad (3.14)$$

получим

$$K(\omega) \approx i\omega CR. \quad (3.15)$$

Сравнивая (3.15) и (3.13), замечаем, что при выполнении условия (3.14) цепь на рис. 3.6, а является дифференцирующей с постоянной времени $\tau = RC$.

При воздействии импульсного сигнала основная энергия его сосредоточена в полосе частот от 0 до $1/\tau_n$ (см. § 1.2), где τ_n — дли-

тельность импульса. Поэтому условием дифференцирования импульсных сигналов вместо (3.14) будет

$$\tau \ll \tau_n. \quad (3.16)$$

Для LR -цепи (рис. 3.6, б), проведя аналогичные рассуждения, получим

$$K(\omega) = \frac{i\omega L}{R + i\omega L} = \frac{i\omega L}{R} \frac{1}{1 + i\omega L/R}.$$

Если

$$\omega L/R \ll 1, \quad (3.17)$$

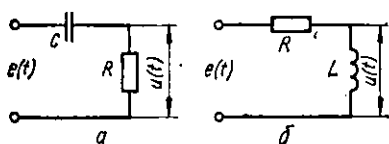
то

$$K(\omega) \approx i\omega L/R = i\omega\tau, \quad (3.18)$$

где $\tau = L/R$. При выполнении условия (3.17), как видно, LR -цепь становится дифференцирующей. Для импульсных сигналов это же условие имеет вид (3.16).

Рассмотрим в качестве примера, как происходит дифференцирование прямоугольных импульсов с помощью цепей (рис. 3.6), постоянные времени которых $\tau \ll \tau_n$. Эффект дифференцирования для двух значений τ ($\tau_1 < \tau_2$) показан на рис. 3.7, где рис. 3.7, а иллюстрирует форму напряжения на входе цепи, а рис. 3.7, б — на выходе.

Физически, например для RC -цепи, процесс дифференцирования прямоугольных импульсов можно объяснить так: в момент действия фронта входного импульса конденсатор не может мгновенно зарядиться и все изменение входного напряжения передается на выход цепи. Затем конденсатор заряжается по закону $u_C(t) = E_m(1 - e^{-t/\tau})$; при этом изменение



напряжения на выходе дифференцирующей цепи описывается выражением

$$u(t) = E_m e^{-t/\tau}. \quad (3.19)$$

Рис. 3.6. Дифференцирующие цепи.

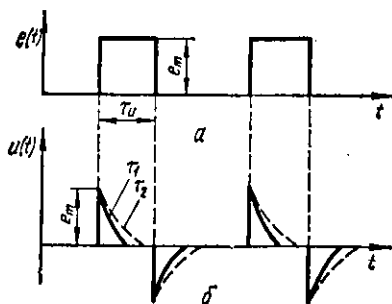


Рис. 3.7. Дифференцирование прямоугольных импульсов.

Интегрирование сигналов. Рассмотрим по аналогии с дифференцированием сигналов линейный четырехполюсник (см. рис. 3.1), на вход которого также подано напряжение $e(t)$, но выходное напряжение его изменяется по закону

$$u(t) = \frac{1}{\tau} \int e(t) dt, \quad (3.20)$$

где $1/\tau$ — коэффициент, постоянный для данного четырехполюсника.

При подаче на вход линейного четырехполюсника сложного непериодического сигнала $e(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{i\omega t} d\omega$ напряжение на его выходе согласно (3.1) равно

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) \dot{K}(\omega) e^{i\omega t} d\omega.$$

С учетом (3.20)

$$u(t) = \frac{1}{\tau} \int \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{i\omega t} d\omega \right\} dt = \frac{1}{2\pi\tau} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) \frac{1}{i\omega\tau} e^{i\omega t} d\omega.$$

Сравнивая два последних выражения, находим

$$\dot{K}(\omega) = \frac{1}{i\omega\tau}. \quad (3.21)$$

Таким образом, для получения интегрирования коэффициент передачи четырехполюсника должен описываться выражением, аналогичным (3.21). Создать устройство с частотной характеристикой (3.21) в широком диапазоне частот не представляется возможным. Поэтому практически ограничиваются интегрированием в более узкой полосе частот, где сконцентрирована основная энергия сигнала.

Рассмотрим простейшие интегрирующие цепи, изображенные на рис. 3.8. Как видно из сравнения их с дифференцирующими цепями (см. рис. 3.6), в интегрирующих цепях C и R , а также L и R поменялись местами. Найдем коэффициенты передачи этих цепей.

Для RC -цепи (рис. 3.8, а) $\dot{K}(\omega) = \frac{1}{i\omega C} \frac{1}{R + \frac{1}{i\omega C}} = \frac{1}{i\omega RC} \frac{1}{1 + \frac{1}{i\omega CR}}$.

Выбрав параметры R и C такими, чтобы выполнялось условие

$$\omega CR \gg 1, \quad (3.22)$$

получим

$$\dot{K}(\omega) \approx \frac{1}{i\omega CR}. \quad (3.23)$$

Сравнивая (3.23) и (3.21), замечаем, что при выполнении условия (3.22) цепь на рис. 3.8, а является интегрирующей с постоянной времени $\tau = RC$.

Условием интегрирования импульсных сигналов с длительностью импульса τ_n вместо (3.22) будет

$$\tau \gg \tau_n, \quad (3.24)$$

так как основная энергия их сосредоточена в полосе частот от 0 до $1/\tau_n$ (см. § 1.2).

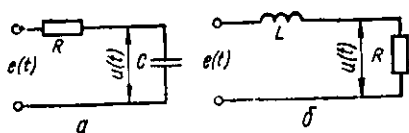


Рис. 3.8. Интегрирующие цепи.

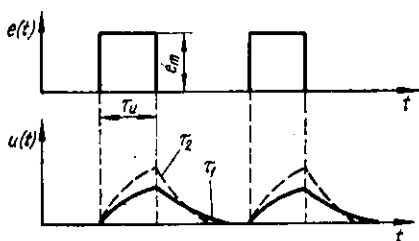


Рис. 3.9. Интегрирование прямоугольных импульсов.

сов с помощью цепей (см. рис. 3.8), постоянные времени которых $\tau \gg \tau_u$.

Эффект интегрирования для двух значений τ ($\tau_1 > \tau_2$) показан на рис. 3.9, где рис. 3.9, а иллюстрирует форму входного напряжения, а рис. 3.9, б — выходного.

Физически, например для RC-цепи, процесс интегрирования прямоугольных импульсов можно объяснить следующим образом. При $\tau \gg \tau_u$ конденсатор C не может мгновенно зарядиться и в момент поступления фронта входного импульса все напряжение выделяется на резисторе R .

В это время $u_{\text{вых}} = u_C = 0$. За время действия импульса конденсатор медленно заряжается по экспоненте, даже к концу импульса не достигая E . По окончании импульса конденсатор медленно разряжается через резистор R , вызывая уменьшение $u_{\text{вых}}$ по экспоненте.

3.5. ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ

Цифровые методы передачи сигналов основаны на дискретизации во времени непрерывной функции, отображающей сигнал (см. п. 1.8). Как отмечалось, в соответствии с теоремой Котельникова непрерывный сигнал, заданный функцией $f(t)$, можно передавать дискретными значениями в точках отсчета, лежащих на расстоянии одна от другой $\Delta t = \frac{1}{2f_v}$, где f_v — верхняя граничная частота спектра. В результате непрерывный сигнал заменяется совокупностью дискретных мгновенных значений $f(n\Delta t)$, отображающих передаваемое сообщение (рис. 3.10, а). Дискретизация во времени лежит в основе всех видов импульсной модуляции. Для передачи дискретных значений функции можно воспользоваться цифровым каналом. Для этого необходимо произвести еще дискретизацию значений функции по уровню, т. е. операцию квантования. Операция

Для LR-цепи (рис. 3.8, б) проводя аналогичные рассуждения, получим

$$K(\omega) = \frac{R}{R + i\omega L} = \frac{R}{i\omega L} \frac{1}{1 - iR/\omega L}.$$

Если

$$R/\omega L \ll 1, \quad (3.25)$$

то

$$K(\omega) \approx \frac{R}{i\omega L} = \frac{1}{i\omega\tau}, \quad (3.26)$$

где $\tau = L/R$. При выполнении условия (3.25), как видно, LR-цепь становится интегрирующей.

Рассмотрим в качестве примера, как происходит интегрирование прямоугольных импульсов

квантования сводится к тому, что данные мгновенные значения передаваемого сигнала $f(n\Delta t)$ переводятся в ближайшие значения $f_{\text{кв}}(n\Delta t)$ по установленной шкале дискретных уровней (рис. 3.10, б). При этом вносится некоторая погрешность, так как истинные значения $f(n\Delta t)$ заменяются округленными значениями $f_{\text{кв}}(n\Delta t)$. Далее полученная последовательность квантованных значений $f_{\text{кв}}(n\Delta t)$ передаваемого сигнала представляется посредством кодирования в виде последовательности кодовых комбинаций импульсов $f_{\text{ИКМ}}(t)$ (рис. 3.10, б). Такое преобразование называется импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ). Чаще всего здесь кодирование сводится к записи уровня в двоичной системе счисления. На рис. 3. 10, б непрерывный сигнал преобразован в последовательность кодовых комбинаций двоичных импульсов.

Рассмотрим структурную схему цифрового канала передачи непрерывного сигнала (рис. 3.11). Процесс преобразования непрерывного сигнала в цифровую форму производится аналого-цифровым преобразователем (АЦП), состоящим из дискретизатора, квантователя и кодера. Назначение дискретизатора — произвести дискретизацию во времени $f(t) \rightarrow f(n\Delta t)$. Назначение квантователя — произвести дискретизацию значений функции по уровню $f(n\Delta t) \rightarrow f_{\text{кв}}(n\Delta t)$. Назначение кодера — преобразовать квантованные значения переменного сигнала в последовательность кодовых комбинаций импульсов.

Полученный с выхода АЦП сигнал ИКМ поступает либо непосредственно в линию связи, либо на вход передатчика (модулятора), где последовательность кодовых комбинаций двоичных импульсов

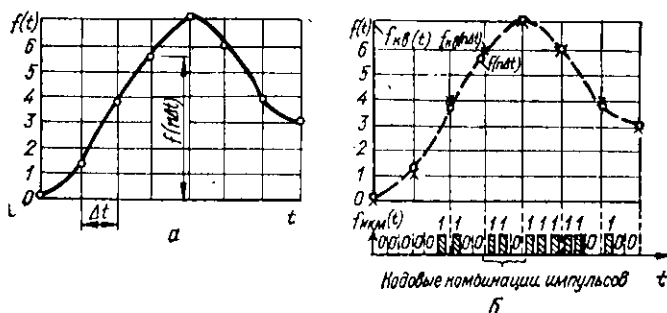


Рис. 3.10. Преобразование непрерывного сообщения в последовательность двоичных импульсов.

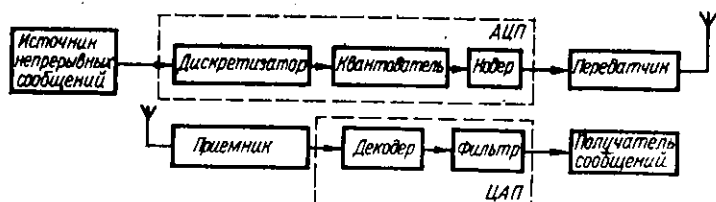


Рис. 3.11. Структурная схема системы цифровой передачи непрерывных сообщений.

преобразуется в радиоимпульсы, излучаемые антенной в пространство. На приемном конце канала радиосвязи последовательность импульсов после усиления и детектирования поступает на цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), назначение которого состоит в обратном преобразовании (восстановлении) непрерывного сообщения по принятой последовательности кодовых комбинаций. В состав ЦАП входят декодирующее устройство, предназначенное для преобразования кодовых комбинаций в квантованную последовательность отсчетов $f_{\text{икм}}(t) \rightarrow f_{\text{кв}}(n\Delta t)$, и сглаживающий фильтр, восстанавливающий непрерывный сигнал по квантованным значениям.

Достоинством систем связи с дискретизацией является возможность применения кодирования для повышения помехоустойчивости, удобство обработки сигналов и сопряжения устройств связи с цифровыми вычислительными машинами, использование в аппаратуре преобразования сигналов современной вычислительной техники и микроэлектроники. Высокая помехоустойчивость цифровых систем передачи позволяет осуществить практически неограниченную по дальности связь при использовании каналов сравнительно невысокого качества.

4

ФИЛЬТРЫ

4.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ФИЛЬТРОВ. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Под *электрическим частотным фильтром* подразумевается электрическая цепь, коэффициент затухания которой в определенных полосах частот меньше или больше, чем на всех других частотах. Для краткости электрические частотные фильтры принято называть просто *фильтрами*. Фильтры в радиотехнике служат для выделения сигнала полезной станции на фоне сигналов мешающих станций и помех или подавления определенных мешающих станций и помех для уверенного приема сигнала полезной станции. Эти операции выделения или подавления определенных колебаний носят название *фильтрации*.

Фильтры обычно классифицируют по назначению и соответствующему типу частотных характеристик, принципу действия и виду схем. По назначению фильтры подразделяются на фильтры нижних частот (ФНЧ), фильтры верхних частот (ФВЧ), полосовые, режекторные и гребенчатые фильтры. Дадим определение этим типам фильтров.

Фильтром нижних частот называется электрический частотный фильтр, имеющий полосу пропускания ниже заданной частоты среза и полосу задерживания для более высоких частот.

Фильтром верхних частот называется электрический частотный фильтр, имеющий полосу пропускания выше заданной частоты среза и полосу задерживания для более низких частот.

Полосовым фильтром называется электрический частотный фильтр, имеющий полосу пропускания, расположенную между

двумя частотами среза. При этом под частотой среза фильтра f_0 понимают частоту полосы пропускания (задерживания), на которой затухание передачи фильтра достигает заданного значения, иными словами, это граничная частота между полосой пропускания и полосой задерживания.

Режекторным фильтром называется электрический частотный фильтр, имеющий полосу задерживания, расположенную между двумя заданными полосами пропускания.

Гребенчатым фильтром называется электрический частотный фильтр, имеющий несколько чередующихся полос пропускания и задерживания.

Идеализированные амплитудно-частотные характеристики первых четырех типов фильтров приведены соответственно на рис. 4.1, а, б, в, г, где по оси ординат отложена величина K , называемая *коэффициентом передачи фильтра*. *Затухание передачи* b — это логарифм величины, обратной модулю коэффициента передачи фильтра.

По принципу действия фильтры подразделяются на электрические и электромеханические. Электрические фильтры представляют собой электрические схемы на дискретных L , C , R элементах или L , C , R компонентах (в случае микросхем), в которых производится фильтрация электрических колебаний.

В электромеханических фильтрах после преобразования электрических колебаний в механические производится фильтрация механических колебаний, которые затем опять преобразуются в электрические. Преобразующими и одновременно фильтрующими элементами в электромеханических фильтрах служат пьезоэлектрические резонаторы, определенным образом включенные в зависимости от назначения фильтра.

По виду схем фильтры подразделяются на резонаторные, лестничные (цепочечные), мостовые и цифровые. В качестве резонаторных фильтров наиболее широко используются резонансные цепи, содержащие LC -контуры или пьезоэлектрические резонаторы. Благодаря резонансным свойствам этих цепей могут быть выделены колебания, находящиеся в полосе пропускания. Примерами резонаторных фильтров являются одиночные и связанные колебательные контуры, рассмотренные в разделе 2.8, и пьезоэлектрические фильтры, рассмотренные в разделе 4.7. Лестничные, мостовые и цифровые фильтры рассмотрены соответственно в разделах 4.5, 4.6, 4.8.

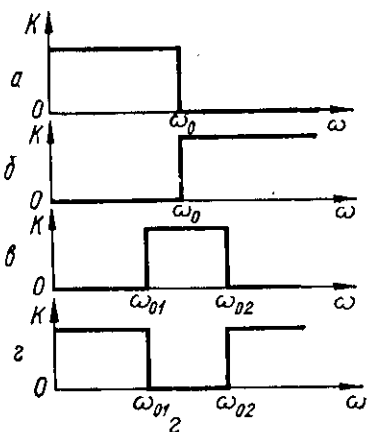


Рис. 4.1. Идеализированные амплитудно-частотные характеристики ФНЧ (а), ФВЧ (б), полосового (в) и режекторного (г) фильтров.

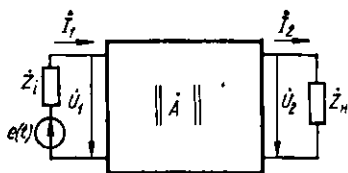


Рис. 4.2. Обобщенная схема фильтрующего четырехполюсника.

В зависимости от наличия в фильтрах усилительных элементов или отсутствия фильтры подразделяются на активные и пассивные. Ниже рассматриваются только пассивные фильтры, т. е. без усилительных элементов. Как правило, схема любого пассивного фильтра может быть приведена к линейному четырехполюснику, изображенному в общем виде на рис. 4.2.

4.2. ЗАТУХАНИЕ ПЕРЕДАЧИ ФИЛЬТРА

Рассмотрим передачу энергии согласно схеме на рис. 4.2 от источника колебаний $e(t)$ через фильтр $\parallel A \parallel$ к нагрузке Z_n и оценим влияние фильтра на ослабление мощности в нагрузке по сравнению с непосредственной передачей энергии от источника колебаний с внутренним сопротивлением Z_i в нагрузку Z_n . Рассмотрим, кроме ослабляющего действия фильтра, также уменьшение мощности в нагрузочном сопротивлении Z_n за счет рассогласования его с внутренним сопротивлением источника колебаний Z_i . Коэффициент передачи всей цепи от источника колебаний через фильтр к нагрузке обозначим через $K_1(\omega) = U_2/\dot{E}$ (4.1). Логарифм величины, обратной модулю коэффициента передачи, характеризует затухание передачи b_1 цепи от источника колебаний $e(t)$ через внутреннее сопротивление источника Z_i , фильтр $\parallel A \parallel$ к нагрузке Z_n . В случае натурального логарифма затухание передачи выражается в неперах

$$b_{\text{нел}} = \ln \frac{1}{K_1(\omega)}. \quad (4.2)$$

В случае десятичного логарифма затухание передачи выражается в децибелах:

$$b_{\text{дБ}} = 20 \lg \frac{1}{K_1(\omega)} = 10 \lg \frac{1}{K_1^2(\omega)}. \quad (4.3)$$

Как следует из (4.3), колебания источника сравниваются с колебаниями в нагрузке по мощности, а не по напряжению, так как в знаменателе $K_1^2(\omega)$. Однако полного представления об изменении мощности колебаний при их прохождении через фильтр от источника к нагрузке не получается, так как активная и полная мощности определяются не только квадратами напряжений, но и квадратами проводимостей.

Для получения полного представления об изменении мощности колебаний при прохождении через фильтр производится сравнение колебаний непосредственно по мощности с учетом реальных сопротивлений нагрузки и источника колебаний. Полная мощность в нагрузочном сопротивлении Z_n , подключенном непосредственно к ис-

точнику колебаний, т. е. мощность в нагрузке без подключения фильтра, выражается формулой

$$P_{\text{но}} = \frac{E^2 Z_{\text{н}}}{2 |Z_i + Z_{\text{н}}|^2} \quad (4.4)$$

Полная мощность в нагрузочном сопротивлении $Z_{\text{н}}$ после включения фильтра между источником колебаний и нагрузкой (рис. 4.2) выражается формулой

$$P_{\text{н}} = \frac{U_2^2}{2Z_{\text{н}}} \quad (4.5)$$

Об ослаблении мощности колебаний в нагрузке при подключении фильтра можно судить по параметру

$$S_{\text{вн}} = e^{b_{\text{вн}}} = \sqrt{\frac{\overline{P}_{\text{но}}}{P_{\text{н}}}} \quad (4.6)$$

называемому вносимым ослаблением. Вносимое затухание передачи в неперлах и децибелах соответственно равно:

$$b_{\text{вн(неп)}} = \ln S_{\text{вн}} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{\text{но}}}{P_{\text{н}}} = \ln \frac{1}{K_1} + \ln \frac{Z_{\text{н}}}{|Z_i + Z_{\text{н}}|}, \quad (4.7)$$

$$b_{\text{вн(дБ)}} = 10 \lg S_{\text{вн}}^2 = 10 \lg \frac{P_{\text{но}}}{P_{\text{н}}} = 20 \lg \frac{1}{K_1} + 20 \lg \frac{Z_{\text{н}}}{|Z_i + Z_{\text{н}}|} \quad (4.8)$$

с учетом соотношений (4.1, 4.4, 4.5).

При отсутствии фильтра, т. е. при непосредственном подключении источника колебаний к нагрузке, максимальная передача мощности в нагрузку при равенстве внутреннего сопротивления источника колебаний и сопротивления нагрузки

$$Z_i = Z_{\text{н}} \quad (4.9)$$

При этом максимальная мощность в нагрузке согласно (4.4) равна

$$P_{i \text{ max}} = E^2 / 8Z_i \quad (4.10)$$

Для учета не только ослабляющего действия фильтра, но и уменьшения мощности в нагрузочном сопротивлении $Z_{\text{н}}$ за счет его рас- согласования с внутренним сопротивлением источника колебаний Z_i вводят параметры — рабочее ослабление S_p и рабочее затухание b_p . При этом мощность в нагрузке $P_{\text{н}}$ (4.5) сравнивается с мощностью $P_{i \text{ max}}$ (4.10) и соответственно с учетом равенства (4.9) получаем

$$S_p = e^{b_p} = \sqrt{\frac{P_{i \text{ max}}}{P_{\text{н}}}} = \frac{1}{2K_1} \sqrt{\frac{Z_{\text{н}}}{Z_i}} \quad (4.11)$$

$$\text{и} \quad b_{p(\text{неп})} = \ln S_p = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{i \text{ max}}}{P_{\text{н}}} = \ln \frac{1}{2K_1} + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_{\text{н}}}{Z_i}; \quad (4.12)$$

$$b_{p(\text{дБ})} = 10 \lg S_p^2 = 10 \lg \frac{P_{i \text{ max}}}{P_{\text{н}}} = 20 \lg \frac{1}{2K_1} + 10 \lg \frac{Z_{\text{н}}}{Z_i} \quad (4.13)$$

Сравнивая рабочее и вносимое затухания и беря их разность, легко видеть, что эта разность есть не что иное, как затухание рассогласования, т. е. $b_n = b_p - b_{вн}$ (4.14), которое характеризует уменьшение полной мощности в нагрузочном сопротивлении Z_n за счет его рассогласования с внутренним сопротивлением Z_i . Подставив соотношение (4.7) и (4.12) в (4.14), получаем

$$b_n = \ln \frac{|Z_i + Z_n|}{2\sqrt{Z_i Z_n}} = \ln \frac{1}{2} \left| \sqrt{\frac{Z_i}{Z_n}} + \sqrt{\frac{Z_n}{Z_i}} \right|. \quad (4.15)$$

В случае согласования внутреннего сопротивления источника колебаний и сопротивления нагрузки подстановка равенства (4.9) в формулы (4.7) и (4.8) дает:

$$b_{вн(неп)} = \ln \frac{1}{2K_1}; \quad (4.16)$$

$$b_{вн(дБ)} = 20 \lg \frac{1}{2K_1}. \quad (4.17)$$

Из формулы (4.15) также следует, что при $Z_i = Z_n$ рассогласование b_n равно нулю и рабочее затухание равно вносимому затуханию, что также следует из формул (4.12) и (4.13) при подстановке в них условия $Z_i = Z_n$, т. е.

$$b_{p(неп)} = \ln \frac{1}{2K_1} \quad (4.18)$$

и

$$b_{p(дБ)} = 20 \lg \frac{1}{2K_1}. \quad (4.19)$$

Роль фильтра как согласующего трансформатора сопротивлений рассмотрена в разделе 4.4.

4.3. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ФИЛЬТРОВ

Для оценки качества фильтров и сравнения их друг с другом введен ряд параметров, которые рассмотрим в соответствии с рис. 4.3, где изображены амплитудно-частотные характеристики полосового фильтра: возможная реальная характеристика (1) и идеальная (2), к которой стремятся при конструировании фильтров данного типа. Основными параметрами являются: минимальное рабочее затухание в полосе пропускания $b_{p \min}$, полоса пропускания Δf_0 , отсчитываемая обычно на уровне три децибела от $b_{p \min}$, полоса задерживания, неравномерность рабочего затухания в полосе пропускания $\Delta b = b_{p \max} - b_{p \min}$, где $b_{p \max}$ — максимальное рабочее затухание в полосе пропускания (см рис. 4.3).

Полосой пропускания фильтра Δf_0 называется полоса частот, в которой затухание передачи фильтра равно или меньше заданного значения (в нашем случае 3 дБ). *Полосой задерживания фильтра* называется полоса частот, в которой затухание передачи фильтра равно или более заданного значения.

Для оценки избирательности фильтра, т. е. степени подавления помех за пределами полосы пропускания, вводятся еще два параметра: величина затухания $b_{\Delta f}$ при заданной расстройке Δf_b (рис. 4.3) и коэффициент прямоугольности. По первому параметру можно сравнивать избирательность различных фильтров только в том случае, если они имеют одинаковые полосы пропускания. Для сравнения избирательности фильтров с произвольными полосами пропускания служит второй параметр — коэффициент прямоугольности, который характеризует степень отклонения реальной амплитудно-частотной характеристики (1) от идеальной — прямоугольной амплитудно-частотной характеристики (2) (рис. 4.3), где под идеальной частотной характеристикой полосового фильтра подразумевается такая характеристика, у которой затухание в полосе пропускания равно нулю, а за ее пределами — бесконечности. Коэффициент прямоугольности выражается формулой

$$K_{\Pi} = \frac{\Delta f_b}{\Delta f_0}, \quad (4.20)$$

где Δf_0 — полоса пропускания на уровне 3 дБ, а Δf_b — полоса пропускания на уровне 40 дБ или 60 дБ в зависимости от типа и назначения фильтра. Избирательность фильтра тем выше, чем меньше его коэффициент прямоугольности. Для идеального фильтра $K_{\Pi} = 1$. Реальные фильтры имеют $K_{\Pi} > 1$.

4.4. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ФИЛЬТРУЮЩИХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Так как схема любого фильтра может быть представлена в виде линейного пассивного четырехполюсника, то к фильтрам применима обычная теория четырехполюсника. Обратимся к основным уравнениям линейных четырехполюсников и выявим те параметры, опираясь на которые, можно определить условия фильтрации того или иного фильтра, а также условия согласования фильтра с источником энергии (генератором) и нагрузкой для передачи максимальной мощности в нагрузку и обеспечения минимального ослабления мощности в фильтре в полосе пропускания.

Основные уравнения фильтрующего четырехполюсника. Первичные параметры. Рассмотрим пассивный линейный четырехполюсник (рис. 4.2), к входным зажимам которого подведено гармоническое колебание $\vec{e}(t) = Ee^{i\omega t}$ от источника энергии с внутренним сопротивлением Z_i , а выходные зажимы замкнуты на сопротивление нагрузки Z_n .

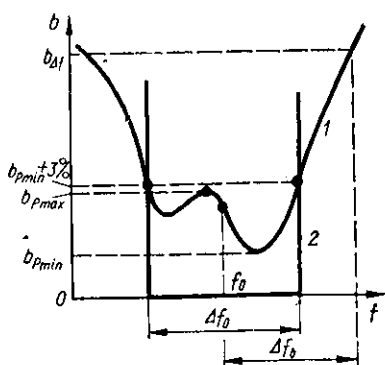


Рис. 4.3. Реальная (1) и идеальная (2) амплитудно-частотные характеристики полосового фильтра.

Соотношения между токами и напряжениями на входе и выходе четырехполюсника выражаются через параметры передачи его с помощью системы уравнений:

$$\begin{aligned} U_1 &= A_{11}U_2 + A_{12}I_2, \\ I_1 &= A_{21}U_2 + A_{22}I_2 \end{aligned} \quad (4.21)$$

или в матричной форме

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (4.22)$$

Матрица $[A] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$ называется матрицей передачи, а параметры — соответственно параметрами передачи, где каждый означает:

$A_{11} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_2=0} = \frac{1}{K(\omega)}$ — величина, обратная коэффициенту передачи четырехполюсника по напряжению при разомкнутых выходных зажимах;

$A_{12} = \left. \frac{U_1}{I_2} \right|_{U_2=0}$ — сопротивление передачи от входа к выходу при замкнутых выходных зажимах;

$A_{21} = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{I_2=0}$ — проводимость передачи от выхода к входу при разомкнутых выходных зажимах;

$A_{22} = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{U_2=0}$ — величина, обратная коэффициенту передачи четырехполюсника по току при замкнутых выходных зажимах.

Так как обычно фильтрующий четырехполюсник состоит из определенных комбинаций сопротивлений $\dot{Z}$, запишем также систему уравнений через $\dot{Z}$ -параметры:

$$\begin{aligned} U_1 &= \dot{Z}_{11}I_1 + \dot{Z}_{12}I_2, \\ U_2 &= \dot{Z}_{12}I_1 + \dot{Z}_{22}I_2 \end{aligned} \quad (4.23)$$

или в матричной форме

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Z}_{11} & \dot{Z}_{12} \\ \dot{Z}_{21} & \dot{Z}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (4.24)$$

Матрица $[Z] = \begin{bmatrix} \dot{Z}_{11} & \dot{Z}_{12} \\ \dot{Z}_{21} & \dot{Z}_{22} \end{bmatrix}$ называется матрицей сопротивления, а параметры — $\dot{Z}$ -параметрами сопротивления, где каждый соответственно обозначает:

$\dot{Z}_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{I_2=0}$ — входное сопротивление при разомкнутых выходных зажимах;

$\dot{Z}_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0}$ — сопротивление обратной передачи при разомкнутых входных зажимах;

$\dot{Z}_{21} = \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{I}_1=0}$ — сопротивление прямой передачи при разомкнутых выходных зажимах.

$\dot{Z}_{22} = \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{I}_1=0}$ — выходное сопротивление при разомкнутых входных зажимах.

Связь между параметрами $\dot{A}$ и $\dot{Z}$ легко установить, если решить систему уравнений (4.21) относительно $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ и сравнить ее с системой уравнений (4.23). Эта зависимость в матричной форме записывается в виде

$$\begin{bmatrix} \dot{A}_{11} & \dot{A}_{12} \\ \dot{A}_{21} & \dot{A}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\dot{Z}_{11}}{\dot{Z}_{21}} - \frac{|\dot{Z}|}{\dot{Z}_{21}} & \frac{\dot{Z}_{12}}{\dot{Z}_{21}} \\ \frac{1}{\dot{Z}_{21}} & \frac{\dot{Z}_{22}}{\dot{Z}_{21}} \end{bmatrix}. \quad (4.25)$$

Здесь $|\dot{Z}|$ — определитель матрицы $[\dot{Z}]$.

Параметры $\dot{A}$ и $\dot{Z}$ называют обычно *первичными параметрами четырехполюсника*, которые определяются со стороны входа или выхода. При изучении фильтрации четырехполюсника в дальнейшем будет необходимо рассмотреть параметр передачи

$$\dot{A}_{11} = -\dot{Z}_{11}/\dot{Z}_{21}. \quad (4.26)$$

Наряду с рассмотренными выше первичными параметрами для анализа прохождения сигнала через фильтрующий четырехполюсник понадобятся вторичные параметры четырехполюсника — характеристические сопротивления и постоянная передачи, характеризующие его свойства. Прежде чем приступить к рассмотрению этих параметров, необходимо определить выражения входного и выходного сопротивлений четырехполюсника через параметры передачи $\dot{A}$, так как характеристические сопротивления находят через эти величины.

Входное и выходное сопротивления фильтрующего четырехполюсника. Для нахождения входного сопротивления фильтрующего четырехполюсника, нагруженного на $\dot{Z}_n$, поделим первое уравнение на второе в системе (4.21) и учтем при этом, что $\dot{Z}_n = \dot{U}_2/\dot{I}_2$. Получим

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{A}_{11}\dot{U}_2 + \dot{A}_{12}\dot{I}_2}{\dot{A}_{21}\dot{U}_2 + \dot{A}_{22}\dot{I}_2} = \frac{\dot{A}_{11}\dot{Z}_n + \dot{A}_{12}}{\dot{A}_{21}\dot{Z}_n + \dot{A}_{22}}. \quad (4.27)$$

В режиме короткого замыкания, т. е. при $\dot{Z}_n = 0$, входное сопротивление равно

$$\dot{Z}_{\text{вх. к. з.}} = \dot{A}_{12}/\dot{A}_{22}. \quad (4.28)$$

В режиме холостого входа, т. е. когда $\dot{Z}_n = \infty$, поделив числитель и знаменатель формулы (4.27) на $\dot{Z}_n$, получим

$$\dot{Z}_{\text{вх. х. х.}} = \dot{A}_{11}/\dot{A}_{21}. \quad (4.29)$$

Для нахождения выходного сопротивления нагруженного четырехполюсника предположим, что источник питания и нагрузка поменялись местами, т. е. четырехполюсник питается со стороны выхода, а нагрузка включена со стороны входа. Решим систему уравнений (4.21) относительно $\dot{U}_2$ и $\dot{I}_2$, учитывая, что для пассивного четырехполюсника выполняется соотношение

$$\dot{A}_{11}\dot{A}_{22} - \dot{A}_{12}\dot{A}_{21} = 1. \quad (4.30)$$

Получим

$$\begin{aligned} \dot{U}_2 &= \dot{A}_{22}\dot{U}_1 - \dot{A}_{12}\dot{I}_1, \\ \dot{I}_2 &= \dot{A}_{11}\dot{I}_1 - \dot{A}_{21}\dot{U}_1. \end{aligned} \quad (4.31)$$

Выражения для выходного сопротивления $\dot{Z}_{\text{вых}}$ и сопротивления нагрузки $\dot{Z}_n$ при упомянутых выше допущениях имеют вид:

$$\dot{Z}_{\text{вых}} = -\dot{U}_2/\dot{I}_2, \quad (4.32)$$

$$\dot{Z}_n = -\dot{U}_1/\dot{I}_1. \quad (4.33)$$

Как видим, эти выражения отрицательные, что обусловлено выше упомянутыми предположениями (при питании четырехполюсника со стороны выхода и при обозначенных на рис. 4.2 полярностях напряжений $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ токи имеют направление, обратное тому, которое они имели при питании четырехполюсника со стороны входа). Подставив значения $\dot{U}_2$ и $\dot{I}_2$ из системы уравнений (4.31) в (4.32) и учитывая (4.33), получим

$$\dot{Z}_{\text{вых}} = \frac{\dot{A}_{22}\dot{U}_1 - \dot{A}_{12}\dot{I}_1}{\dot{A}_{11}\dot{I}_1 - \dot{A}_{21}\dot{U}_1} = \frac{\dot{A}_{22}\dot{Z}_n + \dot{A}_{12}}{\dot{A}_{21}\dot{Z}_n + \dot{A}_{11}}. \quad (4.34)$$

Из (4.34) следует, что в режиме короткого замыкания $\dot{Z}_{\text{вых. к. з.}} = \dot{A}_{12}/\dot{A}_{11}$ (4.35), а в режиме холостого хода $\dot{Z}_{\text{вых. х. х.}} = \dot{A}_{22}/\dot{A}_{21}$ (4.36). В симметричном четырехполюснике $\dot{A}_{11} = \dot{A}_{22}$ и, как следует из (4.27) и (4.34), $\dot{Z}_{\text{вх}} = \dot{Z}_{\text{вых}}$ (4.37). Формулы (4.27) и (4.34) позволяют, зная параметры четырехполюсника $\dot{A}$ или $\dot{Z}$ с учетом связи между ними (4.25), определить входное и выходное сопротивления при любых значениях сопротивления нагрузки. С точки зрения решения вопроса передачи максимальной мощности в нагрузку можно подобрать оптимальное сопротивление нагрузки $\dot{Z}_n$, обеспечивающее согласно формуле (4.27) такое $\dot{Z}_{\text{вх}}$ четырехполюсника, что выполняется условие $\dot{Z}_i = \dot{Z}_{\text{вх}}$, т. е. равенство внутреннего сопротивления источника энергии и входного сопротивления нагруженного на сопротивление $\dot{Z}_n$ четырехполюсника. В данном случае фильтрующий четырехполюсник будет выполнять роль согласующего трансформатора сопротивлений.

Характеристические сопротивления фильтрующего четырехполюсника. Фильтр как согласующий трансформатор сопротивлений. Для решения вопроса согласования фильтрующего четырехполюсника с внутренним сопротивлением источника колебаний и сопро-

тивлением нагрузки с целью передачи максимальной мощности в нагрузку рассмотрим характеристические сопротивления несимметричного четырехполюсника, которым в общем случае представляется фильтр. Под характеристическими сопротивлениями несимметричного четырехполюсника подразумевают два таких сопротивления $\dot{Z}_{01}$ и $\dot{Z}_{02}$, которые обладают следующими свойствами: при нагрузке четырехполюсника на выходе сопротивлением $\dot{Z}_{02}$ входное сопротивление четырехполюсника равно $\dot{Z}_{01}$ и, наоборот, при нагрузке четырехполюсника на входе сопротивлением $\dot{Z}_{01}$ сопротивление со стороны выходных зажимов равно $\dot{Z}_{02}$. Подставив в соответствии с определением величины $\dot{Z}_{01}$ и $\dot{Z}_{02}$ в выражения (4.27) и (4.34), получим систему уравнений:

$$\dot{Z}_{01} = \frac{\dot{A}_{11}\dot{Z}_{02} + \dot{A}_{12}}{\dot{A}_{21}\dot{Z}_{02} + \dot{A}_{22}}, \quad (4.38)$$

$$\dot{Z}_{02} = \frac{\dot{A}_{22}\dot{Z}_{01} + \dot{A}_{12}}{\dot{A}_{21}\dot{Z}_{01} + \dot{A}_{11}}. \quad (4.39)$$

Решив эти уравнения относительно $\dot{Z}_{01}$ и $\dot{Z}_{02}$, получим

$$\dot{Z}_{01} = \sqrt{\frac{\dot{A}_{11}\dot{A}_{12}}{\dot{A}_{21}\dot{A}_{22}}}; \quad (4.40)$$

$$\dot{Z}_{02} = \sqrt{\frac{\dot{A}_{12}\dot{A}_{22}}{\dot{A}_{11}\dot{A}_{21}}}. \quad (4.41)$$

Характеристические сопротивления $\dot{Z}_{01}$ и $\dot{Z}_{02}$ соответственно называют *входным* и *выходным*. Несмотря на то что уравнения (4.40) и (4.41) имеют по два решения, перед квадратными корнями ставим только знак плюс, так как знак минус не отвечает физическому смыслу в данном случае. Сравнивая выражения (4.40) с (4.28) и (4.29), получаем

$$\dot{Z}_{01} = \sqrt{\dot{Z}_{\text{вх. к. з}} \cdot \dot{Z}_{\text{вх. х. х}}}, \quad (4.42)$$

т. е. входное характеристическое сопротивление равно среднему геометрическому из входных сопротивлений при коротком замыкании и холостом ходе.

Аналогично сравнивая выражения (4.41) с (4.35) и (4.36), получим

$$\dot{Z}_{02} = \sqrt{\dot{Z}_{\text{вых. к. з}} \cdot \dot{Z}_{\text{вых. х. х}}}, \quad (4.43)$$

т. е. выходное характеристическое сопротивление равно среднему геометрическому из выходных сопротивлений при коротком замыкании и холостом ходе. По выражениям (4.42) и (4.43) можно экспериментально определять характеристические сопротивления.

Несимметричный фильтрующий четырехполюсник вследствие разных значений входного и выходного характеристических сопротивлений может быть использован для согласования внутреннего сопротивления источника колебаний и сопротивления нагрузки.

В данном случае фильтрующий четырехполюсник выполняет функцию согласующего трансформатора сопротивлений. При этом вводится величина коэффициента трансформации четырехполюсника

$$m_T = \sqrt{\frac{\bar{Z}_{01}}{\bar{Z}_{02}}} = \sqrt{\frac{\bar{A}_{11}}{\bar{A}_{22}}}. \quad (4.44)$$

Для выполнения условия согласования внутреннего сопротивления источника колебаний и сопротивления нагрузки через согласующий трансформатор должны выполняться условия:

$$\bar{Z}_i = \bar{Z}_{\text{вх}} = \bar{Z}_{01} \quad (4.45)$$

$$\text{и} \quad \bar{Z}_{\text{вых}} = \bar{Z}_{02} = \bar{Z}_n. \quad (4.46)$$

Выбор соответствующих параметров четырехполюсника должен обеспечить необходимый коэффициент трансформации на основании (4.44) с учетом (4.45) и (4.46)

$$m_T^2 = \frac{\bar{Z}_{\text{вх}}}{\bar{Z}_{\text{вых}}} = \frac{\bar{Z}_i}{\bar{Z}_n} = \frac{\bar{Z}_{01}}{\bar{Z}_{02}} = \frac{\bar{A}_{11}}{\bar{A}_{22}}. \quad (4.47)$$

В результате условие согласования с помощью фильтрующего четырехполюсника как трансформатора сопротивлений принимает вид:

$$\bar{Z}_i = \bar{Z}_{\text{вх}} = \bar{Z}_{01} = m_T^2 \bar{Z}_{02} = m_T^2 \bar{Z}_{\text{вых}} = m_T^2 \bar{Z}_n. \quad (4.48)$$

В этом случае обеспечивается передача в нагрузку максимальной мощности от источника колебаний через фильтрующий четырехполюсник, что важно обеспечить в пределах полосы пропускания.

Постоянная передачи фильтрующего четырехполюсника. Под постоянной передачи Γ подразумевают половину натурального логарифма отношения мощностей на входе и выходе четырехполюсника при нагрузке его на сопротивления, равные характеристическим,

$$\Gamma = \frac{1}{2} \ln \frac{\bar{U}_{\text{вх}} \bar{I}_{\text{вх}}}{\bar{U}_{\text{вых}} \bar{I}_{\text{вых}}} = \frac{1}{2} \ln \frac{\bar{U}_1 \bar{I}_1}{\bar{U}_2 \bar{I}_2}. \quad (4.49)$$

Учитывая, что $\bar{U}_2 = \bar{I}_2 \bar{Z}_n = \bar{I}_2 \bar{Z}_{02}$ и $\bar{U}_1 = \bar{I}_1 \bar{Z}_{\text{вх1}} = \bar{I}_1 \bar{Z}_{01}$,

$$\Gamma = \frac{1}{2} \ln \frac{\bar{U}_1^2 \bar{Z}_{02}}{\bar{U}_2^2 \bar{Z}_{01}} = \ln \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2} \sqrt{\frac{\bar{Z}_{02}}{\bar{Z}_{01}}} = \ln \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2 m_T} \quad (4.50)$$

или

$$\Gamma = \frac{1}{2} \ln \frac{\bar{I}_1^2 \bar{Z}_{01}}{\bar{I}_2^2 \bar{Z}_{02}} = \ln \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} \sqrt{\frac{\bar{Z}_{01}}{\bar{Z}_{02}}} = \ln \frac{\bar{I}_1 m_T}{\bar{I}_2}. \quad (4.51)$$

Из второго уравнения системы (4.21) имеем

$$\bar{I}_1 = \bar{A}_{21} \bar{U}_2 + \bar{A}_{22} \bar{I}_2 = \bar{I}_2 (\bar{A}_{21} \bar{Z}_{02} + \bar{A}_{22}).$$

Подставив значение I_1 в (4.51), получим

$$\Gamma = \ln \left[(A_{21} Z_{02} + A_{22}) \sqrt{\frac{\bar{Z}_{01}}{\bar{Z}_{02}}} \right]. \quad (4.52)$$

В уравнение (4.52) вместо $\bar{Z}_{01}$ и $\bar{Z}_{02}$ подставим их значения из (4.40) и (4.41). Получим

$$\Gamma = \ln \left(\sqrt{\bar{A}_{11} \bar{A}_{22}} + \sqrt{\bar{A}_{22} \bar{A}_{21}} \right). \quad (4.53)$$

Как следует из (4.53), постоянная передачи определяется первичными параметрами четырехполюсника. В случае симметричного согласованного четырехполюсника (при $m_T = 1$) из (4.50) и (4.51) следует, что постоянная передачи представляет собой натуральный логарифм отношения комплексов напряжений или токов на входе и выходе согласованного четырехполюсника.

Выразим первичный параметр $\bar{A}_{11}$ фильтрующего четырехполюсника через постоянную передачи Γ (для случая несогласованного четырехполюсника). Из выражения (4.53) имеем

$$e^{\Gamma} = \sqrt{\bar{A}_{11} \bar{A}_{22}} + \sqrt{\bar{A}_{12} \bar{A}_{21}} \quad (4.54)$$

и

$$e^{-\Gamma} = \frac{1}{\sqrt{\bar{A}_{11} \bar{A}_{22}} + \sqrt{\bar{A}_{12} \bar{A}_{21}}}. \quad (4.55)$$

Умножив выражение (4.55) на $(\sqrt{\bar{A}_{11} \bar{A}_{22}} - \sqrt{\bar{A}_{12} \bar{A}_{21}})$ и учитывая (4.30), получим

$$e^{-\Gamma} = \sqrt{\bar{A}_{11} \bar{A}_{22}} - \sqrt{\bar{A}_{12} \bar{A}_{21}}. \quad (4.56)$$

Сложив (4.54) и (4.56), получим

$$\frac{e^{\Gamma} + e^{-\Gamma}}{2} = \operatorname{ch} \Gamma = \sqrt{\bar{A}_{11} \bar{A}_{22}}. \quad (4.57)$$

Перемножив (4.57) и (4.44), получим

$$\bar{A}_{11} = \sqrt{\frac{\bar{Z}_{01}}{\bar{Z}_{02}}} \operatorname{ch} \Gamma = m_T \operatorname{ch} \Gamma. \quad (4.58)$$

Логарифм отношения комплексов напряжений (токов) на входе и выходе симметричного четырехполюсника

$$\ln \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2} = \ln \frac{I_1}{I_2} = \Gamma. \quad (4.59)$$

Постоянная передачи представляет собой комплексную величину и для согласованного симметричного четырехполюсника может быть записана как

$$\Gamma = \ln \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2} = \ln \left(\frac{U_1}{U_2} e^{i\varphi} \right) = \ln \frac{U_1}{U_2} + i\varphi = b + i\varphi, \quad (4.60)$$

где $b = \ln \frac{U_1}{U_2}$ называется собственным затуханием четырехполюсника и характеризует степень изменения амплитуд напряжения (тока) при переходе через четырехполюсник, а φ называется коэффициентом фазы и характеризует сдвиг фаз между входным и выходным напряжениями (токами) согласованного четырехполюсника. Так как для фильтров существенны в первую очередь передающие свойства четырехполюсника в полосе пропускания, то проанализируем выражение (4.58), подставив в него из (4.60) выражение для Γ .

$$A_{11} = m_T \operatorname{ch}(b + i\varphi). \quad (4.61)$$

Для обеспечения в полосе пропускания фильтра коэффициента передачи $K \approx 1$ стремятся получить затухание b , равное нулю. Это условие называется *условием прозрачности фильтра*, а полоса частот, где выполняется это условие, — *полосой прозрачности*.

При $b = 0$ в полосе прозрачности постоянная распространения $\Gamma = i\varphi$, т. е. является мнимой величиной. При подстановке в (4.61) получим

$$A_{11} = m_T \cos \varphi \quad (4.62)$$

или для симметричного четырехполюсника

$$A_{11} = \cos \varphi. \quad (4.63)$$

Так как в полосе прозрачности фильтра $b = 0$, то стремятся в фильтрах применять реактивные элементы с высокой добротностью.

4.5. ЛЕСТНИЧНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Лестничные или цепочечные фильтры строятся путем последовательного соединения одиночных фильтрующих четырехполюсников, количество и вид которых определяется заданной частотной характеристикой и избирательностью фильтра. Наиболее распространены лестничные фильтры в виде последовательного соединения звеньев Т- и П-образных фильтрующих четырехполюсников различных типов. Рассмотрим две структурные схемы фильтрующих четырехполюсников: Т- и П-образные (рис. 4.4). Соотношения между сопротивлениями на обеих схемах специально выбраны такими, чтобы установить единые количественные соотношения для любой схемы фильтра как Т-образной, так и П-образной.

Воспользуемся для анализа этих схем выражением (4.63), предварительно выразив A_{11} через параметры $\dot{Z}$ на основании формулы (4.26),

$$A_{11} = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} = 1 + \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2}. \quad (4.64)$$

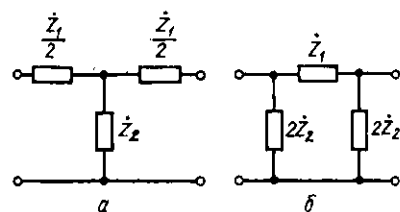


Рис. 4.4. Т- и П-образные звенья фильтрующих четырехполюсников.

Как видим из (4.64), выражение для A_{11} через параметры $\dot{Z}$ полу-

числось одинаковым как для Т-образной схемы фильтрующего четырехполюсника, так и для П-образной схемы с учетом принятых на рис. 4.4 обозначений. Подставив в (4.63) значение A_{11} из (4.64), получим

$$1 + \frac{Z_1}{2Z_2} = \cos \varphi. \quad (4.65)$$

В выражении (4.65) $\cos \varphi$ не может быть больше единицы, поэтому необходимым условием наличия в четырехполюснике полосы прозрачности является разный характер сопротивлений Z_1 и Z_2 в последовательной и параллельной ветвях. Для обеспечения $b = 0$ фильтрующий четырехполюсник составляется только из реактивных элементов, причем если, например, сопротивление $Z_1 = iX_1$ имеет индуктивный характер (положительное), то $Z_2 = iX_2$ должно иметь емкостной характер (отрицательное). Различный характер реактивных сопротивлений в последовательной и параллельной ветвях является необходимым условием наличия в четырехполюснике полосы прозрачности, но недостаточным.

Фильтры, у которых последовательные и параллельные ветви являются обратными по характеру реактивных сопротивлений, имеют произведение $Z_1 Z_2$ на любой частоте, равное положительной постоянной величине, т. е. $Z_1 Z_2 = \frac{L}{C} = \rho^2$, где ρ — характеристическое сопротивление контура, составленного из индуктивности L и емкости C . Такие фильтры обычно называют фильтрами типа ρ или фильтрами типа K , где K — символ того, что произведение $Z_1 Z_2$ на любой частоте равно положительной постоянной величине.

Проанализируем далее выражение (4.65). Так как предельными значениями $\cos \varphi$ является ± 1 , то в полосе прозрачности фильтра соотношение между сопротивлениями Z_1 и Z_2 должно подчиняться неравенству

$$-1 \leq 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \leq 1 \quad \text{или} \quad -1 \leq \frac{Z_1}{4Z_2} \leq 0. \quad (4.66)$$

Подставив в (4.66) значения Z_1 и Z_2 , получим

$$-1 \leq \frac{X_1}{4X_2} \leq 0. \quad (4.67)$$

Таким образом, подводя итог, констатируем, что необходимыми и достаточными условиями существования полосы прозрачности фильтрующего четырехполюсника являются:

1. Разный характер сопротивлений X_1 и X_2 ;
2. Сопротивление X_1 по абсолютной величине должно быть меньше $4X_2$, т. е. $|X_1| < |4X_2|$.

Для того чтобы определить частоты среза полосы прозрачности фильтрующего четырехполюсника, необходимо решить систему уравнений, составленных на основании неравенства (4.67) в крайних

точках, т. е. где неравенство обращается в равенство. Полученная система уравнений

$$\begin{aligned} \frac{X_1}{4X_2} &= -1; \\ \frac{X_1}{4X_2} &= 0. \end{aligned} \quad (4.68)$$

Учитывая зависимость X_1 и X_2 от частоты, систему уравнений (4.68) желательно решать графически, так как кроме частот среза сразу вырисовывается амплитудно-частотная характеристика фильтра, т. е. характеристика затухания.

Частотные характеристики фильтра. Под частотными характеристиками фильтра подразумевают зависимости $b(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика и $\varphi(\omega)$ — фазово-частотная характеристика. Так как условием прозрачности фильтра является $b = 0$, то в полосе прозрачности теоретически зависимость $b(\omega)$ сливается с осью частот. В полосе подавления зависимость $b(\omega)$ определяется из выражения (4.58), согласно которому для согласованного четырехполюсника

$$\operatorname{ch} \Gamma = A_{11}. \quad (4.69)$$

Раскроем выражение (4.69)

$$\operatorname{ch} \Gamma = \operatorname{ch} (b + i\varphi) = \operatorname{ch} b \cos \varphi + i \operatorname{sh} b \sin \varphi. \quad (4.70)$$

Так как $\dot{Z}_1 = iX_1$ и $\dot{Z}_2 = iX_2$, то $1 + \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2}$ — вещественная величина.

Поэтому для выполнения (4.70) необходимо условие $\operatorname{sh} b \sin \varphi = 0$. Но в полосе подавления $b \neq 0$, следовательно, и $\operatorname{sh} b \neq 0$. Отсюда ясно, что для выполнения (4.70) обязательным условием является $\sin \varphi = 0$, т. е. в полосе подавления фазовый угол равен 0° или 180° . При этом $\cos \varphi = \pm 1$ и выражение (4.70) превращается в

$$\operatorname{ch} b = \pm \left(1 + \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2} \right). \quad (4.71)$$

Так как $\operatorname{ch} b$ всегда больше единицы, то при $\left(1 + \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2} \right) > 1$ $\cos \varphi = 1$ и $\varphi = 0^\circ$. При $\left(1 + \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2} \right) < -1$, $\cos \varphi = -1$ и $\varphi = 180^\circ$.

Поэтому уравнение амплитудно-частотной характеристики в полосе подавления можно записать следующим образом:

$$\operatorname{ch} b = \left| 1 + \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2} \right|. \quad (4.72)$$

Фазово-частотная характеристика описывается в полосе прозрачности выражением (4.65), т. е.

$$\varphi = \arccos \left(1 + \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2} \right). \quad (4.73)$$

В полосе подавления коэффициент фазы неизменен и равен, как указывалось выше, 0° либо 180° .

Фильтр нижних частот типа К. Так как полоса прозрачности фильтра нижних частот лежит в пределах от $\omega = 0$ (постоянный ток)

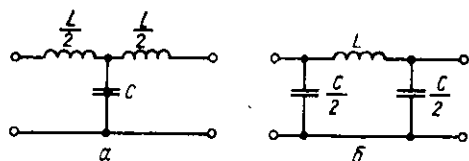


Рис. 4.5. Т- и П-образные схемы ФНЧ типа К.

до ω_0 (частота среза), то очевидно в последовательной ветви фильтра нижних частот независимо от его структуры (Т- или П-образный фильтр) должна быть включена индуктивность, а в параллельной ветви — обратная по знаку реактивность, т. е. емкость. Таким образом, согласно рисунку 4.4 $Z_1 = i\omega L$, $Z_2 = \frac{1}{i\omega C}$. От-

сюда схемы Т- и П-образных фильтров нижних частот принимают вид (рис. 4.5).

Для определения амплитудно-частотной характеристики фильтра нижних частот решим систему уравнений (4.68) графически для Т- и П-образных схем (рис. 4.6, а). Полученное графическое решение определяет характеристику затухания фильтра, приведенную на рис. 4.6, б, и, следовательно, амплитудно-частотную характеристику.

Фильтр верхних частот типа К. Так как полоса прозрачности фильтра верхних частот лежит в пределах от ω_0 до $\omega = \infty$, а токи, частоты которых лежат ниже ω_0 , в том числе и $\omega = 0$ (постоянный ток), фильтр верхних частот не должен пропускать, то, очевидно, в последовательной ветви Т-или П-образной схемы фильтра должна быть включена емкость, а в параллельной — индуктивность согласно условию (4.67). При этом Т-и П-образные схемы фильтра верхних частот принимают вид (рис. 4.7).

Графическое решение системы уравнений (4.68) для указанных схем (рис.

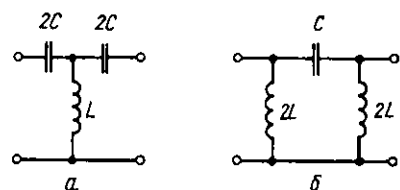


Рис. 4.7. Т- и П-образные схемы ФВЧ типа К.

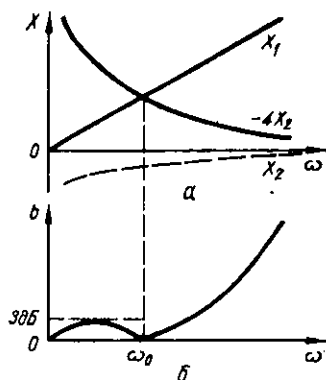


Рис. 4.6. Графическое построение частотной характеристики затухания ФНЧ типа К.

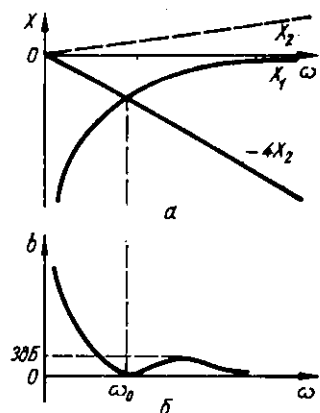


Рис. 4.8. Графическое построение частотной характеристики затухания ФВЧ типа К.

4.8, а) позволяет определить частотную характеристику фильтра — кривую затухания (рис. 4.8, б)

Полосовые фильтры типа К. Полосовые фильтры имеют полосу прозрачности в определенной полосе частот от ω_{01} до ω_{02} , а токи с частотами от ω_{01} до $\omega = 0$ и от ω_{02} до $\omega = \infty$ не пропускаются. Поэтому полосовой фильтр может быть синтезирован из лестничного соединения звеньев фильтров нижних и верхних частот. Схема и характеристика затухания такого фильтра приведены на рис. 4.9.

Полосовые фильтры, состоящие из лестничного соединения звеньев фильтров нижних и верхних частот, на практике применяют при $\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} > 2$. Если $\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} < 1$, используются схемы полосовых

фильтров на основе связанных колебательных контуров или монокристаллические пьезоэлектрические фильтры, обладающие большей крутизной частотной зависимости затухания на границах полосы пропускания, т. е. меньшим коэффициентом прямоугольности.

Рассмотрим Т- и П-образные схемы полосовых фильтров на основе связанных контуров с сопротивлением связи в виде колебательного контура (рис. 4.10). Индуктивно связанные колебатель-

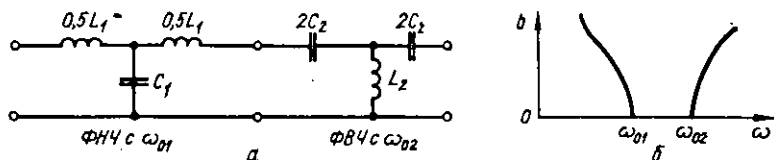


Рис. 4.9. Полосовой фильтр типа К (а) и его частотная характеристика затухания (б).

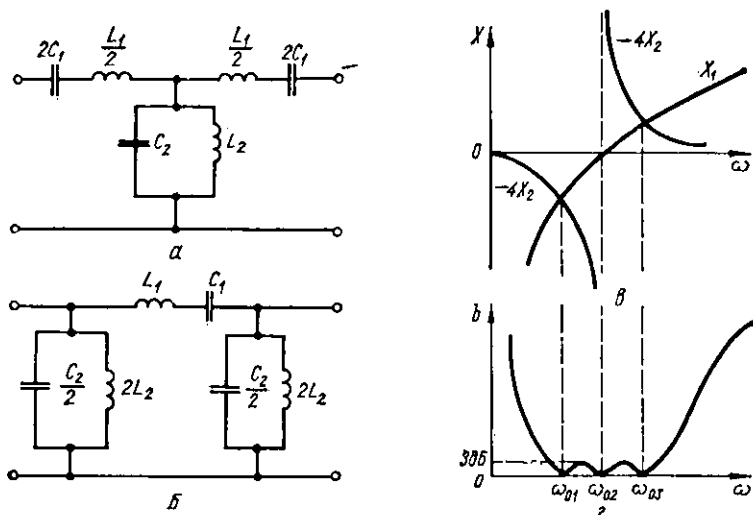


Рис. 4.10. Т- и П-образные схемы полосовых фильтров на основе связанных контуров с сопротивлением связи в виде колебательного контура (а, б) и построение их частотной характеристики затухания (в, г).

ные контуры при их использовании в качестве полосовых фильтров обладают следующим недостатком: при переходе из полосы прозрачности в область подавления затухание возрастает не очень резко. Это объясняется тем, что сопротивление связи $Z_{св} = i\omega M$ недостаточно резко зависит от частоты. Если в качестве сопротивления связи выбрать колебательный контур, то при переходе в область подавления вследствие резкой зависимости сопротивления связи от частоты затухание в области подавления резко увеличится. Графическое решение уравнений (4.68) для приведенных схем и полученная характеристика затухания показаны на рис. 4.10, в, г.

Режекторные фильтры типа К. Назначение режекторного фильтра обратное назначению полосового: не пропустить определенную полосу частот от ω_{01} до ω_{02} , а токи с частотами от $\omega = 0$ до ω_{01} и от ω_{02} до $\omega = \infty$ пропустить. Поэтому, учитывая назначение режекторного фильтра, его схемы строятся по принципу, обратному принципу построения схем полосового фильтра: в последовательные ветви включаются параллельные контуры, а в параллельные ветви — последовательные контуры (рис. 4.11, а, б); причем все контуры настроены на одну и ту же частоту (центральную частоту в полосе пропускания). Графическое решение уравнений (4.68) для данных схем режекторного фильтра и характеристики затухания этих фильтров показаны на рис. 4.11, в, г.

Производные фильтры типа м. Одним из недостатков однозвенных фильтров типа К является малая крутизна фронтов частотной характеристики затухания, т. е. плохой коэффициент прямоугольности (минимальное значение коэффициента прямоугольности, которое удастся получить, порядка трех единиц). Создание лестничных

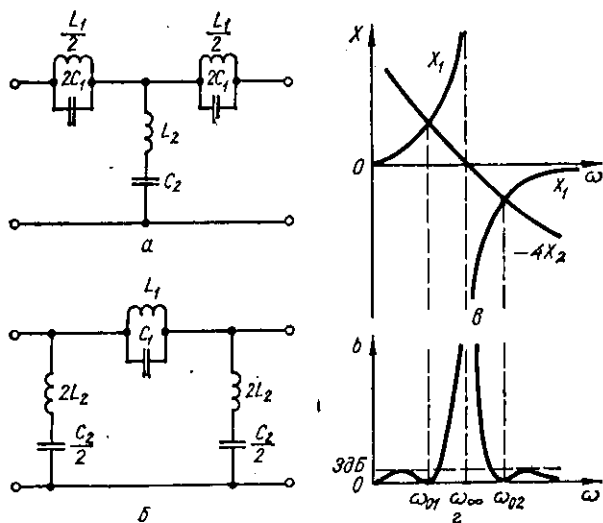


Рис. 4.11. Схемы режекторных фильтров типа К (а, б) и построение их частотной характеристики затухания (в, г).

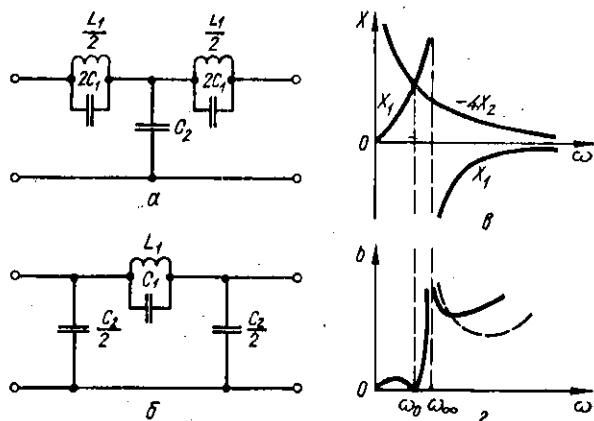


Рис. 4.12. Параллельно-производные звенья ФНЧ типа m (а, б) и построение частотной характеристики затухания (в, г).

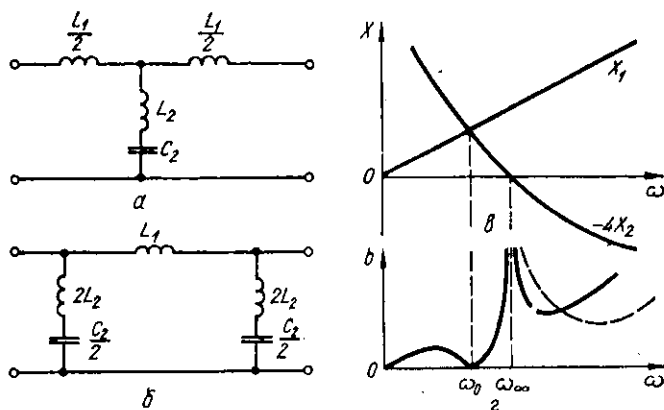


Рис. 4.13. Последовательно-производные звенья ФНЧ типа m (а, б) и построение частотной характеристики затухания (в, г).

фильтров помогает избавиться от этого недостатка, но усложняет схему фильтра за счет увеличения количества звеньев. Поэтому стремятся несколько изменить схему фильтра типа К, чтобы увеличить крутизну фронтов характеристики затухания. Достигается это не за счет увеличения количества звеньев, а за счет изменения последовательных или параллельных ветвей звеньев. Полученные в результате этих изменений производные фильтры получили название *фильтров типа m* .

Рассмотрим получение фильтров типа m на примере усложнения фильтра нижних частот. При этом возможно двоякое решение вопроса. Первое — в схеме фильтра нижних частот (рис. 4.5), в последовательной ветви параллельно индуктивности включается емкость (рис. 4.12, а, б). Графическое решение уравнений (4.68)

и характеристика затухания полученных фильтров приведена на рис. 4.12, в, г. Сравнение с аналогичной характеристикой затухания однозвенного фильтра типа К (рис. 4.6) показывает, что крутизна фронта частотной характеристики затухания полученного производного фильтра типа m увеличилась.

Второе — в схеме фильтра нижних частот (рис. 4.5) в параллельной ветви последовательно с емкостью включается индуктивность (рис. 4.13, а, б). Графическое решение уравнений (4.68) и характеристика затухания полученных фильтров приведены на рис. 4.13, в, г. Как видим, крутизна фронта частотной характеристики затухания полученного производного фильтра также увеличилась. Аналогичным образом получают производные фильтры типа m верхних частот на основе усложнения звеньев фильтров верхних частот типа К.

4.6. МОСТОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

Схема мостового фильтра в двух вариантах изображения приведена на рис. 4.14, а, б. Мостовые фильтры основаны на свойстве мостовых схем: при подключении сигнала к одной диагонали моста в случае его баланса на определенной частоте в другой диагонали можно добиться отсутствия сигнала на той же частоте (наличие максимального полюса затухания). Происходит это вследствие того, что сигнал в нагрузку проходит по нескольким каналам и в случае баланса моста на определенной частоте получается взаимная компенсация колебаний, приходящих на выход различными путями. Условие баланса моста заключается в равенстве произведений сопротивлений в противоположных плечах. Так как в мостовом фильтре два противоположных плеча образованы одинаковыми реактивными двухполюсниками (рис. 4.14), то условие баланса моста, или условие получения полюса затухания, следующее:

$$Z_1 = Z_2. \quad (4.74)$$

Вследствие того что $Z_1 = iX_1$ и $Z_2 = iX_2$, это условие принимает вид

$$X_1 = X_2 \quad (4.75)$$

и является условием равенства нулю коэффициента передачи мостовой схемы фильтра или, другими словами, условием наличия мак-

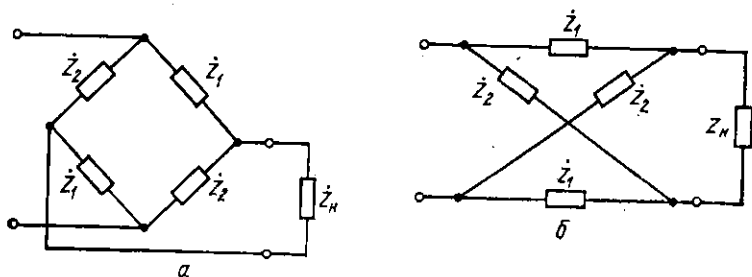


Рис. 4.14. Схема мостового фильтра в двух вариантах изображения.

симального полюса затухания в частотной характеристике мостового фильтра. Рассмотрим условия получения нулей затухания в мостовом фильтре. По схеме мостового фильтра как четырехполюсника, нагруженного на активное сопротивление $Z_{\Pi} = R_{\Pi}$ (рис. 4.14, б), из выражения для входного сопротивления четырехполюсника (4.27) выделим активную и реактивную составляющие входного сопротивления. Учитывая, что $A_{11} = A_{22}$

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = \frac{R_{\Pi}}{\dot{A}_{22}^2 - \dot{A}_{21}^2 R_{\Pi}^2} + \frac{\frac{\dot{A}_{12}}{R_{\Pi}} - \dot{A}_{21} R_{\Pi}}{\dot{A}_{22}^2 - \dot{A}_{21}^2 R_{\Pi}^2} \dot{A}_{11} R_{\Pi}. \quad (4.76)$$

Второе слагаемое этого выражения является реактивной составляющей входного сопротивления, так как $\dot{A}_{12}$ и $\dot{A}_{21}$ — реактансные функции. Условием резонанса в рассматриваемом четырехполюснике будет равенство нулю реактивной составляющей, т. е.

$$\dot{A}_{12}/R_{\Pi} - \dot{A}_{21} R_{\Pi} = 0 \quad \text{или} \quad \dot{A}_{12}/R_{\Pi} = \dot{A}_{21} R_{\Pi}. \quad (4.77)$$

Подставив равенство (4.77) в числитель выражения (4.76), получим при резонансе $Z_{\text{вх}} = \frac{R_{\Pi}}{\dot{A}_{22}^2 - \dot{A}_{21}^2 R_{\Pi}^2}$. Связь между матричными коэффициентами $\dot{A}$ и $\dot{Z}$ для данного мостового четырехполюсника выражается так:

$$\begin{bmatrix} \dot{A}_{11} & \dot{A}_{12} \\ \dot{A}_{21} & \dot{A}_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{\dot{Z}_2 - \dot{Z}_1} \begin{bmatrix} \dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 & 2\dot{Z}_1\dot{Z}_2 \\ 2 & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 \end{bmatrix}. \quad (4.78)$$

Подставив в выражение (4.77) значение матричных коэффициентов $\dot{A}_{12}$ и $\dot{A}_{21}$, а также учитывая, что $Z_1 = iX_1$ и $Z_2 = iX_2$, получим условие резонанса (условие получения нулей затухания) в мостовой схеме фильтра

$$X_1 X_2 = -R_{\Pi}^2, \quad (4.79)$$

где $x_1 = \frac{X_1}{R_{\Pi}}$ и $x_2 = \frac{X_2}{R_{\Pi}}$ — нормированные сопротивления; $y_2 = 1/x_2$ — нормированная проводимость.

Таким образом, условие получения полюсов затухания (4.75)

$$x_1 = x_2, \quad (4.80)$$

а условие получения нулей затухания

$$x_1 = y_2. \quad (4.81)$$

В соответствии с условиями получения полюсов (4.80) и нулей (4.81) затухания сформулируем правила графического построения частотных характеристик мостовых фильтров.

1. Строятся частотные характеристики нормированных сопротивлений $x_1(\omega)$ и $x_2(\omega)$, а также нормированной проводимости $y_2(\omega)$ на одном графике.

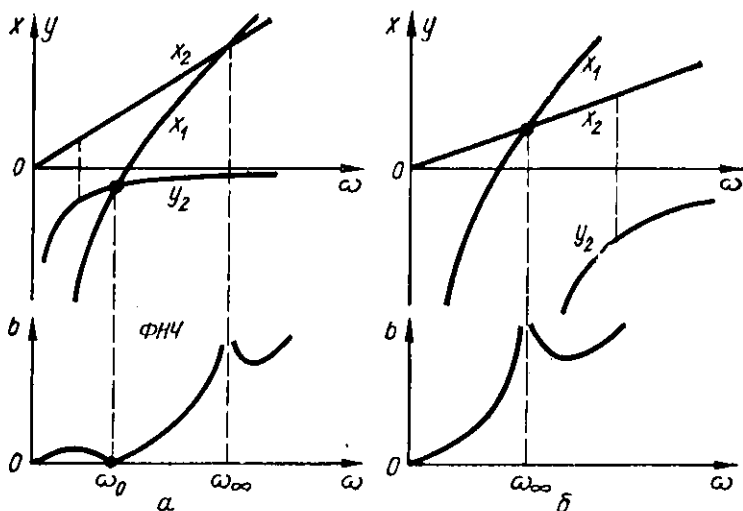


Рис. 4.15. Графическое построение частотной характеристики затухания мостовой схемы ФНЧ.

2. В соответствии с (4.80) точки пересечения характеристик $x_1(\omega)$ и $x_2(\omega)$ определяют полюсы затухания.

3. В соответствии с (4.81) точки пересечения характеристик $x_1(\omega)$ и $y_2(\omega)$ определяют нули затухания.

4. Соединяя плавной кривой нули и полюсы затухания, строим частотную характеристику затухания фильтра.

Частотные характеристики затухания мостовых схем фильтров нижних частот, полосового и режекторного фильтров показаны соответственно на рисунках 4.15, а, б; 4.16; 4.17. Как видно из рис. 4.15, а, условие (4.81) для фильтра нижних частот выполняется на частоте ω_0 , т. е. получается нуль затухания. На рис. 4.15, б это условие не выполняется, кроме частоты $\omega = 0$.

Преобразование мостовых схем в эквивалентные. Мостовые схемы при выше упомянутых достоинствах имеют существенный недостаток: мостовая схема содержит большое количество уравнивающих элементов из-за своей симметрии, что обычно затрудняет балансировку моста. Поэтому на практике стараются применять схемы, эквивалентные по своим параметрам мостовым, но которые содержат в два раза меньше элементов. Преобразование мостовой схемы в эквивалентную ей легко осуществить на основе преобразования матрицы сопротивлений мостовой схемы в виде двух матриц:

$$[Z] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 & \dot{Z}_1 - \dot{Z}_2 \\ \dot{Z}_2 - \dot{Z}_1 & -(\dot{Z}_1 - \dot{Z}_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\dot{Z}_2}{2} - \frac{\dot{Z}_1}{2} \\ \frac{\dot{Z}_2}{2} - \frac{\dot{Z}_1}{2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\dot{Z}_1}{2} & \frac{\dot{Z}_1}{2} \\ -\frac{\dot{Z}_1}{2} & -\frac{\dot{Z}_1}{2} \end{bmatrix}. \quad (4.82)$$

Первая матрица формулы (4.82) соответствует одноэлементному че-

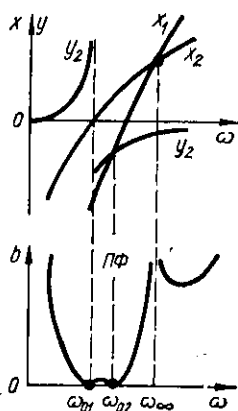


Рис. 4.16. Графическое построение частотной характеристики затухания мостовой схемы полосового фильтра.

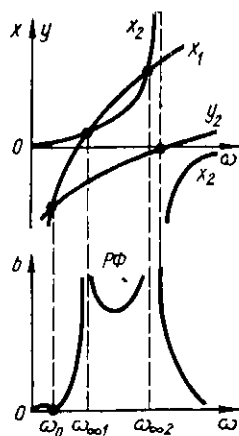


Рис. 4.17. Графическое построение частотной характеристики затухания мостовой схемы режекторного фильтра.

тырехполюснику с параллельно включенным сопротивлением $\frac{Z_3}{2}$, а вторая матрица — четырехполюснику с параллельно включенным сопротивлением $\frac{Z_1}{2}$ через трансформатор с коэффициентом трансформации — 1 : 1, т. е. переворачивающий фазу на 180° . Так как матрицы складываются, то и оба четырехполюсника соединяются своими входами и выходами, как показано на рис. 4.18, б. Наличие трансформатора — 1 : 1, переворачивающего фазу, физически объясняет взаимную компенсацию колебаний, приходящих на выход цепи различными путями. В более удобном виде этот четырехполюсник представлен на рис. 4.18, в. Эквивалентной будет схема на рис. 4.18, г, где сопротивление $2Z_1$ подключено к концам обмоток. Это сопротивление по сравнению с $\frac{Z_1}{2}$ в четыре раза больше, так как коэффициент трансформации удваивается. В более удобном

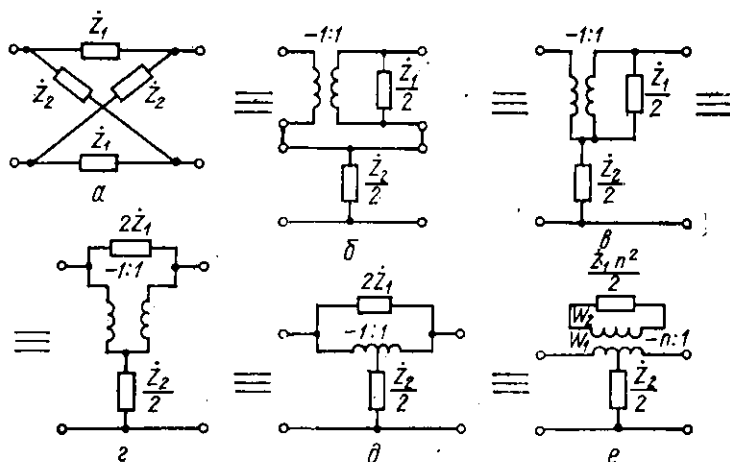


Рис. 4.18. Преобразование мостовой схемы в эквивалентные.

виде эта схема изображена на рис. 4.18, *д*. На практике часто используют дифференциально мостовые схемы фильтров (рис. 4.18, *е*). Наличие дифференциального трансформатора в данной схеме является большим преимуществом, так как подбором коэффициента трансформации можно произвести согласование фильтра с нагрузкой. При этом возникает возможность рассчитывать элементы фильтра на такую величину характеристического сопротивления, при которой получаются наименее выгодные значения элементов.

Схемы на рис. 4.18, *в*, *г*, *д* являются эквивалентными схемам двухмодовых монолитных пьезоэлектрических фильтров (см. разд. 4.7), показанный эквивалентный переход от схемы на рис. 4.18, *а* к схеме на рис. 4.18, *д* — удобное объяснение эквивалентности двухмодовых пьезоэлектрических фильтров и мостовых схем.

4.7. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

По сравнению с фильтрами, выполненными на дискретных *L*- и *C*-элементах, пьезоэлектрические фильтры обеспечивают лучшую избирательность, не требуют подстройки и благодаря малым размерам хорошо совмещаются с малогабаритными полупроводниковыми схемами и интегральными микросхемами.

Имеется две разновидности таких фильтров:

- 1) фильтры на дискретных резонаторах;
- 2) монолитные пьезоэлектрические фильтры (МПФ).

Фильтры на дискретных резонаторах. Этот тип пьезоэлектрических фильтров строится либо на отличающихся по характеристикам резонаторах, либо на идентичных резонаторах и представляет собой комбинированное включение отдельных пьезоэлектрических резонаторов с электрической связью между ними.

Примером фильтра, построенного на отличающихся пьезоэлектрических резонаторах, может быть фильтр, содержащий Γ -образные звенья, настроенные на соседние частоты, входящие в полосу пропускания фильтра (рис. 4.19, *а*). Каждое звено такого фильтра имеет два резонатора, подобранных так, что частота резонанса резонатора в последовательной ветви равна частоте антирезонанса резонаторов параллельной ветви. Формирование амплитудно-частотной характеристики одного такого звена Γ -образного фильтра показано на рис. 4.19, *б*, где верхний график изображает частотную зависимость модулей полных сопротивлений двух пьезоэлектрических резонаторов, например *ПЭР1* и *ПЭР2*.

На рис. 4.19, *в* показана частотная характеристика затухания (в децибелах) Γ -образного звена реального пьезоэлектрического фильтра.

Следует обратить внимание на хорошую крутизну скатов характеристики в граничных областях, обусловленных: малым пропусканием сигнала резонатором *ПЭР1* в последовательной ветви на частоте его антирезонанса (правый скат); как бы коротким замыканием схемы на частоте резонанса резонатора (левый скат) *ПЭР2*; полным пропусканием сигнала на частоте резонанса резонатора *ПЭР1* и выделением его на большом сопротивлении антирезонанса

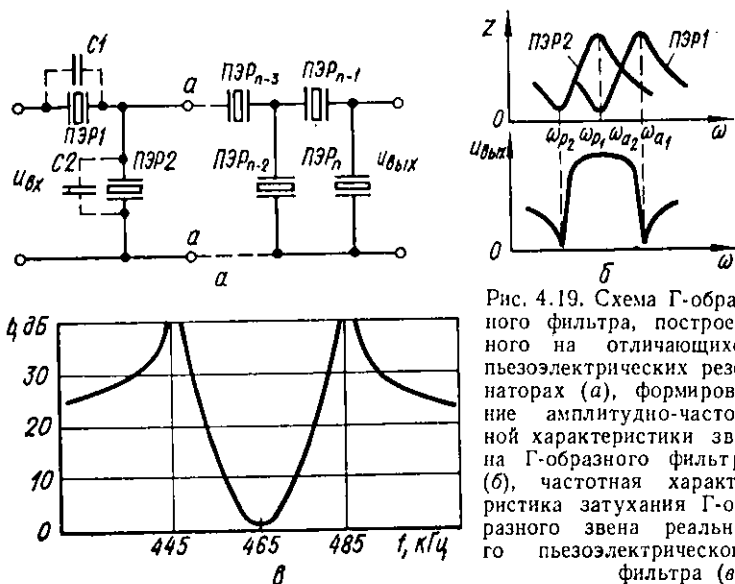


Рис. 4.19. Схема Г-образного фильтра, построенного на отличающихся пьезоэлектрических резонаторах (а), формирование амплитудно-частотной характеристики звена Г-образного фильтра (б), частотная характеристика затухания Г-образного звена реального пьезоэлектрического фильтра (в).

резонатора $\text{ПЭР}2$ в параллельной ветви (впадина характеристики). Такая крутизна фронтов характеристики пьезоэлектрического фильтра является достоинством по сравнению с фильтром, выполненным на дискретных L - и C -элементах. При необходимости получения большего затухания сигнала в полосе запираания фильтра, чем затухание в одном его Г-образном звене, очевидно, пришлось бы подключать дополнительные лестничные звенья, что привело бы к увеличению стоимости фильтра и дополнительным трудностям, связанным с подавлением паразитных побочных резонансов отдельных резонаторов. Кроме того, вызывает трудности подгонка соответствия резонансной частоты резонатора $\text{ПЭР}1$ и антирезонансной частоты резонатора $\text{ПЭР}2$.

От этих трудностей в значительной степени можно избавиться, используя фильтры, построенные на основе идентичных пьезоэлектрических резонаторов. В этих фильтрах подстройка по частоте отдельных резонаторов в пределах полосы пропускания достигается подбором величины емкостей конденсаторов, включенных последовательно или параллельно ПЭР в зависимости от того, частоту последовательного или параллельного резонанса нужно сместить. Рассмотрим сначала, как смещается частота последовательного резонанса в двухполюснике, показанном на рис. 4.20, а.

Для этого построим на одном графике частотные зависимости входного сопротивления пьезоэлектрического резонатора согласно его эквивалентной схеме (см. рис. 2.24), приняв для удобства построения $R_d = 0$, и сопротивления конденсатора C (рис. 4.20, б). Суммирование этих зависимостей (сплошная линия) приводит к смещению частоты последовательного резонанса ω_p в сторону ее увеличения (точка ω_p').

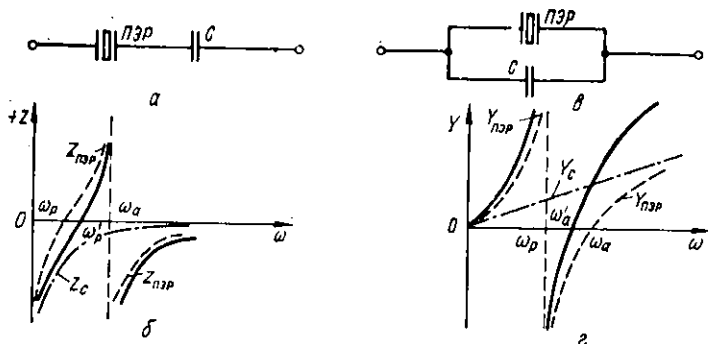


Рис. 4.20. Смещение резонансной (б) и антирезонансной (а) частот в двух- полюсниках путем последовательного (а) и параллельного (б) включений конденсатора и ПЭР.

Смещение частоты параллельного резонанса в двухполюснике (рис. 4.20, б) иллюстрирует рис. 4.20, г, где в результате суммирования частотных зависимостей входной проводимости пьезоэлектрического резонатора (при условии $R_d = 0$) и проводимости конденсатора C кривая суммарной проводимости двухполюсника (сплошная линия) смещается в сторону уменьшения частоты и пересекается с осью абсцисс в точке ω_a .

Схема фильтра, построенного на идентичных пьезоэлектрических резонаторах, показана на рис. 4.21. Фильтр состоит из двух резонаторов и трех конденсаторов. Конденсатор $C1$ предназначен для необходимого смещения резонансной частоты резонатора ПЭР1, а конденсаторы $C2$ и $C3$ — для смещения антирезонансной частоты резонатора ПЭР2 и связи с резонатором ПЭР1. С помощью этого фильтра простым изменением величины емкости конденсаторов можно получить непрерывный ряд характеристик, отличающихся большим подавлением сигнала в полосе заграждения по сравнению с фильтром, построенным на отличающихся пьезоэлектрических резонаторах. По форме частотные характеристики затухания фильтров совпадают (см. рис. 4.19, в).

Монолитные пьезоэлектрические фильтры. Наиболее перспективными с точки зрения монолитности и прочности конструкции, малогабаритности и лучшей совместимости с интегральными пленочными микросхемами являются пьезоэлектрические фильтры с акустически связанными резонаторами, получившие название *монолитных пьезоэлектрических фильтров* (МПФ). Монолитный пьезоэлектрический фильтр (рис. 4.22) представляет собой два или несколько пьезорезонаторов, конструктивно выполненных на одной пьезоэлектрической пластине и акустически связанных между собой через небольшой безэлектродный промежуток, в результате чего колебания каждого резонатора оказывают взаимное влияние друг на друга.

Резонаторы МПФ обычно настраиваются на одинаковые или близкие частоты. Монолитные пьезоэлектрические фильтры изготавливают на кварцевых или пьезокерамических пластинках. Опти-

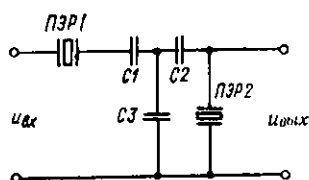


Рис. 4.21. Схема фильтра, построенного на идентичных пьезоэлектрических резонаторах.

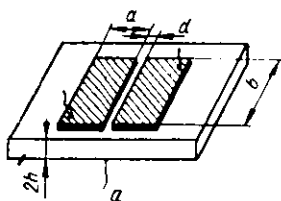
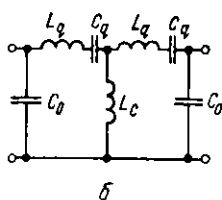


Рис. 4.22. Монолитный пьезоэлектрический фильтр (а), его эквивалентная схема (б).



мальным вариантом монолитных пьезоэлектрических фильтров является двухрезонаторный МПФ, так как применение большего числа акустически связанных резонаторов нецелесообразно вследствие большей вероятности влияния неоднородностей и возможных дефектов пластины на характеристики отдельных резонаторов.

Работа монолитного пьезоэлектрического фильтра состоит в следующем. При подаче на первый резонатор электрических колебаний с частотой, совпадающей с резонансной частотой толщинно-сдвиговых колебаний резонатора, вследствие обратного пьезоэффекта электрические колебания преобразуются в механические и вызывают в первом резонаторе механический резонанс. В результате механического резонанса сильная вибрация первого резонатора передается в прилегающие к нему области, в том числе в область d , постепенно затухая при удалении от резонатора, так как собственная резонансная частота механических колебаний прилегающих областей выше вследствие меньшей их толщины. Из распределения амплитуды механических колебаний в монолитном фильтре при возбуждении одного резонатора (рис. 4.23) видно, что второй резонатор, имеющий такую же резонансную частоту, как первый, расположен в зоне возмущения затухающих колебаний первого резонатора, распространяющихся через промежуток d ; и даже небольшой энергии механических колебаний достаточно, чтобы вызвать сильный механический резонанс во втором резонаторе. Благодаря прямому пьезоэффекту механические колебания второго резонатора преобразуются в электрические, которые можно снять с его электродов.

Вследствие того что передача механических колебаний с первого на второй резонатор и возбуждение его осуществляется только на резонансной частоте или близкой к ней, а электрическая связь между резонаторами отсутствует, то в МПФ обеспечивается хорошее подавление частот, лежащих за пределами полосы пропускания фильтра, охватывающей только пьезоактивную область частот.

Рассмотрим случай двух акустически связанных пьезорезонаторов в МПФ, в каждом из которых, благодаря соответствующему выбору параметра ζ (см. рис. 2.31), возбуждается только одна основная резонансная частота (без ангармоник).

Электрическим аналогом такой схемы является полосовой фильтр на связанных контурах, свойства которого также определяются

характером обмена энергии между отдельными контурами. В соответствии с этим эквивалентная схема двухрезонаторного МПФ приведена на рис. 4.22, б и представляет систему индуктивно связанных контуров. Как следует из эквивалентной схемы, каждый резонатор представлен параллельным колебательным контуром третьего вида, а безэлектродный промежуток — индуктивностью L_c . Представление безэлектродного промежутка индуктивностью вызвано тем, что его толщина меньше толщины резонаторов на величину электродного покрытия и вследствие этого собственная резонансная частота выше.

Взаимодействие акустически связанных резонаторов в МПФ сопровождается взаимным наложением механических колебаний каждого резонатора. При уменьшении безэлектродного промежутка d между резонаторами их резонансная частота за счет взаимодействия расщепляется на две резонансные частоты (рис. 4.24); чем меньше безэлектродный промежуток, тем частоты отстоят дальше друг от друга (по аналогии с индуктивно связанными контурами при связи больше критической, где происходит взаимное наложение электрических колебаний каждого контура (см. рис. 2.20).

В случае МПФ расстояние между резонансными частотами, как следует из рис. 4.24, зависит также и от конструктивного параметра ξ : чем он меньше, тем расстояние шире, т. е. шире полоса пропускания МПФ.

Об избирательности двух каскадно соединенных МПФ в схеме усилителя промежуточной частоты (см. рис. 5.38) можно судить по частотной характеристике, представленной на рис. 5.39.

Мультимодовые монолитные пьезоэлектрические фильтры. Мультимодовый МПФ можно рассматривать как мультимодовый резонатор, электроды которого с одной стороны разделены на две части. Конструктивно мультимодовый фильтр представляет собой предельный случай обычного монолитного пьезоэлектрического фильтра (рис. 4.25, а), в котором резонаторы расположены вплотную друг к другу с минимальным зазором. Благодаря выбору со-

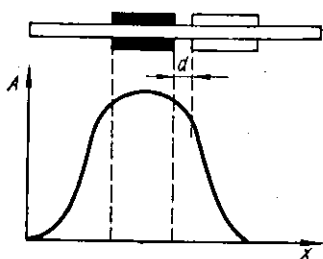


Рис. 4.23. Распределение амплитуды механических колебаний в монолитном пьезоэлектрическом фильтре при возбуждении одного резонатора.

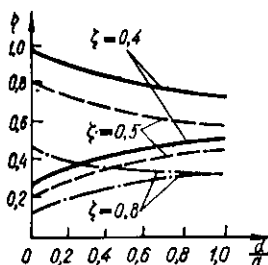


Рис. 4.24. Расщепление резонансных частот на верхние и нижние за счет акустического взаимодействия одномодовых резонаторов при уменьшении расстояния между ними.

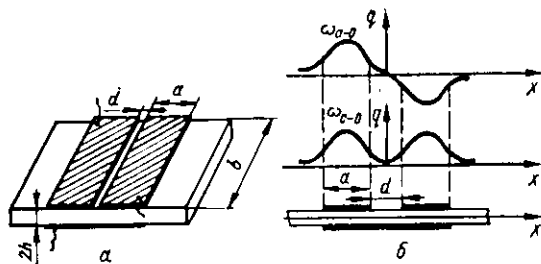


Рис. 4.25. Мультиимодовый фильтр (а) и распределение наведенных зарядов основной резонансной частоты ($s=0$) и первой ангармоники ($a=0$) (б).

деления наведенных зарядов на поверхности резонаторов для возбужденных колебаний, как показано на рис. 4.25, б. Это позволяет представить эквивалентную электрическую схему двухмодового фильтра, которая показана на рис. 4.26, б. Здесь ветвь, отображающая первую ангармонику, содержит фазоинвертирующий трансформатор. С помощью теоремы бисекции указанную эквивалентную схему можно привести к другой эквивалентной схеме — мостовой (рис. 4.26, в).

Таким образом, приходим к выводу, что двухмодовый резонатор эквивалентен симметричной мостовой схеме.

Как указывалось в предыдущем разделе, преимущество мостовой схемы состоит в том, что она обладает полюсами затухания (в точках баланса), которые расположены по краям полосы пропускания и подчеркивают крутизну спада частотной характеристики вблизи полюсов затухания.

Путем формирования полюсов затухания в двухмодовом монолитном пьезоэлектрическом фильтре можно увеличить крутизну спада частотной характеристики на границах полосы пропускания.

Одним из способов создания полюсов затухания является введение между входными и выходными зажимами двухмодового фильтра дополнительной емкости или индуктивности.

Рассмотрим случай двухрезонаторного МПФ с дополнительной емкостью C , включенной между входом и выходом (рис. 4.27, а). Такую схему удобно анализировать после преобразования ее с по-

ответствующего конструктивного параметра ξ (см. рис. 2.31) можно добиться возбуждения основной резонансной частоты с индексом $s=0$ и первой ангармоники с индексом $a=0$, а выбором соответствующего зазора d между электродами резонатора — такого распре-

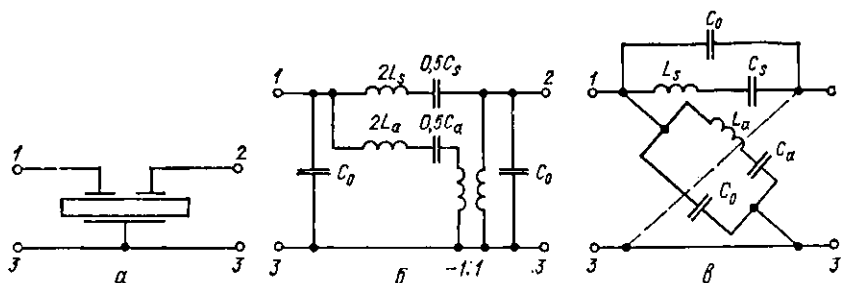


Рис. 4.26. Представление двухмодового МПФ (а) эквивалентными электрическими схемами (б) и (в).

мощью теоремы бисекции в мостовой эквивалент, изображенный на рис. 4.27, б. На рис. 4.27, в представлен график зависимости реактивных сопротивлений $\dot{Z}_a$ и $\dot{Z}_b$ мостового эквивалента от частоты. В связи с тем что параллельная емкость в ветви $\dot{Z}_a$ эквивалентной мостовой схемы больше емкости ветви $\dot{Z}_b$ на величину $2C$, то кривые $\dot{Z}_a(\omega)$ и $\dot{Z}_b(\omega)$ при указанном чередовании нулей и полюсов обязательно пересекутся в полосе задерживания, т. е. за пределами полосы, охватывающей нули и полюса сопротивлений $\dot{Z}_a$ и $\dot{Z}_b$. В точках пересечений $\dot{Z}_a = \dot{Z}_b$ наступает баланс моста, и, следовательно, характеристика передачи будет иметь два полюса затухания. Чередование нулей затухания на частотах ω_{01} и ω_{02} (где $\dot{Z}_a = 0$ и $\dot{Z}_b = 0$) и полюсов затухания на частотах $\omega_{\infty 1}$ и $\omega_{\infty 2}$ (в точках баланса) соответствует формированию частотной характеристики полосового фильтра, изображенной на рис. 4.28. Из рис. 4.28 также видно влияние разных значений емкости на крутизну фронтов частотных характеристик.

Увеличение крутизны фронтов частотных характеристик за счет использования мостовых свойств двухмодового МПФ является преимуществом его перед одномодовым. При этом важным является тот факт, что двухмодовый фильтр, будучи эквивалентен мостовой схеме, не требует включения внешнего гибридного трансформатора.

В качестве другого важного преимущества двухмодового МПФ перед одномодовым следут отметить следующее: в любом случае число двухмодовых резонаторов, требуемых для построения фильтра, вдвое меньше числа одномодовых, при использовании которых можно построить тот же фильтр обычными методами.

Следует также отметить, что в мультимодовых МПФ при введении дополнительных реактивных элементов между входными и выходными зажимами удастся получить более широкую полосу пропускания, чем в одномодовых МПФ, ширина полосы которых приближается к величине промежутка $\omega_s - \omega_c$ при сильной связи между пьезорезонаторами.

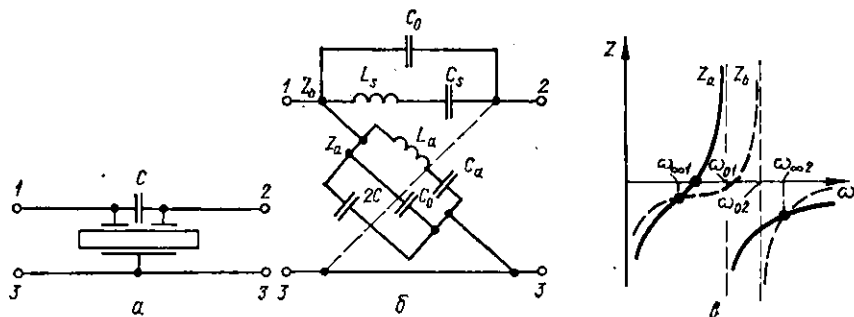


Рис. 4.27. Двухмодовый МПФ с перекрывающей емкостью (а), эквивалентная мостовая схема (б), графики сопротивлений плеч мостового эквивалента (в).

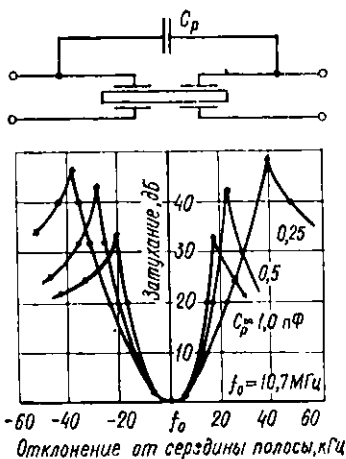


Рис. 4.28. Введение полюсов затухания с помощью емкостной связи между входом и выходом.

Последние достижения в области технологии обработки керамических материалов позволяют изготавливать исключительно тонкие пластины для пьезоэлектрических фильтров, на которых удается получить двухмодовые МПФ на частоты до 100 МГц.

На рис. 4.29 показан двухмодовый монокристаллический фильтр на 57 МГц для тракта промежуточной частоты канала изображения телевизионного приемника. Пьезо-керамическая пластина фильтра имеет размеры $1 \times 1 \times 0,04$ мм, зазор между электродами составляет 30 мкм. Частотные характеристики данного фильтра приведены на рис. 4.30.

Режекторные монокристаллические пьезоэлектрические фильтры. Возможность формирования полюсов затухания в полосовом МПФ с помощью добавочной емкости показана на рис. 4.27. Однако полученные полюса затухания (рис. 4.28) расположены по разные стороны от полосы пропускания.

В режекторном фильтре нужно обеспечить полосу режекции. Это можно сделать, сведя полюса затухания так близко, что между ними образуется область режекции.

Рассмотрим формирование полосы режекции с помощью введения в двухмодовый МПФ дополнительной индуктивности L между входными и выходными зажимами МПФ. Полученный в результате режекторный МПФ показан на рис. 4.31, а. Графики частотных зависимостей сопротивлений плеч моста Z_a и Z_b мостового эквивалента и частотные характеристики затухания фильтра приведены на рис. 4.31, в, г.

Рассмотрим принцип действия схемы режекторного МПФ, приведенного на рис. 4.31, а. Пусть дополнительная индуктивность L

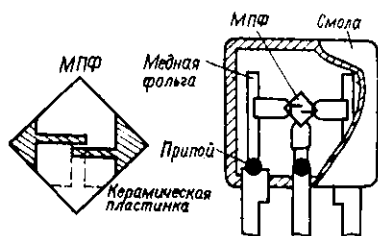


Рис. 4.29. Двухмодовый пьезо-керамический фильтр на 57 МГц для ПЧ-канала изображения телевизионного приемника.

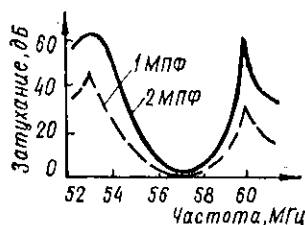


Рис. 4.30. Частотная характеристика затухания фильтра, показанного на рис. 4.29.

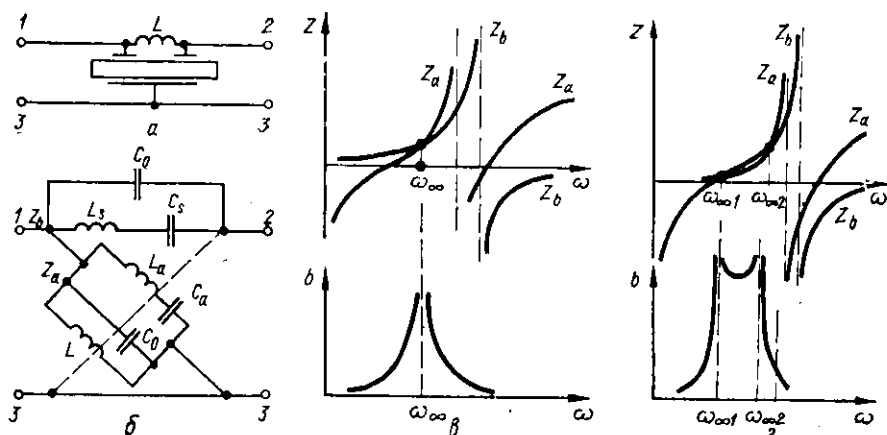


Рис. 4.31. Режекторный МПФ с дополнительной индуктивностью (а), его эквивалентная схема (б), графики сопротивлений плеч мостового эквивалента и частотные характеристики затухания для разных значений L (в, г)

подобрана так, что при графическом сложении эквивалентных сопротивлений Z_a и Z_b плеч мостового эквивалента (рис. 4.31, б) кривые $Z_a(\omega)$ и $Z_b(\omega)$ касаются в одной точке (рис. 4.31, в). Полюс затухания соответствует точке касания кривых $Z_a(\omega)$ и $Z_b(\omega)$, так как на частоте ω_∞ наблюдается баланс моста ($Z_a = Z_b$). Если дополнительную индуктивность взять несколько меньшей, то получим пересечение кривых $Z_a(\omega)$ и $Z_b(\omega)$ в двух точках на частотах $\omega_{\infty 1}$ и $\omega_{\infty 2}$ (рис. 4.31, г), т. е. получим два полюса затухания на этих частотах с полосой режекции между ними.

Для реализации такого режекторного фильтра на основе МПФ с помощью дополнительной емкости необходимо повернуть фазу напряжения, передаваемого со входа на выход через емкость, на 180° , как это сделано на рис. 4.32.

4.8. ПОНЯТИЕ О ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРАХ

В цифровых фильтрах селекция сигнала производится с помощью специализированных вычислительных устройств — процессоров. Обычно применяются два способа селекции: *частотный* и *амплитудный*.

Первый способ основан на частотном разделении спектров сигнала и помехи. Зная частотный интервал, в котором располагается спектр полезного сигнала, можно составить такую программу для процессора, пользуясь методом быстрого преобразования Фурье, что на выходе процессора будет информация только о спек-

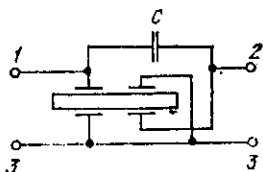


Рис. 4.32. Режекторный МПФ с дополнительной емкостью.

ральных составляющих полезного сигнала, т. е. синтезируется полезный сигнал без помехи.

Второй способ разделения сигнала и помехи рассмотрим в соответствии со структурной схемой цифрового фильтра, приведенной на рис. 4.33.

С помощью дискретизатора, представляющего собой обычно электронный ключ, входной сигнал $e_1(t)$ подвергается временной дискретизации с определенным шагом $\Delta t \leq \frac{1}{2f_n}$ в соответствии с теоремой Котельникова (см. п. 1.8) и имеет вид последовательности равноотстоящих коротких импульсов, являющихся отсчетами сигнала. В интегрирующей RC -цепи каждый из отсчетов запоминается на время, необходимое для срабатывания аналого-цифрового преобразователя (АЦП). В АЦП каждый отсчет квантуется по уровню и преобразуется в цифровой код. Последовательность закодированных цифровых отсчетов поступает в процессор, представляющий цифровой фильтр. В процессоре над цифровыми отсчетами производятся определенные математические операции (сложение, вычитание, умножение, задержка во времени) в соответствии с заданным алгоритмом. В результате на выходе процессора получаются новые закодированные цифровые отсчеты, соответствующие профильтрованному сигналу. В цифровом аналоговом преобразователе (ЦАП) производится операция преобразования сигнала из цифровой формы в аналоговую, т. е. обратная операции, производимой в АЦП. При этом напряжение на выходе ЦАП имеет ступенчатую форму, где высота каждой ступеньки равна отсчету выходного сигнала в соответствующий момент времени. Далее сигнал поступает на синтезирующий фильтр, представляющий собой аналоговый фильтр нижних частот и осуществляющий преобразование дискретной последовательности ступенчатых импульсов в непрерывный выходной сигнал $e_2(t)$.

Основные преимущества цифровых фильтров — возможность получения частотных характеристик, реализация которых с помощью обычных типов фильтров затруднительна или совсем невозможна, а также надежность в работе и стабильность характеристик. Недостатком является сравнительно небольшое быстродействие, повышение которого приводит к усложнению и удорожанию аппаратуры.

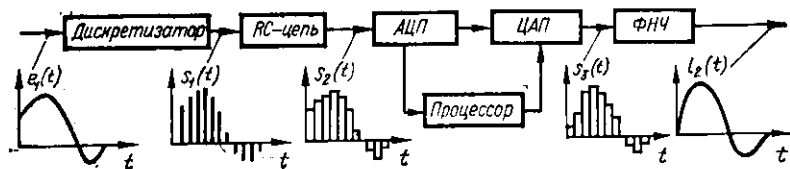


Рис. 4.33. Структурная схема цифрового фильтра.

5.1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ
УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Усилителем называется устройство, в котором сравнительно маломощный входной сигнал управляет передачей гораздо большей энергии от источника питания в нагрузку, причем выходная (усиленная) величина является функцией входного (усиливаемого) сигнала. Структурная схема усилителя изображена на рис. 5.1.

Усилители можно классифицировать по различным признакам: а) по виду управляемого элемента; б) по характеру усиливаемого сигнала; в) по назначению.

Управляемый элемент в структурной схеме усилителя играет роль управляемого внешним сигналом клапана, регулирующего поступление электрической энергии от источника питания в нагрузку непрерывно, по закону входного сигнала, в отличие от схемы с реле, периодически подключающего источник питания к нагрузке. В качестве управляемого элемента могут использоваться такие активные элементы, как электронная лампа, полупроводниковый триод, туннельный диод и другие, а также управляемые реактивные элементы — емкости или индуктивности.

Спецификой усилителей на активных элементах является то, что источником энергии служит источник постоянного напряжения. В усилителях на управляемых реактивных элементах источником энергии является источник переменного напряжения. Эти специфические особенности усилителей связаны со спецификой механизма усиления и, следовательно, их целесообразно рассматривать каждый в отдельности.

С точки зрения ширины частотного спектра усиливаемые сигналы характеризуются либо относительно малой сосредоточенностью по спектру ($f_{\max}/f_{\min} \gg 1$), либо относительно большой сосредоточенностью ($f_{\max}/f_{\min} \approx 1$). К первому типу сигналов относятся, как правило, управляющие (низкочастотные) сигналы; ко второму типу — модулированные (высокочастотные) сигналы.

Усилители, предназначенные для усиления управляющих сигналов, т. е. сигналов с относительно большой протяженностью спектра, называются *апериодическими* (состоят из апериодических цепей), или *усилителями звуковой частоты*. Усилители, предназначенные для усиления высокочастотных модулированных сигналов, называются *усилителями радиочастоты*. В соответствии с их назначением, заключающимся в выделении сигнала данной частоты и подавлении сигналов других частот, в качестве нагрузки в усилителях радиочастоты используются колебательные системы (резонансные контуры, пьезоэлектрические резонаторы и др.).

По своему назначению усилители подразделяются на *предварительные* и *оконечные* (*мощные усилители*). Предварительный усилитель служит для усиления сигнала до величины, необходимой для работы мощного усилителя. Предварительный усилитель можно

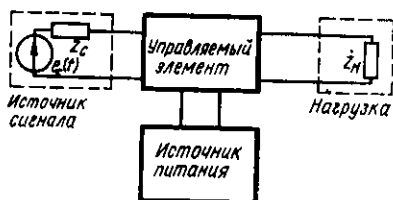


Рис. 5.1. Структурная схема усилителя.

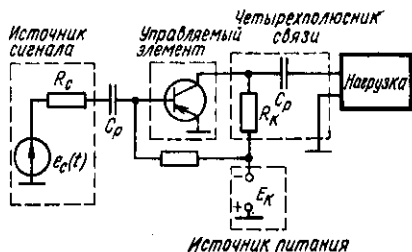


Рис. 5.2. Схема однокаскадного транзисторного усилителя.

характеризовать коэффициентом усиления по напряжению K_u , равным отношению действующих значений выходного напряжения ко входному при синусоидальной форме сигнала, т. е.

$$K_u = \dot{U}_{\text{вых}} / \dot{U}_{\text{вх}}. \quad (5.1)$$

Совместно с входным сопротивлением усилителя ($Z_{\text{вх}}$) и сопротивлением нагрузки (Z_n) коэффициент усиления по напряжению полностью характеризует усилительные свойства предварительного усилителя. Зная эти параметры, можно, например, легко определить коэффициент усиления по току, равный отношению действующих значений тока в нагрузке ко входному току

$$K_i = I_n / I_{\text{вх}} \quad [\text{см. (5.75)}]. \quad (5.2)$$

Произведение коэффициента усиления по напряжению на коэффициент усиления по току дает коэффициент усиления по мощности, который равен отношению мощности сигнала в нагрузке усилителя к мощности сигнала на его входе ($K_P = P_n / P_{\text{вх}} = K_u K_i$).

Нагрузкой предварительного усилителя обычно является входная цепь следующего усилительного каскада. Для раздельной подачи в нагрузку только переменного (усиливаемого) напряжения сигнала и постоянного напряжения питания к выходному электроду активного элемента (например, к коллектору транзистора) между активным элементом и нагрузкой подключается четырехполюсник связи, состоящий из резистора R_K и разделительного конденсатора C_p (рис. 5.2). В качестве такого четырехполюсника может использоваться также трансформатор (чаще в мощных усилителях).

Предварительный усилитель предшествует обычно мощному усилителю, назначение которого — обеспечение заданной мощности сигнала в сопротивлении нагрузки. Мощные усилители характеризуются величиной мощности P_n , отдаваемой в нагрузку Z_n . Эти же величины являются исходными для расчета мощного усилителя. В процессе расчета определяются максимальная колебательная мощность сигнала $P_{\sim \text{max}}$, отдаваемая выходной цепью каскада мощного усиления, а также амплитуды тока и напряжения входного сигнала, которые должен обеспечить предварительный усилитель.

При проектировании мощных усилителей обычно ставится задача наиболее оптимально и экономично использовать мощность источника питания (особенно в случае транзисторных усилителей), т. е. обеспечить максимальный *к. п. д. выходной цепи* (η), равный отношению максимальной колебательной мощности сигнала ($P_{\sim \max}$), отдаваемой каскадом, к мощности питания выходной цепи (P_0):

$$\eta = P_{\sim \max} / P_0.$$

5.2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ

К основным параметрам и характеристикам усилителей относятся: 1) коэффициент усиления; 2) рабочий диапазон частот; 3) частотная и фазовая характеристики, коэффициенты амплитудно- и фазовочастотных искажений; 4) амплитудная характеристика и динамический диапазон; 5) нелинейные искажения.

Коэффициент усиления. Определение коэффициента усиления дано в § 5.1. В случае многокаскадного усилителя коэффициент его усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов усилителя, т. е.

$$K = K_1 K_2 K_3, \dots, K_n. \quad (5.3)$$

Это следует из рассмотрения структурной схемы трехкаскадного усилителя (рис. 5.3), где в соответствии с обозначенными на схеме напряжениями $K_1 = U_{12}/U_1$; $K_2 = U_{23}/U_{12}$; $K_3 = U_3/U_{23}$. Коэффициент усиления всего усилителя

$$K = \frac{U_3}{U_1} = \frac{U_2}{U_{23}} \frac{U_{23}}{U_{12}} \frac{U_{12}}{U_1} = K_1 K_2 K_3. \quad (5.4)$$

Коэффициент усиления (в децибелах) равен двадцати десятичным логарифмам абсолютного значения K , т. е.

$$K_{\text{дБ}} = 20 \lg K = K_{1\text{дБ}} + K_{2\text{дБ}} + K_{3\text{дБ}}. \quad (5.5)$$

Здесь всюду коэффициенты усиления выражены через модули (без учета фазовых сдвигов). С учетом сдвига фаз между напряжениями на входе и выходе усилительных каскадов, что важно при передаче сигналов изображения, коэффициент усиления усилителя в комплексной форме равен

$$K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = K_1 K_2 K_3, \dots, K_n. \quad (5.6)$$

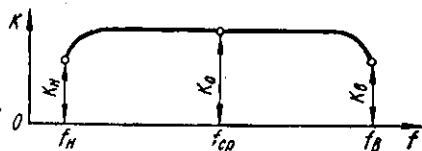
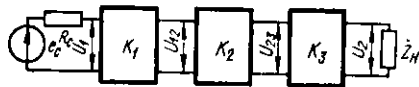


Рис. 5.3. Структурная схема трехкаскадного усилителя.

Рис. 5.4. Реальная частотная характеристика усилителя.

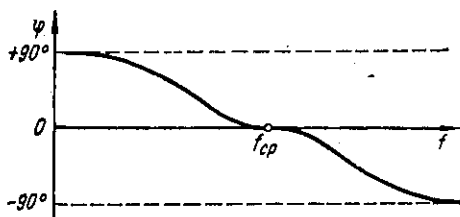


Рис. 5.5. Фазовая характеристика усилителя звуковой частоты.

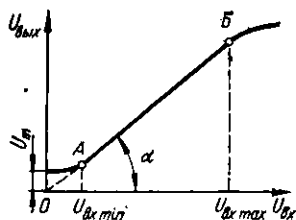


Рис. 5.6. Амплитудная характеристика усилителя.

Рабочий диапазон частот (диапазон усиливаемых частот) — это область частот, в пределах которой коэффициент усиления изменяется по определенному закону с известной степенью точности.

Частотная и фазовая характеристики. Первая представляет собой зависимость коэффициента усиления от частоты, т. е. $K(f)$. Из рассмотрения реальной частотной характеристики усилителя (рис. 5.4) видно, что на нижних и верхних частотах по краям рабочего диапазона наблюдается уменьшение коэффициента усиления, называемое *частотными искажениями*.

Для числовой оценки частотных искажений в рабочем диапазоне частот усилителя вводятся *коэффициенты частотных искажений* M_n и M_v , равные отношению коэффициента усиления на средних частотах к значениям его на нижней и верхней граничных частотах соответственно:

$$M_n = K_0/K_n; \quad M_v = K_0/K_v. \quad (5.7)$$

Фазовая характеристика представляет собой частотную зависимость сдвига фазы между выходным и входным напряжениями (токами) усилителя при гармонической форме входного сигнала. Так, например, фазовая характеристика усилителя звуковой частоты показана на рис. 5.5.

При сложной форме управляющего сигнала, спектр которого состоит из совокупности гармонических составляющих, и неравномерной фазовой характеристике усилителя отдельные составляющие спектра сигнала будут сдвигаться на разный угол в момент прохождения через усилитель, что изменит взаимное расположение их в выходном сигнале. Это приведет к изменению формы сигнала — его фазово-частотным искажениям. И фазово-, и амплитудно-частотные искажения относятся к линейным искажениям, при которых в спектре усиливаемого сигнала новых частот не появляется.

Амплитудная характеристика и динамический диапазон. Первой называется зависимость амплитуды (или действующего значения) выходного напряжения от амплитуды (или действующего значения) входного напряжения сигнала гармонической формы (рис. 5.6).

Нижний загиб характеристики обусловлен собственными шумами на выходе усилителя $U_{ш}$, верхний — перегрузкой управляемого элемента усилителя, заключающейся в том, что при слишком большой амплитуде сигнала начинают сказываться нелинейные свойства управляемого элемента, приводящие к искажению сигнала.

Рабочий участок амплитудной характеристики усилителя представляет собой прямую линию между точками А и Б, наклоненную к оси абсцисс под углом $\alpha = \arctg K$, где K — коэффициент усиления усилителя.

Динамическим диапазоном усилителя D_y называется отношение $U_{вх\ max}/U_{вх\ min}$ (рис. 5.6), в пределах которого сигнал усиливается практически без искажений и помех:

$$D_y = U_{вх\ max}/U_{вх\ min}. \quad (5.8)$$

Нелинейные искажения характеризуются появлением в спектре усиливаемого сигнала новых частот при выходе сигнала за пределы динамического диапазона усилителя, т. е. когда начинает сказываться нелинейность характеристик управляемых элементов (транзисторов, электронных ламп и др.). Поэтому при усилении особенно больших сигналов важно правильно выбрать рабочую точку на семействе характеристик управляемого элемента, обеспечивающую наибольший динамический диапазон усилителя.

Нелинейные искажения оцениваются коэффициентом гармоник, равным отношению действующего значения всех высших гармоник выходного сигнала к действующему значению первой гармоники сигнала при синусоидальной его форме и одинаковом сопротивлении нагрузки для всех частот:

$$K_r = \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}/I_1 = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}/U_1. \quad (5.9)$$

5.3. УСИЛИТЕЛИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Особенности работы полупроводникового триода в режиме усиления. В настоящее время наиболее широко используется в качестве управляемого элемента усилителей биполярный транзистор. Структурная схема биполярного транзистора *рпр* типа, энергетическая диаграмма его работы и условное обозначение на электрических схемах изображены на рис. 5.7. Биполярный транзистор

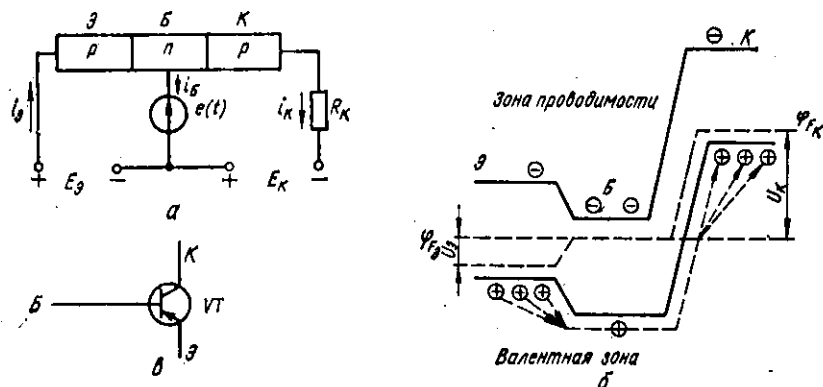


Рис. 5.7. Структурная схема биполярного транзистора *п н р* типа (а), энергетическая диаграмма его работы (б) и условное обозначение на электрических схемах (в).

состоит из двух $p-n$ переходов (рис. 5.7, а): первый смещен в прямом направлении за счет $E_э$, второй — в обратном направлении за счет $-E_к$.

Принцип работы транзистора кратко состоит в следующем. Под действием прямого напряжения смещения потенциальный барьер эмиттера понижается и дырки инжектируют в базу. В области базы дырки, являясь неосновными носителями, движутся за счет диффузии к коллекторному переходу (рис. 5.5, б) и, дойдя до него, свободно «скатываются» в коллектор, напоминая поплавки, плавающие в валентной зоне и упирающиеся в ее границу. Небольшая часть дырок рекомбинирует в области базы с электронами, создавая ток базы за счет пополнения электронов из внешней цепи. Подавляющая часть дырок достигает коллектор и рекомбинирует с электронами, поступающими из внешней цепи, что создает ток коллектора. Таким образом, ток эмиттера равен сумме токов коллектора и базы, причем величина тока базы невелика.

Если между эмиттером и базой включить источник переменного напряжения $e(t)$, то напряжение на эмиттерном переходе и, следовательно, ток через переход будут изменяться по закону изменения напряжения сигнала. Мощность, затраченная на модуляцию тока через эмиттерный переход, небольшая вследствие малого напряжения сигнала и малого сопротивления эмиттерного перехода при прямом смещении на нем. Коллекторный переход, смещенный в обратном направлении, имеет большое сопротивление, что позволяет включить в цепь коллектора значительное нагрузочное сопротивление $R_к$ и выделить на нем мощность, намного превышающую мощность на входе, т. е. получить усиление по мощности, так как $I_б \ll I_к$, а $I_э$ и $I_к$ почти одинаковы. Напряжение на нагрузке также превышает напряжение на эмиттерном переходе. При этом величина включаемого сопротивления $R_к$ должна удовлетворять условию $U_к = -E_к + I_к R_к < 0$, поскольку слишком большая величина $R_к$ может привести к очень большому падению напряжения на нем (положительному относительно коллектора), что уменьшит отрицательное напряжение на коллекторе, понизив его потенциальный барьер, и создаст возможность обратной инжекции дырок с коллектора в базу, в результате чего коллекторный ток и мощность в нагрузке уменьшатся.

Схемы включения транзистора. Представление транзистора в качестве четырехполюсника. Вольт-амперные характеристики транзистора. Полупроводниковый триод имеет три электрода, т. е. представляет собой трехполюсник, однако при включении его в электрическую схему один из электродов будет общим для входа и выхода по отношению к переменному сигналу. Таким образом, трехполюсник превращается как бы в проходной четырехполюсник. В зависимости от того, какой электрод будет общим, возможны три схемы включения полупроводникового триода при использовании его в качестве управляемого элемента усилителя (с общим эмиттером; с общей базой и с общим коллектором), которые изображены на рис. 5.8.

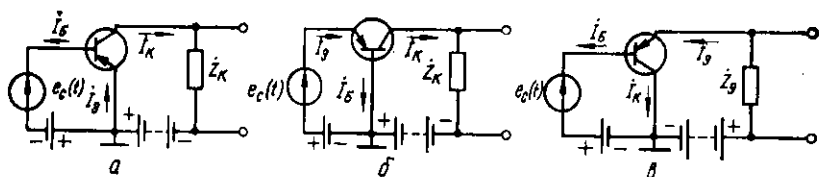


Рис. 5.8. Схемы включения транзистора: с общим эмиттером (а); с общей базой (б); с общим коллектором (в).

Наибольшее усиление по мощности можно получить в схеме с *общим эмиттером* (рис. 5.8, а), так как в ней происходит одновременно усиление как по току, так и по напряжению, из-за чего эта схема получила наибольшее распространение. Схема с общим эмиттером имеет относительно высокое входное и выходное сопротивление. Две другие схемы применяются реже, так как, например, в схеме с *общей базой* (рис. 5.8, б) можно получить усиление только по напряжению (коэффициент усиления по току меньше единицы), а в схеме с *общим коллектором* (рис. 5.8, в) — усиление только по току (коэффициент усиления по напряжению меньше единицы). Схема с общей базой имеет самое малое входное сопротивление и самое большое выходное, тогда как схема с общим коллектором — самое большое входное и самое малое выходное при малой входной емкости. Подробнее эти схемы изучаются в специальных курсах по усилителям.

Рассмотрим работу полупроводникового триода в схеме с общим эмиттером, изобразив триод в виде проходного четырехполюсника (рис. 5.9). Связь между токами и напряжениями в таком четырехполюснике выражается через *вольт-амперные характеристики*. Наиболее удобными из них с точки зрения широко применяемых Y - и H -параметров транзистора как коэффициентов пропорциональности между переменными величинами на входе и выходе четырехполюсника при малых сигналах (см. рис. 5.13) являются следующие:

$$\left. \begin{aligned} i_B &= f(u_B), U_K = \text{const}; \\ i_K &= f(u_K), U_B = \text{const} \end{aligned} \right\} \text{ для } Y\text{-параметров;} \quad (5.10)$$

$$\left. \begin{aligned} u_B &= f(i_B), U_K = \text{const}; \\ i_K &= f(u_K), I_B = \text{const} \end{aligned} \right\} \text{ для } H\text{-параметров.} \quad (5.11)$$

Типичные вольт-амперные характеристики плоскостного биполярного транзистора для системы параметров (5.10) изображены на рис. 5.10, а для системы параметров (5.11) на рис. 5.11.

Иногда для объяснения тех или иных процессов в схемах с транзисторами бывает удобно пользоваться вольт-амперными Y -характеристиками прямой передачи $i_K = f(u_B)$ при $U_K = \text{const}$, изображенными на рис. 5.12. Там же для сравнения

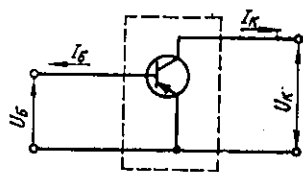


Рис. 5.9. Представление транзистора в схеме с общим эмиттером в виде проходного четырехполюсника.

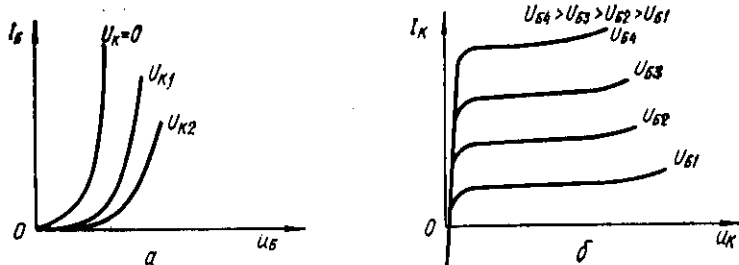


Рис. 5.10. Типичные вольт-амперные характеристики плоскостного биполярного транзистора для системы Y -параметров.

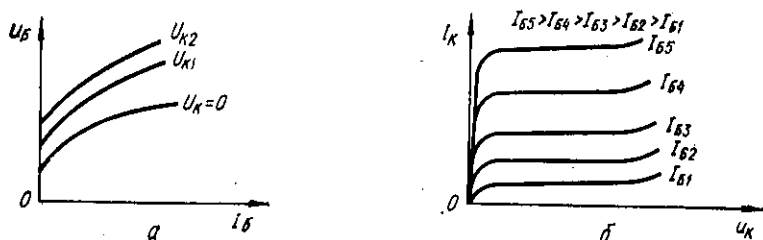


Рис. 5.11. Типичные вольт-амперные характеристики плоскостного биполярного транзистора для системы H -параметров.

штриховыми линиями показаны и входные Y -характеристики $i_B = f(u_B)$ при $U_K = \text{const}$.

Первичные и вторичные (физические) параметры четырехполосника-транзистора. Схемы замещения транзисторов. Из статических вольт-амперных характеристик транзистора следует, что ввиду их нелинейности при больших изменениях токов и напряжений транзистор является нелинейным активным элементом. Однако при малых изменениях токов и напряжений, за которые можно принять реальные токи и напряжения сигнала, характеристики транзистора возле выбранной рабочей точки, определяемой величинами постоянных токов и напряжений, можно считать линейными. При этом статические вольт-амперные характеристики в окрестности рабочей точки можно заменить касательными к соответствующей характеристике в рабочей точке. Получается как бы линейная аппроксимация вольт-амперных характеристик транзистора, точность которой тем выше, чем меньше величина сигнала и нелинейность вольт-амперной характеристики в окрестности рабочей точки.

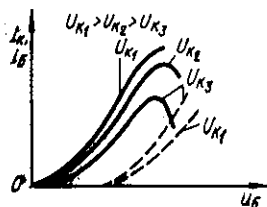


Рис. 5.12. Вольт-амперные Y -характеристики прямой передачи и входные Y -характеристики.

На основании изложенного транзистор для малых сигналов можно рассматривать как активный линейный проходной четырехполосник, характеризующийся определенными коэффициентами для выбранной рабочей точки, поскольку величины этих коэффициентов определяются накло-

ном соответствующих характеристик в данной рабочей точке и, следовательно, зависят от выбора ее. Сами коэффициенты определяют по правилу, известному из электротехники: осуществляя режим холостого хода или короткого замыкания, находят их по переменному току на входе и выходе исследуемого четырехполюсника. Так как коэффициенты линейного четырехполюсника определяются с внешней стороны, т. е. со стороны входа и выхода, и полностью характеризуют основные свойства четырехполюсника, то их называют *внешними, основными* или *первичными* параметрами четырехполюсника. Естественно, значения внешних параметров четырехполюсника зависят от схемы включения транзистора.

Рассмотрим конкретную связь между токами и напряжениями на входе и выходе транзистора с общим эмиттером, представленного в виде проходного активного четырехполюсника (рис. 5.9). Рассмотрение проведем для малых сигналов (т. е. считаем четырехполюсник линейным), на достаточно низких частотах, когда фазовыми сдвигами между напряжениями и токами на входе и выходе транзистора можно пренебречь.

В зависимости от того, что выбрано в качестве независимых и зависимых переменных, связь между напряжениями и токами на входе и выходе данного четырехполюсника можно представить с помощью трех систем уравнений

$$U_B = f_1(I_B, I_K); U_K = f_2(I_B, I_K); \quad (5.12)$$

$$I_B = \varphi_1(U_B, U_K); I_K = \varphi_2(U_B, U_K); \quad (5.13)$$

$$U_B = \psi_1(I_B, U_K); I_K = \psi_2(I_B, U_K). \quad (5.14)$$

Изменения этих величин описываются соответственно следующими системами уравнений:

$$\left. \begin{aligned} dU_B &= \frac{\partial U_B}{\partial I_B} dI_B + \frac{\partial U_B}{\partial I_K} dI_K; \\ dU_K &= \frac{\partial U_K}{\partial I_B} dI_B + \frac{\partial U_K}{\partial I_K} dI_K; \end{aligned} \right\} \quad (5.15)$$

$$\left. \begin{aligned} dI_B &= \frac{\partial I_B}{\partial U_B} dU_B + \frac{\partial I_B}{\partial U_K} dU_K; \\ dI_K &= \frac{\partial I_K}{\partial U_B} dU_B + \frac{\partial I_K}{\partial U_K} dU_K; \end{aligned} \right\} \quad (5.16)$$

$$\left. \begin{aligned} dU_B &= \frac{\partial U_B}{\partial I_B} dI_B + \frac{\partial U_B}{\partial U_K} dU_K; \\ dI_K &= \frac{\partial I_K}{\partial I_B} dI_B + \frac{\partial I_K}{\partial U_K} dU_K. \end{aligned} \right\} \quad (5.17)$$

Для малых синусоидальных сигналов приращения токов и напряжений можно заменить амплитудными или действующими значениями, а частные производные — внешними (первичными) параметрами, так как они выражаются наклоном соответствующих вольт-амперных характеристик в рабочей точке. Первичные параметры

определяются на достаточно низких частотах путем построения касательной в рабочей точке к семейству вольт-амперных характеристик и прямоугольного треугольника с катетами, параллельными координатным осям, а также заменой частных производных отношением соответствующих приращений при постоянстве независимой переменной, не входящей в данную производную.

В линейном четырехполюснике для малых синусоидальных сигналов системы уравнений (5.15)—(5.17) могут быть записаны в символическом виде:

$$\left. \begin{aligned} U_B &= \dot{Z}_{11} I_B + \dot{Z}_{12} I_K; \\ U_K &= \dot{Z}_{21} I_B + \dot{Z}_{22} I_K; \end{aligned} \right\} \quad (5.18)$$

$$\left. \begin{aligned} I_B &= \dot{Y}_{11} U_B + \dot{Y}_{12} U_K; \\ I_K &= \dot{Y}_{21} U_B + \dot{Y}_{22} U_K; \end{aligned} \right\} \quad (5.19)$$

$$\left. \begin{aligned} U_B &= \dot{H}_{11} I_B + \dot{H}_{12} I_K; \\ I_K &= \dot{H}_{21} I_B + \dot{H}_{22} I_K. \end{aligned} \right\} \quad (5.20)$$

Система уравнений (5.18) включает *Z-параметры*, или параметры полных сопротивлений линейного четырехполюсника-транзистора. Для измерения параметров $\dot{Z}_{11}$ и $\dot{Z}_{21}$ нужно обеспечить режим холостого хода в выходной цепи, а для измерения $\dot{Z}_{22}$ и $\dot{Z}_{12}$ — во входной. Практически режим холостого хода в выходной цепи трудно осуществить вследствие относительно высокого сопротивления транзистора, так как нужен очень высокоомный источник питания.

Система уравнений (5.19) включает *Y-параметры*, или параметры полных проводимостей четырехполюсника-транзистора. Для измерения параметров $\dot{Y}_{11}$ и $\dot{Y}_{21}$ нужно обеспечить режим короткого замыкания в выходной цепи, а для измерения $\dot{Y}_{22}$ и $\dot{Y}_{12}$ — во входной. Система уравнений (5.19) удобна с точки зрения сравнения свойств транзисторов и электронных ламп, для которых также используются *Y-параметры* и *Y-характеристики*. Однако ввиду низкого входного сопротивления транзистора трудно осуществить режим короткого замыкания на входе транзистора, так как нужен источник входного напряжения с очень малым входным сопротивлением.

Указанных недостатков при измерении первичных параметров не имеет система уравнений (5.20), включающая *H-параметры*. Для измерения параметров $\dot{H}_{11}$ и $\dot{H}_{21}$ нужно обеспечить режим короткого замыкания на выходе, а для измерения $\dot{H}_{22}$ и $\dot{H}_{12}$ — режим холостого хода на входе четырехполюсника-транзистора, что благоприятно с точки зрения входного и выходного сопротивлений транзистора.

Трем системам уравнений (5.18)—(5.20) и соответствующим им $\dot{Z}$, $\dot{Y}$ и $\dot{H}$ первичным параметрам можно сопоставить три эквивалентные схемы, отражающие электрические свойства транзистора при малом сигнале, параметры которых в общем случае зависят от частоты и являются комплексными.

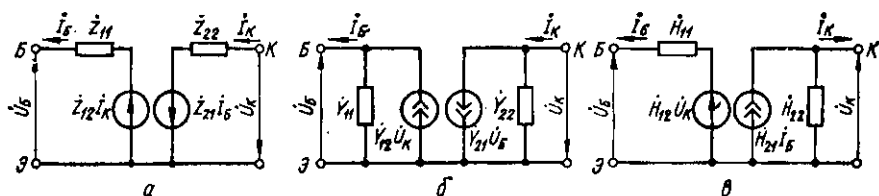


Рис. 5.13. Схемы замещения транзистора — четырехполюсника с двумя зависимыми источниками, соответствующие системам уравнений (5.18)—(5.20) и их параметрам: $\hat{Z}$ — (а); $\hat{Y}$ — (б); $\hat{H}$ — (в).

На рис. 5.13 показаны схемы замещения транзистора-четырёхполюсника с двумя зависимыми источниками тока или напряжения, соответствующие системам уравнений (5.18)—(5.20) и их параметрам. Направления токов и напряжений выбраны в соответствии с системами уравнений (5.18)—(5.20).

Обозначенные на схемах замещения (рис. 5.13) первичные параметры имеют следующий физический смысл:

$\hat{Z}_{11} = \dot{U}_B / \dot{I}_B |_{\dot{I}_K=0}$ — входное сопротивление при разомкнутом по переменному току выходе;

$\hat{Z}_{12} = \dot{U}_B / \dot{I}_K |_{\dot{I}_B=0}$ — сопротивление обратной передачи при разомкнутом по переменному току входе;

$\hat{Z}_{21} = \dot{U}_K / \dot{I}_B |_{\dot{I}_K=0}$ — сопротивление прямой передачи при разомкнутом по переменному току выходе;

$\hat{Z}_{22} = \dot{U}_K / \dot{I}_K |_{\dot{I}_B=0}$ — выходное сопротивление при разомкнутом по переменному току входе;

$\hat{Y}_{11} = \dot{I}_B / \dot{U}_B |_{\dot{U}_K=0}$ — входная проводимость при замкнутом по переменному току выходе;

$\hat{Y}_{12} = \dot{I}_B / \dot{U}_K |_{\dot{U}_B=0}$ — проводимость обратной передачи при замкнутом по переменному току входе;

$\hat{Y}_{21} = \dot{I}_K / \dot{U}_B |_{\dot{U}_K=0}$ — проводимость прямой передачи при замкнутом по переменному току выходе;

$\hat{Y}_{22} = \dot{I}_K / \dot{U}_K |_{\dot{U}_B=0}$ — выходная проводимость при замкнутом по переменному току входе;

$\hat{H}_{11} = \dot{U}_B / \dot{I}_K |_{\dot{U}_K=0}$ — входное сопротивление при замкнутом по переменному току выходе;

$\hat{H}_{12} = \dot{U}_B / \dot{U}_K |_{\dot{I}_B=0}$ — коэффициент обратной передачи напряжения при разомкнутом по переменному току входе;

$\hat{H}_{21} = \dot{I}_K / \dot{I}_B |_{\dot{U}_K=0}$ — коэффициент передачи тока в прямом направлении при замкнутом по переменному току выходе;

$\hat{H}_{22} = \dot{I}_K / \dot{U}_K |_{\dot{I}_B=0}$ — выходная проводимость при разомкнутом по переменному току входе.

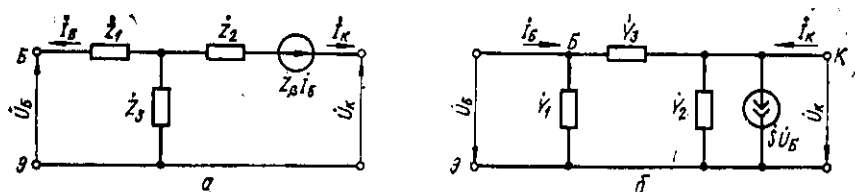


Рис. 5.14. Т-образная (а) и П-образная (б) эквивалентные схемы транзистора с одним зависимым источником.

Схемы с зависимыми источниками для $\dot{Z}$ - и $\dot{Y}$ -параметров (рис. 5.13, а, б) можно заменить соответственно Т- и П-образными эквивалентными схемами замещения с одним зависимым источником (рис. 5.14). Связь между параметрами этих схем можно установить, сравнивая уравнения, которые описывают эти схемы.

С учетом принципа суперпозиции составим системы уравнений, описывающих связь между токами, напряжениями и параметрами эквивалентных схем замещения:

а) для Т-образной схемы

$$\left. \begin{aligned} U_B &= (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_3) I_B + \dot{Z}_3 I_K; \\ U_K &= (\dot{Z}_B + \dot{Z}_3) I_B + (\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3) I_K; \end{aligned} \right\} \quad (5.21)$$

б) для П-образной схемы

$$\left. \begin{aligned} I_B &= (\dot{Y}_1 + \dot{Y}_3) U_B - \dot{Y}_3 U_K; \\ I_K &= (\dot{S} - \dot{Y}_3) U_B + (\dot{Y}_2 + \dot{Y}_3) U_K. \end{aligned} \right\} \quad (5.22)$$

Сравнив (5.21) с (5.18), а (5.22) с (5.19), получим:

для $\dot{Z}$ -параметров:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Z}_{11} &= \dot{Z}_1 + \dot{Z}_3 \approx \dot{Z}_1; \\ \dot{Z}_{12} &= \dot{Z}_3; \\ \dot{Z}_{21} &= \dot{Z}_B + \dot{Z}_3 \approx \dot{Z}_B; \\ \dot{Z}_{22} &= \dot{Z}_2 + \dot{Z}_3 \approx \dot{Z}_2, \end{aligned} \right\} \quad (5.23)$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} \dot{Z}_1 &= \dot{Z}_{11} - \dot{Z}_{12} \approx \dot{Z}_{11}; \\ \dot{Z}_2 &= \dot{Z}_{22} - \dot{Z}_{12} \approx \dot{Z}_{22}; \\ \dot{Z}_3 &= \dot{Z}_{12}; \\ \dot{Z}_B &= \dot{Z}_{21} - \dot{Z}_{12} \approx \dot{Z}_{21}. \end{aligned} \right\} \quad (5.24)$$

для $\dot{Y}$ -параметров:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_{11} &= \dot{Y}_1 + \dot{Y}_3 \approx \dot{Y}_1; \\ \dot{Y}_{12} &= -\dot{Y}_3; \\ \dot{Y}_{21} &= \dot{S} - \dot{Y}_3 \approx \dot{S}; \\ \dot{Y}_{22} &= \dot{Y}_2 + \dot{Y}_3 \approx \dot{Y}_2, \end{aligned} \right\} \quad (5.25)$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_1 &= \dot{Y}_{11} + \dot{Y}_{12} \approx \dot{Y}_{11}; \\ \dot{Y}_2 &= \dot{Y}_{22} + \dot{Y}_{12} \approx \dot{Y}_{22}; \\ \dot{Y}_3 &= -\dot{Y}_{12}; \\ \dot{S} &= \dot{Y}_{21} - \dot{Y}_{12} \approx \dot{Y}_{21}. \end{aligned} \right\} \quad (5.26)$$

Здесь $\dot{S}$ — статическая крутизна коллекторного тока. Мгновенное значение ее определяется по статическим вольт-амперным характеристикам и равно $S = \partial i_K / \partial u_B$ при $u_K = \text{const}$.

Эквивалентный генератор с э. д. с. $\dot{Z}_B \dot{I}_B$ и внутренним сопротивлением $\dot{Z}_B$ в Т-образной схеме можно преобразовать в эквивалентный генератор тока $\dot{Z}_B \dot{I}_B / \dot{Z}_2$ с внутренней проводимостью $1/\dot{Z}_2$, используя принцип взаимного соответствия. В этом случае схема (рис. 5.14, а) преобразуется в схему (рис. 5.15), где

$$\beta = \frac{i_K}{i_B} = \frac{Z_B}{Z_2} \quad (5.27)$$

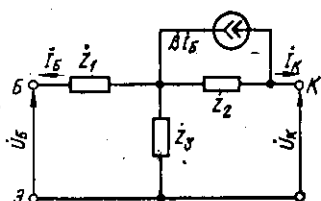


Рис. 5.15. Т-образная схема замещения транзистора с зависимым источником.

коэффициент передачи базового тока.

Рассмотренные первичные параметры являются частотно-зависимыми, причем значения их зависят от схемы включения. Ими удобно пользоваться при расчете конкретной схемы усилителя.

При изучении физических процессов, протекающих в той или иной схеме, а также при проектировании усилителей интерес представляют параметры, связанные с физическими процессами в транзисторе и не зависящие от частоты и схемы включения транзистора. Эти физические параметры называются *вторичными*, или *собственными*. Используя их, транзистор можно представить двумя равноценными эквивалентными схемами: гибридной и Т-образной (рис. 5.16). В Т-образной схеме с общим эмиттером $C_K^* = C_K(1 + \beta)$,

а $r_K^* = \frac{r_K}{1 + \beta}$, где r_K и C_K — сопротивление и емкость коллекторного перехода для схемы с общей базой.

Параметры, обозначенные на гибридной эквивалентной схеме (рис. 5.16, а), имеют следующий физический смысл:

- g_B — эквивалентная распределенная проводимость базы;
- $g_{ЭБ}$ — проводимость перехода эмиттер — база;
- $C_{ЭБ}$ — диффузионная емкость перехода эмиттер — база;
- $g_{Б'К}$ — суммарная проводимость утечки и диффузионной проводимости коллекторного перехода;
- $C_{Б'К}$ — барьерная емкость коллекторного перехода;
- $g_{ЭК}$ — эквивалентная проводимость перехода эмиттер — коллектор, учитывающая прямое влияние коллекторного напряжения на ток эмиттера;

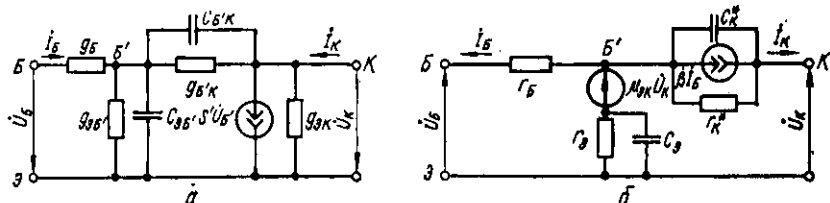


Рис. 5.16. Гибридная (а) и Т-образная (б) физические эквивалентные схемы замещения транзистора.

S' — эквивалентная проводимость зависимого источника, управляемая напряжением на эмиттерном переходе, или крутизна относительно $U_{ЭБ'}$.

В Т-образной схеме (рис. 5.16, б) параметры C_K , r_K^* , $C_Э$, $r_Э$ и r_B имеют такой же физический смысл, что и соответствующие параметры $C_{Б'К}$, $1/g_{Б'К}$, $C_{ЭБ'}$, $1/g_{ЭБ'}$ и $1/g_B$ в гибридной схеме, однако значения их (кроме $r_B = 1$, g_B и $C_Э = C_{ЭБ'}$) не совпадают. Между физическими параметрами гибридной и Т-образной схем существует связь

$$\left. \begin{aligned} g_B &= 1/r_B; C_{ЭБ'} = C_Э; g_{ЭБ'} = \frac{1}{r_Э(1+\beta)}; \\ g_{Б'К} &= \frac{1}{2r_K^*(1+\beta)}; g_{ЭК} = 1/2r_K^*; \\ C_{Б'К} &= \frac{C_K}{1+\beta}; S' = \frac{\beta}{r_Э(1+\beta)}. \end{aligned} \right\} \quad (5.28)$$

Параметр $\mu_{ЭК}$ (коэффициент отрицательной обратной связи по напряжению) характеризует влияние коллекторного напряжения на эмиттерное. Практически для большинства полупроводниковых триодов $\mu_{ЭК} < 10^{-3}$, так что при анализе схем напряжением обратной связи $\mu_{ЭК} U_K$ в эквивалентной схеме транзистора можно пренебречь.

Внешние и физические параметры могут быть связаны между собой путем пересчета параметров физических схем в параметры эквивалентных схем замещения. Так, на низких частотах, на которых влияние емкостей в физических схемах (рис. 5.16) еще не сказывается, выражения, связывающие внешние Y-параметры с физическими параметрами гибридной схемы, имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} \approx Y_1 &= \frac{g_{ЭБ'}}{1 + g_{ЭБ'}/g_B}; \quad Y_{12} \approx Y_3 = \frac{g_{Б'К}}{1 + g_{ЭБ'}/g_B}; \\ Y_{21} \approx S &= \frac{S'}{1 + g_{ЭБ'}/g_B}; \quad Y_{23} \approx Y_2 = g_{ЭК} + g_{Б'К} \left(1 + \frac{S'}{g_B + g_{ЭБ'}} \right). \end{aligned} \right\} \quad (5.29)$$

Связь между H-параметрами и физическими параметрами Т-образной схемы выражается следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} H_{11} &\approx r_B + (1+\beta)r_Э; \quad H_{21} = \beta; \\ H_{12} &\approx r_Э/r_K^* - \mu_{ЭК}; \quad H_{22} \approx 1/r_K^*. \end{aligned} \right\} \quad (5.30)$$

Влияние емкостей физических эквивалентных схем на фазовые сдвиги между токами и напряжениями на входе и выходе схемы в области высоких частот, а также сказывающаяся на высоких частотах инерционность прохождения носителями тока области базы приводят к частотной зависимости и комплексности первичных (внешних) параметров эквивалентных схем замещения на рис. 5.14 и 5.15. Рассмотрим некоторые особенности физических эквивалентных схем.

Для гибридной схемы (рис. 5.16, а) особенностью и как бы недостатком ее является зависимость управляемого источника тока $S'U_B$ от недоступного для измерения внутреннего напряжения $U_{B'}$ между эмиттером и условной внутренней точкой базы B' , которое рассчитывается по формуле

$$U_{B'} = U_B - I_B r_B. \quad (5.31)$$

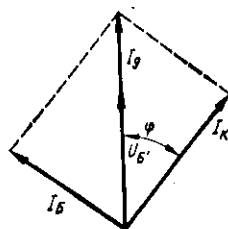


Рис. 5.17. Векторная диаграмма токов транзистора для схемы с общим эмиттером в области высоких частот

Преимуществом гибридной схемы является независимость управляемого источника тока от частоты в диапазоне, начиная с низких частот и кончая частотами порядка $0,5f_\alpha$, где f_α — граничная частота транзистора для схемы с общей базой.

Частотная зависимость параметров П-образной схемы замещения проявляется за счет влияния диффузионной емкости $C_{ЭБ}$. Так, статическая крутизна $\dot{S}$ в данной схеме выражается зависимостью

$$S = \frac{S}{1 + \omega^2 \tau^2}, \quad \text{где } \tau = \frac{C_{ЭБ} / g_B}{1 + g_{ЭБ} / g_B} \text{ — постоянная времени гибридной}$$

эквивалентной схемы со стороны входа, содержащая $C_{ЭБ}$.

Т-образная физическая схема (рис. 5.16, б) характеризуется тем, что входной величиной в ней является ток базы (I_B), причем усилительные и частотные свойства транзистора выражаются через коэффициент передачи базового тока $\beta = I_K / I_B$. Зависимость β от частоты объясняется тем, что для прохождения носителями тока области базы требуется некоторое время t_B , в результате чего ток коллектора отстает относительно напряжения $U_{B'}$ на эмиттерном переходе и тока эмиттера I_E на некоторый угол $\varphi = \omega t_B$, возрастающий с ростом частоты (инерционность прохождения носителями тока области базы). Напряжение $U_{B'}$ и ток I_E совпадают по фазе, так как процесс управления транзистором на эмиттерном переходе практически безынерционен. Из векторной диаграммы (рис. 5.17) видно, что с ростом частоты угол φ растет и вследствие непрерывности токов растет ток базы: $I_B = I_E - I_K$.

Следовательно, с увеличением частоты коэффициент передачи базового тока $\beta = I_K / I_B$ падает и частотная зависимость его выражается формулой

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + i\omega/\omega_\beta}, \quad (5.32)$$

где β_0 — коэффициент передачи базового тока на низких частотах; ω_β — граничная частота для схемы с общим эмиттером, соответствующая коэффициенту передачи $0,707\beta_0$ ($\omega_\beta = \frac{\omega_\alpha}{1 + \beta_0}$, а ω_α — граничная частота для схемы с общей базой).

Частотная зависимость токов транзистора в гибридной схеме объясняется следующим образом. Так как ток базы протекает через распределенное сопротивление области базы $r_B = 1/g_B$, то в соответствии с (5.31) часть приложенного ко входу транзистора напряжения ($I_B r_B$) теряется на этом сопротивлении, что приводит к уменьшению управляющего напряжения на эмиттерном переходе ($U_{B'}$). Поскольку с ростом частоты ток базы растет, то напряжение $U_{B'}$ будет падать (частотно-зависимо), что вызовет уменьшение тока коллектора.

Выбор рабочей точки. Динамические характеристики по постоянному и переменному току. Диаграмма работы резистивного усилителя. Чтобы обеспечить необходимое неискаженное усиление сигнала усилителем, нужно правильно выбрать рабочую точку на семействе вольт-амперных характеристик транзистора и обеспечить ее в реальной схеме подбором напряжения источника питания и соответствующих резисторов.

Основные соображения при выборе рабочей точки следующие: так как обычно усилители работают в режиме линейного усиления, то даже для максимального сигнала параметры транзистора должны оставаться постоянными. Только в этом случае усилитель будет усиливать без искажений.

Рассмотрим общую схему транзисторного усилительного каскада звуковой частоты (рис. 5.18), когда $Z_K = R_K$ и $Z_H = R_H$. Рабочую точку на семействе статических вольт-амперных характеристик транзистора выберем исходя из выходной динамической характеристики по постоянному току, которая представляет собой нагрузочную прямую, проведенную под углом $\beta = \arctg R_K$ к оси абсцисс (ее построение дается ниже).

Уравнение нагрузочной прямой по постоянному току имеет вид

$$U_{KA} = E_K - I_K(R_K + R_Э) \approx E_K - I_K R_K$$

(так как обычно $R_K \gg R_Э$), а ее положение на семействе выходных вольт-амперных характеристик определяется значениями E_K

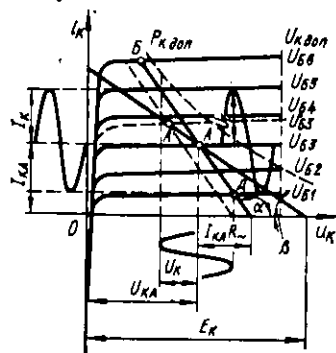
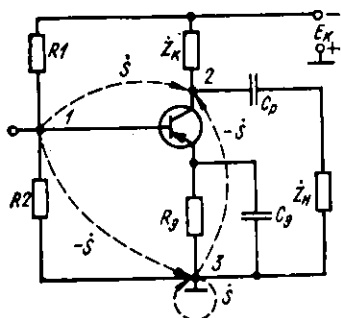


Рис. 5.18. Общая схема усилительного каскада.

Рис. 5.19. Диаграмма работы транзисторного усилителя при активной нагрузке.

и R_K . Для построения нагрузочной прямой по оси абсцисс выходных вольт-амперных характеристик нужно отложить напряжение $U_K = E_K$, соответствующее $I_K = 0$, а по оси ординат — ток $I_K = E_K/R_K$, соответствующий $U_K = 0$, и точки соединить (рис. 5.19). Как следует из рисунка, нагрузочная прямая по постоянному току наклонена к оси абсцисс под углом $\beta = \arctg R_K$.

Рабочая точка A лежит на пересечении статической вольт-амперной характеристики, соответствующей выбранному или рассчитанному смещению ($U_{БЗ}$), и нагрузочной прямой по постоянному току. В схеме усилительного каскада (рис. 5.18) смещение обеспечивается с помощью делителя R_1, R_2 от источника питания E_K .

Нагрузкой каскада по переменному току служит параллельное соединение резисторов R_K и R_n , т. е. $R_{\sim} = \frac{R_K R_n}{R_K + R_n}$. Динамическая характеристика по переменному току также проходит через точку A (ее построение дается ниже).

Если обратиться к диаграмме работы резистивного усилителя (рис. 5.19), то из нее видно, что рабочая точка должна обеспечивать выполнение условий $U_{КА} > U_K$ и $I_{КА} > I_K$, чтобы исключить возможность ограничения сигнала и появления вследствие этого нелинейных искажений. Здесь $I_{КА}$ и $U_{КА}$ — ток и напряжение покоя (при отсутствии сигнала). Рабочая точка также должна удовлетворять условиям $U_{КА} + U_K < U_{Кдоп}$ и $U_{КА} I_{КА} < P_{Кдоп}$, где $U_{Кдоп}$ и $P_{Кдоп}$ — предельно допустимые значения коллекторного напряжения и мощности рассеяния транзистора.

Необходимо иметь в виду также, что из-за температурной нестабильности вольт-амперных характеристик транзистора рабочая точка может переместиться либо вверх по нагрузочной прямой (A') за счет смещения вверх характеристик транзистора при повышении температуры, либо вниз — при понижении температуры. Поэтому следует учитывать также рабочий диапазон температур при выборе рабочей точки, чтобы для максимального сигнала не наступило ограничение сверху или снизу при крайних рабочих температурах.

Как видно, выбор рабочей точки важен лишь при больших сигналах. При малых сигналах можно выбирать режим, соответствующий наибольшему усилению усилителя. Исходя из рис. 5.19 составим уравнение динамической характеристики по переменному току. Пусть на базу транзистора кроме постоянного смещения U_B подано переменное напряжение сигнала $u_{Б\sim} = U_B \sin \omega t$. Коллекторный ток и напряжение на коллекторе будут пульсировать по закону

$$i_K = I_{КА} + i_{K\sim}; \quad u_K = U_{КА} - i_{K\sim} R_{\sim}. \quad (5.33)$$

Объединив эти два уравнения в одно, получим аналитическое выражение динамической характеристики по переменному току

$$i_K - I_{КА} = -(u_K - U_{КА})/R_{\sim}. \quad (5.34)$$

Уравнение (5.34) представляет собой прямую линию, проходящую

через рабочую точку A под углом α к оси абсцисс (рис. 5.19), причем $\operatorname{tg} \alpha = -1/R_{\sim}$, или $\operatorname{ctg} \alpha = -R_{\sim}$.

Построить динамическую характеристику по переменному току можно и на основании (5.33), найдя точку ее пересечения с горизонтальной или вертикальной осью и соединив любую из них с рабочей точкой. Если взять, например, точку пересечения с горизонтальной осью (т. е. $i_K = 0$), то из первого уравнения (5.33) получим $i_{K\sim} = -I_{KA}$. Подставив это значение коллекторного тока во второе уравнение (5.33), найдем $u_K = U_{KA} + I_{KA}R_{\sim}$. Вправо от точки U_{KA} (рис. 5.19) по оси абсцисс откладываем величину $I_{KA}R_{\sim}$ и проводим линию через конец отложенного отрезка и рабочую точку, которая и будет динамической характеристикой по переменному току.

Стабилизация рабочей точки транзистора в усилительном каскаде. Причинами неустойчивости рабочей точки транзистора могут быть колебания питающих напряжений, изменения температуры, разброс характеристик и, следовательно, параметров однотипных транзисторов (так, например, значения S или β у разных экземпляров одного типа транзистора могут отличаться в 3—5 раз).

Указанные причины могут повлиять на значительное смещение рабочей точки, что при больших усиливаемых сигналах может привести к существенным их нелинейным искажениям. На рис. 5.19 показано, как смещается динамическая характеристика по переменному току при смещении рабочей точки из положения A в A' с повышением температуры.

С изменением питающего напряжения E_K динамические характеристики будут смещаться влево (при уменьшении E_K) или вправо (при увеличении E_K), причем наклон их будет оставаться прежним.

Стабилизацию рабочей точки транзистора можно осуществить путем введения в схему отрицательной обратной связи по постоянному току, действие которой будет вызывать реакцию, обратную влиянию дестабилизирующих факторов. Элементом такой связи является чаще всего резистор R_3 (рис. 5.18), благодаря которому обеспечивается хорошая работа усилительного каскада при изменении S или β в 5—10 раз и температуры до 100°C .

Работа обратной связи (*эмиттерной стабилизации*) заключается в следующем: при изменении тока покоя (скажем, увеличении) под действием какого-то дестабилизирующего фактора увеличивается падение напряжения на резисторе R_3 , которое по своей полярности направлено против смещения, подаваемого на базу транзистора с делителя $R1, R2$. В результате уменьшается прямое смещение на эмиттерном переходе и, следовательно, ток коллектора.

Для устранения обратной связи по переменному току, снижающей усиление каскада, параллельно резистору R_3 включен конденсатор C_3 большой емкости, чтобы выполнялось условие $1/\omega C_3 \ll R_3$ и тем самым было исключено падение напряжения сигнала на резисторе R_3 .

При не очень больших разбросах параметров S (β) (раза в два) и изменении температуры транзистора (на 20 — 30°) применяется *коллекторная стабилизация* рабочей точки, достигаемая за счет

отрицательной обратной связи по напряжению, где напряжением, питающим делитель $R1, R2$, является непосредственно напряжение на коллекторе транзистора, т. е. $U_K = E_K - I_K R_K$.

Стабилизирующее действие коллекторной стабилизации состоит в следующем: при увеличении, скажем, тока коллектора транзистора по какой-либо дестабилизирующей причине увеличивается падение напряжения на резисторе R_K , что вызывает уменьшение по абсолютной величине напряжения на коллекторе U_K , а следовательно, и напряжения прямого смещения на базе транзистора и тока коллектора. Коллекторная стабилизация эффективно действует при больших падениях напряжения ($I_K R_K$) на коллекторной нагрузке. Однако в схеме с коллекторной стабилизацией ввиду попадания в противофазе переменного напряжения с выхода усилителя на его вход (через $R1$) уменьшаются коэффициент усиления и входное сопротивление каскада.

5.4. УСИЛИТЕЛИ НА УНИПОЛЯРНЫХ (ПОЛЕВЫХ) ТРАНЗИСТОРАХ

Особенности применения и принцип работы полевого транзистора. Униполярные (полевые) транзисторы — сравнительно новые активные полупроводниковые элементы, обладающие некоторыми отличительными полезными свойствами по сравнению с биполярными транзисторами. Униполярными их называют потому, что в процессе переноса тока принимают участие только носители одной полярности: электроны или дырки. Так как управление движущимися носителями (током) происходит с помощью приложенного электрического поля, униполярный транзистор часто называют *полевым*. К числу новых свойств полевого транзистора, вытекающих из физики его работы, относятся следующие: высокое входное сопротивление и, следовательно, малые входные токи и потребляемая мощность; малые по сравнению с биполярными транзисторами шумы генерации, рекомбинации носителей и токораспределения; высокая радиационная стойкость; линейная зависимость крутизны от управляющего напряжения.

Полевой транзистор представляет собой полупроводниковый стержень одного типа проводимости, к которому с двух противоположных сторон добавлены примеси другого типа проводимости, образующие в основном стержне два p - n перехода (рис. 5.20, а). Микроминиатюрное исполнение полевого транзистора показано на рис. 5.20, б.

Электрод, от которого движутся носители, называется *истоком*, к которому движутся, — *стоком*, а управляющий электрод — *затвором*. Схема подачи и полярность питающих напряжений для стержня p -типа указаны на рис. 5.20, а. Как видно из рисунка, обе области затвора с проводимостью n -типа соединены одна с другой, и к обоим p - n переходам приложено обратное напряжение смещения $U_{зи}$ (напряжение между затвором и истоком).

Так как концентрация атомов примеси в областях затвора n -типа делается обычно более высокой, чем в материале стержня p -типа, то обедненный слой, возникающий под действием контактной разности потенциалов и внешнего смещения $U_{зи}$, находится в

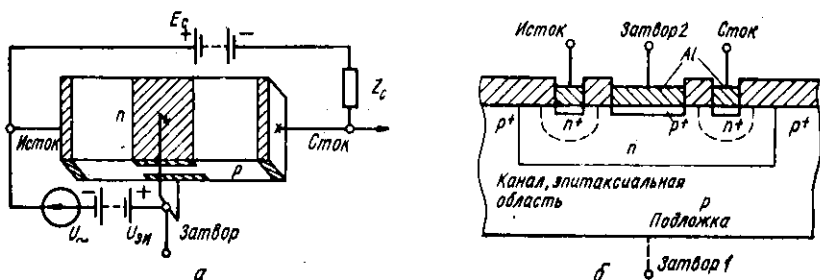


Рис. 5.20. Структурная схема полевого транзистора (а) и его микромини-
атюрное исполнение (б).

основном на участке стержня между p - n переходами, называемом *каналом*. Проводимость материала между выводами истока и стока, также определяемая областью с обедненным слоем (т. е. шириной канала), изменяется при изменении внешнего напряжения $U_{зи}$.

Таким образом, если в цепь затвор — исток ввести усиливаемый сигнал $u_{\sim}$, а в цепь стока последовательно с источником напряжения E_C включить сопротивление Z_C , то в результате модуляции сопротивления канала напряжением сигнала ток через стержень, текущий от истока к стоку под действием $U_{си}$, будет меняться по закону напряжения сигнала, и на сопротивлении Z_C выделится мощность большая, чем мощность сигнала, поданная на вход. Величина этой мощности определяется величиной напряжения $U_{си}$ и соотношением сопротивлений канала и Z_C . Входная же мощность мала, так как входное сопротивление транзистора за счет обратного напряжения смещения $U_{зи}$ велико. В этом и состоит принцип усиления сигнала полевым транзистором. Входные и выходные вольт-амперные характеристики полевого транзистора изображены на рис. 5.21.

Эквивалентная схема и коэффициент усиления усилителя с общим истоком. По характеру управления током (а не по принципу работы) полевой транзистор имеет много общего с электронной лампой, что обуславливает и сходство усилительных схем на полевых транзисторах с ламповыми.

В схеме усилителя на полевом транзисторе с общим истоком (рис. 5.22, а) Z_C — сопротивление в цепи стока для подачи постоянного напряжения на сток и выбора рабочей точки; Z_n — сопротивление нагрузки; $R_{и}$, $C_{и}$ — цепочка автоматического смещения; R_3 — резистор утечки; C_p — разделительный конденсатор.

Эквивалентная схема усилителя изображена на рис. 5.22, б. На достаточно низких частотах проводимостью конденсаторов по сравнению с сопротивлением резистора R_3 можно пренебречь. При этом коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{S}{1/R_i + 1/Z_C + 1/Z_n}, \quad (5.35)$$

где $S = di_c/du_{зи}|_{u_{си}=\text{const}}$ — крутизна, а $R_i = di_c/du_{си}|_{u_{зи}=\text{const}}$ — внутреннее сопротивление полевого транзистора.

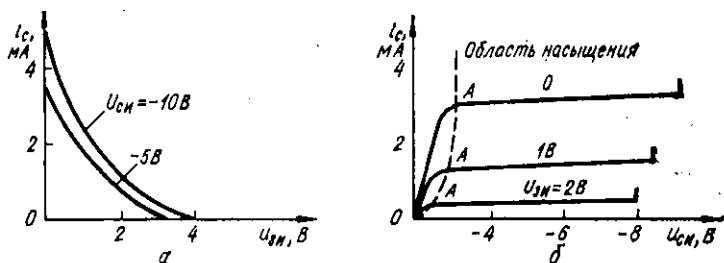


Рис. 5.21. Прходные (а) и выходные (б) вольт-амперные характеристики полевого транзистора.

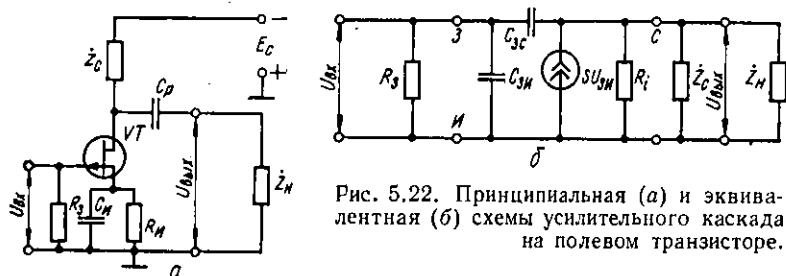


Рис. 5.22. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы усилительного каскада на полевом транзисторе.

Входное сопротивление усилителя $Z_{вх} = R_3$, так как дифференциальное входное сопротивление полевого транзистора очень велико. Выходное сопротивление усилителя

$$Z_{вых} = \frac{R_i Z_C}{R_i + Z_C}. \quad (5.36)$$

5.5. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Виды обратной связи. Как было сказано в п. 5.1, усилитель — это устройство с управляемым элементом, где энергия источника постоянного тока преобразуется в энергию выходного сигнала в соответствии с входным сигналом, программирующим преобразование.

Если преобразование определяется (программируется) не только входным сигналом, но зависит и от значения выходного сигнала, то говорят об усилителе с обратной связью.

В простейшем наиболее наглядном варианте такого устройства (рис. 5.23), когда обратная связь осуществляется через самостоятельный канал (канал обратной связи — β), основной канал называется каналом прямой передачи — K . Здесь $\beta = U_{\beta}/U_{вых}$ — коэффициент передачи цепи обратной связи; $K = U_{вых}/U_{вх}$ — коэффициент усиления усилителя; Z — сопротивление нагрузки. Показанная на рис. 5.23 замкнутая цепь, в которой канал обратной связи может быть разорван, образует внешнюю обратную связь.

Действие обратной связи можно исследовать, сравнив свойства усилителя с обратной связью и без нее (с выведенной обратной

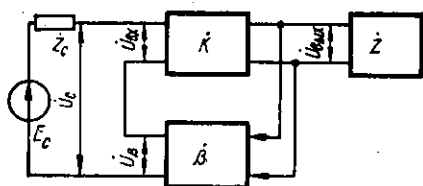


Рис. 5.23. Структурная схема усилителя с обратной связью.

связью), что достигается разными путями (закорачиванием или разрывом того или иного элемента цепи). При этом следует иметь в виду, что отключение некоторых элементов цепи обратной связи, которые могут быть составной частью схемы самого усилителя, может нарушить или осложнить работу

усилителя, так как параметры цепей прямой и обратной передачи сигнала могут быть взаимозависимы.

Естественно, при наличии обратной связи часть выходной мощности поступает на вход усилителя, но абсолютное значение этой мощности не существенно, поскольку количественно обратную связь определяет то, какая часть сигнала (т. е. информации) с выхода усилителя передается на его вход.

Если при обратной связи на выходе усилителя амплитуда увеличивается, то связь называется *положительной*, а если уменьшается, то — *отрицательной*. Помимо внешней возможна и внутренняя обратная связь, когда влияние выхода на преобразование энергии в усилителе проявляется через структуру (физические свойства) самого активного элемента. Полностью устранить такую связь в усилителе невозможно: при ее устранении устраняется и прямая передача сигнала. Примером внутренней положительной обратной связи может быть схема автогенератора на туннельном диоде (см. п. 6.4).

В зависимости от способа подключения входа цепи обратной связи относительно нагрузки внешнюю обратную связь классифицируют либо по напряжению, либо по току. Если вход цепи обратной связи подключен параллельно нагрузке (т. е. напряжение, подаваемое в цепь обратной связи, пропорционально напряжению на нагрузке), то такую обратную связь называют *обратной связью по напряжению*. Если же вход цепи обратной связи включен последовательно с нагрузкой (т. е. напряжение, подаваемое в цепь обратной связи, пропорционально току в нагрузке), то говорят об *обратной связи по току*. Чтобы в конкретной схеме легче было определить, где связь по напряжению, а где по току, можно воспользоваться следующим правилом: *если мысленно закоротить нагрузку, то обратная связь по току останется, а по напряжению исчезнет*.

В зависимости от способа подключения выхода цепи обратной связи относительно входа усилителя и источника сигнала обратная связь бывает *последовательной* (если вход усилителя, выход цепи обратной связи и источник сигнала соединены последовательно) или *параллельной* (если вход усилителя, выход цепи обратной связи и источник сигнала включены параллельно). Так, например, на рис. 5.23 показана последовательная обратная связь по напряжению. Обратная связь может охватывать не только один, но и несколько каскадов усилителя, т. е. подаваться с выхода n -го каскада на вход любого из каскадов n -каскадного усилителя.

Коэффициент усиления усилителя с обратной связью. Считая, что каналы прямой и обратной передачи сигнала в усилителе разделены, определим коэффициент усиления усилителя с обратной связью. Для этого воспользуемся обозначениями, указанными на рис. 5.23.

Коэффициент усиления усилителя по напряжению согласно рис. 5.23 равен

$$K_{св} = \dot{U}_{вых} / \dot{U}_c. \quad (5.37)$$

На вход усилителя поступают напряжения: от источника сигнала ($\dot{U}_c$) и с выхода цепи обратной связи ($\dot{U}_p$), так что суммарное входное напряжение

$$\dot{U}_{вх} = \dot{U}_c + \dot{U}_p. \quad (5.38)$$

Коэффициент усиления усилителя без обратной связи будет

$$K = \dot{U}_{вых} / \dot{U}_{вх}. \quad (5.39)$$

Коэффициент передачи цепи обратной связи равен

$$\beta = \dot{U}_p / \dot{U}_{вых}. \quad (5.40)$$

Подставив в (5.38) значения $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{U}_p$ из (5.39) и (5.40), получим

$$\dot{U}_{вых} K = \dot{U}_c + \beta \dot{U}_{вых},$$

откуда

$$K_{св} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_c} = \frac{K}{1 - \beta K} = \frac{K e^{i\varphi K}}{1 - \beta K e^{i\varphi}}. \quad (5.41)$$

Рассмотрим в (5.41) произведение

$$\beta K = \beta K e^{i\varphi} = \beta e^{i\varphi_p} K e^{i\varphi_K} = \beta K e^{i(\varphi_p + \varphi_K)}. \quad (5.42)$$

В (5.42) угол φ есть сдвиг фаз между напряжением $\dot{U}_p$ на выходе цепи обратной связи и напряжением на входе усилителя $\dot{U}_{вх}$, причем угол φ равен сумме фазовых углов коэффициента усиления и коэффициента передачи цепи обратной связи, т. е. $\varphi = \varphi_K + \varphi_p$.

В случае, когда $\varphi = 0$, обратная связь будет положительной, причем

$$\beta K = \beta K e^{i\varphi} = \beta K. \quad (5.43)$$

Из (5.41) следует, что $K_{св.п} = \frac{K}{1 - \beta K}$. Если $0 < \beta K < 1$, то коэффициент усиления усилителя увеличивается и при $\beta K = 1$ становится равным бесконечности, что физически означает самовозбуждение усилителя.

В случае, когда $\varphi = 180^\circ$, обратная связь будет отрицательной, причем

$$\beta K = \beta K e^{i\varphi} = \beta K (\cos 180^\circ + i \sin 180^\circ) = -\beta K.$$

Из (5.41) следует, что при этом

$$K_{\text{св.отр}} = \frac{K}{1 + \beta K}, \quad (5.44)$$

т. е. при наличии отрицательной обратной связи коэффициент усиления усилителя в $(1 + \beta K)$ раз уменьшается. Величину $(1 + \beta K)$ называют *глубиной обратной связи*.

В общем случае, когда $\varphi \neq 0$ (или 180°), обратная связь будет комплексной, т. е. при определенных условиях и на определенных частотах может быть положительной, либо отрицательной.

Стабилизация коэффициента усиления усилителя с помощью отрицательной обратной связи. Коэффициент усиления усилителя зависит от многих внешних факторов: параметров транзисторов, величины питающих напряжений, температуры окружающей среды и др.

В большинстве случаев для нормальной работы измерительных приборов, содержащих усилительные устройства, требуется постоянство коэффициента усиления усилителя. Стабилизация коэффициента усиления усилителя достигается с помощью достаточно глубокой отрицательной обратной связи. В этом легко убедиться, если, продифференцировав по K (5.44), записать относительные изменения коэффициента усиления усилителя при наличии отрицательной обратной связи $(dK_{\text{св.отр}}/K_{\text{св.отр}})$ и без нее (dK/K) , т. е.

$$\frac{dK_{\text{св.отр}}}{dK} = \frac{1}{(1 + \beta K)^2}; \quad \frac{dK_{\text{св.отр}}}{K_{\text{св.отр}}} = \frac{dK}{K(1 + \beta K)}. \quad (5.45)$$

Из (5.45) следует, что относительное изменение (нестабильность) коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью в $(1 + \beta K)$ раз меньше того же усилителя без обратной связи, т. е. во столько раз, во сколько согласно (5.44) уменьшается коэффициент усиления усилителя при наличии отрицательной обратной связи.

Таким образом, чтобы получить стабильный усилитель с заданным коэффициентом усиления, нужно рассчитать усилитель на заданно большее усиление (увеличить число каскадов) и затем охватить усилитель глубокой межкаскадной отрицательной обратной связью, тем самым уменьшив нестability и коэффициент усиления до заданного.

Эмиттерный и истоковый повторители как схемы с отрицательной обратной связью. Если в усилительном каскаде полупроводниковый триод включить по схеме с общим коллектором (стоком), а нагрузку подключить к цепи эмиттера (истока), то получится схема так называемого *эмиттерного* (рис. 5.42) или *истокового* (рис. 5.25) повторителя. В отличие от усилительного каскада с общим эмиттером (истоком) каскад с общим коллектором (стоком) не меняет полярности передаваемого сигнала, отчего называется он *повторителем*. Если бы напряжение сигнала действовало между базой (затвором) и эмиттером (истоком), а не между базой (затвором) и землей,

то это была бы обычная схема каскада с коллекторной (стоковой) нагрузкой, отличающаяся только порядком включения резистора и источника питания в коллекторную (стоковую) цепь транзистора. При подаче же напряжения сигнала между базой (затвором) и землей все выходное напряжение, приложенное между базой (затвором) и эмиттером (исток), вычитается из входного напряжения. Другими словами, в каскаде имеется 100 %-ная отрицательная обратная связь по напряжению, в чем легко убедиться, если воспользоваться правилом определения вида связи, описанным на с. 150.

На основании (5.44) с учетом того, что при 100 %-ной обратной связи $\beta = 1$, для коэффициента усиления истокового повторителя получаем

$$K_{и} = \frac{K}{1 + K}, \quad (5.46)$$

где K — коэффициент усиления каскада без обратной связи, т. е. каскада со стоковой нагрузкой. Как следует из (5.46), коэффициент усиления истокового повторителя по напряжению меньше единицы.

Подставив, например, значение K из (5.35) в (5.44), получим следующее выражение коэффициента усиления истокового повторителя через крутизну и сопротивления $R_{и}$ и $R_{н}$ (R_i по сравнению с $R_{и}$ и $R_{н}$ пренебрегаем):

$$K_{и} = \frac{S \frac{R_{и} R_{н}}{R_{и} + R_{н}}}{1 + S \frac{R_{и} R_{н}}{R_{и} + R_{н}}}. \quad (5.47)$$

Аналогичное выражение имеет и коэффициент усиления эмиттерного повторителя [$R_{и}$ в (5.47) следует заменить на R_3].

В п. 5.3 отмечалось, что транзистор, включенный по схеме с общим коллектором (стоком), имеет самое большое входное сопротивление, самую малую входную емкость и самое малое выходное сопротивление. Эти его свойства используются в эмиттерных (истоковых) повторителях. Благодаря малой входной емкости и очень малому выходному сопротивлению полоса пропускания их очень большая.

Повторители широко применяют в качестве входных каскадов, где нужно иметь большое входное сопротивление и малую входную емкость, а также в качестве выходных каскадов, если сопротивление нагрузки малое (например, при работе на коаксиальный кабель, нагруженный сопротивлением, равным волновому).

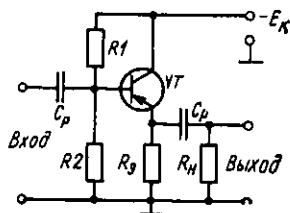


Рис. 5.24. Схема эмиттерного повторителя.

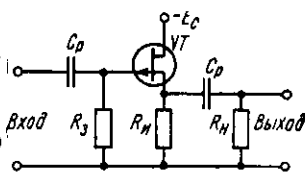


Рис. 5.25. Схема истокового повторителя.

Обладая малым коэффициентом усиления по напряжению, каскад повторителя имеет большой коэффициент усиления по току. Это видно из следующей записи с учетом того, что $R_{вх} \gg R_{н}$:

$$I_{вых} = U_{вых}/R_{н}; \quad I_{вх} = U_{вх}/R_{вх}; \quad K_I = I_{вых}/I_{вх} = K_{н}R_{вх}/R_{н}.$$

5.6. УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

Усилители звуковой частоты служат для усиления сигнала, снимаемого с детектора, и подачи его на регистрирующее устройство. В радиовещательных приемниках, где регистрирующим устройством является громкоговоритель, усилители звуковой частоты подразделяются на *предварительный* усилитель и *оконечный* (мощный) усилитель. В телевизионных приемниках, где нагрузкой для видеосигналов является электронно-лучевая трубка, не потребляющая мощности, мощный усилитель отсутствует и используется только предварительный широкополосный усилитель, который называется *видеоусилителем*.

Предварительный усилитель. Задача предварительного усилителя — обеспечить равномерное в полосе частот усиление сигнала, снимаемого с детектора, до величины, достаточной для возбуждения мощного усилителя, отдающего в нагрузку заданную мощность. Обычно полоса усиливаемых звуковых частот лежит в пределах от $F_{н} = 50 \div 100$ Гц до $F_{в} = 10 \div 15$ кГц.

Ввиду относительно большой протяженности по частотному диапазону звукового сигнала ($F_{в}/F_{н} \gg 1$) в коллекторную часть усилителя в качестве сопротивления нагрузки Z_K включается неизбирательная, аperiодическая цепь, в простейшем случае — обычное активное сопротивление (резистор) R_K . Схема двухкаскадного предварительного усилителя показана на рис. 5.26. Через R_K подается питающее напряжение на коллектор, и на этом же резисторе выделяется напряжение усиленного сигнала. Нагрузкой служат

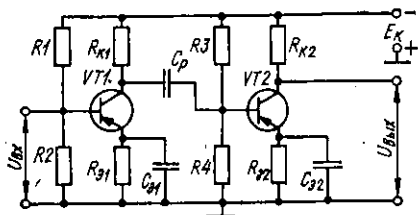


Рис. 5.26. Схема двухкаскадного предварительного усилителя звуковой частоты.

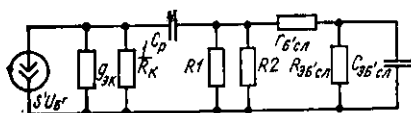


Рис. 5.27. Эквивалентная схема транзисторного усилительного каскада.

входное сопротивление следующего каскада усилителя, которое на нижних и средних частотах можно считать активным, а на верхних — комплексным с емкостной реактивностью. Межкаскадная связь осуществляется через конденсатор C_p , задача которого — пропускать переменный сигнал и задерживать постоянное напряжение с коллектора предыдущего каскада на базу последующего. Назначение остальных элементов схемы описано ранее. Как видно, все элементы схемы аperiодические; поэтому такие усилители часто называют *аperiодическими*.

Из частотной характеристики усилителя звуковой частоты (см. рис. 5.4) следует, что на нижних и верхних частотах коэффициент усиления его уменьшается. Для выяснения причин этого обратимся к эквивалентной схеме усилительного каскада (рис. 5.27) и рассмотрим ее в области нижних, средних и верхних частот. В схеме на рис. 5.27 транзистор представлен как управляемый источник тока $S'U_B$, с проводимостью $g_{ЭК}$. Однако, так как $R_K \ll 1/g_{ЭК}$, то в дальнейшем проводимостью $g_{ЭК}$ пренебрегаем. $r_{Б'с\lambda}$, $R_{ЭБ'с\lambda}$, $C_{ЭБ'с\lambda}$ — параметры транзистора следующего каскада.

Эквивалентные схемы усилительного каскада в области нижних, средних и верхних частот представлены на рис. 5.28, где в схемах *а* и *б*

$$R_{\Sigma} = \frac{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (r_{Б'с\lambda} + r_{ЭБ'с\lambda})}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + r_{Б'с\lambda} + r_{ЭБ'с\lambda}}.$$

Выразим частотную характеристику усилителя через параметры эквивалентной схемы (рис. 5.28, *а*) в области нижних частот, заменив для удобства расчета (согласно принципу взаимного соответствия) источник тока $S'U_B$, источником напряжения $S'U_{Б'RK}$ с внутренним сопротивлением R_K .

Уравнение частотной характеристики есть модуль относительного коэффициента усиления K . Запишем выражение для K на нижних частотах

$$K_{н.ч} = \dot{U}_{\text{вых.н}} / U_{\text{вых.ср}}. \quad (5.48)$$

Для схем на рис. 5.28, *а* и *б* соответственно имеем:

$$\dot{U}_{\text{вых.н}} = \frac{S'U_{Б'RK} R_K R_{\Sigma}}{R_K + R_{\Sigma} - i/\omega C_p};$$

$$U_{\text{вых.ср}} = \frac{S'U_{Б'RK} R_K R_{\Sigma}}{R_K + R_{\Sigma}}.$$

Подставив $\dot{U}_{\text{вых.н}}$ и $\dot{U}_{\text{вых.ср}}$ в (5.48), получим

$$K_{н.ч} = \frac{1}{1 - i \frac{1}{\omega C_p (R_K + R_{\Sigma})}}.$$

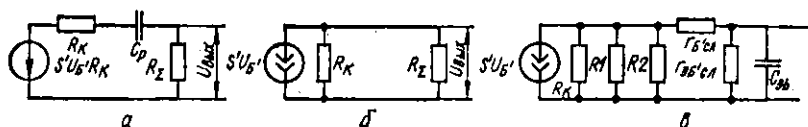


Рис. 5.28. Эквивалентные схемы усилительного каскада в области нижних (*а*), средних (*б*) и верхних (*в*) частот.

Выделив модуль и фазу в последнем выражении, найдем

$$\bar{K}_{н.ч} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{\omega C_p (R_K + R_E)} \right]^2}} e^{i\varphi_{н.ч}(\omega)}, \quad (5.49)$$

где

$$\varphi_{н.ч}(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega C_p (R_K + R_E)} \quad (5.50)$$

уравнение фазовой характеристики усилителя, которая изображена на рис. 5.5.

Модуль (5.49) и есть уравнение частотной характеристики усилителя на нижних частотах

$$K_{н.ч}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{\omega C_p (R_K + R_E)} \right]^2}}. \quad (5.51)$$

Величина, обратная $K_{н.ч}$, характеризует коэффициент частотных искажений усилителя на нижних частотах

$$M_{н.ч} = \frac{1}{K_{н.ч}} = \sqrt{1 + \left[\frac{1}{\omega C_p (R_K + R_E)} \right]^2}. \quad (5.52)$$

Выражение для относительного коэффициента усиления усилителя на верхних частотах (рис. 5.28, в) имеет вид

$$K_{в.ч} = \dot{U}_{в.ч.в} / \dot{U}_{в.ч.ср}. \quad (5.53)$$

Чтобы найти $\dot{U}_{в.ч.в}$, с помощью ряда последовательных операций упростим схему на рис. 5.28, в, заменив сначала три параллельно включенных резистора R_K , R_1 и R_2 одним сопротивлением R ,

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}. \quad (5.54)$$

Затем на основании принципа взаимного соответствия источник тока с внутренним сопротивлением R в схеме на рис. 5.28, в преобразуем в источник напряжения $S'U_{Б'Р}$ (рис. 5.29, а). Суммируем сопротивления R и $r_{Б'сЛ}$ и преобразовываем теперь уже источник напряжения $S'U_{Б'Р}$ с внутренним сопротивлением $R + r_{Б'сЛ}$ в источник тока по такому же принципу (рис. 5.29, б). Заменив параллельное соединение активных сопротивлений в схеме на рис. 5.29, б эквивалентным сопротивлением

$$R_{эв} = \frac{r_{ЭБ'сЛ}(R + r_{Б'сЛ})}{r_{ЭБ'сЛ} + R + r_{Б'сЛ}}, \quad (5.55)$$

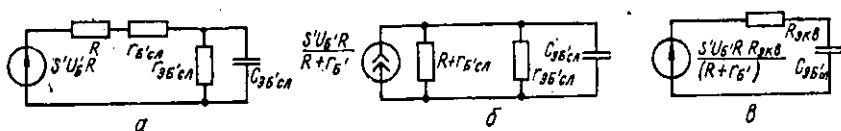


Рис. 5.29. Последовательные преобразования эквивалентной схемы усилительного каскада в области верхних частот.

в последний раз преобразуем источник тока с полученным внутренним сопротивлением $R_{\text{экв}}$ в источник напряжения $U_{\text{экв}} = \frac{S'U_{\text{Б}}RR_{\text{экв}}}{R+r_{\text{Б}}}$ и получим простую схему для расчета $\dot{U}_{\text{вых.в}}$ (рис. 5.29, в). Согласно схеме,

$$\dot{U}_{\text{вых.в}} = \frac{U_{\text{экв}} \left(-i \frac{1}{\omega C_{\text{ЭБ'сЛ}}} \right)}{R_{\text{экв}} - i \frac{1}{\omega C_{\text{ЭБ'сЛ}}}} = \frac{U_{\text{экв}}}{1 + i\omega C_{\text{ЭБ'сЛ}}R_{\text{экв}}} \quad (5.56)$$

На средних частотах $\dot{U}_{\text{вых.ср}} = U_{\text{экв}}$, поскольку сопротивление емкости $C_{\text{ЭБ'}}$ очень большое по сравнению с $R_{\text{экв}}$, и, следовательно, членом $\frac{R_{\text{экв}}}{(i\omega C_{\text{ЭБ'сЛ}})^{-1}}$ в (5.56) можно пренебречь.

Подставив в (5.53) значения $\dot{U}_{\text{вых.в}}$ и $\dot{U}_{\text{вых.ср}}$, окончательно получим

$$K_{\text{в.ч}} = \frac{1}{1 + i\omega C_{\text{ЭБ'сЛ}}R_{\text{экв}}}, \quad (5.57)$$

или

$$K_{\text{в.ч}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_{\text{ЭБ'сЛ}}R_{\text{экв}})^2}} e^{i\varphi_{\text{в.ч}}(\omega)}, \quad (5.58)$$

откуда уравнением частотной характеристики, коэффициентом частотных искажений и уравнением фазовой характеристики усилителя в области верхних частот соответственно будут:

$$K_{\text{в.ч}}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_{\text{ЭБ'сЛ}}R_{\text{экв}})^2}}; \quad (5.59)$$

$$M_{\text{в.ч}} = \frac{1}{K_{\text{в.ч}}} = \sqrt{1 + (\omega C_{\text{ЭБ'сЛ}}R_{\text{экв}})^2}; \quad (5.60)$$

$$\varphi_{\text{в.ч}}(\omega) = -\arctg(\omega C_{\text{ЭБ'сЛ}}R_{\text{экв}}). \quad (5.61)$$

В соответствии с рис. 5.4 $M_{\text{н.ч}} = K_0/K_{\text{н}}$ и $M_{\text{в.ч}} = K_0/K_{\text{в}}$.

Широкополосный усилитель. Чтобы обеспечить усиление сигналов в широкой полосе частот, в таком усилителе необходимо предусмотреть некоторые цепи, позволяющие поднять коэффициент усиления обычного апериодического усилителя на нижних и верхних частотах, скомпенсировав тем самым завал частотной характеристики (см. рис. 5.4) в этих областях. Эти корректирующие цепи могут быть цепями *нижне- и верхнечастотной коррекции*. Кроме них в широкополосных усилителях применяют высокочастотные транзисторы и стараются уменьшить сопротивление в цепи коллектора $R_{\text{К}}$, тем самым уменьшив эквивалентное сопротивление $R_{\text{экв}}$ и коэффициент частотных искажений $M_{\text{в.ч}}$ [см. (5.60)]. Правда, уменьшение $R_{\text{К}}$ приводит к уменьшению коэффициента усиления каскада (см. (5.89)) и, следовательно, для обеспечения требуемого общего коэффициента усиления широкополосного усилителя нужно иметь большее число каскадов.

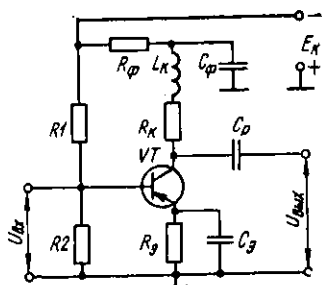


Рис. 5.30. Схема широкополосного усилителя.

Рассмотрим конкретную схему широкополосного усилителя с корректирующими цепями (рис. 5.30). Цепью нижнечастотной коррекции в схеме является цепочка R_{ϕ} , C_{ϕ} . Емкость конденсатора C_{ϕ} подбирается такой, чтобы на средних и верхних частотах сопротивление $1/\omega C_{\phi} < R_{\phi}$ и переменная составляющая коллекторного тока протекала по цепи: эмиттер — коллектор — R_{κ} — L_{κ} — C_{ϕ} — земля — R_{ε} — C_{ε} — эмиттер. Таким образом, резистор R_{ϕ} на средних и верхних частотах на коэффициент усиления усилителя не влияет. На нижних же частотах сопротивление $1/\omega_{\text{н}} C_{\phi}$

становится соизмеримым с R_{ϕ} , вследствие чего часть переменной составляющей коллекторного тока замыкается на землю через резистор R_{ϕ} и источник питания E_{κ} , сопротивление нагрузки в цепи коллектора на нижних частотах увеличивается и коэффициент усиления в этой области частот соответственно подымается. На верхних частотах корректирующим элементом схемы является катушка индуктивности L_{κ} , включенная последовательно с резистором R_{κ} . Величина индуктивности L_{κ} подбирается таким образом, чтобы только на верхних частотах сопротивление $\omega_{\text{в}} L_{\kappa}$ было соизмеримо с R_{κ} и вызывало соответствующее увеличение сопротивления нагрузки и коэффициента усиления усилителя. На средних и нижних частотах сопротивление $\omega L_{\kappa} \ll R_{\kappa}$ на частотную характеристику усилителя не влияет. Правильно подобрав цепочки коррекции R_{ϕ} , C_{ϕ} и L_{κ} , можно обеспечить равномерное усиление усилителя в широкой полосе частот.

Мощные усилители. Основное назначение мощных усилителей — обеспечение в нагрузке заданной мощности при допустимом уровне нелинейных искажений и при максимальном к. п. д. выходной цепи, равно

$$\eta = P_{\sim \text{max}} / P_0, \quad (5.62)$$

где $P_{\sim \text{max}}$ — максимальная колебательная мощность сигнала, отдаваемая каскадом; P_0 — подаваемая в коллекторную цепь мощность питания.

Отличие от резистивного каскада более высокий к. п. д. в трансформаторном каскаде мощного усилителя (рис. 5.31) может быть достигнут за счет:

- 1) большего использования напряжения источника питания, так как падение постоянного напряжения на малом сопротивлении обмотки трансформатора мало и почти все напряжение источника питания прикладывается к коллектору;
- 2) лучшего согласования коллекторной цепи с нагрузкой и обеспечения оптимальной нагрузки для транзистора.

Схема однотактного трансформаторного каскада мощного усилителя показана на рис. 5.31. Трансформатор в коллекторной цепи

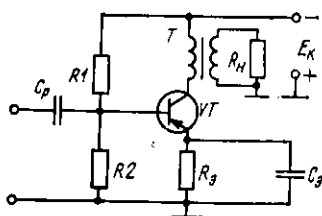


Рис. 5.31. Схема однотактного трансформаторного каскада мощного усилителя.

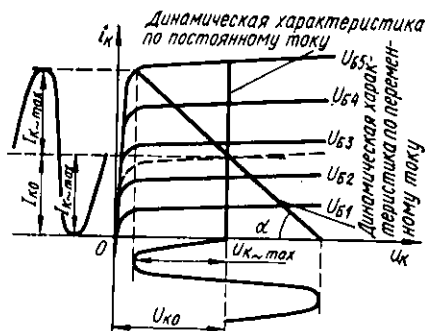


Рис. 5.32. Диаграмма режима работы однотактного трансформаторного каскада мощного усилителя.

транзистора служит для трансформации низкого сопротивления нагрузки (обычно громкоговорителя) в оптимальное сопротивление коллекторной цепи, при котором обеспечивается максимальная колебательная мощность в нагрузке при заданном уровне нелинейных искажений. На рис. 5.32 изображена диаграмма режима работы однотактного трансформаторного каскада мощного усилителя.

Динамическая характеристика по постоянному току почти вертикальная линия, поскольку сопротивление обмотки трансформатора очень мало. Вследствие этого можно считать, что $U_{K0} = E_K$. Динамическая характеристика по переменному току проведена под углом $\alpha = \arctg R_{н\sim}$.

Здесь $R_{н\sim} = R_n/n^2$, где $n = \frac{W_2}{W_1}$ — коэффициент трансформации трансформатора с числом витков первичной обмотки W_1 и вторичной — W_2 .

В оптимальном режиме работы максимальная выходная колебательная мощность и максимальный к. п. д. каскада равны

$$P_{\sim \max} = 0,5 U_{K \sim \max} I_{K \sim \max}; \quad (5.63)$$

$$\eta_{A \max} = \frac{P_{\sim \max}}{P_0} = \frac{0,5 U_{K \sim \max} I_{K \sim \max}}{U_{K0} I_{K0}} = 0,5 (50 \%), \quad (5.64)$$

так как $U_{K \sim \max} \approx U_{K0}$ и $I_{K \sim \max} \approx I_{K0}$. Как видно, максимальный к. п. д. равен 50 %. По этой причине однотактные мощные усилители применяются тогда, когда требуется сравнительно небольшая выходная колебательная мощность.

Двухтактные каскады мощного усиления кроме того, что обеспечивают получение большей выходной мощности при использовании тех же транзисторов, имеют большой к. п. д. и в них более эффективно используется транзистор по сравнению с однотактными усилителями. Схема двухтактного трансформаторного мощного усилителя (рис. 5.33) может работать в режиме А (угол отсечки $\Theta = 180^\circ$), в режиме В ($\Theta = 90^\circ$) и в режиме С ($\Theta < 90^\circ$).

чены по переменному току параллельно нагрузке, и усилитель работает как одноконтный даже при отсутствии или выходе из строя одного из его транзисторов, отдавая в нагрузку в два раза меньшую мощность при удовлетворительном уровне нелинейных искажений.

В отличие от одноконтных двухконтные мощные усилители могут работать также в режиме *B*, обеспечивая при тех же типах транзисторов большую выходную мощность и более высокий к. п. д. Схема усилителя (рис. 5.33) остается той же, но стабилизирующий резистор R_{Σ} в этом случае следует закоротить. В режиме *B* угол отсечки $\Theta = 90^\circ$, а диаграмма работы усилителя в этом режиме показана на рис. 5.34.

Из рисунка видно, что выходная мощность отдается в нагрузку транзисторами поочередно: во время одного полупериода работает первый транзистор, во время другого полупериода — второй. При работе в данном режиме к усилителю можно подвести большее напряжение раскачки и более эффективно использовать каждый транзистор, чем при работе в режиме *A*. Как видно из диаграммы, в случае выхода из строя одного из транзисторов (режим *B*) работа усилителя нарушается, так как усиливаться будет только половина периода колебаний (большой уровень нелинейных искажений).

Максимальная колебательная мощность в режиме *B*, отдаваемая усилителем за период, равна

$$P_{\sim \max} = 0,5 I_{K \sim \max} U_{K \sim \max}.$$

Среднее значение тока, потребляемое за период, при $\Theta = 90^\circ$ равно

$$I_{cp} = 2 I_{K \sim \max} / \pi.$$

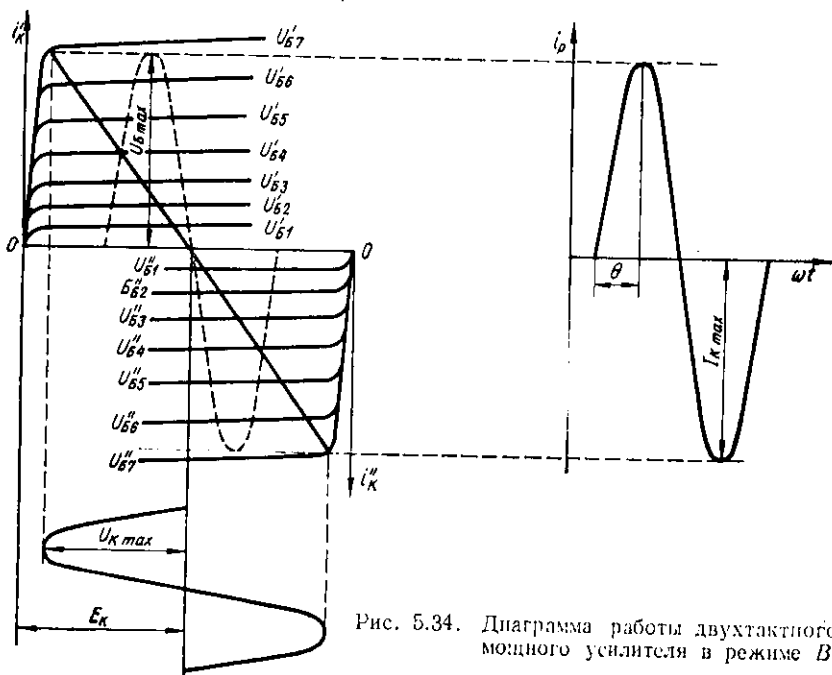


Рис. 5.34. Диаграмма работы двухконтного мощного усилителя в режиме *B*.

Потребляемая мощность

$$P_0 = 2I_{K \sim \max} E_K / \pi.$$

Максимальный к. п. д. усилителя в данном режиме

$$\eta_{B \max} = \frac{P_{\sim \max}}{P_0} = \frac{\pi}{4} \frac{U_{K \sim \max}}{E_K}. \quad (5.66)$$

Так как при максимальной выходной колебательной мощности $U_{K \sim \max} \approx E_K$, то $\eta_{B \max} = \pi/4 = 0,785$ (78,5 %).
В режиме А, как было показано выше, $\eta_{A \max} = 50$ %.

5.7. УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ

Усилители радиочастоты предназначены для усиления высокочастотных модулированных колебаний, характеризующихся сравнительно большой сосредоточенностью по спектру. Помимо усиления эти усилители должны обеспечивать и частотную избирательность.

Исходя из сказанного, а также учитывая характер усиливаемого сигнала, в качестве сопротивления Z_K (см. рис. 5.18) в коллекторной цепи усилителя радиочастоты используются частотно-избирательные элементы: одиночные или связанные контуры либо твердотельные пьезоэлектрические резонаторы. Частотная характеристика такого усилителя определяется амплитудно-частотной характеристикой частотно-избирательного элемента. Если в качестве последнего используется одиночный перестраиваемый колебательный контур (резонатор), то усилитель радиочастоты обычно называют *резонансным*. Резонансные усилители в приемниках супергетеродинного типа предшествуют преобразователю частоты и усиливают на несущей частоте сигнал, поступающий с антенны без изменения его спектра. Такие усилители позволяют осуществлять настройку приемника на любую рабочую частоту.

При использовании в качестве частотно-избирательного элемента неперестраиваемых связанных контуров или твердотельных пьезоэлектрических резонаторов с акустической либо электрической связью (полосовые фильтры) усилители радиочастоты называются *полосовыми*, или *усилителями промежуточной частоты*. В супергетеродинном приемнике полосовые усилители размещаются после преобразователя частоты и обеспечивают усиление сигнала на промежуточной частоте, полученной в результате преобразования, без изменения спектральной характеристики сигнала.

Резонансные усилители. Основные требования, которым должен удовлетворять резонансный усилитель, следующие: за счет уменьшения собственных шумов снизить коэффициент шума приемника и благодаря этому повысить его чувствительность; осуществить избирательность по зеркальной станции (см. п. 8.5) и усилить сигнал принимаемой станции.

Схемы резонансных усилителей на биполярных транзисторах показаны на рис. 5.35, а—в. Из-за сравнительно малых значений выходных и входных сопротивлений биполярных транзисторов используется неполное подключение контура как к коллекторной

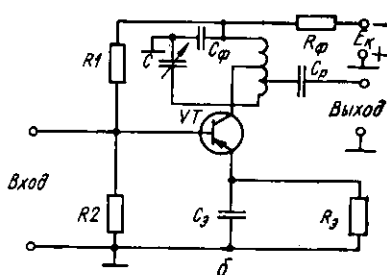
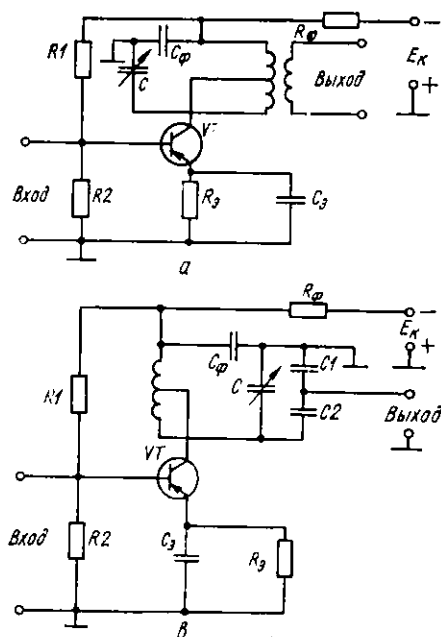


Рис. 5.35. Схемы резонансных усилителей на биполярных транзисторах с трансформаторным (а), автотрансформаторным (б) и емкостным (в) подключениями ко входу следующего каскада приемника.

цепи, так и ко входу следующего каскада приемника (применяются рассмотренные в гл. 3 контуры второго и третьего видов). Цепочка R_F, C_F образует фильтр высокой частоты (устраняет попадание высокой частоты в источник питания). Назначение остальных элементов схемы — такое же, как и в схеме на рис. 5.18.

На рис. 5.36 изображена схема электрически перестраиваемого резонансного усилителя на полевом транзисторе с паразитическим пьезокерамическим резонатором (ПЭР), используемым как частотно-избирательный элемент. Так как ПЭР имеет очень большое сопротивление по постоянному току, то напряжение питания на сток подается через резистор R_C , а ПЭР по высокой частоте включен параллельно резистору R_C . По частоте ПЭР перестраивается под действием управляющего постоянного напряжения, которое подается на ПЭР с потенциометра R_2 через резисторы R_1 и R_3 . R_F, C_F — развязывающий фильтр. Конденсаторы C_p служат для развязки цепей по постоянному и переменному токам. Назначение остальных элементов схемы — такое же, как и в схемах усилителей на полевых транзисторах. Данная схе-

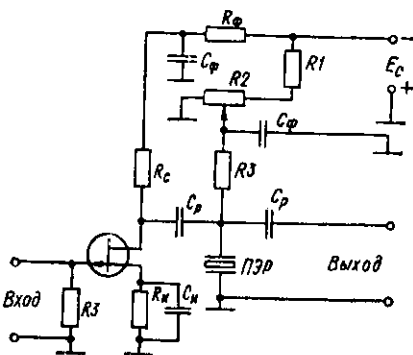


Рис. 5.36. Схема электрически перестраиваемого резонансного усилителя на полевом транзисторе с паразитическим пьезокерамическим резонатором.

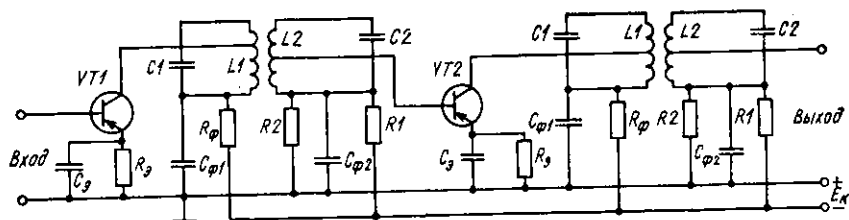


Рис. 5.37. Схема двухкаскадного полосового усилителя с индуктивно-связанными контурами.

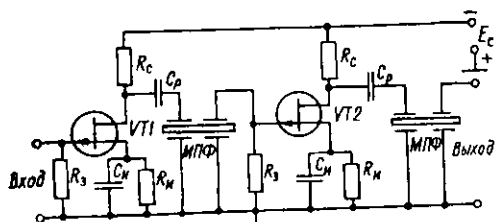


Рис. 5.38. Схема двухкаскадного полосового усилителя на полевых транзисторах с МПФ.

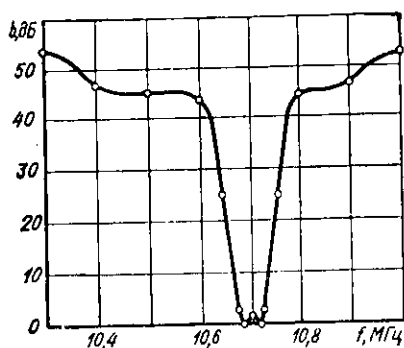


Рис. 5.39. Амплитудно-частотная характеристика двухкаскадного полосового усилителя, схема которого изображена на рис. 5.38.

ма может иметь пленочное интегральное исполнение.

Полосовые усилители. В полосовых усилителях происходит основное усиление высокочастотного сигнала на промежуточной частоте до величины, необходимой для нормальной работы детектора. Кроме того, полосовой усилитель должен обеспечить хорошую избирательность по соседней станции при минимальном уровне частотных искажений. С этой точки зрения амплитудно-частотная характеристика полосового усилителя должна иметь прямоугольную форму и наилучшее приближение к ней получается при включении полосового фильтра в цепь коллектора (стока).

На рис. 5.37 показана схема двухкаскадного полосового усилителя с индуктивно-связанными контурами, используемыми в качестве полосовых фильтров. Для согласования с транзисторами применено неполное включение контуров. R_{ϕ} , $C_{\phi 1}$ — фильтр высокой частоты; R_1 , R_2 — делитель для подачи смещения на базу транзистора; $C_{\phi 2}$ — конденсатор фильтра, устраняющий падение напряжения высокой частоты на резисторе R_2 .

На рис. 5.38 показана схема двухкаскадного полосового усилителя на полевых транзисторах с использованием в качестве полосовых фильтров монолитных пьезоэлектрических фильтров (МПФ). По аналогии со схемой резонансного усилителя с *ИЭР* (рис. 5.36)

общего n -й узел, можно из неопределенной матрицы проводимостей (5.70) получить *определенную* (или *укороченную*) матрицу, соответствующую системе независимых узловых уравнений. Для этого в неопределенной матрице проводимостей (5.70) нужно вычеркнуть строку и столбец, соответствующие общему, т. е. n -му узлу.

При составлении укороченной матрицы строка и столбец, соответствующие общему (заземленному) узлу, не записываются. Общий узел с любым из других узлов образует как бы независимый вход, на котором можно измерить ток и напряжение. Такая система независимых входов называется *звездной*, или *канонической*. Можно выразить все функции цепи через проводимости матрицы. Так, входное (выходное) сопротивление для a -го входа (выхода) выражается формулой

$$Z_{вх(вых)} = \dot{Z}_{aa} = 1/\dot{Y}_{aa} = \dot{U}_a/\dot{I}_a = \Delta_{aa}'/\Delta. \quad (5.72)$$

Передаточные функции, связывающие переменные на a -м и b -м входах, выражаются так:

$$Z_{ba} = 1/\dot{Y}_{ab} = \dot{U}_b/\dot{I}_a = \Delta_{ab}'/\Delta; \quad (5.73)$$

$$K_{aba} = \dot{U}_b/\dot{U}_a = \Delta_{ab}'/\Delta_{aa}'; \quad (5.74)$$

$$K_{iba} = \frac{I_b}{I_a} = -\frac{U_b Y_n}{U_a \dot{Y}_{вх}} = -K_{aba} \frac{Z_{вх}}{\dot{Z}_{н}} = -\frac{\Delta_{ab}}{\dot{Z}_{н} \Delta}, \quad (5.75)$$

где Z_{ba} — сопротивление между узлами b и a ; K_{aba} — коэффициент передачи (усиления) напряжения; K_{iba} — коэффициент передачи (усиления) тока; $\dot{Y}_n$ — проводимость нагрузки, подключенной к b -му узлу.

Как видно, входные и передаточные функции цепи выражаются через определители и алгебраические дополнения матрицы проводимостей.

Алгебраические дополнения

$$\Delta_{ab} = (-1)^{a+b} M_{ab}, \quad (5.76)$$

где M_{ab} называется *минором матрицы*, получаются из определителя вычеркиванием a -й строки и b -го столбца. Алгебраические дополнения Δ_{aa} получаются вычеркиванием в определителе a -й строки и a -го столбца

$$\Delta_{aa} = (-1)^a \cdot {}^a M_{aa}. \quad (5.77)$$

Матрицу проводимостей любой сложной цепи (схемы) составляют в следующем порядке:

1) обозначают и нумеруют узлы данной цепи (схемы), причем входному узлу приписывают № 1;

2) в качестве общего выбирают один из узлов данной цепи (схемы), как правило тот, где сходится больше всего ветвей, например заземленный корпус прибора;

3) в соответствии с нумерацией узлов (общий узел исключается) нумеруют клеточки матрицы по горизонтали и вертикали; при принятой системе обозначений положительных направлений токов

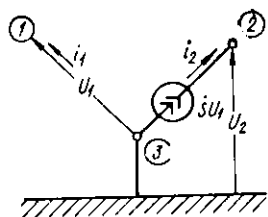


Рис. 5.41. Схема зависимого источника тока с заземленным полюсом.

и напряжений в диагональные клеточки матрицы (т. е. лежащие на пересечении строки и столбца с одним номером) вписывают проводимости всех обратимых ветвей, соединенных с узлом, номер которого совпадает с номером данной диагональной клеточки;

4) в недиагональные клеточки матрицы, лежащие на пересечении a -й строки и b -го узла, вписывают обратным знаком проводимости обратимых ветвей¹, соединяющих данные узлы;

5) при наличии в схеме необратимых компонент, например транзисторов, составляют матрицу проводимостей транзистора (5.81) на основании Π -образной эквивалентной схемы (см. рис. 5.14, б); согласно принципу суперпозиции эту матрицу вписывают в общую матрицу схемы в соответствии с узлами, к которым присоединен транзистор. Гораздо удобнее, однако, зависимый источник тока в Π -образной эквивалентной схеме транзистора заменить графом (см. рис. 5.43); тогда проводимость ветви графа, направленной из узла a в узел b , должна быть записана в матрице в клеточку, лежащую на пересечении b -й строки и a -го столбца.

Рассмотрим, как составляются матрица проводимостей зависимого источника тока и его граф, а также, как зависимый источник тока в Π -образной эквивалентной схеме замещения транзистора (рис. 5.14, б) заменяется графом. Затем по приведенным выше правилам запишем матрицу проводимостей транзистора.

Схема зависимого источника тока с заземленным полюсом 3 изображена на рис. 5.41. Связь между токами и напряжениями для данной схемы выразим в виде системы уравнений линейного проходного четырехполюсника:

$$\begin{cases} i_1 = Y_{11}u_1 + Y_{12}u_2; \\ i_2 = Y_{21}u_1 + Y_{22}u_2. \end{cases} \quad (5.78)$$

Определим по приведенным выше правилам коэффициенты четырехполюсника:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{11} &= I_1/\dot{U}_1|_{\dot{U}_2=0} = 0; \quad \dot{Y}_{12} = I_1/\dot{U}_2|_{\dot{U}_1=0} = 0; \\ \dot{Y}_{21} &= \dot{I}_2/\dot{U}_1|_{\dot{U}_2=0} = S\dot{U}_1/\dot{U}_1 = S; \\ \dot{Y}_{22} &= \dot{I}_2/\dot{U}_2|_{\dot{U}_1=0} = S\dot{U}_1/\dot{U}_2 = 0, \dot{U}_2 = 0. \end{aligned}$$

Запишем укороченную матрицу проводимостей зависимого источника с заземленным полюсом 3.

$$\begin{array}{c|cc} & 1 & 2 \\ \hline 1 & 0 & 0 \\ \hline 2 & S & 0 \end{array} \quad (5.79)$$

¹ Обратимая ветвь содержит пассивные обратимые элементы.

Полную неопределенную матрицу незаземленного зависимого источника тока (если отземлить полюс 3 на рис. 5.41) можно записать, используя правила определения коэффициентов многополюсника (5.68). Однако можно воспользоваться свойствами неопределенной матрицы (5.71) и дополнить укороченную матрицу (5.79) до полной (неопределенной) матрицы зависимого источника тока

	1	2	3
1	0	0	0
2	$\dot{S}$	0	$-\dot{S}$
3	$-\dot{S}$	0	$\dot{S}$

(5.80)

По (5.80) нарисуем граф незаземленного зависимого источника тока (рис. 5.42), соблюдая правило: проводимость ветви графа, лежащая на пересечении b -й строки и a -го столбца, должна соответствовать проводимости ветви графа, направленной из узла a в узел b .

Граф зависимого источника тока обладает свойствами: при заземлении одного из полюсов ветви графа, входящие и выходящие из заземленного узла, выпадают.

Изобразим теперь П-образную эквивалентную схему транзистора, заменив зависимый источник тока графом (рис. 5.43). Обозначим узлы на схеме и в соответствии с приведенными выше правилами составим полную матрицу проводимостей транзистора

	1	2	3
1	$\dot{Y}_1 + \dot{Y}_3$	$-\dot{Y}_3$	$-\dot{Y}_1$
2	$-\dot{Y}_3 + \dot{S}$	$\dot{Y}_3 + \dot{Y}_2$	$-\dot{Y}_2 - \dot{S}$
3	$-\dot{Y}_1 - \dot{S}$	$-\dot{Y}_2$	$\dot{Y}_1 + \dot{Y}_2 + \dot{S}$

(5.81)

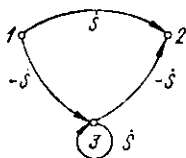


Рис. 5.42. Граф незаземленного источника тока.

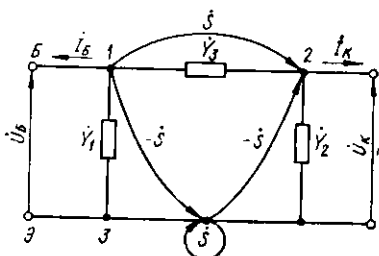


Рис. 5.43. П-образная эквивалентная схема замещения транзистора, в которой зависимый источник тока заменен графом.

Учитывая, что для схемы с общим эмиттером согласно (5.26)

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= Y_{ЭБ} \approx Y_{11}; \\ Y_2 &= Y_{ЭК} \approx Y_{22}; \\ Y_3 &= Y_{БК} \approx -Y_{12}; \end{aligned} \right\} \quad (5.82)$$

при составлении общей матрицы сложной схемы по приведенным выше правилам можно сразу вписывать в соответствующие клетки матрицы все проводимости (включая проводимости ветвей графа) из принципиальной электрической схемы без составления эквивалентной схемы транзистора. Для удобства с этой целью на рис. 5.18 штриховой линией изображены ветви графа зависимого источника тока.

5.9. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЯ

Составим матрицу проводимостей для общей схемы транзисторного усилителя. В усилителях низкой частоты сопротивления $Z_K = R_K$ и $Z_H = R_H$, т. е. в полосе усиливаемых частот чисто активные. В усилителях высокой частоты, когда в качестве сопротивлений Z_K и Z_H используются колебательные контуры или пьезоэлектрические резонаторы, Z_K и Z_H активны только на резонансных частотах, а на остальных — комплексные. Расчет ведем на частотах, на которых влияние емкостей транзистора не сказывается. При составлении матрицы строку и столбец, соответствующие заземленному узлу, не заполняют. Вычеркивают также ветви графа зависимого источника тока, относящиеся к заземленному узлу. Матрица проводимостей усилительного каскада низкой частоты (см. рис. 5.18) с учетом (5.82) имеет вид

$$\begin{array}{c} \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \\ \begin{array}{|c|c|} \hline \begin{array}{c} 1 \\ \hline 2 \end{array} & \begin{array}{c} \frac{1}{R_I} + \frac{1}{R_2} + Y_{БЭ} + Y_{БК} \\ \hline -Y_{БК} + S \end{array} & \begin{array}{c} -Y_{БК} \\ \hline \frac{1}{Z_K} + Y_{ЭК} + Y_{БК} + \frac{1}{Z_H} \end{array} \\ \hline \end{array} \end{array} \quad (5.83)$$

или

$$\begin{array}{c} \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|} \hline 2 \\ \hline \end{array} \\ \begin{array}{|c|c|} \hline \begin{array}{c} 1 \\ \hline 2 \end{array} & \begin{array}{c} \frac{1}{R_I} + \frac{1}{R_2} + Y_{11} - Y_{12} \\ \hline Y_{12} + S \end{array} & \begin{array}{c} Y_{12} \\ \hline \frac{1}{Z_K} + Y_{22} - Y_{12} + \frac{1}{Z_H} \end{array} \\ \hline \end{array} \end{array} \quad (5.84)$$

Используя матрицу проводимостей (5.83) или (5.84) и соотношения (5.73) — (5.75), определим следующие параметры усилителя: 1) входное сопротивление; 2) коэффициент усиления по напряжению; 3) коэффициент усиления по току.

Входное сопротивление определяется выражением

$$\begin{aligned} Z_{\text{вх.ус}} &= \frac{\Delta_{11}}{\Delta} = \\ &= \frac{\frac{1}{Z_K} + Y_{\text{ЭК}} + Y_{\text{БК}} + \frac{1}{Z_H}}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + Y_{\text{БЭ}} + Y_{\text{БК}}\right)\left(\frac{1}{Z_K} + Y_{\text{ЭК}} + Y_{\text{БК}} + \frac{1}{Z_H}\right) + (S - Y_{\text{БК}}) Y_{\text{БК}}} = \\ &= \frac{1}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + Y_{\text{БЭ}} + Y_{\text{БК}}\right) + \frac{(S - Y_{\text{БК}}) Y_{\text{БК}}}{\frac{1}{Z_K} + Y_{\text{ЭК}} + Y_{\text{БК}} + \frac{1}{Z_H}}} \end{aligned}$$

Для случая $Z_K = Z_K$ и $Z_H = Z_H$, поскольку $(S - Y_{\text{БК}}) Y_{\text{БК}} \ll \frac{1}{Z_K} + Y_{\text{ЭК}} + Y_{\text{БК}} + \frac{1}{Z_H}$ и $Y_{\text{БЭ}} \gg Y_{\text{БК}}$, вторым слагаемым в знаменателе и $Y_{\text{БК}}$ в первом слагаемом можно пренебречь. Тогда

$$Z_{\text{вх.ус}} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + Y_{\text{БЭ}}} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + Y_{11}}. \quad (5.85)$$

Выразим $Z_{\text{вх.ус}}$ через параметры физических эквивалентных схем замещения транзистора (рис. 5.16) в области средних и нижних частот, где значения емкостей схем еще не сказываются. Для этого подставим в (5.85) значение Y_{11} согласно (5.29)

$$Z_{\text{вх.ус}} = Z_{\text{вх.ус}} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{g_{\text{ЭБ}}}{1 + g_{\text{ЭБ}}/g_{\text{Б}}}}. \quad (5.86)$$

После подставим в (5.86) значения $g_{\text{ЭБ}}$ из (5.28) получим

$$Z_{\text{вх.ус}} = R_{\text{вх.ус}} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{\text{Э}}(1 + \beta) + r_{\text{Б}}}}, \quad (5.87)$$

где

$$r_{\text{Э}}(1 + \beta) + r_{\text{Б}} = R_{\text{вх.тр}} = Z_{\text{вх.тр}} = 1/Y_{11} = 1/Y_{\text{ЭБ}} \quad (5.88)$$

входное сопротивление транзистора в области средних и нижних частот.

Коэффициент усиления по напряжению определяется выражением

$$K_{u21} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11}} = - \frac{S - Y_{\text{БК}}}{\frac{1}{Z_K} + Y_{\text{ЭК}} + Y_{\text{БК}} + \frac{1}{Z_H}}.$$

Так как $S \gg Y_{\text{БК}}$, а $\frac{1}{Z_K} + \frac{1}{Z_H} \gg Y_{\text{БК}} + Y_{\text{ЭК}}$, то

$$K_{u21} = - \frac{S}{\frac{1}{Z_K} + \frac{1}{Z_H}}, \quad (5.89)$$

где знак «минус» указывает на поворот фазы коллекторного напряжения на 180° . Коэффициент усиления по напряжению можно выразить также через параметры физических эквивалентных схем замещения транзистора (рис. 5.16) в области средних и нижних частот. Для этого, подставив в (5.89) значение S из (5.29), получим выражение K_{u21} через параметры гибридной физической схемы (рис. 5.16, а)

$$K_{u21} = - \frac{S'}{\left(\frac{1}{Z_K} + \frac{1}{Z_H}\right) \left(1 + \frac{g_{ЭБ'}}{g_B}\right)}. \quad (5.90)$$

Подставив же в (5.90) значения $g_{ЭБ'}$ и S' из (5.28), получим выражение K_{u21} через параметры Т-образной физической схемы (рис. 5.16, б)

$$\begin{aligned} K_{u21} &= - \frac{\beta}{(1 + \beta) r_{Э} \left[1 + \frac{r_B}{r_{Э} (1 + \beta)} \right] \left(\frac{1}{Z_K} + \frac{1}{Z_H} \right)} = \\ &= - \frac{\beta}{R_{вх.тр} \left(\frac{1}{Z_K} + \frac{1}{Z_H} \right)}. \end{aligned} \quad (5.91)$$

Из сравнения (5.89) и (5.91) видно, что

$$S = \beta R_{вх.тр}. \quad (5.92)$$

Коэффициент усиления по току. При определении коэффициента усиления по току будем считать, что параллельно входу усилителя (I) включен генератор тока I_c с параллельным сопротивлением R_c . Тогда в клеточке (1,1) матрицы (5.83) нужно добавить еще проводимость $1/R_c$.

Согласно (5.75) имеем:

$$\begin{aligned} K_{I21} &= - \frac{Y_H \Delta_{12}}{\Delta} = \\ &= - \frac{Y_H (S - Y_{БК})}{\left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + Y_{ЭБ} + Y_{БК} \right) \left(\frac{1}{Z_K} + \frac{1}{Z_H} + Y_{ЭК} + Y_{БК} \right) + (S - Y_{БК}) Y_{БК}} = \\ &= - \frac{Y_H (S - Y_{БК})}{\left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + Y_{ЭБ} \right) \left(\frac{1}{Z_K} + \frac{1}{Z_H} \right)}. \end{aligned}$$

Проводимостями $Y_{БК}$ и $Y_{ЭК}$, а также вторым слагаемым в знаменателе по сравнению с другими величинами можно пренебречь.

Тогда в области средних и нижних частот

$$K_{I21} = - \frac{S/Z_H}{\left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{вх.тр}} \right) \left(\frac{1}{Z_K} + \frac{1}{Z_H} \right)}, \quad (5.93)$$

а с учетом (5.92)

$$K_{i21} = - \frac{\beta / Z_{\text{н.тр}} R_{\text{вх.тр}}}{\left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_1} + \frac{6}{R_2} + \frac{1}{R_{\text{вх.тр}}} \right) \left(\frac{1}{Z_K} + \frac{1}{Z_{\text{н}}} \right)}. \quad (5.94)$$

5.10. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ЛИНЕЙНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

Классификация аналоговых интегральных микросхем. Благодаря развитию технологии производства и методов проектирования интегральных микросхем увеличилась номенклатура и расширились возможности технического применения микросхем. Решающими с точки зрения улучшения ряда показателей интегральных микросхем оказались следующие факторы:

а) создание полупроводниковых и диэлектрических структур с высокими пробивными напряжениями;

б) возможность интегрального исполнения высокочастотных транзисторов и получения на единой подложке транзисторов с различной проводимостью;

в) возможность получения в едином технологическом процессе *RLC*-структур с распределенными параметрами;

г) хорошее согласование номиналов различных элементов, выполняемых на единой монокристаллической подложке, и одинаковые температурные свойства монокристаллических элементов.

В процессе совершенствования также методов проектирования и прогнозирования интегральных микросхем с упором на машинное проектирование получен ряд новых интегральных микросхем с заданными параметрами, надежностью, идентичностью и габаритными размерами, меньшими по сравнению с аналогичными схемами, выполненными на дискретных элементах. Стоимость линейных интегральных микросхем оказалась ниже стоимости аналогичных схем на дискретных элементах.

Все это способствовало широкому внедрению интегральных микросхем в радиоэлектронику. По специфике основных решаемых задач аналоговые интегральные микросхемы можно классифицировать на следующие виды: операционные усилители; микросхемы, осуществляющие высокочастотные преобразования аналоговых сигналов (компараторы, перемножители, преобразователи аналог — код, код — аналог, регуляторы и повторители уровня); микросхемы, в которых требуется решать проблемы отвода тепла (каскады блоков питания оконечных усилителей, передающих устройств); микросхемы, предназначенные для усиления и преобразования радиотехнических сигналов в аппаратуре устройств связи.

Как следует из классификации, большинство аналоговых интегральных микросхем содержит в своей основе ту или иную разновидность усилителя, работающего в линейном режиме (кроме частотно-преобразовательных схем). Такие усилители называются *линейными интегральными усилителями*. Рассмотрим некоторые разновидности их.

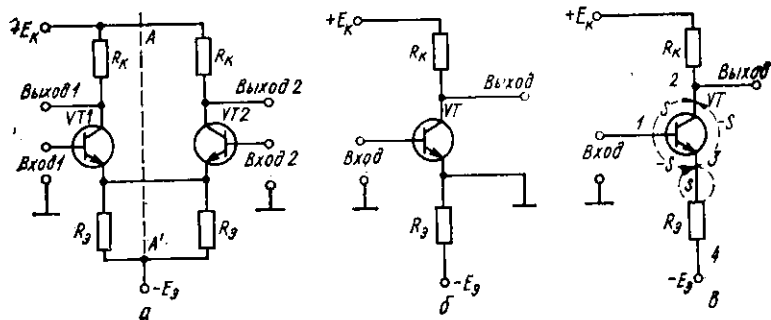


Рис. 5.44. Схема дифференциального усилителя (а) и эквивалентные ее полусхемы при подаче на оба входа противофазных (б) и синфазных (в) сигналов.

Дифференциальные усилители. Дифференциальный усилитель предназначен для усиления разности двух сигналов и представляет собой балансную симметричную схему (рис. 5.44, а). Для выделения симметричных частей схемы с целью дальнейшего их анализа резистор в цепи эмиттеров разделен на два параллельно соединенных резистора R_3 , причем пунктирной линией AA' показана ось симметрии схемы.

Реализация дифференциальных усилителей в виде монолитных интегральных микросхем позволяет значительно улучшить характеристики данного типа усилителей благодаря идентичности и согласованию номиналов микросхем, а также одинаковых температурных свойств этих элементов.

Отличительным свойством дифференциального усилителя является большое усиление по напряжению разностных (противофазных) сигналов, приложенных к его входам, и малое усиление синфазных сигналов, общих для обоих входов. В результате этого полезные дифференциальные сигналы усиливаются без влияния синфазных помех, т. е. синфазные помехи как бы подавляются на фоне усиленного дифференциального сигнала.

Проанализируем это свойство. Для этого, пользуясь симметрией схемы, разделим ее по линии симметрии AA' (рис. 5.44, а) на две части, каждая из которых является зеркальным отображением другой. Рассмотрим в отдельности два случая.

Первый случай — когда на два входа схемы поданы противофазные сигналы, т. е. $u_1 = -u_2 = u_c$. В этом случае падения переменных напряжений на резисторе R_3 каждого каскада будут равны по величине (при идентичности транзисторов и номиналов элементов) и противоположны по фазе. Следовательно, по переменному току эмиттер будет иметь нулевой потенциал, и его можно считать заземленным. При этом эквивалентная схема одной половины усилителя имеет вид, показанный на рис. 5.44, б. Коэффициент усиления по напряжению этой схемы равен коэффициенту усиления обычного усилительного каскада с общим эмиттером и в данном случае определяется по формуле

$$K_{uc} = -SR_K. \quad (5.95)$$

Второй случай — когда на оба входа схемы поданы синфазные сигналы (помехи), т. е. $u_1 = u_2 = u_{\text{п}}$.

Эквивалентная схема одной половины усилителя в этом случае имеет вид, показанный на рис. 5.44, в. Проанализируем ее с помощью матричного метода, обозначив узлы на схеме так, как указано на рис. 5.44, в. Составим матрицу проводимостей для данной схемы

	1	2	3
1	$Y_{\text{БЭ}} + Y_{\text{БК}}$	$-Y_{\text{БК}}$	$-Y_{\text{БЭ}}$
2	$-Y_{\text{БК}} + S$	$\frac{1}{R_{\text{К}}} + Y_{\text{БК}} + Y_{\text{ЭК}}$	$-Y_{\text{ЭК}} - S$
3	$-Y_{\text{БЭ}} - S$	$-Y_{\text{ЭК}}$	$Y_{\text{БЭ}} + Y_{\text{ЭК}} + S + \frac{1}{R_{\text{Э}}}$

(5.96)

и по ней, используя (5.74), определим коэффициент усиления схемы (соответствующими междуэлектродными проводимостями транзистора по сравнению с проводимостями $1/R_{\text{Э}}$ и $1/R_{\text{К}}$ пренебрегаем)

$$K_{u\text{п}} = K_{u21} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11}} = - \frac{S(S + 1/R_{\text{Э}}) - S^2}{(S + 1/R_{\text{Э}})/R_{\text{К}}} =$$

$$= - \frac{SR_{\text{К}}}{R_{\text{Э}}(S + 1/R_{\text{Э}})} = - \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{Э}} + 1/S} \quad (5.97)$$

При большой величине сопротивления резистора $R_{\text{Э}}$ усиление каскада очень мало. Выполнение высокоомного резистора $R_{\text{Э}}$ методами полупроводниковой технологии увеличивает площадь подложки интегральной микросхемы и рассеиваемую на резисторе мощность. Поэтому в дифференциальных усилителях, выпускаемых в виде интегральных микросхем, часто используется транзисторная схема источника тока для питания эмиттерных цепей транзисторов $VT1$ и $VT2$ (рис. 5.45). Для ограниченных амплитуд сигналов транзистор $VT3$ в данной схеме эквивалентен резистору с высоким сопротивлением (сотни килоом), в то время как потребление мощности от источника питания соответствует мощности, потребляемой транзистором в активном режиме, когда сопротивление его составляет единицы килоом. Дiode D служит для температурной компенсации изменений напряжения база — эмиттер транзистора $VT3$.

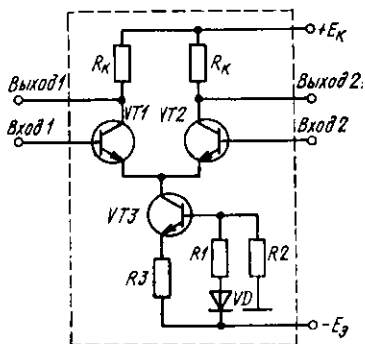


Рис. 5.45. Питание эмиттерных цепей дифференциального усилителя с помощью транзисторной схемы источника тока.

Разброс параметров транзисторов в дифференциальном усилителе приводит к появлению некоторого *напряжения смещения* $U_{см}$, определяемого разностью напряжений база — эмиттер обоих транзисторов:

$$U_{см} = U_{БЭ1} - U_{БЭ2}, \quad (5.98)$$

при которых разностное напряжение на выходе усилителя равно нулю.

Обозначив разностное выходное напряжение через U_p , можно записать

$$U_p = 0 = -I_{K1}R_{K1} + I_{K2}R_{K2}, \quad (5.99)$$

откуда видно, что напряжение смещения обеспечивает равенство коллекторных токов транзисторов, если $R_{K1} = R_{K2}$. Равенство сопротивлений резисторов в коллекторных цепях усилителя хорошо обеспечивается при монолитной интегральной технологии. Напряжения база — эмиттер $U_{БЭ1}$ и $U_{БЭ2}$ в (5.98) определяются при одинаковых токах коллекторов. Отбирая транзисторы по малой разности прямых падений напряжений на переходах эмиттер — база, можно получить напряжение смещения порядка 1 мВ. Единство технологического процесса производства транзисторов при монолитном интегральном исполнении усилителей обеспечивает согласование такого же порядка.

Рассмотрим те факторы, которые влияют на изменение напряжения смещения и, следовательно, на разбаланс схемы. Как известно, ток эмиттера выражается формулой

$$I_E = I_S (e^{U_{ЭБ}/k_B T} - 1), \quad (5.100)$$

где I_S — обратный тепловой ток перехода; q — заряд электрона; k_B — постоянная Больцмана; T — температура.

В случае прямого смещения единицей в (5.100) можно пренебречь, и тогда

$$U_{ЭБ} = \frac{k_B T}{q} \ln \frac{I_E}{I_S}. \quad (5.101)$$

При хорошем подборе транзисторов по одинаковым прямым падениям напряжений на эмиттерных переходах с учетом одинаковых изменений температурных свойств монолитных элементов и температурные изменения $\Delta U_{ЭБ}$ каждого транзистора, очевидно, будут равны. Так, имея в виду, что для дифференциальной пары транзисторов составляющие $U_{ЭБ}$, обусловленные физическими постоянными, взаимно уничтожаются, на основании (5.98) можно записать

$$\frac{dU_{см}}{dT} = \frac{dU_{ЭБ1}}{dT} - \frac{dU_{ЭБ2}}{dT} = \frac{U_{ЭБ1} - U_{ЭБ2}}{T}. \quad (5.102)$$

Как видно из (5.102), согласование падений напряжений на эмиттерных переходах транзисторов уменьшает дрейф напряжения смещения.

Анализ (5.101) показывает, что при одних и тех же значениях токов эмиттера и температурах переходов разброс параметров $U_{ЭБ}$ однотипных транзисторов обусловлен различными значениями обратного теплового тока I_S . Различия в тепловых токах вызвано неидентичностью площадей переходов эмиттер — база и концентрацией примесей. Таким образом, согласование падений напряжений на эмиттерных переходах означает подбор пар транзисторов с близкими геометриями переходов и концентрациями примесей.

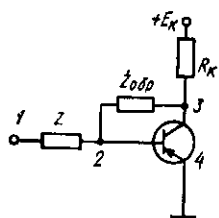


Рис. 5.46. Каскад усилителя, охваченный отрицательной обратной связью.

Операционные усилители. Операционный усилитель электрических сигналов предназначен для выполнения различных операций над аналоговыми величинами и представляет собой охваченный внешней обратной связью усилитель напряжения с большим коэффициентом усиления, высоким входным и низким выходным сопротивлениями.

Универсальность операционного усилителя с точки зрения выполнения различных операций объясняется тем, что при перечисленных выше свойствах результирующие характеристики его определяются только параметрами элементов цепи внешней обратной связи. Для доказательства этого рассмотрим усилительный каскад с общим эмиттером (рис. 5.46), охваченный отрицательной обратной связью через сопротивление $Z_{обр}$, и определим коэффициент усиления по напряжению. С этой целью, обозначив узлы на схеме, составим матрицу проводимостей, пренебрегая некоторыми междуэлектродными проводимостями транзистора по сравнению с проводимостью подключенных элементов:

	1	2	3
1	$\frac{1}{Z}$	$-\frac{1}{Z}$	0
2	$-\frac{1}{Z}$	$\frac{1}{Z_{обр}} + \frac{1}{Z} + \frac{1}{R_{вх}}$	$-\frac{1}{Z_{обр}}$
3	0	$S - \frac{1}{Z_{обр}}$	$\frac{1}{R_K} + \frac{1}{Z_{обр}}$

(5.103)

Коэффициент усиления схемы по напряжению с учетом (5.74) равен

$$\begin{aligned}
 K_u &= \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\Lambda_{13}}{\Lambda_{11}} = \\
 &= -\frac{\frac{1}{Z} \left(S - \frac{1}{Z_{обр}} \right)}{\left(\frac{1}{R_K} + \frac{1}{Z_{обр}} \right) \left(\frac{1}{Z_{обр}} + \frac{1}{Z} + \frac{1}{R_{вх}} \right) + \frac{1}{Z_{обр}} \left(S - \frac{1}{Z_{обр}} \right)}. \quad (5.104)
 \end{aligned}$$

При условии, что входное и выходное сопротивления усилителя являются соответственно высоким и низким относительно сопротивления цепи обратной связи $Z_{обp}$, (5.104) можно переписать так:

$$K_u = - \frac{Z_{обp}}{Z} \left[\frac{1}{1 + \frac{1}{K} \left(1 + \frac{Z_{обp}}{Z} + \frac{Z_{обp}}{R_{вх}} \right)} \right], \quad (5.105)$$

где $K = SR_K$ — коэффициент усиления каскада без обратной связи (величиной проводимости $1/Z_{обp}$ по сравнению с проводимостями S и $1/R_K$ пренебрегаем).

При большой величине входного сопротивления $R_{вх}$ и $K \rightarrow \infty$ коэффициент усиления по напряжению определяется параметрами элементов цепи внешней обратной связи, т. е.

$$K_u = - Z_{обp}/Z. \quad (5.106)$$

Таким образом, в зависимости от характера $Z_{обp}$ и Z операционный усилитель может выполнять различные функции. Рассмотрим некоторые из них.

1. Сумматор. Пусть $Z_{обp} = R_{обp}$ и $Z = R$. Тогда на основании (5.106) можно записать

$$\dot{U}_{вых} = - R_{обp} \dot{U}_{вх} / R. \quad (5.107)$$

Если на вход операционного усилителя подать несколько напряжений $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{U}_3, \dots, \dot{U}_n$, каждое — соответственно через резисторы $R_1, R_2, R_3, \dots, R_n$, то выходное напряжение будет равно их сумме

$$\dot{U}_{вых} = - R_{обp} \left(\frac{\dot{U}_1}{R_1} + \frac{\dot{U}_2}{R_2} + \frac{\dot{U}_3}{R_2} + \dots + \frac{\dot{U}_n}{R_n} \right). \quad (5.108)$$

Следовательно, усилитель будет представлять собой сумматор (рис. 5.47).

2. Повторитель напряжения. Схема, показанная на рис. 5.48, представляет собой повторитель напряжения и позволяет усиливать сигналы без инвертирования, обеспечивая хорошую развязку цепей входного и выходного сигналов. Выходное напряжение в данной схеме равно

$$\dot{U}_{вых} = \dot{U}_{вх} R_{обp} / R. \quad (5.109)$$

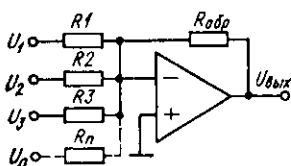


Рис. 5.47. Сумматор.

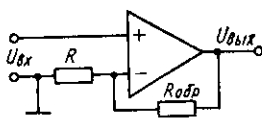


Рис. 5.48. Повторитель напряжения.

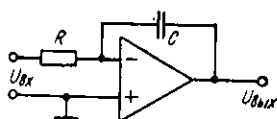


Рис. 5.49. Интегратор.

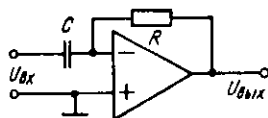


Рис. 5.50. Дифференциатор.

3. Интегратор. В случае, когда $Z_{обр} = 1/i\omega C$, а $Z = R$, согласно (5.106) $K_u = -1/i\omega CR$, что равносильно операции интегрирования, так как напряжение на выходе усилителя равно

$$U_{вых} = -U_{вх}/\omega RC. \quad (5.110)$$

Перейдя к мгновенным значениям, получим

$$u_{вых}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{вх}(t) dt.$$

Схема интегратора показана на рис. 5.49.

4. Д и ф ф е р е н и а т о р. При $Z_{обр} = R$ и $Z = 1/i\omega C$ схема, изображенная на рис. 5.50, осуществляет операцию дифференцирования, поскольку

$$U_{вых} = -U_{вх}i\omega C, \quad (5.111)$$

что при переходе к мгновенным значениям дает

$$u_{вых}(t) = -RC [du_{вх}(t)/dt]. \quad (5.112)$$

Структурная схема операционного усилителя представлена на рис. 5.51. В качестве входного каскада в нем используется дифференциальный усилитель, свойства которого описаны выше.

Каскады сдвига уровня используются при реализации операционных усилителей в виде интегральных микросхем, когда отдельные усилительные каскады связаны друг с другом непосредственно. Каскад сдвига уровня необходим для перехода от напряжения, соответствующего рабочей точке предыдущего каскада по выходу, к нулю. В качестве таких каскадов часто применяются эмиттерные повторители, осуществляющие согласование по постоянному напряжению предыдущего и последующего каскадов.

На рис. 5.52 изображена схема каскада сдвига уровня, в которой нагрузкой эмиттерного повторителя на транзисторе VT1 служит последовательное соединение со-



Рис. 5.51. Структурная схема операционного усилителя.

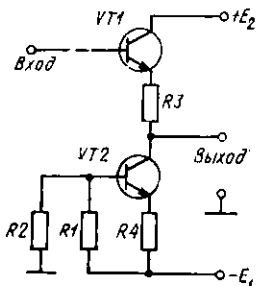


Рис. 5.52. Каскад сдвига уровня.

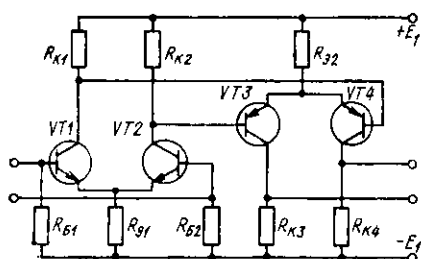


Рис. 5.53. Согласование по постоянному потенциалу каскадов дифференциального усилителя.

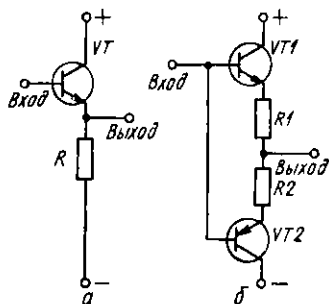


Рис. 5.54. Схемы однотактного (а) и двухтактного (б) выходных каскадов операционного усилителя.

противления резистора $R\beta$ и выходного сопротивления $R_{\text{вых}2}$ транзистора $VT2$. С помощью данного каскада можно сдвигать уровень усиливаемого сигнала от потенциала коллектора предыдущего каскада усилителя, непосредственно связанного с каскадом сдвига уровня, до потенциала земли. Так как $R_{\text{вых}2} \gg R\beta$, то коэффициент передачи напряжения близок к единице. По постоянному потенциалу каскады дифференциального усилителя часто согласовывают, применяя в каждом из них транзисторы противоположных типов проводимостей (рис. 5.53). При этом разность между уровнями напряжений прикладывается к переходам база — коллектор второго каскада.

Коэффициент усиления по напряжению операционного усилителя определяется в основном входным и промежуточными каскадами, количество которых зависит от требуемой величины коэффициента усиления, а выходной каскад должен обеспечивать развязку нагрузки и предыдущих каскадов усилителя, чтобы характеристики их не зависели от величины нагрузки. С этой точки зрения выходной каскад должен обладать высоким входным сопротивлением. Чтобы обеспечить необходимую величину выходного тока и, следовательно, достаточное усиление по току, выходной каскад должен иметь низкое выходное сопротивление.

В качестве выходных каскадов наиболее часто применяются разновидности эмиттерных повторителей, в значительной мере удовлетворяющие указанным требованиям. Схема однотактного эмиттерного повторителя, используемого в качестве выходного каскада операционного усилителя, показана на рис. 5.54, а. Однако однотактные каскады эмиттерных повторителей, работающие в режиме А, не могут обеспечить большого диапазона токов и напряжений на выходе, потребляют большой ток покоя, а следовательно, имеют слишком большую мощность рассеивания. Чтобы избежать этого, применяют двухтактные схемы эмиттерных повторителей на транзисторах с разными типами проводимостей, работающие в режиме В. Схема такого повторителя изображена на рис. 5.54, б.

В двухтактном эмиттерном повторителе, работающем в режиме В, ток покоя меньше, чем амплитуда выходного тока. Транзисторы

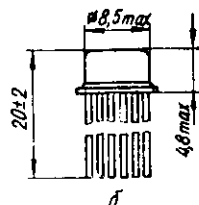
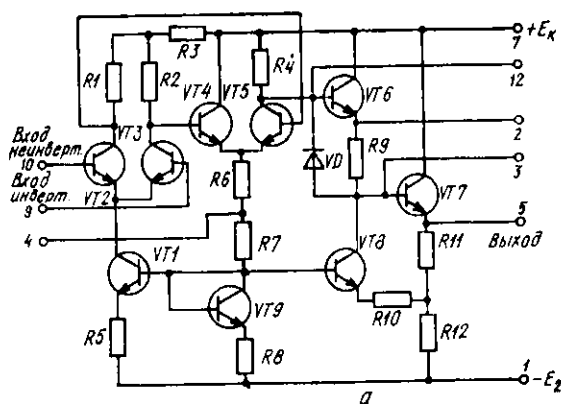


Рис. 5.55. Интегральная монолитная микросхема операционного усилителя К140УД1 (К1УТ401).

в зависимости от полярности приходящего сигнала открываются поочередно, и в эквиваленте каждый из них представляет собой обычный эмиттерный повторитель, нагруженный запертым транзистором.

Типовая электрическая схема операционного усилителя, выполненная в виде интегральной монолитной микросхемы К1УТ401, показана на рис. 5.55, а. Ее габаритный чертеж изображен на рис. 5.55, б. Новое обозначение данной микросхемы К140УД1.

Как видно из схемы, входной каскад ее представляет собой дифференциальный усилитель на транзисторах VT_2 и VT_3 , эмиттерные цепи которых питаются от источника тока на транзисторе VT_1 (см. рис. 5.45). Напряжение смещения на базы транзисторов VT_1 и VT_8 подается от цепи, состоящей из резистора R_8 , транзистора VT_9 в диодном включении и резистора R_7 . Транзистор VT_9 в диодном включении предназначен для температурной компенсации изменений напряжений база — эмиттер транзисторов VT_1 и VT_8 .

Второй каскад операционного усилителя — несимметричный, состоит из эмиттерного повторителя на транзисторе VT_4 и усилителя с общим истоком на транзисторе VT_5 . Таким образом, третий каскад (сдвига уровня) на транзисторах VT_6 и VT_8 работает только от одной половины второго каскада на транзисторе VT_5 . В качестве выходного каскада усилителя используется эмиттерный повторитель на транзисторе VT_7 . Резистор R_{12} в эмиттерной цепи этого транзистора подключен к части эмиттерной нагрузки транзистора VT_8 , что увеличивает коэффициент усиления выходного каскада по току благодаря неглубокой положительной обратной связи. Основные электрические параметры данного операционного усилителя при температуре окружающей среды $t = 20 \pm 5^\circ \text{C}$ приведены в табл. 3.

Описанный операционный усилитель может служить основой для создания различных по назначению радиотехнических устройств: усилителей радио-, промежуточной и звуковой частот, логарифмических, дифференцирующих и интегрирующих; преобразователей; генераторов; активных фильтров; детекторов; ограничителей и др.

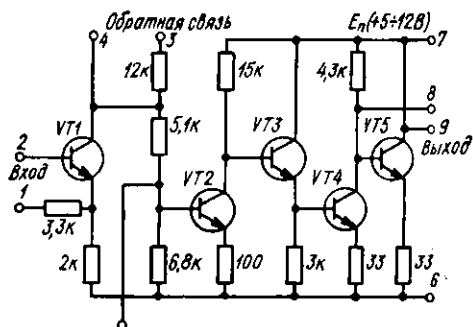


Рис. 5.56. Интегральная монолитная микросхема предварительного усилителя звуковой частоты К2УС245.

Радиочастотные интегральные микросхемы. Развитие интегральной микросхемотехники привело к разработке широкой номенклатуры радиочастотных интегральных микросхем для аппаратуры связи — приемопередающей и телевизионной. Многие функции обработки слабых сигналов (подстройка частоты, усиление в каналах изображения и звука, выделение видеосигнала и сигналов цветности) выпол-

няют типовые интегральные микросхемы. Однако избирательные цепи приемников, а также мощные выходные каскады все еще строятся на дискретных элементах, так как вопрос их миниатюризации пока не решен. Таким образом, высокочастотная часть схемы представляет собой комбинацию интегральных микросхем с дискретными избирательными цепями (колебательные контуры, пьезоэлектрические фильтры), а низкочастотная — комбинацию низкочастотных усилительных микросхем с мощными выходными усилительными каскадами на дискретных элементах.

Таблица 3

Параметры	Обозначение	Единица измерения	Нормы параметров при напряжении питания			
			$E_1 = +6,3 \text{ В}; E_2 = -6,3 \text{ В}$		$E_1 = +12,6 \text{ В}; E_2 = -12,6 \text{ В}$	
			К1УТ401А		К1УТ401Б	
			min	max	min	max
Коэффициент усиления	K_u	—	400	4500	1300	12 000
Выходное напряжение	$+U_{\text{вых}}$	В	2,8	—	5,7	—
	$-U_{\text{вых}}$	В	2,8	—	5,7	—
Напряжение смещения нуля	$U_{\text{см}}$	мВ	—	10	—	10
Входной ток	$I_{\text{вх}}$	мкА	—	8	—	12
Разность входных токов	$\Delta I_{\text{вх}}$	мкА	—	3	—	3

Примечание. K_u измерен на частоте 1 кГц.

Наиболее распространенными интегральными микросхемами для аппаратуры связи в настоящее время являются преобразователи частоты, усилители высокой, промежуточной и звуковой частот. На рис. 5.56 изображена схема предварительного усилителя звуковой частоты, реализованная в виде полупроводниковой интегральной микросхемы типа К2УС245, который предназначен для работы

с бестрансформаторным выходным усилителем. На рис. 5.57 показана микросхема К2ЖА242 смесителя и гетеродина тракта АМ-приемника. Катушки индуктивности, входящие в состав контуров, к микросхеме подключаются внешне.

В настоящее время разрабатываются микросхемы для радиовещательной и телевизионной приемопередающей аппаратуры, отличающиеся наибольшей функциональной полнотой. Так, например, микросхема К2ЖА371 в составе функционального узла усилителя радиочастоты и преобразователя радиоприемника «Меридиан-201» применяется совместно с микросхемой К2ЖА372, представляющей собой усилитель промежуточной частоты с детектором и цепью автоматической регулировки усиления. В качестве предварительного усилителя звуковой частоты данного приемника используется микросхема К2УС371, и только мощный выходной каскад его выполнен на дискретных элементах. Создание функционально законченных узлов с высокими технико-экономическими показателями — задача современной микроэлектроники.

Усилители постоянного тока. К усилителям постоянного тока относятся усилители, предназначенные для усиления медленно изменяющихся напряжений и токов со спектром частот от $f_n \rightarrow 0$ до f_v . Такой усилитель усиливает как переменные составляющие сигнала, так и постоянную составляющую. В связи с этим при отсутствии сигнала на входе усилителя на выходе его должны отсутствовать как переменная, так и постоянная составляющие напряжения, чтобы он мог правильно реагировать на изменение полярности постоянной составляющей сигнала. Таким образом, частотная и амплитудная характеристики усилителя постоянного тока должны иметь вид, показанный соответственно на рис. 5.58, а и б.

Усилители постоянного тока широко применяются в измерительной технике, электронных стабилизаторах тока и напряжения, в регулирующих и следящих системах и различных других устройствах.

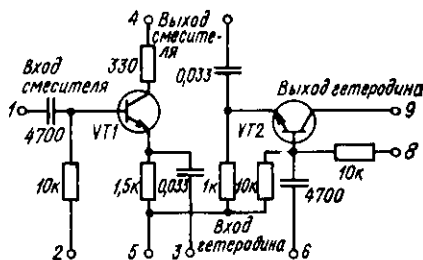


Рис. 5.57. Интегральная монолитная микросхема смесителя и гетеродина К2ЖА242.

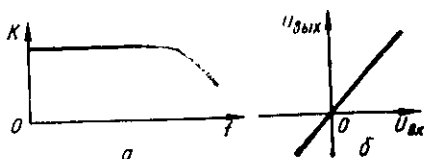


Рис. 5.58. Частотная (а) и амплитудная (б) характеристики усилителя постоянного тока.

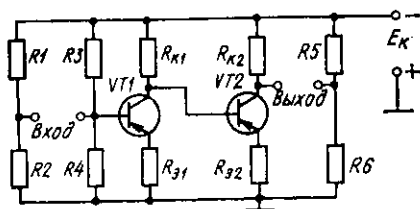


Рис. 5.59. Схема двухкаскадного усилителя постоянного тока прямого действия.

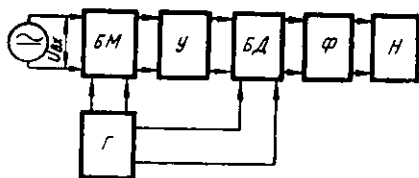


Рис. 5.60. Структурная схема усилителя постоянного тока с преобразованием.

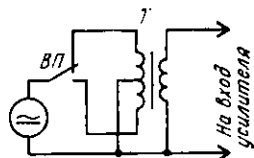


Рис. 5.61. Схема простейшего вибрационного модулятора.

По принципу действия их можно разбить на две группы. К первой группе относятся усилители постоянного тока *прямого действия*, в которых связь между каскадами осуществляется по постоянному напряжению. Ко второй группе относятся усилители постоянного тока *с преобразованием*, в которых постоянное напряжение предварительно преобразуется в переменное, последнее усиливается в обычных резисторно-емкостных или резонансных каскадах, а затем на выходе схемы переменное напряжение вновь преобразуется в постоянное.

Усилители постоянного тока *прямого действия*. Требованием усиления как переменных составляющих сигнала, так и постоянной составляющей объясняется специфика построения схем усилителей постоянного тока. В отличие от усилителей только переменных сигналов усилители постоянного тока прямого действия не имеют межкаскадных разделительных конденсаторов, а каскады связаны между собой непосредственно. Схема двухкаскадного транзисторного усилителя постоянного тока изображена на рис. 5.59.

Для создания между базой и эмиттером второго транзистора требуемого напряжения смещения $U_{БЭ2}$ при непосредственной связи с первым транзистором резистор $R_{Э2}$ в эмиттерной цепи второго транзистора подбирают таким, чтобы $U_{БЭ2} = U_{Э1} + U_{КЭ1} - U_{Э2}$. Отрицательная обратная связь по току в каждом каскаде через резисторы $R_{Э1}$ и $R_{Э2}$ стабилизирует рабочие точки покоя транзисторов.

Чтобы компенсировать падение напряжения сигнала на резисторе $R3$ и поддерживать постоянным напряжение смещения на базе транзистора $VT1$ при изменении внутреннего сопротивления источника сигнала, резисторы $R1 - R4$ включены по мостовой схеме, в которой напряжение сигнала подводится к одной диагонали моста, а напряжение смещения — к другой. Аналогичным образом собрана цепочка $R_{К2}$, $R_{Э2}$, $R5$ и $R6$ для компенсации постоянной составляющей напряжения, поступающей на нагрузку усилителя с коллектора транзистора $VT2$ при отсутствии сигнала на его выходе.

Усилителям постоянного тока за счет непосредственной межкаскадной связи, пропускающей постоянную составляющую, присущ так называемый *дрейф нуля*, заключающийся в изменении напряжений покоя на электродах транзисторов под влиянием изменений питающих напряжений, а также параметров транзисторов и элементов схемы при их старении и колебаниях температуры. Эти

изменения напряжения усиливаются каскадами усилителя и поступают на выход, в результате чего на выходе сбалансированного усилителя даже при отсутствии входного сигнала появляется постороннее медленно меняющееся напряжение, вызывающее смещение точки баланса (нуля). Дрейф нуля можно не отличить от усиливаемых сигналов и он может привести к выходу точки покоя транзисторов за пределы рабочего участка их характеристик.

Для уменьшения дрейфа нуля в усилителях постоянного тока применяют балансные каскады аналогично тому, как это делается в дифференциальных усилителях.

Каскады дифференциальных усилителей с непосредственной связью между ними фактически являются балансными усилителями постоянного тока (см. рис. 5.53). В таких усилителях для уменьшения дрейфа нуля используется принцип баланса моста. В первом каскаде мост составляется из идентичных резисторов R_{K1} , R_{K2} и транзисторов $VT1$ и $VT2$. Напряжение питания, подводимое к вертикальной диагонали моста, сбалансировано по горизонтальной диагонали.

Усилители постоянного тока с преобразованием применяются для усиления сигналов с напряжением ниже сотен микровольт, когда усилители постоянного тока прямого действия уже не могут обеспечить дрейфовое напряжение ниже указанных величин. Структурная схема усилителя постоянного тока с преобразованием изображена на рис. 5.60. Напряжение усиливаемого сигнала со спектром частот от 0 до Ω в схеме балансного модулятора (БМ) модулирует по амплитуде напряжение генератора (G) несущей частоты, в результате чего на выходе БМ выделяются модулированные колебания со спектром боковых частот $\omega \pm \Omega$. Эти колебания усиливаются усилителем переменного тока ($У$), а затем детектируются балансным демодулятором (БД), представляющим собой фазочувствительный (синхронный) детектор. Выделенный полезный сигнал, очищенный с помощью фильтра (Φ) от остатка несущей, поступает в нагрузку (H).

Простейший вибрационный модулятор представляет собой электромагнитное или электродинамическое устройство, в котором якорь колеблется с несущей частотой ω и к контактам которого подведен усиливаемый сигнал. Схема такого модулятора совместно с входным трансформатором усилителя переменного напряжения показана на рис. 5.61, где через ВП обозначен вибрационный переключатель.

5.11. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Принцип параметрического усиления. *Параметрическим усилителем* называется радиотехническое устройство, в котором усиление сигнала происходит за счет перекачки энергии от генератора накачки (источника переменного напряжения) к нагрузке при параметрическом взаимодействии напряжения сигнала с управляемым реактивным элементом, параметр которого (емкость или индуктивность) изменяется под действием напряжения генератора накачки.

Управление параметром реактивного элемента осуществляется электронным способом при помощи управляющего напряжения (для емкости) или управляющего тока (для индуктивности) от генератора накачки. Для осуществления такого управления реактивный элемент должен обладать нелинейной зависимостью параметра от управляющего воздействия, т. е. быть нелинейным.

Примерами таких нелинейных реактивных элементов могут служить варикап — нелинейный конденсатор или $p-n$ переход полупроводникового диода, обладающие нелинейной вольт-кулонной $q(u)$ и соответственно вольт-фарадной $C(u)$ характеристиками.

Для варикапа эти характеристики приведены на рис. 2.3.

Рассмотрим одновременное воздействие двух колебаний: слабого сигнала и сильного управляющего напряжения на нелинейную емкость $C(u)$ (рис. 5.62). Обозначим напряжение сигнала через $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t + \Theta_c)$ и управляющее напряжение через $u_n(t) = U_n \cos(\omega_n t + \Theta_n)$. Суммарное напряжение, подаваемое на нелинейный элемент

$$u(t) = u_c(t) + u_n(t) = U_c \cos(\omega_c t + \Theta_c) + U_n \cos(\omega_n t + \Theta_n).$$

При выборе рабочей точки на середине квадратичного участка вольт-кулонной характеристики при рассмотрении взаимодействия поданных напряжений с нелинейной емкостью в пределах этого участка вольт-кулонную характеристику можно аппроксимировать полиномом второй степени

$$q = q_0 + a_1 u + a_2 u^2.$$

Соответственно дифференциальная емкость определяется выражением

$$C(u_n) = \left. \frac{dq}{du} \right|_{u=U_0+u_n} = a_1 + 2a_2 u_n, \quad (5.113)$$

где $a_1 = C_0 \approx \left. \frac{dq}{du} \right|_{u=U_0}$ — дифференциальная емкость в точке $u = U_0$, U_0 — напряжение смещения, определяющее выбор рабочей точки; $a_2 = \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2 q}{du^2} \right)_{u=U_0} = \frac{1}{2!} \left(\frac{dC}{du} \right)_{u=U_0}$.

Как следует из формулы (5.113), емкость линейно зависит от напряжения накачки и для сигнала является линейно-параметрической. Ток через емкость $C(u)$ определяется выражением

$$i(t) = \frac{dq(u)}{dt} = \frac{dq(u)}{du} \cdot \frac{du}{dt} = (a_1 + 2a_2 u) \frac{du}{dt} = a_1 \frac{du}{dt} + 2a_2 u \frac{du}{dt}.$$

Подставляя в это уравнение напряжения внешнего воздействия и проводя несложные тригонометрические преобразования, получим

$$\begin{aligned} i(t) = & -\{a_1 \omega_c U_c \sin(\omega_c t + \Theta_c) + a_1 \omega_n U_n \sin(\omega_n t + \Theta_n) - \\ & - a_2 \omega_c U_c^2 \sin 2(\omega_c t + \Theta_c) + a_2 \omega_n U_n \sin 2(\omega_n t + \Theta_n) + \\ & + a_2 (\omega_n + \omega_c) U_c U_n \sin[(\omega_n + \omega_c)t + (\Theta_n + \Theta_c)] - \\ & - a_2 (\omega_n - \omega_c) U_c U_n \sin[(\omega_n - \omega_c)t + (\Theta_n - \Theta_c)]\}. \end{aligned}$$

Как видим, получили параметрическое преобразование частоты в результате взаимодействия управляемой емкости с сигналом. Два первых слагаемых в полученном выражении соответствуют токам частот ω_c и ω_n , которые имели бы место при постоянной емкости, равной a_1 ; остальные слагаемые — гармоники с частотами $2\omega_c$, $2\omega_n$ и комбинационные колебания с частотами $\omega_n + \omega_c$ и $\omega_n - \omega_c$ являются продуктом параметрического преобразования частоты в квадратичной нелинейности.

При амплитуде управляющего напряжения, превышающей квадратичный участок вольт-кулонной характеристики, или выборе рабочей точки не на середине квадратичного участка, а в любой другой точке криволинейного участка, необходима аппроксимация полиномом более высоких степеней. При этом в спектре тока через нелинейную емкость появятся составляющие комбинационных частот более высоких порядков.

Любую из полученных составляющих комбинационных частот, а также составляющие тока с частотами сигнала и накачки можно выделить с помощью электрических фильтров.

В результате такого параметрического преобразования частоты возможна перекачка энергии от генератора накачки в цепи сигнала и комбинационной частоты, т. е. произойдет параметрическое усиление. Выясним, при каких соотношениях между частотами возможно параметрическое усиление.

Соотношения между частотами параметрического усилителя, определяющие режимы его работы. Рассмотрим схему с нелинейной емкостью в описанном выше квадратичном режиме (рис. 5.62). В этой схеме с помощью фильтров выделяются одновременно составляющие с частотами сигнала, накачки и комбинационной $\omega_k = \omega_n - \omega_c$. По существу эта схема представляет собой эквивалентную схему параметрического усилителя. На примере уравнения баланса мощностей для схемы проследим, при каких соотношениях между частотами будет перекачиваться энергия от генератора накачки в цепи сигнала и комбинационной частоты (рис. 5.62). Это, уравнение имеет вид

$$P_c + P_k + P_n = 0. \quad (5.114)$$

За один период колебаний расходуется энергия

$$W_c = P_c f_c; W_k = P_k f_k; W_n = P_n f_n. \quad (5.115)$$

Подставив (5.115) и (5.114), получим

$$f_c W_c + f_k W_k + f_n W_n = 0. \quad (5.116)$$

Если цепь поглощает мощность, то при анализе такую мощность обозначают со знаком «плюс», а если цепь отдает мощность, то ее обозначают со знаком «минус». Для показанной на рис. 5.62 схемы, не анализируя ее работу, можно определить знак мощности только

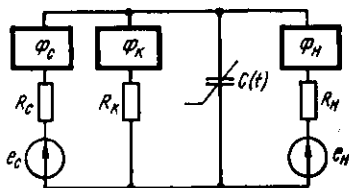


Рис. 5.62. Эквивалентная схема параметрического усилителя.

в цепи комбинационной частоты, так как эта цепь пассивна и, следовательно, поглощает мощность. В цепях же частоты сигнала и частоты накачки мощность может либо поглощаться, либо генерироваться в зависимости от соотношения частот f_c , f_n и f_k . Если цепь, содержащая генератор, поглощает мощность, то это значит, что навстречу ее собственному току протекает больший ток из внешней цепи.

Проанализируем работу схемы при трех возможных случаях соотношения между частотами f_c , f_n и f_k .

Первый случай:

$$f_k = f_c - f_n. \quad (5.117)$$

Подставив значение комбинационной частоты из (5.117) в (5.116), получим

$$f_c (W_c + W_k) + f_n (W_n - W_k) = 0. \quad (5.118)$$

Равенство (5.118) может быть выполнено, если

$$\left. \begin{aligned} W_c + W_k &= 0; \\ W_n - W_k &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (5.119)$$

Подстановка в (5.119) значений энергий из (5.115) дает

$$\left. \begin{aligned} P_c/f_c + P_k/f_k &= 0; \\ P_n/f_n - P_k/f_k &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (5.120)$$

или

$$\left. \begin{aligned} P_c/f_c &= -P_k/f_k; \\ P_n/f_n &= P_k/f_k. \end{aligned} \right\} \quad (5.121)$$

Так как величина P_k всегда положительна и частоты тоже положительны, то (5.121) выполняются лишь при условиях: $P_n > 0$; $P_k > 0$ и $P_c < 0$. Это означает, что мощность генерирует только источник сигнала, а поглощается она в цепях генератора накачки и комбинационной частоты. Очевидно, такой режим работы параметрического усилителя не представляет интереса, поскольку если записать выражение для коэффициента усиления, представив его через частоты согласно (5.121), то

$$K = P_k/|P_c| = f_k/f_c = 1 - f_n/f_c < 1. \quad (5.122)$$

Второй случай:

$$f_k = f_n - f_c. \quad (5.123)$$

После подстановки значения f_k из (5.123) в (5.116) и аналогичных преобразований получим

$$\left. \begin{aligned} P_c/f_c &= P_k/f_k; \\ P_k/f_k &= -P_n/f_n. \end{aligned} \right\} \quad (5.124)$$

Так как величины P_k , f_c , f_n и f_k положительны, то (5.124) выполняются лишь при условии $P_c > 0$ и $P_n < 0$. Это означает, что энергия, генерируемая генератором накачки, подводится в цепи комбинационной частоты и частоты сигнала, компенсируя частично

потери в данных цепях. При полной компенсации потерь в одной из этих цепей или в обеих сразу возможен случай параметрической генерации любой из названных частот или обеих сразу, т. е. усилитель может возбудиться.

Рассмотренный случай относится к режиму параметрической регенерации, а соответствующие усилители называются *регенеративными*. Так как мощность сигнала за счет подводимой энергии от генератора накачки при этом увеличивается, то отсюда следует, что коэффициент усиления усилителя по мощности на частоте сигнала будет больше единицы. Из первого равенства (5.124) следует

$$P_k = P_c f_k f_c, \quad (5.125)$$

т. е. мощность сигнала на комбинационной частоте больше, чем на основной, если $f_k > f_c$, что обычно соответствует реальному случаю. Физически это означает, что сигнал на комбинационной частоте усиливается.

В случае, когда $f_k = f_c$, т. е. $f_k = 2f_c$, из (5.125) следует, что $P_k = P_c$, т. е. усиление происходит только на частоте сигнала.

В рассмотренном случае используется один контур на частоте сигнала, а усилители называются *одноконтурными*. Усиление такого усилителя зависит от разности фаз сигнала и комбинационной частоты.

Третий случай:

$$f_k = f_c + f_n. \quad (5.126)$$

После аналогичных подстановок и рассуждений получаем

$$\left. \begin{aligned} P_c f_c &= -P_k / f_k; \\ P_k f_k &= -P_n / f_n. \end{aligned} \right\} \quad (5.127)$$

Равенства (5.127) выполняются лишь при условиях: $P_c < 0$; $P_n < 0$, и при $P_k > 0$. Это означает, что в цепь комбинационной частоты подводится мощность не только от генератора накачки, но и от источника сигнала, а усиление сигнала происходит только на комбинационной частоте, т. е. в результате преобразования частоты. Другими словами, спектр частот усиливаемого сигнала как бы переносится на комбинационную частоту и усиливается на этой частоте.

Учитывая, что в первом равенстве (5.127) $P_c < 0$, коэффициент усиления усилителя равен

$$K = P_k / |P_c| = f_k f_c, \quad (5.128)$$

т. е. K тем больше, чем больше f_k по сравнению с f_c . Такого рода усилители называются *нерегенеративными* усилителями-преобразователями и являются более стабильными, поскольку у них исключена возможность самовозбуждения.

Двухконтурный регенеративный параметрический усилитель. Эквивалентная схема двухконтурного регенеративного параметрического усилителя без цепи накачки изображена на рис. 5. 63.

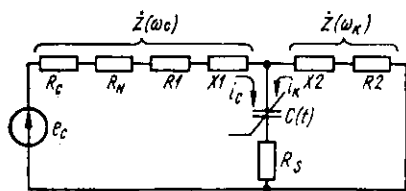


Рис. 5.63. Эквивалентная схема двух-контурного регенеративного параметрического усилителя.

вательного соединения емкости $C(t)$ и сопротивления потерь конденсатора R_s . Другие обозначения на рисунке следующие: R_c и R_n — пересчитанные в цепь усиления сигнала сопротивления источника сигнала и нагрузки; $X1$ и $R1$ — реактивное и активное сопротивления резонатора, настроенного на частоту сигнала; $X2$ и $R2$ — реактивное и активное сопротивления резонатора, настроенного на комбинационную частоту.

В параметрических усилителях, работающих в диапазоне сравнительно низких радиочастот, в качестве резонаторов используются LC-колебательные контуры или твердотельные пьезоэлектрические резонаторы. При работе на сверхвысоких частотах применяются объемные резонаторы.

Проанализируем работу усилителя. Так как в данной схеме резонаторы настраиваются на частоту сигнала и комбинационную частоту, т. е. условие последовательного резонанса выполняется только на этих частотах, обеспечивая для них малое суммарное сопротивление цепи, то через параметрическую емкость будут протекать значительные токи только частоты сигнала (I_c) и комбинационной (I_k) частоты, а для всех других токов, возникающих при параметрическом преобразовании частоты, сопротивление цепи будет большое.

При воздействии на полупроводниковый диод колебаний генератора накачки падение напряжения на $p-n$ -переходе полупроводникового диода есть нелинейная функция заряда, создаваемого генератором накачки

$$U_{д.н} = f(q_n). \quad (5.1.9)$$

При подаче еще на вход усилителя малого сигнала напряжение на диоде будет равно

$$U_d = U_{д.н} + U_{д.с} = f(q_n + q_c). \quad (5.130)$$

Разложим функцию $f(q_n + q_c)$ в ряд Тейлора по малому параметру и ограничимся первым линейным членом, так как вследствие малости сигнала величина емкости от усиливаемого сигнала не зависит, т. е. для малых сигналов система считается линейной

$$U_d \approx f(q_n) + \frac{\partial f(q_n)}{\partial q_n} q_c + \dots, \quad (5.131)$$

Так как выходной сигнал в данной схеме усилителя снимается на частоте усиливаемого сигнала, то и нагрузка связана с цепью усиления сигнала.

В качестве параметрической реактивности можно использовать, например, нелинейную емкость $p-n$ перехода полупроводникового диода и др. Параметрический конденсатор представлен на рис. 5.63 в виде последо-

где $f(q_n) = U_{д.н}$, а

$$\frac{\partial f(q_n)}{\partial q_n} q_c = U_{д.о}. \quad (5.132)$$

Обозначим

$$\frac{\partial f(q_n)}{\partial q_n} = \frac{1}{C(t)}. \quad (5.133)$$

тогда

$$U_{д.с} = q_c / C(t). \quad (5.134)$$

Поскольку $1/C(t)$ есть периодическая функция времени с периодом $2\pi/\omega_n$, то ее можно разложить в ряд Фурье и ограничиться при этом первыми двумя членами, так как последующие коэффициенты разложения быстро убывают. В результате приходим к выводу, что под действием генератора накачки параметрическая емкость меняется по закону

$$C(t) = \frac{C_0}{1 + 2\mu \cos(\omega_n t + \varphi_n)} = \frac{C_0}{1 + \mu e^{i(\omega_n t + \varphi_n)} + \mu e^{-i(\omega_n t + \varphi_n)}}, \quad (5.135)$$

где $\mu = \frac{\Delta(1/C_m)}{1/C_0}$ — коэффициент модуляции обратной емкости, зависящий от типа параметрического конденсатора и напряжения накачки.

Как было сказано выше, через параметрическую емкость будут протекать токи только частоты сигнала и комбинационной частоты, т. е.

$$\vec{i} = i_c e^{i\omega_c t} + i_k e^{i\omega_k t}. \quad (5.136)$$

Напряжение на полупроводниковом диоде будет равно

$$U_d = \int \frac{idt}{C(t)}. \quad (5.137)$$

Подставив в (5.137) значения $C(t)$ из (5.135) и i из (5.136), для случая $\omega_k = \omega_n - \omega_c$ получим

$$\begin{aligned} U_d = & \frac{i_c \exp(i\omega_c t)}{i\omega_c C_0} + \frac{i_k \exp(i\omega_k t)}{i\omega_k C_0} + \frac{\mu i_k \exp(iq_n) \exp[i(\omega_n + \omega_k)t]}{i\omega_k C_0} + \\ & + \frac{\mu i_k \exp(-iq_n) \exp[i(\omega_k - \omega_n)t]}{i\omega_k C_0} + \frac{\mu i_c \exp(iq_n) \exp[i(\omega_c + \omega_n)t]}{i\omega_c C_0} + \\ & + \frac{\mu i_c \exp(-iq_n) \exp[i(\omega_c - \omega_n)t]}{i\omega_c C_0}. \end{aligned} \quad (5.138)$$

Как видно, применение метода комплексных амплитуд, разработанного для линейных цепей с постоянными параметрами, к линейным системам с периодически изменяющимися параметрами привело к отрицательным частотам, которые на самом деле не существуют:

$-\omega_c = \omega_k - \omega_n$ и $-\omega_k = \omega_c - \omega_n$. Однако, переходя к сопряженным числам, отрицательные частоты можно заменить на положительные, причем на конечный результат такая замена не влияет, поскольку конечный результат всегда является действительной частью комплексной величины, а действительные части сопряженных величин равны, т. е.

$$\operatorname{Re}(U e^{i\omega t}) = \operatorname{Re}(\dot{U}^* e^{-i\omega t}) = U \cos(\omega t + \varphi),$$

где $\dot{U} = U \exp(i\varphi)$; $\dot{U}^* = U \exp(-i\varphi)$.

Перейдя к положительным частотам и, соответственно, к сопряженным величинам и отбросив компоненты с частотами $\omega_n + \omega_k$ и $\omega_n + \omega_c$ ввиду их малости по сравнению с компонентами частот ω_c и ω_k , получим

$$U_d = \frac{I_c \exp(i\omega_c t)}{i\omega_c C_0} + \frac{I_k \exp(i\omega_k t)}{i\omega_k C_0} - \frac{\mu I_k^* \exp(-i\varphi_n)}{i\omega_k C_0} \exp(i\omega_c t) - \\ - \frac{\mu I_c^* \exp(-i\varphi_n)}{i\omega_c C_0} \exp(i\omega_k t). \quad (5.139)$$

С учетом полученных падений напряжений на параметрической емкости (5.139) составим уравнения Кирхгофа для схемы, изображенной на рис. 5.63, разделив соответственно цепи частоты сигнала и комбинационной частоты, т. е. для левого и правого контуров (это можно сделать потому, что частоты ω_c и ω_k значительно отличаются одна от другой, а контуры обладают большой избирательностью):

$$\begin{cases} E_1 = \left[Z(\omega_c) + R_s + \frac{1}{i\omega_c C_0} \right] I_c - \frac{\mu \exp(-i\varphi_n)}{i\omega_k C_0} I_k^*; \\ 0 = \left[Z(\omega_k) + R_s + \frac{1}{i\omega_k C_0} \right] I_k - \frac{\mu \exp(-i\varphi_n)}{i\omega_c C_0} I_c^*. \end{cases}$$

Обозначив

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= Z(\omega_c) + R_s + \frac{1}{i\omega_c C_0} = R_\Sigma + i \left(X_1 - \frac{1}{\omega_c C_0} \right), \\ R_\Sigma &= R_s + R_c + R_n + R_1; \\ Z_2 &= Z(\omega_k) + R_s + \frac{1}{i\omega_k C_0} = R_2 + R_s + i \left(X_2 - \frac{1}{\omega_k C_0} \right); \\ \dot{Z}_{1c} &= -\frac{\mu \exp(-i\varphi_n)}{i\omega_c C_0}; \quad \dot{Z}_{2c} = -\frac{\mu \exp(-i\varphi_n)}{i\omega_k C_0}, \end{aligned} \right\} \quad (5.140)$$

получим

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= Z_1 I_c - \dot{Z}_{2c} I_k^*; \\ 0 &= Z_2 I_k + \dot{Z}_{1c} I_c^*. \end{aligned} \right\} \quad (5.141)$$

Определим ток I_c . Для этого перепишем (5.141) так, чтобы во втором уравнении был ток I_c , а не I_c^* , т. е. заменим величины на сопряженные

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= \dot{Z}_1 I_c + \dot{Z}_{2c} I_c^* \\ 0 &= \dot{Z}_2 I_c^* + \dot{Z}_{1c} I_c \end{aligned} \right\} \quad (5.142)$$

где $\dot{Z}_{1c} = \frac{\mu \exp(i\varphi_H)}{i\omega_c C_0}$.

Выразив I_c во втором уравнении (5.142) через I_c^* и подставив в первое уравнение, найдем

$$I_c = \frac{\dot{E}_1 \dot{Z}_2^*}{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2^* - \dot{Z}_{1c} \dot{Z}_{2c}^*} = \frac{E_1}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{1b}^*}, \quad (5.143)$$

где

$$\dot{Z}_{1b}^* = -\dot{Z}_{1c} \dot{Z}_{2c}^* / \dot{Z}_2^* \quad (5.144)$$

вносимое сопротивление из цепи комбинационной частоты в цепь частоты сигнала. Определим теперь ток I_c . Для этого найдем I_c из первого уравнения (5.141) и подставим во второе уравнение. После подстановки получим

$$I_c = \frac{-\dot{Z}_{1c} \dot{E}_1}{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2^* - \dot{Z}_{1c} \dot{Z}_{2c}^*} = \frac{\dot{E}_{2b}}{\dot{Z}_2 + \dot{Z}_{2b}}, \quad (5.145)$$

где

$$\dot{E}_{2b} = -\dot{Z}_{1c} \dot{E}_1 / \dot{Z}_1; \quad (5.146)$$

$$\dot{Z}_{2b} = -\dot{Z}_{1c} \dot{Z}_{2c}^* / \dot{Z}_1 \quad (5.147)$$

соответственно вносимые э. д. с. и сопротивление из цепи частоты сигнала в цепь комбинационной частоты. Поменяв величины в обеих частях (5.145) на сопряженные, найдем

$$I_c^* = \frac{\dot{E}_{2b}^*}{\dot{Z}_2^* + \dot{Z}_{2b}^*}, \quad (5.148)$$

где

$$\dot{Z}_{2c}^* = -\dot{Z}_{1c} \dot{Z}_{2c}^* / \dot{Z}_1. \quad (5.149)$$

Выделим во вносимых сопротивлениях $\dot{Z}_{1b}$ и $\dot{Z}_{2b}$ отдельно действительную и мнимую части. Проведем это сначала для сопротивления $\dot{Z}_{1b}$:

$$\dot{Z}_{1b} = -\frac{\dot{Z}_{1c} \dot{Z}_{2c}^*}{\dot{Z}_2} = \frac{\mu \exp(i\varphi_H) \mu \exp(-i\varphi_H)}{i\omega_c C_0 i\omega_k C_0 \left[\dot{Z}(\omega_k) + R_s - \frac{1}{\omega_k C_0} \right]} =$$

$$= -\frac{\mu^2}{\omega_c \omega_k C_0^2 \left[R_2 + R_s - i \left(\frac{1}{\omega_k C_0} \right) \right]} =$$

$$= \frac{\mu^2 \left[R_2 + R_s - i \left(X_2 - \frac{1}{\omega_k C_0} \right) \right]}{\omega_c \omega_k C_0^2 \left[(R_2 + R_s)^2 + \left(X_2 - \frac{1}{\omega_k C_0} \right)^2 \right]}, \quad (5.150)$$

откуда действительная часть

$$R_{1в} = -\frac{\mu^2 (R_2 + R_s)}{\omega_c \omega_k C_0^2 \left[(R_2 + R_s)^2 + \left(X_2 - \frac{1}{\omega_k C_0} \right)^2 \right]}. \quad (5.151)$$

Следовательно, в регенеративном усилителе из цепи комбинационной частоты в цепь частоты сигнала вносится отрицательное активное сопротивление $R_{1в}$, максимальная величина которого будет при резонансе, когда

$$X_2 - \frac{1}{\omega_k C_0} = 0. \quad (5.152)$$

Из (5.151) с учетом (5.132) находим

$$R_{1в \max} = -\frac{\mu^2}{\omega_c \omega_k C_0^2 (R_2 + R_s)}. \quad (5.153)$$

Аналогично для сопротивления $\dot{Z}_{2в}^*$ получаем

$$\dot{Z}_{2в}^* = -\frac{\mu^2}{\omega_c \omega_k C_0^2 \left[R_2 + i \left(X_1 - \frac{1}{\omega_c C_0} \right) \right]}, \quad (5.154)$$

где $R_2 = R_s + R_c + R_n + R_1$

Из (5.154) действительная часть

$$R_{2в} = -\frac{\mu^2 R_2}{\omega_c \omega_k C_0^2 \left[R_2^2 + \left(X_1 - \frac{1}{\omega_c C_0} \right)^2 \right]}. \quad (5.155)$$

При резонансе, когда $X_1 - \frac{1}{\omega_c C_0} = 0$, имеем:

$$R_{2в \max} = -\frac{\mu^2}{\omega_c \omega_k C_0^2 R_2}. \quad (5.156)$$

Из двух последних выражений следует, что из цепи частоты сигнала в цепь комбинационной частоты также вносится отрицательное активное сопротивление. Внесением отрицательных активных сопротивлений частично или полностью компенсируются положительные активные сопротивления обеих цепей, т. е. R_2 и $R_2 + R_s$. При частичной компенсации этих сопротивлений будет регенеративное усиление сигнала и комбинационной частоты, а при полной компенсации R_2 или $R_2 + R_s$ — самовозбуждение усилителя соответственно на частоте сигнала или на комбинационной частоте.

Из (5.153) и (5.156) следует, что чем больше произведение частот $\omega_c \omega_k$, тем меньшее отрицательное сопротивление может обеспечить параметрический конденсатор. При некотором значении $(\omega_c \omega_k)_{\max}$ максимальное вносимое отрицательное сопротивление становится равным сопротивлению собственных потерь параметрического конденсатора R_s , т. е. компенсироваться будут только собственные потери конденсатора и, следовательно, на более высоких частотах усиления не будет. Подставив $(\omega_c \omega_k)_{\max}$ в (5.153), получим

$$(\omega_c \omega_k)_{\max} = \left(\frac{\mu}{C_0 R_s} \right)^2. \quad (5.157)$$

Для определения частоты, до которой может быть использован параметрический конденсатор как усилительный элемент, вводится понятие критической частоты

$$\omega_{кр} = \sqrt{(\omega_c \omega_k)_{\max}} = \frac{\mu}{C_0 R_s}. \quad (5.158)$$

Как видно, $\omega_{кр}$ зависит только от параметров параметрического конденсатора и от значения μ , в свою очередь зависящего от напряжения накачки. При уменьшении напряжения накачки до нуля $\omega_{кр}$ также стремится к нулю. Обычно стараются получить максимальное значение $\frac{\mu}{C_0 R_s}$.

Коэффициент усиления параметрического усилителя. Под коэффициентом усиления по мощности параметрического усилителя понимают отношение активной мощности, выделяемой в нагрузку, к мощности, подводимой к усилителю от источника сигнала

$$K = P_n / P_c. \quad (5.159)$$

Определим коэффициент усиления по мощности двухконтурного регенеративного параметрического усилителя (рис. 5.63). Максимально возможная мощность к усилителю подводится от источника сигнала лишь тогда, когда пересчитанное в цепь сигнала сопротивление источника сигнала R_c равно сумме пересчитанного в эту же цепь сопротивления нагрузки R_n , активного сопротивления резонатора R_l и эквивалентного сопротивления потерь параметрического конденсатора R_s , т. е. когда $R_c = R_n + R_l + R_s$. При этом $P_{c \max} = \frac{|\dot{E}_1|^2}{8R_c}$. Мощность, выделяемая в нагрузку, с учетом (5.143) равна

$$P_n = \frac{i_1 \dot{I}_1}{2} R_n = \frac{|\dot{I}_1|^2}{2} R_n = \frac{|\dot{E}_1|^2 R_n}{2 (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{1B})^2}. \quad (5.160)$$

Коэффициент усиления по мощности равен

$$K = \frac{P_n}{P_c} = \frac{|\dot{E}_1|^2 R_n \cdot 8R_c}{2 (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{1B})^2 |\dot{E}_1|^2} = \frac{4R_n R_c}{(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{1B})^2}. \quad (5.161)$$

При условии одновременного резонанса в цепях частоты сигнала $\left(X_1 - \frac{1}{\omega_c C_0} = 0\right)$ и комбинационной частоты $\left(X_2 - \frac{1}{\omega_k C_0} = 0\right)$ на основании (5.140) и (5.153) имеем: $Z_1 = R_z = R_n + R_c + R_1 + R_s$ и $\dot{Z}_{1b} = R_{1b \max} = -\frac{\mu^2}{\omega_c \omega_k C_0^2 (R_2 + R_s)}$. При этом коэффициент усиления по мощности будет максимальным

$$K_{\max} = \frac{4R_n R_c}{(R_z - R_{1b \max})^2} = \frac{4R_n R_c}{\left[R_z - \frac{\mu^2}{\omega_c \omega_k C_0^2 (R_2 + R_s)}\right]^2}. \quad (5.162)$$

Учтя (5.158) и обозначив: $p_c = R_c/R_s$; $p_1 = R_1/R_s$; $p_n = R_n/R_s$; $p_2 = R_2/R_s$, где p_c , p_1 , p_n и p_2 — коэффициенты связи усилителя с соответствующими сопротивлениями, найдем

$$K_{\max} = \frac{4R_n R_c}{\left(R_z - \frac{\omega_{кр}^2}{\omega_1 \omega_2} \frac{R_s^2}{R_2 + R_s}\right)^2} = \frac{4p_n p_c}{\left(1 + p_n + p_c + p_1 - \frac{\omega_{кр}^2}{\omega_1 \omega_2} \frac{1}{1 + p_2}\right)^2}.$$

Из (5.163) следует, что при выключении генератора накачки отрицательное слагаемое в знаменателе, представляющее собой вносимое отрицательное сопротивление, становится равным нулю, в результате чего

$$K = \frac{4p_n p_c}{1 + p_n + p_c + p_1}. \quad (5.164)$$

Из (5.163) следует также, что коэффициент усиления параметрического усилителя в одинаковой степени зависит от коэффициентов связи его с нагрузкой и с источником сигнала. Подбором оптимальной связи с нагрузкой и с источником сигнала можно добиться максимального коэффициента усиления при данном вносимом отрицательном сопротивлении.

6

ГЕНЕРИРОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ

Автогенератором называется устройство, в котором энергия источника постоянного тока преобразуется в энергию стационарных колебаний переменного тока; частота и амплитуда колебаний определяются параметрами самого устройства, а не внешним воздействием в отличие от усилителя.

Автогенераторы можно классифицировать:

- 1) по роду управляемого элемента (транзисторы, туннельные диоды, электронные лампы и пр.);
- 2) по виду колебаний (гармонические, релаксационные);
- 3) по частоте в зависимости от назначения (высокие и низкие частоты);
- 4) по способу формирования отрицательного сопротивления (с внешней обратной связью либо с внутренней).

6.1. АВТОГЕНЕРАТОР В ВИДЕ УСИЛИТЕЛЯ С КАНАЛОМ ВНЕШНЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

В возможности автоколебаний в усилителе с отдельным каналом обратной связи можно убедиться на примере несколько идеализированной схемы (рис. 6.1). Пусть с выхода усилителя подан сигнал $U_{\text{вых}}$ через канал обратной связи с коэффициентом передачи β . При условии, что на выходе канала обратной связи (на нагрузке, равной $Z_{\text{вх. ус}}$) сигнал по амплитуде и по фазе равен внешнему сигналу, т. е.

$$U_{\text{об. св}} = \beta U_{\text{вых}} = \beta K U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}, \quad (6.1)$$

можно вместо внешнего возбуждения подать на вход усилителя напряжение с выхода канала обратной связи, и ничто при этом не изменится. Такое условие называется *условием баланса фаз и амплитуд*: изменения фазы и амплитуды по замкнутому кругу балансируются.

В простейшем случае, когда нагрузкой усилителя является активное сопротивление R_n , произведение βK — действительное число ($\beta K = 1$). В однокаскадном усилителе (вообще при нечетном числе каскадов усилителя) фаза сигнала изменяется на 180° , т. е. $K < 0$; следовательно, $\beta = 1/K < 0$. В усилителе с четным числом каскадов фазы сигнала на входе и выходе усилителя совпадают ($K > 0$) и $\beta > 0$.

В общем случае, когда нагрузка носит комплексный характер и реактивностями в каналах пренебречь нельзя, произведение βK — комплексная величина. Комплексное уравнение $\beta K = 1$ при этом разбивается на два уравнения: уравнение баланса амплитуд

$$\beta K = 1 \quad (6.2)$$

и уравнение баланса фаз

$$\varphi_K + \varphi_\beta = n \cdot 360^\circ. \quad (6.3)$$

Последнее уравнение определяет частоту автоколебаний в этом общем случае, отличающуюся от резонансной.

Следует помнить, что условия баланса недостаточно для обеспечения стационарных автоколебаний. Необходимо еще обеспечение устойчивости и фазы, и амплитуды стационарных колебаний.

В линейной системе устойчивость амплитуды невозможна: достаточно малейшей флуктуации, чтобы стало $\beta K < 1$ (колебания затухают) или $\beta K > 1$ (колебания возрастают по амплитуде до тех пор, пока не выйдут за пределы линейности). Поэтому при $\beta K > 1$ принципиально необходима нелинейность, ограничивающая рост амплитуды.

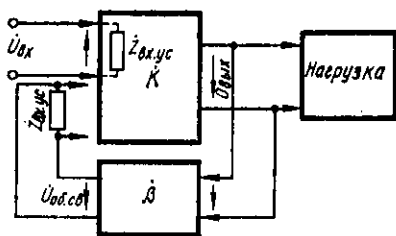


Рис. 6.1. Структурная схема автогенератора в виде усилителя с каналом обратной связи.

В реальных радиотехнических устройствах картина гораздо сложнее: не всегда можно четко разделить каналы прямой и обратной связи, параметры каналов могут быть взаимозависимы, а в случае внутренней обратной связи (как будет показано ниже) выделить канал обратной связи вообще невозможно. Поэтому в общем случае удобнее вести расчет условий самовозбуждения, рассматривая всю систему как эквивалентный четырехполюсник, являющийся по отношению к нагрузке генератором, с введением понятия отрицательного сопротивления.

6.2. ОТРИЦАТЕЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

В двухполюснике, потребляющем энергию (рис. 6.2, а), ток движется от «плюса» к «минусу» (от высшего потенциала к низшему). Такой двухполюсник характеризуется положительным сопротивлением $R = u/i = \operatorname{ctg} \alpha = R^{(+)} > 0$ (рис. 6.2, б). В двухполюснике, являющемся источником энергии, ток протекает от «минуса» к «плюсу», и поэтому его можно условно характеризовать отрицательным сопротивлением $R = u/i = \operatorname{ctg} \alpha = R^{(-)} < 0$.

Таким образом, понятие отрицательного сопротивления является символом источника энергии. При этом, если источник производит энергию постоянного тока, говорят об отрицательном сопротивлении постоянному току; если же источник дает энергию переменного тока, то говорят об отрицательном сопротивлении переменному току на данной частоте.

В установившемся состоянии $R^{(+)} + R^{(-)} = 0$ (это фактически иная форма записи закона Кирхгофа). В случае преобразования постоянного тока в переменный источником энергии переменного тока является совокупность источника постоянного тока и управляемого активного элемента, поэтому $R^{(-)}$ символизирует эту совокупность. При этом вольт-амперная характеристика $i = f(u)$ обязательно имеет спадающий участок, на котором знаки приращения тока и напряжения противоположны. Примером этого может служить участок ДБ на характеристике туннельного диода (см. рис. 6.21) или участок на выходной динамической характеристике усилителя с посторонним возбуждением, работающего в линейном режиме.

В усилителе с посторонним возбуждением или в автогенераторе с внешней положительной обратной связью на опре-

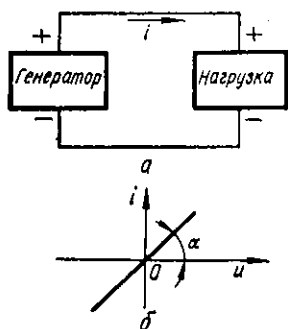


Рис. 6.2. К введению понятия отрицательного сопротивления.

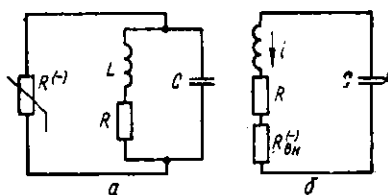


Рис. 6.3. Параллельный колебательный контур с отрицательным сопротивлением (а) и его эквивалентная схема (б).

деленной частоте имеется отрицательное сопротивление. Обратную связь и отрицательное сопротивление, не зависящие от частоты, из-за неизбежных паразитных частотно-зависимых реактивностей получить невозможно.

Рассмотрим, при каких условиях в параллельном колебательном контуре, питаемом отрицательным сопротивлением (рис. 6.3, а), могут возникнуть гармонические колебания. Отрицательное сопротивление $R^{(-)}$ шунтирует контур. Пересчитаем это сопротивление во вносимое в контур последовательное сопротивление (рис. 6.3, б)

$$R_{\text{вн}}^{(-)} = \rho^2 / R^{(-)}. \quad (6.4)$$

Как было показано в п. 2.7, колебательный процесс в виде возрастающих по амплитуде колебаний возможен только при условии $\delta < 0$ и $|\delta| < 1/\sqrt{LC}$. Поэтому в схеме на рис. 6.3, б, где $\delta = \frac{R + R_{\text{вн}}^{(-)}}{2L}$, должно быть $\delta < 0$, т. е.

$$|R_{\text{вн}}^{(-)}| > R. \quad (6.5)$$

Одновременно необходимо, чтобы $|\delta| < 1/\sqrt{LC}$, т. е. $R + |R_{\text{вн}}^{(-)}| < 2\rho$. Согласно (6.4) условие (6.5) записывается как $\rho^2 / |R^{(-)}| > R$ или $|R^{(-)}| < \rho^2 / R$, так что

$$|R^{(-)}| < R_{\Sigma, \rho}, \quad (6.6)$$

т. е. для возникновения автоколебаний в автогенераторе с колебательным контуром необходимо, чтобы отрицательное сопротивление по абсолютной величине было меньше эквивалентного сопротивления параллельного колебательного контура при резонансе.

Условия самовозбуждения автогенераторов с каналом обратной связи. Для любой сложной схемы, используя матричный метод анализа четырехполюсников, можно найти выходную проводимость и сравнить ее с проводимостью нагрузки. Матрица проводимости четырехполюсника имеет вид

$$\begin{bmatrix} \dot{Y}_{11} & \dot{Y}_{12} \\ \dot{Y}_{21} & \dot{Y}_{22} \end{bmatrix}.$$

Выходная проводимость согласно (5.72) равна

$$\dot{Y}_{\text{вых}} = \frac{\Delta}{\Delta_{22}} = \frac{\dot{Y}_{11}\dot{Y}_{22} - \dot{Y}_{21}\dot{Y}_{12}}{\dot{Y}_{11}}.$$

В случае установившихся колебаний $|\dot{Y}_{\text{вых}}| = \dot{Y}_{\text{н}}$.

Реализацию этого метода покажем на примере однокаскадного усилителя с каналом обратной связи и нагрузкой в виде эквивалентного сопротивления параллельного колебательного контура при резонансе ($R_{\Sigma, \rho}$). В данном примере эквивалентный четырехполюсник (рис. 6.4, б) представляет собой параллельное соединение

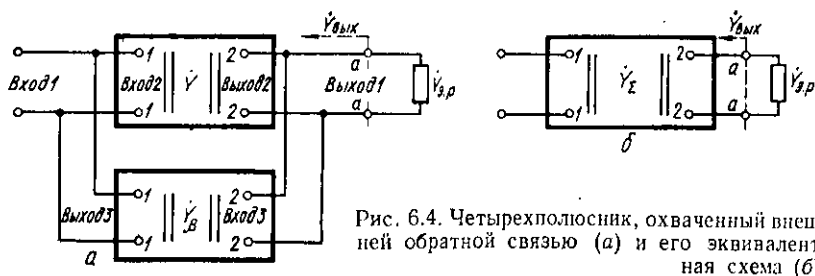


Рис. 6.4. Четырехполюсник, охваченный внешней обратной связью (а) и его эквивалентная схема (б).

двух четырехполюсников (рис. 6.4, а), поэтому матрицы проводимостей их суммируются

$$\|\dot{Y}_{\Sigma}\| = \|\dot{Y}\| + \|\dot{Y}_{\beta}\|. \quad (6.7)$$

Соответственно параметры эквивалентного четырехполюсника равны

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_{\Sigma 11} &= \dot{Y}_{11} + \dot{Y}_{\beta 11}; & \dot{Y}_{\Sigma 12} &= \dot{Y}_{12} + \dot{Y}_{\beta 12}; \\ \dot{Y}_{\Sigma 21} &= \dot{Y}_{21} + \dot{Y}_{\beta 21}; & \dot{Y}_{\Sigma 22} &= \dot{Y}_{22} + \dot{Y}_{\beta 22}. \end{aligned} \right\} \quad (6.8)$$

Уравнения эквивалентного четырехполюсника имеют вид

$$\dot{I}_1 = \dot{Y}_{\Sigma 11} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{\Sigma 12} \dot{U}_2; \quad (6.9)$$

$$\dot{I}_2 = \dot{Y}_{\Sigma 21} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{\Sigma 22} \dot{U}_2. \quad (6.10)$$

Из (6.10) имеем: $\dot{Y}_{\text{вых}} = \dot{I}_2 / \dot{U}_2 = \dot{Y}_{\Sigma 22} + \dot{Y}_{\Sigma 21} \dot{U}_1 / \dot{U}_2$. Обозначив $K_{\Sigma \text{обр}} = \dot{U}_1 / \dot{U}_2$, получим

$$\dot{Y}_{\text{вых}} = \dot{Y}_{\Sigma 22} + \dot{Y}_{\Sigma 21} K_{\Sigma \text{обр}}, \quad (6.11)$$

где $K_{\Sigma \text{обр}}$ — коэффициент обратной передачи эквивалентного четырехполюсника (справа налево).

Так как ко входу эквивалентного четырехполюсника внешний генератор не подключен, то ток во внешней цепи $\dot{I}_1 = 0$, и согласно (6.9)

$$K_{\Sigma \text{обр}} = -\dot{Y}_{\Sigma 12} / \dot{Y}_{\Sigma 11}. \quad (6.12)$$

Подставив (6.12) в (6.11), найдем

$$\dot{Y}_{\text{вых}} = \dot{Y}_{\Sigma 22} - \dot{Y}_{\Sigma 12} \dot{Y}_{\Sigma 21} / \dot{Y}_{\Sigma 11}, \quad (6.13)$$

и, учтя (6.8), получим

$$\dot{Y}_{\text{вых}} = \dot{Y}_{\Sigma 22} - \dot{Y}_{12} \dot{Y}_{\Sigma 21} / \dot{Y}_{\Sigma 11} - \dot{Y}_{\beta 12} \dot{Y}_{\Sigma 21} / \dot{Y}_{\Sigma 11} = \dot{Y}_{\Sigma 22} + (K_{\text{обр}} + \beta) \dot{Y}_{\Sigma 21}, \quad (6.14)$$

где $K_{\text{обр}} = -\dot{Y}_{12} / \dot{Y}_{\Sigma 11}$ — коэффициент обратной передачи активного четырехполюсника при наличии четырехполюсника обратной связи; $\beta = -\dot{Y}_{\beta 12} / \dot{Y}_{\Sigma 11}$ — коэффициент обратной связи четырехполюсника обратной связи, включенного с выхода на вход активного четырехполюсника.

Обычно активный четырехполюсник представляет собой усилитель; поэтому можно считать, что $K_{обр} = 0$, так как в усилителе сигнал в основном проходит со входа на выход. В этом случае (6.14) принимает вид

$$\dot{Y}_{вых} = \dot{Y}_{\Sigma 22} + \beta \dot{Y}_{\Sigma 21}. \quad (6.15)$$

Считаем все параметры четырехполюсников, а также β вещественными. Очевидно, проводимость $Y_{вых}$ будет отрицательной, если

$$Y_{\Sigma 22} + \beta Y_{\Sigma 21} < 0, \text{ или } \beta < -Y_{\Sigma 22}/Y_{\Sigma 21}. \quad (6.16)$$

Чтобы выполнить (6.16), необходимо

$$\beta < 0 \text{ и } |\beta| > |Y_{\Sigma 22}/Y_{\Sigma 21}|. \quad (6.17)$$

Случай, когда коэффициент обратной связи отрицательный ($\beta < 0$), как раз и соответствует положительной обратной связи, так как «минус» указывает на поворот фазы напряжения четырехполюсником обратной связи на 180° , т. е. $\varphi_\beta = 180^\circ$. Учитывая, что в одном каскаде усилителя с общим эмиттером напряжение на коллекторе (выходе усилителя) также изменяется по отношению к напряжению на базе (входе усилителя) на 180° , т. е. $\varphi_K = 180^\circ$, общий фазовый сдвиг сигнала, прошедшего через усилитель и цепь обратной связи, равен

$$\varphi_\beta + \varphi_K = 360^\circ (0). \quad (6.18)$$

Данное условие самовозбуждения автогенератора с внешней положительной обратной связью совпадает с условием (6.3), но этого еще недостаточно.

Несколько преобразуем (6.15). Соблюдая (6.17), вынесем в (6.15) знак «минус» из-под индекса β

$$Y_{вых}^{(-)} = -|\beta| Y_{\Sigma 21} + Y_{\Sigma 22}.$$

Абсолютная величина отрицательной выходной проводимости

$$|Y_{вых}^{(-)}| = |\beta| Y_{\Sigma 21} - Y_{\Sigma 22}. \quad (6.19)$$

Как видим, усилитель с внешней положительной обратной связью обладает в точках $a-a$ (рис. 6.2, а) отрицательной выходной проводимостью $Y_{вых}^{(-)}$ и, следовательно, его динамическая вольт-амперная характеристика имеет спадающий участок.

Проследим выполнение условия (6.6) для данной схемы. Согласно (6.6) условие самовозбуждения автогенератора запишется так:

$$\frac{1}{|Y_{вых}^{(-)}|} = \frac{1}{|\beta| Y_{\Sigma 21} - Y_{\Sigma 22}} < R_{э.р}. \quad (6.20)$$

Проанализируем полученное выражение с учетом параметров транзистора, рассматривая его в качестве активного элемента усилителя. В области частот, где параметры транзистора можно считать вещественными, $Y_{22} = 1/R_i$ и $Y_{21} = S$. Здесь R_i — внутреннее

сопротивление, S — статическая крутизна транзистора. Поскольку обычно $1/R_t \gg Y_{\beta 22}$ и $S \gg Y_{\beta 21}$, то можно считать, что

$$Y_{\Sigma 22} \approx 1/R_t \text{ и } Y_{\Sigma 21} \approx S. \quad (6.21)$$

Подставив (6.21) в (6.19), получим

$$|Y_{\text{вых}}^{(-)}| = |\beta| S - 1/R_t. \quad (6.22)$$

Из (6.22) найдем абсолютную величину отрицательного сопротивления

$$|R^{(-)}| = \frac{1}{|\beta| S - 1/R_t} = \frac{1}{(|\beta| - D) S}, \quad (6.23)$$

где $D = \frac{1}{SR_t}$ — проницаемость транзистора.

Если в точках a — a четырехполюсника (рис. 6.4, б) в качестве нагрузки подключен колебательный контур, то согласно (6.20) при $\frac{1}{(|\beta| - D) S} < R_{\Sigma, p}$ в схеме возникнут колебания. После переноса S в последнее неравенство в правую часть имеем:

$$\frac{1}{|\beta| - D} < SR_{\Sigma, p}. \quad (6.24)$$

Произведение $SR_{\Sigma, p}$ есть коэффициент усиления усилительного каскада по напряжению [см. (5.89)]. Следовательно, (6.24) можно выразить через коэффициент усиления по напряжению и коэффициент обратной связи

$$1/|\beta| < K, \text{ или } K|\beta| > 1, \quad (6.25)$$

если пренебречь проницаемостью D , так как $|\beta| \gg D$.

Условие (6.25) и является вторым условием самовозбуждения автогенератора с внешней положительной обратной связью, выраженным через K и β , которое в установившемся состоянии переходит в условие баланса амплитуд (6.2).

6.3. АВТОГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Возникновение синусоидальных колебаний в автогенераторе с трансформаторной обратной связью. Исходя из обобщенной схемы автогенератора и условий самовозбуждения (6.18) и (6.25), можно построить конкретную схему автогенератора синусоидальных колебаний высокой частоты. Для этого в усилитель высокой частоты нужно ввести положительную обратную связь. Практическая схема автогенератора высокой частоты с трансформаторной обратной связью показана на рис. 6.5 (R — сопротивление потерь контура обозначено для дальнейшего анализа схемы). Ввиду избирательной нагрузки условие (6.25) выполняется только на одной (генерируемой) частоте.

Рассмотрим, как реализовать условие $\beta < 0$ в данной схеме. Имеем: $U_K = -U_{\text{конт}} = -i\omega LI_L$, а $U_B = \pm i\omega MI_L$, где U_K — напряжение на коллекторе; U_B — напряжение на базе; $U_{\text{конт}}$ — напряжение на контуре.

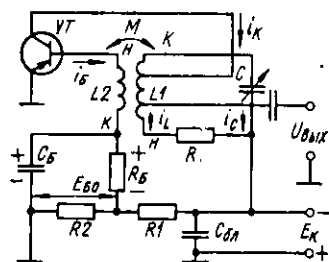


Рис. 6.5. Схема автогенератора с трансформаторной обратной связью.

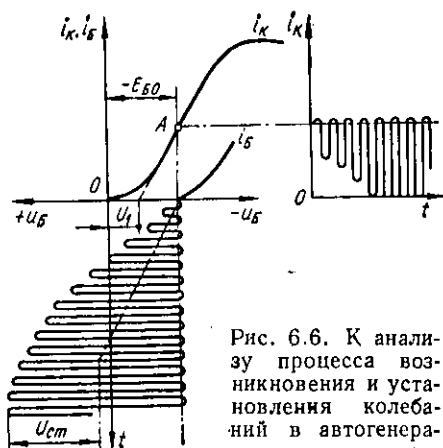


Рис. 6.6. К анализу процесса возникновения и установления колебаний в автогенераторе.

Очевидно, для поворота фазы в цепи обратной связи на 180° , т. е. чтобы U_K и U_B были в противофазе, нужно, чтобы $U_B = i\omega M I_L$; тогда

$$\beta(\omega) = \frac{U_B}{U_K} = \frac{i\omega M I_L}{-i\omega L I_L} = -\frac{M}{L}. \quad (6.26)$$

Так как знак в (6.26) зависит от взаимного включения катушек $L1$ и $L2$, то для выполнения условия (6.24) необходимо катушки в цепи базы и коллектора включить встречно, т. е. в разные стороны по отношению к направлению намотки (как показано на рис. 6.5, где буквами «и» и «к» обозначены начало и конец намотки катушек). В этом случае цепью обратной связи фаза будет поворачиваться на 180° .

Для самостоятельного возникновения колебаний в автогенераторе рабочую точку A необходимо вывести на середину вольт-амперной характеристики (рис. 6.6) с помощью небольшого прямого смещения — E_{60} , снимаемого с резистора $R2$, и обеспечить в начальный момент самовозбуждения угол отсечки коллекторного тока $\Theta = 180^\circ$. Чтобы получить оптимальный в энергетическом отношении режим работы, угол отсечки в установившемся режиме желательно иметь $\Theta = 90^\circ$ (п. 5.6), что достигается с помощью цепочки базового автоматического смещения $R_B C_B$, вырабатывающей обратное смещение за счет протекания тока базы.

Колебания в автогенераторе возникают следующим образом. При подаче напряжения питания появится ток коллектора, который за счет флуктуаций потока носителей и тепловых шумов не будет строго постоянным, а будет кроме постоянной составляющей содержать небольшую по амплитуде переменную составляющую шумов транзистора, имеющую сплошной спектр частот. В спектр частот коллекторного тока входит и частота f_0 , на которую настроен колебательный контур. Составляющая контурного тока с частотой f_0 благодаря

фильтрации в параллельном контуре будет в Q раз больше всех остальных составляющих спектра. Контурный ток с частотой f_0 , протекая по катушке $L1$, создаст на катушке $L2$ из-за действия обратной связи напряжение с частотой f_0 , которое приложено к базе транзистора. Это напряжение усиливается транзистором и выделяется на контуре. Так как обратная связь положительная, то усиленное напряжение будет поддерживать возникшие в контуре колебания, находясь с ними в фазе. Через цепь обратной связи на базу транзистора передается напряжение уже большей амплитуды, которая опять усилится и выделится на контуре и т. д. Процесс нарастания амплитуды колебаний ограничивается нелинейностью вольт-амперных характеристик транзистора, и в автогенераторе установится амплитуда стационарных колебаний.

Чтобы уяснить это явление подробнее, рассмотрим процесс нарастания амплитуды и автоматического смещения на базе транзистора применительно к характеристикам транзистора (рис. 6.6). В момент включения напряжения питания рабочая точка находится в положении A благодаря действию напряжения прямого смещения — $E_{Б0}$. При возникновении колебаний и росте амплитуды начинает расти обратное смещение на базе (пунктирная линия) за счет заряда конденсатора C_B в отрицательный полупериод колебаний током базы (цепь заряда: эмиттер, база, катушка $L2$, конденсатор C_B , эмиттер). В положительный полупериод колебаний конденсатор C_B немного разрядится на резистор R_B , вызвав на нем падение напряжения «плюсом» на базу (чтобы конденсатор разряжался за полупериод незначительно, выбирают $C_B R_B = 5 \div 10T$, где T — период колебаний). Таким образом, на цепочке $C_B R_B$ вырабатывается обратное смещение. По мере роста его с ростом амплитуды колебаний рабочая точка смещается на участок вольт-амперной характеристики с меньшей крутизной.

Вследствие уменьшения крутизны рост амплитуды колебаний уменьшается и при превращении неравенства (6.24) в равенство в автогенераторе устанавливается амплитуда стационарных колебаний $U_{ст}$. Как следует из рис. 6.6, угол отсечки при этом меняется от $\Theta = 180^\circ$ при малых амплитудах до $\Theta = 90^\circ$ при амплитуде стационарных колебаний. Таким образом, для возникновения и получения стационарных колебаний в автогенераторе необходимо выполнить оба условия [(6.18) и (6.24)], физический смысл которых состоит в следующем: 1) колебания, вводимые в контур, должны совпадать по фазе с колебаниями в нем; 2) энергия, вводимая в контур за период колебания, должна равняться энергии потерь в контуре за период (когда знак неравенства в (6.24) превращается в знак равенства).

Несмотря на то что в стационарном состоянии вследствие $\Theta = 90^\circ$ ток коллектора несинусоидальный (это следует из рис. 6.6), напряжения на контуре и на базе транзистора синусоидальные, так как нагрузкой является колебательный контур с высокой добротностью (из линейчатого спектра частот импульсов коллекторного тока при $\Theta = 90^\circ$ контур отбирает первую гармонику, на которую он настроен).

Дифференциальное уравнение транзисторного автогенератора. Рассмотрев общие принципы построения схем автогенераторов и условия возникновения в них колебаний, перейдем к анализу конкретной электрической схемы автогенератора (рис. 6.5) с целью выяснения влияния элементов и параметров схемы на условия самовозбуждения.

Уравнения Кирхгофа для схемы (рис. 6.5) имеют вид

$$\left. \begin{aligned} i_K &= i_L + i_C; \\ L \frac{di_L}{dt} + Ri_L - \frac{1}{C} \int i_C dt &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (6.27)$$

где $u_{\text{конт}} = Ri_L + L \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{C} \int i_C dt$. Переменное напряжение на базе транзистора, передаваемое через цепь обратной связи,

$$u_B = \pm M \frac{di_L}{dt}. \quad (6.28)$$

Учитывая, что катушки $L1$ и $L2$ включены встречно, u_B берем со знаком «+».

Преобразуем (6.27) и (6.28) в одно уравнение. Для этого исключим из второго уравнения (6.27) с помощью первого i_C , предварительно продифференцировав второе уравнение дважды

$$L \frac{d^3 i_L}{dt^3} + R \frac{d^2 i_L}{dt^2} - \frac{1}{C} \left(\frac{di_K}{dt} - \frac{di_L}{dt} \right) = 0. \quad (6.29)$$

Используя (6.28) для замены в (6.29) i_L на u_B , получим

$$\frac{d^2 u_B}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{du_B}{dt} - \frac{M}{LC} \frac{di_K}{dt} + \frac{1}{LC} u_B = 0. \quad (6.30)$$

Коллекторный ток, как известно, является функцией напряжения на базе и на коллекторе, т. е. $i_K = f(u_B, u_K)$. Поэтому

$$\frac{di_K}{dt} = \frac{di_K}{du_B} \frac{du_B}{dt} + \frac{di_K}{du_K} \frac{du_K}{dt} = S \frac{du_B}{dt} + \frac{1}{R_i} \frac{du_K}{dt}, \quad (6.31)$$

где S — крутизна, а R_i — внутреннее сопротивление транзистора. Так как $u_K = -u_{\text{конт}}$, то

$$\frac{du_K}{dt} = -R \frac{di_L}{dt} - L \frac{d^2 i_L}{dt^2}. \quad (6.32)$$

Подставив (6.32) в (6.31) и используя (6.28), найдем

$$\frac{di_K}{dt} = \left(S - \frac{L}{MR_i} \right) \frac{du_B}{dt} - \frac{R}{MR_i} u_B. \quad (6.33)$$

Вместо $\frac{di_K}{dt}$ в (6.30) подставим из (6.33) его значение и окончательно получим

$$\frac{d^2 u_B}{dt^2} + \frac{1}{L} \left(R + \frac{L}{CR_i} - \frac{MS}{C} \right) \frac{du_B}{dt} + \omega_0^2 \left(1 + \frac{R}{R_i} \right) u_B = 0. \quad (6.34)$$

Дифференциальное уравнение второго порядка (6.34) нелинейное, так как параметры R_i и S зависят от u_B . Обратим внимание на члены в скобках при первой производной: R — сопротивление потерь контура; $\frac{1}{CR_i}$ — вносимое в контур сопротивление, учитывающее влияние внутреннего сопротивления транзистора; $-\frac{MS}{C}$ — отрицательное сопротивление, вносимое в контур со стороны транзистора благодаря действию положительной обратной связи. Чем больше коэффициент взаимной индукции M , тем больше отрицательное сопротивление, вносимое в контур.

Обозначив через $2\delta = \frac{1}{L} \left(R + \frac{L}{CR_i} - \frac{MS}{C} \right)$ и отбросив член $\frac{R}{R_i}$, поскольку $R_i \gg R$, получим

$$\frac{d^2 u_B}{dt^2} + 2\delta \frac{du_B}{dt} + \omega_0^2 u_B = 0. \quad (6.35)$$

Полученное уравнение совершенно подобно (2.6).

Рассматривая начальный момент самовозбуждения (при малых амплитудах), можно считать систему в небольшой окрестности рабочей точки линейной с крутизной S_A . Тогда решение (6.35) будет подобно (2.17)

$$u_B = U_{Bm} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t. \quad (6.36)$$

При $\delta < 0$ в автогенераторе возникает нарастающий колебательный процесс, т. е. происходит его самовозбуждение. Раскроем неравенство $\delta < 0$:

$$R + \frac{L}{CR_i} - \frac{MS_A}{C} < 0. \quad (6.37)$$

Перепишав (6.37) в виде $\frac{M}{L} > \frac{1}{R_i S_A} + \frac{CR}{S_A L}$ и обозначив $\frac{1}{R_i S_A} = D$ и $\frac{L}{CR} = R_{з.р.}$, а также учтя (6.26), условие самовозбуждения получим в виде

$$|\beta| > \frac{1}{S_A R_{з.р.}} + D.$$

Это условие совпадает, как видно, с условием (6.24), полученным для обобщенной схемы автогенератора.

Квазилинейная теория автогенератора. Понятие о средней крутизне. Амплитуда и частота стационарных колебаний. Режимы мягкого и жесткого самовозбуждения. В реальных условиях вольт-амперные характеристики нелинейны. При малых амплитудах колебаний в пределах небольшого участка характеристики ее можно считать линейной, пренебрегая небольшими отклонениями от линейности, и рассматривать систему как линейную в пределах данного участка (линеаризация).

Во многих случаях, как, например, в автоколебательных системах, где учет нелинейности принципиально необходим, вольт-ам-

перная характеристика используется в широких пределах, причем мгновенные значения проходят по нелинейной характеристике точки с разной крутизной

$$S(t) = \frac{di(t)}{du(t)} = f(t).$$

При этом процессы в системе описываются нелинейными дифференциальными уравнениями, что затрудняет анализ, так как решение их в общем виде невозможно.

Поэтому особенно плодотворным оказался предложенный Ю. Б. Кобзаревым *метод средней крутизны*, учитывающий нелинейность системы и вместе с тем позволяющий вести расчеты, используя метод комплексных амплитуд, как и в линейных системах. Метод Ю. Б. Кобзарева применим, если в системе имеется цепь с хорошей избирательностью (высокой добротностью). Например, если на выходе усилителя с обратной связью есть контур с высокой частотной избирательностью, то хотя выходной ток усилителя и содержит гармоники $i_K = I_{K0} + I_{K1} \sin \omega_0 t + I_{K2} \sin 2\omega_0 t + \dots + I_{Kn} \sin n\omega_0 t$, ток в контуре $i_{\text{конт}} \approx I_{K0} + I_{\text{конт}} \sin \omega_0 t$, и напряжение на контуре можно считать пропорциональным гармоническому воздействию по первой гармонике на резонансной частоте, пренебрегая влиянием остальных, т. е.

$$\frac{i_{\text{вых}}(t)}{u_{\text{вх}}(t)} = \text{const} = \frac{I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_{K1}}{U_{B1}} = S_{\text{ср}}, \quad (6.38)$$

как если бы система была линейной. Отсюда название метода Кобзарева «квазилинейный» — как бы линейный. Значение $S_{\text{ср}}$, которое Ю. Б. Кобзарев назвал *средней крутизной*, остается неизменным в стационарном режиме. При изменении амплитуды колебаний вследствие нелинейности системы отношение $I_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ является функцией амплитуды

$$\frac{I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = S_{\text{ср}} = f(U_{\text{вх}}).$$

Квазилинейная теория автогенератора позволяет определить условие стационарности амплитуды и частоту стационарных колебаний. Для этого применим к (6.27) и (6.28) метод комплексных амплитуд, считая колебания установившимися, а токи в контуре и напряжение на базе — синусоидальными:

$$I_{K1} = I_L + I_C; R\dot{I}_L + i\omega L\dot{I}_L - \frac{1}{i\omega C}\dot{I}_C = 0.$$

$$\dot{U}_B = i\omega M\dot{I}_B$$

Вместо I_L и I_C во второе уравнение подставим их значения из первого:

$$\dot{U}_B \left(\frac{L}{M} - i \frac{R}{\omega M} - \frac{1}{\omega^2 MC} \right) = \frac{1}{i\omega C} I_{K1}.$$

Учтя (6.38), получим

$$1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 - i \left(\frac{R}{\omega L} - \frac{\omega_0^2}{\omega} M S_{cp} \right) = 0. \quad (6.39)$$

Уравнение (6.39) определяет частоту и амплитуду стационарных колебаний.

Приравняв нулю действительную часть (6.39), получим частоту стационарных колебаний

$$1 - (\omega_0/\omega)^2 = 0; \quad \omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

(предполагалось, что $R_L \gg R$ и на частоту не влияет). Как видно, в этом случае частота стационарных колебаний совпадает с резонансной частотой контура.

Приравняв нулю коэффициент при мнимой части (6.39), найдем условие стационарности амплитуды колебаний $\frac{R}{\omega L} - \frac{\omega_0^2}{\omega} M S_{cp} = 0$, откуда

$$S_{cp} = \frac{R}{\omega_0^2 L M} = \frac{LCR}{ML} = \frac{1}{\beta R_{э, p}}. \quad (6.40)$$

Зависимость амплитуд, определяющих среднюю крутизну, можно изобразить также графиком колебательной характеристики $I_{l_{вх}} = I_{K1} = f(U_{l_{вх}})$, где $I_{K1} = I_{конт}/Q$. Колебательная характеристика и кривая средней крутизны взаимосвязаны. Среднюю крутизну $S_{cp} = I_{l_{вх}}/U_{l_{вх}}$ и зависимость $I_{l_{вх}} = I_{K1} = f(U_{l_{вх}})$ можно определить аналитически, аппроксимируя зависимость $i = f(u)$ нелинейного элемента, например, степенным полиномом и находя $I_{l_{вх}}(U_{l_{вх}})$, или экспериментально, измеряя $I_{конт}$ как функцию $U_{l_{вх}}$ с учетом того, что $I_{l_{вх}} = I_{конт}/Q$.

В зависимости от выбора начальной рабочей точки на нелинейной вольт-амперной характеристике $i = f(u)$ кривые колебательной характеристики и средней крутизны имеют различный вид (рис. 6.7—6.9). Рис. 6.7 соответствует выбору начальной рабочей точки в середине вольт-амперной характеристики активного нелинейного элемента в точке с максимальной крутизной (рис. 6.8 — на нижнем

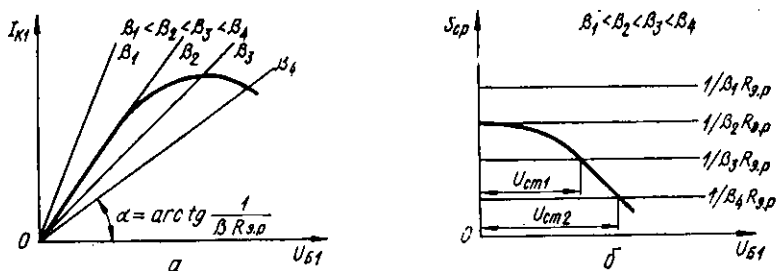


Рис. 6.7. *Колебательная характеристика генератора (а) и зависимость $S_{cp}(U_{B1})$ (б) с совмещенными линиями обратной связи при выборе рабочей точки на линейном участке вольт-амперной характеристики.

загибе этой характеристики с малой крутизной, а рис. 6.9 — за пределами вольт-амперной характеристики, где ток уже равен нулю).

По этим графикам можно определить условия самовозбуждения, нанеся на них так называемые линии обратной связи. Для колебательной характеристики это зависимость $U_{\text{вх}} = f(I_{\text{вых}})$. Так как $\beta = U_{\text{вх}}/U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вых}} = I_{\text{вых}} R_{\Sigma, \text{p}}$, то $I_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 1/\beta R_{\Sigma, \text{p}} = \text{tg } \alpha$. С увеличением связи (β) отношение $I_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = I_{\text{К1}}/U_{\text{Б}}$ уменьшается (рис. 6.7, а — 6.9, а).

На графиках средней крутизны линия связи определяет значение средней крутизны, необходимое для баланса амплитуд при данной связи. Это значение (см. (6.40)) не зависит от амплитуды, и поэтому на графике линия связи — прямая, параллельная оси абсцисс. При больших связях эта линия проходит ниже, при малых — выше (рис. 6.7, б — 6.9, б).

Точка пересечения кривых колебательной характеристики и средней крутизны с линией обратной связи определяет амплитуду, при которой выполняется условие баланса амплитуд. При амплитудах, где линия обратной связи проходит ниже кривых колебательной характеристики и средней крутизны, связь избыточная, колебания возрастают; в точках, где линия обратной связи проходит выше кривых, связь недостаточная, колебания затухают. Поэтому в точ-

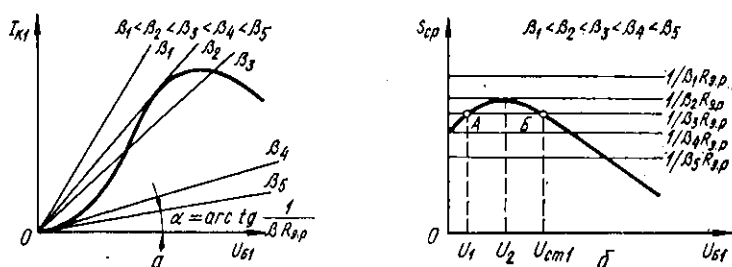


Рис. 6.8. Колебательная характеристика генератора (а) и зависимость $S_{\text{ср}}(U_{\text{Б1}})$ (б) с совмещенными линиями обратной связи при выборе начальной рабочей точки на нижнем загибе вольт-амперной характеристики.

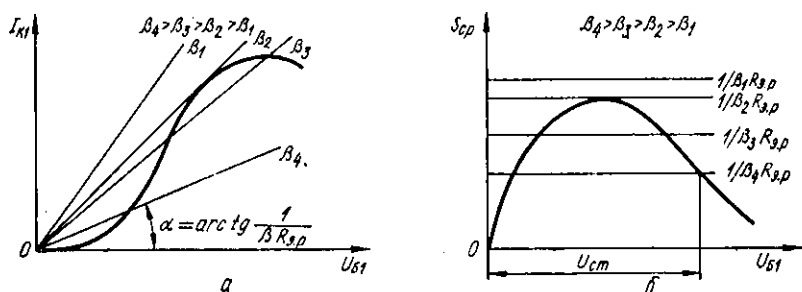


Рис. 6.9. Колебательная характеристика генератора (а) и зависимость $S_{\text{ср}}(U_{\text{Б1}})$ (б) с совмещенными линиями обратной связи при выборе начальной рабочей точки за пределами нижнего загиба вольт-амперной характеристики.

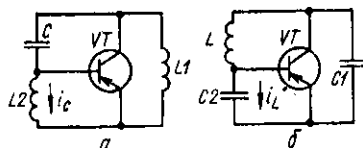


Рис. 6.10. Трехточечные индуктивная (а) и емкостная (б) схемы автогенераторов.

ках, где кривые пересекают линию обратной связи снизу вверх, амплитуда неустойчива; при малейшем изменении амплитуды колебания либо затухают, либо возрастают до устойчивой точки. В точках, где кривые пересекают линию обратной связи сверху вниз, амплитуда устойчива (для кривых средней крутизны условием устойчивости будет $dS_{cp}/dU_{Б1} < 0$).

Эти точки и определяют амплитуду установившихся (стационарных) колебаний.

Из приведенных графиков видно, что для самовозбуждения автогенератора при малейшей флуктуации амплитуды нужно, чтобы при данной связи линия обратной связи от начала координат проходила ниже кривых колебательной характеристики и средней крутизны.

Режим автогенератора, при котором малейшая флуктуация амплитуды вызывает возникновение колебаний в нем, называется *режимом мягкого самовозбуждения*. На рис. 6.7 и 6.8 этому режиму соответствуют связи, где имеется только одна точка пересечения (устойчивого состояния): на рис. 6.7 — при всех значениях коэффициента связи, больших чем β_2 ; на рис. 6.8 — при более сильной связи (при коэффициентах связи, больших чем β_1). На рис. 6.9 ни при какой связи невозможно самовозбуждение автогенератора без внешнего электрического толчка.

Режим автогенератора, при котором для возникновения колебаний в нем необходим внешний электрический толчок, называется *режимом жесткого самовозбуждения*. Внешний толчок должен превышать амплитуду, соответствующую точке неустойчивого состояния. На рис. 6.8 данному режиму соответствуют связи с коэффициентами, меньшими чем β_1 . На рис. 6.9 жесткий режим будет наблюдаться при любых коэффициентах связи.

Трехточечные схемы автогенераторов синусоидальных колебаний. Кроме схемы автогенератора с трансформаторной обратной связью существуют так называемые *трехточечные схемы* автогенераторов синусоидальных колебаний, где положительная обратная связь достигается благодаря соответствующему включению реактивностей в цепях транзистора.

Возможны два варианта схем автогенераторов с точки зрения обеспечения положительной обратной связи: *индуктивная* трехточка (рис. 6.10, а) и *емкостная* трехточка (рис. 6.10, б). Схемы представлены по высокой частоте, без изображения цепей питания.

Установим знак коэффициентов обратной связи в данных схемах. Контуры, образованные из элементов $L1$, C , $L2$ и L , $C1$, $C2$, имеют резонансную частоту ω_0 . В индуктивной трехточке напряжение обратной связи на базу транзистора подается с катушки индуктивности $L2$, питаемой емкостным током, так как выполняется условие

$$\frac{1}{\omega_0 C} \gg \omega_0 L_2, \quad (6.41)$$

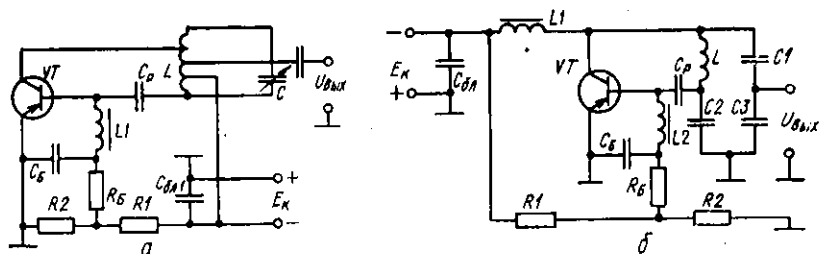


Рис. 6.11. Практические трехточечные индуктивная ((а) и емкостная (б)) схемы автогенераторов.

вследствие чего

$$I_C \approx \frac{U_K}{1/i\omega_0 C} = I_C e^{i\pi/2}; \quad U_{L2} = I_C i\omega_0 L_2 = I_C e^{i\pi/2} \omega_0 L_2 e^{i\pi/2} = U_{L2} e^{i\pi};$$

$$\beta = \frac{U_{L2}}{U_K} = \frac{U_{L2}}{U_K} e^{i\pi} = -\frac{U_{L2}}{U_K} = -\frac{L_2}{L_1}$$

В емкостной трехточке напряжение обратной связи поступает на базу транзистора с конденсатора $C2$, питаемого индуктивным током, так как выполняется условие

$$\omega_0 L \gg \frac{1}{\omega_0 C_2} \quad (6.42)$$

благодаря которому

$$I_L = \frac{U_K}{i\omega L} = I_L e^{-i\pi/2}; \quad U_{C2} = I_L \frac{1}{i\omega C_2} = I_L e^{-i\pi/2} \frac{1}{\omega C_2} e^{-i\pi/2} = U_{C2} e^{-i\pi};$$

$$\beta = \frac{U_{C2}}{U_K} = \frac{U_{C2}}{U_K} e^{-i\pi} = -\frac{U_{C2}}{U_K} = -\frac{C_1}{C_2}.$$

Отрицательные значения коэффициентов обратной связи в этих схемах указывают на то, что обратная связь в них — положительная, т. е. первое условие самовозбуждения автогенератора (6.18) выполняется. При выполнении и второго условия самовозбуждения (6.25) в автогенераторе возникнут колебания.

Можно отметить *общую особенность построения трехточек*: реактивность между базой и коллектором должна быть другого характера по сравнению с реактивностями между эмиттером и коллектором, эмиттером и базой. Кроме того, нужно, чтобы выполнялись неравенства (6.41) и (6.42). Анализ показывает, что обе трехточки генерируют частоту, очень близкую к резонансной частоте контура ω_0 .

Практические схемы индуктивной и емкостной трехточек показаны на рис. 6.11. Индуктивная трехточка — с последовательным питанием, емкостная — с параллельным. Катушки $L1, 2$ служат для предотвращения поступления токов высокой частоты в цепи питания. Назначение остальных элементов схем — такое же, как и в схеме на рис. 6.5.

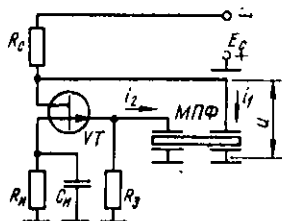


Рис. 6.12. Схема автогенератора высокой частоты с монокристаллическим пьезоэлектрическим фильтром.

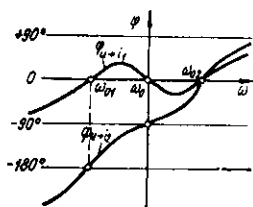


Рис. 6.13. Фазовые характеристики токов первого и второго резонаторов.

Автогенераторы с пьезорезонаторами в качестве резонансных систем. Тенденция к микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры привела к замене катушек индуктивностей, обладающих большими габаритными размерами, другими эквивалентами, совместимыми с микросхемами. Такими эквивалентами, как показано ранее, оказались пьезоэлектрические резонаторы и системы.

В качестве примера рассмотрим схему автогенератора высокой частоты, эквивалентную схеме автогенератора с трансформаторной обратной связью, в которой в качестве резонансных связанных систем используются монокристаллические пьезоэлектрические фильтры (рис. 6.12). Схема выполнена на полевом транзисторе, чтобы исключить шунтирование входного и выходного резонаторов соответственно выходным и входным сопротивлениями транзистора.

Для пояснения поворота фазы в пьезоэлектрических фильтрах рассмотрим фазовые характеристики первого и второго резонаторов (сдвиг фаз приложенного к первому резонатору напряжения относительно токов, проходящих через первый и второй резонаторы, рис. 6.13). По аналогии со связанными контурами индуктивная акустическая связь выбрана больше критической (фазовая характеристика тока первого резонатора пересекает ось частот в трех точках). Как видно из рис. 6.13, поворот фазы на 180° в акустически связанных резонаторах достигается на частоте ω_{01} , на которой и выполняется условие (6.18), необходимое для самовозбуждения автогенератора.

На рис. 6.14 показана схема емкостной трехточки, где в качестве индуктивности на частоте генерации используется пьезоэлектрический резонатор (ПЭР).

Автогенераторы синусоидальных колебаний низкой частоты строятся по тому же принципу, что и автогенераторы синусоидальных колебаний высокой частоты. Специфика состоит в характере нагрузки усилителя и цепи положительной обратной связи.

Так как на низких частотах LC -избирательные цепи ввиду громоздкости катушек индуктивности не применяются, то используются либо RC -избирательные цепи, которые, как правило, включаются в цепь положительной обратной связи при неизбирательной нагрузке, либо RC -цепи, создающие необходимый сдвиг фаз для выполнения условия (6.18). Ограничением применения RC -избира-

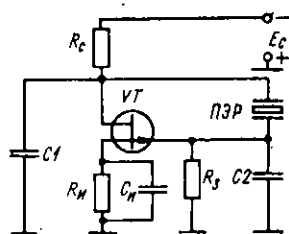


Рис. 6.14. Трехточечная емкостная схема автогенератора с ПЭР.

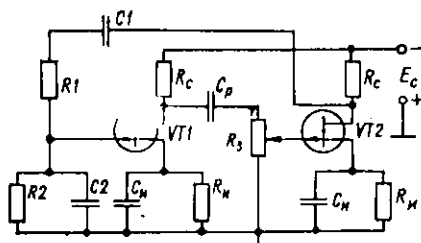


Рис. 6.15. Схема двухкаскадного RC-генератора синусоидальных колебаний с цепочкой Вина.

тельных цепей на высоких частотах служат входные емкости транзисторов, соизмеримые на этих частотах с емкостями RC-цепочек.

Схема двухкаскадного RC-генератора синусоидальных колебаний, изображенная на рис. 6.15, представляет собой двухкаскадный усилитель, охваченный положительной обратной связью, которая осуществляется через частотно-избирательную цепочку R_1, C_1, R_2, C_2 , называемую *цепочкой Вина* (рис. 6.16, а). Фазово-частотная характеристика этой цепочки показана на рис. 6.14, б. Таким образом, условие баланса фаз (6.18), полученное в данной схеме за счет поворота фазы каждым каскадом усилителя на 180° , сохраняется только на частоте ω_0 , где $\varphi_\beta = 0$.

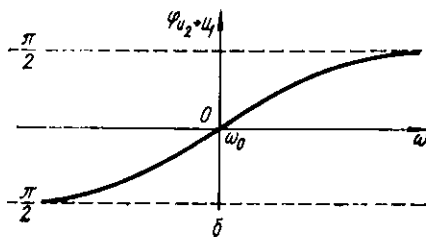
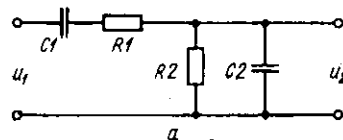
Для конкретизации условия (6.25) к схеме двухкаскадного RC-генератора, приведенной на рис. 6.15, определим и проанализируем коэффициент передачи цепочки Вина (рис. 6.16, а). При ее подключении в схеме автогенератора с выхода на вход двухкаскадного усилителя (рис. 6.15) коэффициент передачи RC-цепочки совпадает с коэффициентом обратной связи β . Поэтому запишем

$$\beta = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\dot{U}_B}{\dot{U}_K} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}, \quad (6.43)$$

где $Z_1 = R_1 - i \frac{1}{\omega C_1}$ — сопротивление последовательно соединенных

элементов R_1 и C_1 . $Z_2 = -i \frac{R_2}{\omega C_2}$ — сопротивление параллельно соединенных элементов R_2 и C_2 .

Рис. 6.16. Цепочка Вина (а) и ее фазово-частотная характеристика (б).



Подставив значения Z_1 и Z_2 в выражение (6.43), после преобразований

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + i \left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1} \right)}. \quad (6.44)$$

Очевидно, для получения $\varphi_\beta = 0$ коэффициент обратной связи β должен быть вещественным и положительным, что возможно при

$$\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1} = 0, \quad (6.45)$$

откуда следует выражение для частоты, на которой может возбудиться автогенератор,

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}. \quad (6.46)$$

При этом

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}. \quad (6.47)$$

При условии $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$, $\beta = \frac{1}{3}$.

Таким образом, для самовозбуждения автогенератора, т. е. для выполнения еще второго условия (6.25), необходимо, чтобы коэффициент усиления двухкаскадного усилителя был больше трех, $K > 3$.

Для выполнения условия (6.18), как известно, цепочка Вина включается в цепь положительной обратной связи двухкаскадного усилителя.

Рассмотрим схему однокаскадного RC -генератора синусоидальных колебаний, приведенную на рис. 6.17, а. В этой схеме один каскад усилителя с общим эмиттером изменяет фазу усиливаемого сигнала на 180° , поэтому для выполнения условия (6.18) с выхода на вход усилительного каскада подключается трехзвенная RC -цепочка, которая осуществляет поворот фазы колебаний еще на 180° на определенной частоте ω_0 . Фазово-частотная характеристика данной цепочки изображена на рис. 6.17, б. Как видим, в однокаскадном RC -генераторе трехзвенная RC -цепочка включается в цепь отрицательной обратной связи и благодаря своей фазово-частотной

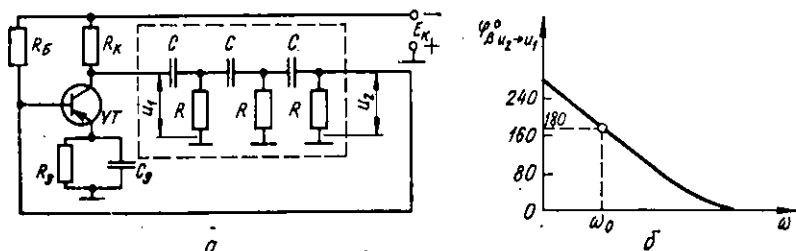


Рис. 6.17. Схема однокаскадного RC -генератора синусоидальных колебаний (а) и фазово-частотная характеристика трехзвенной RC -цепочки (б).

характеристике (поворот фазы на частоте ω_0 на 180°) обеспечивает выполнение условия баланса фаз.

Для конкретизации второго условия самовозбуждения автогенератора (6.25) применительно к данной схеме определим и проанализируем коэффициент передачи трехзвенной RC -цепочки в схеме автогенератора на рис. 6.17, а, который совпадает с коэффициентом обратной связи $\beta = \dot{U}_2/\dot{U}_1 = \dot{U}_B/\dot{U}_K$.

Для нахождения коэффициента передачи трехзвенной RC -цепочки обозначим токи через RC -звенья соответственно через i_1 , i_2 , i_3 и составим уравнения контурных токов:

$$\begin{aligned} \left(R + \frac{1}{i\omega C}\right) i_1 - i_2 R &= U_K; \\ -R i_1 + \left(2R + \frac{1}{i\omega C}\right) i_2 - i_3 R &= 0; \\ R i_2 + \left(2R + \frac{1}{i\omega C}\right) i_3 &= 0. \end{aligned}$$

Решив эту систему относительно i_3 :

$$i_3 = \frac{U_K}{R} \cdot \frac{1}{- \left[5 \left(\frac{1}{\omega CR} \right)^2 - 1 \right] + i \left[\left(\frac{1}{\omega CR} \right)^3 - \frac{6}{\omega CR} \right]}$$

и выразив $U_B = i_3 R$, находим

$$\beta = \frac{\dot{U}_B}{\dot{U}_K} = \frac{1}{- \left[5 \left(\frac{1}{\omega CR} \right)^2 - 1 \right] + i \left[\left(\frac{1}{\omega CR} \right)^3 - \frac{6}{\omega CR} \right]}. \quad (6.48)$$

Для поворота трехзвенной RC -цепочкой фазы напряжения U_2 относительно U_1 на 180° ее коэффициент передачи должен быть вещественным и отрицательным. Это будет при условии, что в выражении (6.48)

$$\left(\frac{1}{\omega CR} \right)^3 - \frac{6}{\omega CR} = 0, \quad (6.49)$$

откуда следует выражение для частоты, на которой возможно самовозбуждение автогенератора

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6RC}}. \quad (6.50)$$

Учитывая (6.49) и (6.50), находим из (6.47)

$$\beta = -\frac{1}{29}. \quad (6.51)$$

Минус в значении коэффициента передачи как раз и говорит о повороте фазы трехзвенной RC -цепочкой на 180° .

Для выполнения второго условия самовозбуждения (6.25) необходимо, чтобы коэффициент усиления усилителя K при разомкнутой цепи обратной связи на частоте ω_0 был больше, чем $1/|\beta|$, т. е. $K > 29$.

С помощью трехзвенных RC -цепочек можно создавать не только однокаскадные RC -генераторы, в которых иногда трудно добиться коэффициента усиления $K > 29$, особенно при перестройке автогенератора по диапазону частот. С этой точки зрения удобнее строить RC -генераторы на многокаскадных усилителях с включением трехзвенной RC -цепочки в цепь отрицательной обратной связи многокаскадного усилителя.

Примером построения такого RC -генератора с трехзвенной RC -цепочкой в цепи отрицательной обратной связи многокаскадного усилителя может служить схема на рис. 6.18, а с использованием операционного усилителя К140УД1, схема которого приведена на рис. 5.55.

Универсальность операционных усилителей на аналоговых интегральных микросхемах позволяет с минимальным количеством внешних компонентов создавать простые и удобные при настройке и регулировке генераторы практически всех типов.

Так по аналогии с правилом построения схемы двухкаскадного RC -генератора с цепочкой Вина (рис. 6.15), на рис. 6.18, б приведена схема RC -генератора с такой же цепочкой Вина в цепи положительной обратной связи операционного усилителя типа К140УД1.

Сопротивления в цепи отрицательной обратной связи $R_{обр}$ в схеме на рис. 6.18, а и делитель из сопротивлений $R_{обр1}$ и $R_{обр2}$ в схеме на рис. 6.18, б служат для стабилизации работы схем. Кроме того, сопротивления $R_{обр1}$ и $R_{обр2}$ предотвращают искажения выходного сигнала, не позволяя амплитуде возрастать слишком сильно. В результате уровень выходного сигнала остается постоянным даже при изменении частоты.

Следует помнить, что изменение фазы в усилительном каскаде с заземленным эмиттером не точно равно 180° , так как неизбежны паразитные реактивности монтажа и элементов схемы, которые

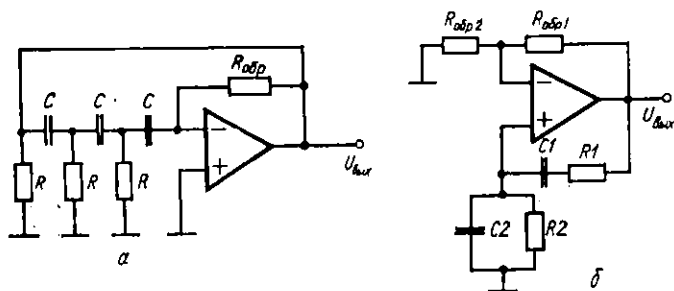


Рис. 6.18. Схемы RC -генераторов синусоидальных колебаний на основе операционного усилителя К140УД1: с трехзвенной RC -цепочкой (а), с цепочкой Вина (б).

вызывают небольшое дополнительное изменение фазы. В связи с этим автоколебания в рассмотренных генераторах устанавливаются на нужной частоте не тогда, когда фазовращающая цепочка имеет фазовый сдвиг, равный нулю (в RC -генераторах с цепочкой Вина) или 180° (в RC -генераторах с трехзвенной RC -цепочкой), а тогда, когда этот фазовый сдвиг будет несколько иным, но таким, чтобы выполнялось общее условие баланса фаз (6.18).

При инженерных расчетах цепочек влиянием паразитных реактивностей можно пренебречь, учитывая, что баланс фаз устанавливается автоматически.

6.4. АВТОГЕНЕРАТОРЫ НА ДВУХПОЛЮСНИКАХ С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В п. 6.2 было показано, что автогенератор, представляющий собой усилитель с внешней положительной обратной связью, обладает отрицательной выходной проводимостью в точках подключения нагрузки (динамическая вольт-амперная характеристика имеет спадающий участок). Для формирования этой отрицательной проводимости потребовалось выполнение двух условий: (6.18) и (6.25), которые и являлись условиями самовозбуждения автогенераторов с внешней положительной обратной связью. Все рассмотренные выше автогенераторы как раз и относятся к этому типу генераторов.

Однако схема автогенератора в виде усилителя с внешней положительной обратной связью является не единственным устройством, обладающим динамической вольт-амперной характеристикой со спадающим участком.

Существует ряд полупроводниковых приборов, вольт-амперная характеристика которых имеет спадающий участок за счет внутренних физических процессов, протекающих в них (туннельные диоды, тиристоры и др.). Разработан также ряд новых электронных схем, обладающих на входных зажимах отрицательным сопротивлением, которые вместе со схемами на вышеупомянутых полупроводниковых приборах отнесем к схемам с внутренней обратной связью.

Под схемой с внутренней обратной связью будем подразумевать двухполюсник, обладающий спадающим участком вольт-амперной характеристики. Таким двухполюсником, например, является туннельный диод, где спадающий участок на вольт-амперной характеристике обусловлен физикой самого туннельного эффекта.

Двухполюсником с внутренней обратной связью может быть также схема, сформированная из двух полевых транзисторов с разными типами проводимости, включенных между собой таким образом, что сток каждого транзистора подключен к затвору другого (рис. 6.19). Данная схема в литературе получила название «лямбда-диод».

Рассмотрим физику работы схемы и формирование ее вольт-амперной характеристики. При таком включении транзисторов падение напряжения на каждом из них является запирающим напряже-

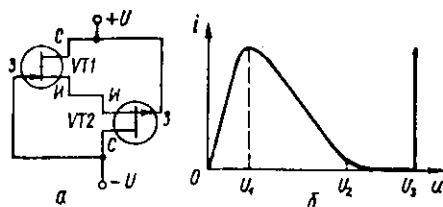


Рис. 6.19. Схема «лямбда-диода» (а) и его вольт-амперная характеристика (б).

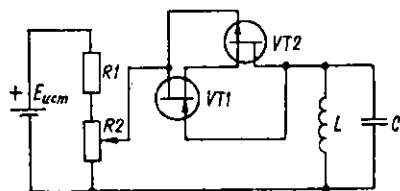


Рис. 6.20. Схема автогенератора синусоидальных колебаний на «лямбда-диоде».

жения на входных зажимах будет до тех пор, пока оба транзистора не перейдут в запертое состояние (U_2 — напряжение перекрытия канала второго транзистора). При этом ток через двухполюсник состоит из обратных токов утечки (несколько наноампер). При дальнейшем увеличении напряжения на двухполюснике может наступить пробой одного из затворов транзистора (напряжение U_3).

Полученная вольт-амперная характеристика изображена на рис. 6.19, б. Как видим на участке от U_1 до U_2 вольт-амперная характеристика данного двухполюсника имеет спадающий участок и, следовательно, отрицательное дифференциальное сопротивление.

Схема автогенератора синусоидальных колебаний на «лямбда-диоде» представлена на рис. 6.20. В данной схеме «лямбда-диод» включен последовательно с источником питания и колебательным контуром. Потенциометр R_2 служит для выведения рабочей точки на спадающий участок вольт-амперной характеристики.

Автогенераторы с внутренней обратной связью на туннельных диодах. Вольт-амперная характеристика туннельного диода благодаря физическим процессам, протекающим в нем (так называемый туннельный эффект), имеет спадающий участок, т. е. участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Таким образом, исходя из п. 6.2, при подключении туннельного диода к колебательному контуру и выборе рабочей точки на участке с отрицательным дифференциальным сопротивлением, если выполняется условие (6.6), в схеме возникнут автоколебания.

В отличие от автогенераторов с внешней положительной обратной связью автогенераторы на туннельных диодах называются

нием смещения для другого транзистора. Данные транзисторы с управляемыми $p-n$ переходами работают в режиме обеднения. При увеличении напряжения на входных зажимах рассматриваемого двухполюсника ток через него сначала возрастает. При дальнейшем увеличении напряжения на двухполюснике увеличивается и запирающее напряжение смещения на затворах каждого транзистора. При достижении напряжения перекрытия канала одного из транзисторов (U_1) ток, достигнув некоторого максимума, начнет уменьшаться при дальнейшем увеличении напряжения на двухполюснике. Уменьшение тока двухполюсника при увеличении напря-

автогенераторами с внутренней положительной обратной связью, так как отрицательное сопротивление формируется у них благодаря внутренним физическим процессам в туннельном диоде, и никакая внешняя положительная обратная связь здесь не нужна.

Рассмотрим вольт-амперную характеристику туннельного диода (рис. 6.21) и условие устойчивости рабочей точки A . На рис. 6.21 кроме вольт-амперной характеристики туннельного диода изображены две нагрузочные прямые по постоянному току для сопротивлений R_1 и R_2 , причем $R_1 < |R_d^{(-)}| < R_2$. Здесь $R_d^{(-)}$ — отрицательное дифференциальное сопротивление туннельного диода на спадающем участке вольт-амперной характеристики в точке A ; R_1 и R_2 — суммарные сопротивления потерь по постоянному току, включая и внутреннее сопротивление источника питания.

Представим эквивалентную схему туннельного диода на рис. 6.22 в виде параллельного соединения $R_d^{(-)}$ и C_d и подадим питание на туннельный диод от источника постоянного напряжения E через сопротивление R , включающее все потери.

Проанализируем, используя рис. 6.21 и 6.22, устойчивость рабочей точки для двух случаев: 1) $R_1 < |R_d^{(-)}|$; 2) $R_2 > |R_d^{(-)}|$. В соответствии с законами Кирхгофа $i_R = i_d + i_C$ и $E = U_R + U_d$. Так как в стационарном состоянии $i_C = 0$, то $i_R = i_d$.

Первый случай: $R_1 < |R_d^{(-)}|$. Допустим, что в результате каких-то флуктуаций напряжение на туннельном диоде увеличилось до U_d . При этом согласно рис. 6.21 будем иметь $i_d > i_{R_1}$. Это указывает на то, что емкость C_d , заряженная до напряжения U_d , начнет разряжаться на сопротивление $R_d^{(-)}$, вследствие чего и потечет разностный ток i_C по направлению, обратному направлению протекания тока, показанному на рис. 6.22. В результате разряда напряжение на емкости, а следовательно, и на туннельном диоде уменьшается до значения U_d . Таким образом, для данного случая положение рабочей точки A будет устойчивым.

Второй случай: $R_2 > |R_d^{(-)}|$. Если допустить в этом случае увеличение напряжения на туннельном диоде до значения U_d , то согласно рис. 6.21 при этом $i_d < i_{R_2}$, что соответствует

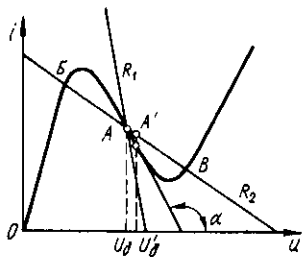


Рис. 6.21. К устойчивости рабочей точки в цепи, содержащей элемент со спадающим участком вольт-амперной характеристики.

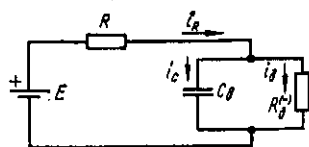


Рис. 6.22. Нелинейная цепь постоянного тока, содержащая элемент со спадающим участком вольт-амперной характеристики.

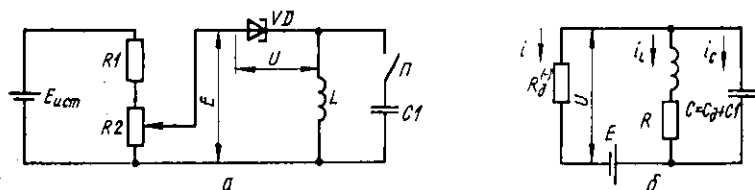


Рис. 6.23. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы автогенератора синусоидальных колебаний на туннельном диоде.

подзарядке емкости C_d и, следовательно, протеканию разностного тока i_c по направлению, указанному на рисунке. В результате такой подзарядки емкости C_d напряжение на туннельном диоде еще больше увеличится, что, в свою очередь, вызовет изменение разностного тока. Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока рабочая точка не перейдет в положение B , где разностный ток равен нулю. Если предположить, что относительно точки A напряжение U_d пойдет в сторону уменьшения, где $i_d > i_{R_2}$, что соответствует разряду емкости C_d на сопротивление $R_d^{(-)}$ и уменьшению напряжения на диоде, то рабочая точка перейдет в положение B , где $i_d = i_{R_2}$. Положения точек B и B' — устойчивые, о чем можно убедиться путем аналогичных рассуждений; положение же точки A при $R_2 > |R_d^{(-)}|$, как было показано, — неустойчивое.

Условие устойчивости рабочей точки по постоянному току можно записать так:

$$R < |R_d^{(-)}|. \quad (6.52)$$

Автогенератор синусоидальных колебаний. Практическая схема автогенератора на туннельном диоде изображена на рис. 6.23, а. В автогенераторе возникнут колебания при выполнении двух условий: 1) неравенства (6.52), позволяющего задать положение рабочей точки по постоянному току на спадающем участке вольт-амперной характеристики диода; 2) неравенства (6.6). Синусоидальные колебания возникнут при подключении конденсатора $C1$ (переключатель Π — в замкнутом положении).

Условие (6.6) можно получить также из анализа эквивалентной схемы автогенератора, показанной на рис. 6.23, б, где R — пересчитанное в контур сопротивление всех потерь, включая и часть сопротивления резистора $R2$. Составим для этой схемы уравнения Кирхгофа

$$\left. \begin{aligned} i(u) + i_c + i_L &= 0; \\ u - L \frac{di_L}{dt} - Ri_L &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (6.53)$$

Подставив значение $i_c = C \frac{du}{dt}$ в первое уравнение (6.53), получим

$$i(u) + C \frac{du}{dt} + i_L = 0,$$

где $i(u)$ — вольт-амперная характеристика диода. Определив i_L

и подставив во второе уравнение (6.53), придем к уравнению

$$u + L \left[\frac{di(u)}{dt} + C \frac{d^2 u}{dt^2} \right] + Ri(u) + RC \frac{du}{dt} = 0.$$

Обозначим $G_d(u) = \frac{1}{R_d(u)} = \frac{di(u)}{du}$; тогда $\frac{di(u)}{dt} = G_d(u) \frac{du}{dt}$, так что

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \left[\frac{G_d(u)}{C} + \frac{R}{L} \right] \frac{du}{dt} + \omega_0^2 \left[1 + R \frac{i(u)}{u} \right] u = 0, \quad (6.54)$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

Дифференциальное уравнение второго порядка (6.54) — нелинейное, поскольку параметр G_d зависит от u . При рассмотрении начальной стадии самовозбуждения автогенератора вблизи рабочей точки вольт-амперную характеристику диода можно считать линейной и $G_d(u) = G_A = \text{const}$. Тогда (6.54) приводится к линейному дифференциальному уравнению

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \left(\frac{G_A}{C} + \frac{R}{L} \right) \frac{du}{dt} + \omega_0^2 (1 + RG_A) u = 0.$$

Обозначив $2\delta = \frac{R}{L} + \frac{G_A}{C}$ и $\omega = \omega_0 \sqrt{1 + RG_A}$, запишем в виде

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + 2\delta \frac{du}{dt} + \omega^2 = 0.$$

Решением последнего уравнения будет $u = U_m e^{-\delta t} \sin \omega t$. При $\delta < 0$, что возможно, если G_A — отрицательная величина и $|G_A^{(-)}|/C > R/L$, в схеме возникает автогенерация.

Учтя, что $R_d^{(-)} = 1/G_d^{(-)}$, получим второе условие самовозбуждения автогенератора

$$L > RC |R_d^{(-)}|. \quad (6.55)$$

Это условие есть ни что иное, как условие (6.6), если перенести RC в левую часть неравенства, т. е. $R_{з.р} > |R_d^{(-)}|$. Чтобы определить частоту генерации, нужно в формуле для частоты G_A заменить на $-|G_d^{(-)}| = -1/|R_d^{(-)}|$, т. е.

$$\omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - R_{з.р} |R_d^{(-)}|}. \quad (6.56)$$

Автоколебания будут тем ближе по форме к синусоидальным, чем ближе неравенство (6.55) или (6.6) приближается к равенству. Физически это означает, что тем меньший участок вольт-амперной характеристики туннельного диода (а следовательно, более прямолинейный) охватывает амплитуда возбуждавшихся автоколебаний, вследствие чего и нелинейные искажения меньше. Соответственно меньшей будет и амплитуда стационарных колебаний. Практически синусоидальные колебания генерируются при $R_{з.р} = 1,2 \div 1,5 |R_d^{(-)}|$.

Автогенератор несинусоидальных колебаний. Если в схеме на рис. 6.23, а конденсатор $C1$ отключить (переключатель Π разо-

мкнуть), то получится автогенератор несинусоидальных колебаний. В этом случае $C = C_d$ и неравенство (6.55) будет выполняться сильнее, т. е. $L \gg RC_d \cdot R_d^{(-)}$, или $R_{з.р} \gg |R_d^{(-)}|$.

При данном условии рабочая точка по переменному току неустойчива и при соблюдении еще условия (6.52) (нагрузочная линия по постоянному току проведена на рис. 6.24 через точку K) в схеме установятся автоколебания с большой амплитудой, выходящей за пределы линейного спадающего участка вольт-амперной характеристики диода, захватывая даже обе восходящие ветви. Вследствие этого генерируются несинусоидальные колебания.

На рис. 6.24 пунктирными и сплошными стрелками показана траектория движения рабочей точки в процессе автогенерации. Наклон нагрузочной прямой по переменному току относительно оси напряжений определяется сопротивлением $R_{з.р}$ (линии AD и BC на рис. 6.24). Чем больше $R_{з.р} = L/CR$, тем меньше угол наклона линий BC и AD относительно оси напряжений.

Принцип работы автогенератора релаксационных колебаний состоит в следующем. При выведении с помощью потенциометра $R2$ (рис. 6.23 а.) рабочей точки на спадающий участок вольт-амперной характеристики диода ввиду неустойчивого положения по переменному току рабочая точка мгновенно займет одно из крайних положений A или C . Рассмотрим, например, движение рабочей точки из положения A . При движении ее из положения A в положение B по вольт-амперной характеристике со скоростью, которая определяется как бы зарядом катушки индуктивности L энергией магнитного поля через сопротивление R (рис. 6.23, б), изменяется ток i , проходящий через туннельный диод, и напряжение на нем u . Поэтому можно записать

$$E = u + L \frac{di}{dt} + iR.$$

Изменение тока и напряжения

$$\frac{di}{dt} = \frac{E - u - iR}{L} = \frac{di}{du} \frac{du}{dt} = G_d(u) \frac{du}{dt}, \quad (6.57)$$

откуда

$$\frac{du}{dt} = \frac{E - u - iR}{LG_d(u)}. \quad (6.58)$$

Уравнения (6.57) и (6.58) отображают скорости движения проекций рабочей точки на оси ординат и абсцисс. По мере движения рабочей точки от A к B напряжение на туннельном диоде u растет, что вызывает согласно (6.57) уменьшение роста скорости тока. Скорость изменения напряжения (6.58) несмотря на увеличение u все время растет за счет более быстрого убывания $G_d(u)$ по мере приближения к точке B . В точке B , где $G_d(u) = 0$, скорость роста напряжения будет бесконечно большая (при учете C_d скорость будет большая, но конечная). Из положения B рабочая точка перебрасывается скачком в положение C за счет как бы большого разгона на пути AB . Система может находиться в одном из состояний, определяемых пересечением нагрузочной прямой и вольт-амперной характерис-

тики диода. При этом, как видно, напряжение на катушке индуктивности изменяется скачком, а ток ввиду инерционности индуктивности изменяется незначительно.

При движении рабочей точки по участку CD вольт-амперной характеристики из-за рассеивания накопленных в катушке индуктивности энергии магнитного поля ток уменьшается и соответственно $di/dt < 0$, $du/dt < 0$. Скорость уменьшения тока при движении рабочей точки из положения C в положение D убывает, а скорость изменения напряжения увеличивается, так как быстро уменьшается G_d по мере приближения к D . Время нахождения рабочей точки на участке CD определяется временем разряда катушки индуктивности через сопротивление R .

Из положения D рабочая точка скачком перебрасывается в положение A , что соответствует завершению полного цикла автоколебаний. Так как промежутки времени t_{AB} и t_{CD} значительно больше промежутков, в течение которых происходят перебросы рабочей точки из положений B в C и D в A , т. е. времени, в течение которого туннельный диод имеет отрицательное сопротивление, то частота автоколебаний (частота следования импульсов) $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{AB} + t_{CD}}$.

Скважность генерируемых импульсов определяется положением точки пересечения нагрузочной прямой по постоянному току со спадающим участком вольт-амперной характеристики туннельного диода, задаваемым напряжением смещения с помощью потенциометра R_2 .

Временные диаграммы напряжения на туннельном диоде и тока в цепи автогенератора изображены на рис. 6.25 в соответствии с положениями рабочей точки на рис. 6.24. Участки AB и CD соответствуют аналогичным участкам на рис. 6.24, т. е. в течение этого времени происходит либо заряд катушки индуктивности L через R (AB) и формируется положительный импульс, либо разряд L через R (DC) и формируется отрицательный импульс. Перебросы BC и DA происходят мгновенно и в это время формируются фронты импульсов.

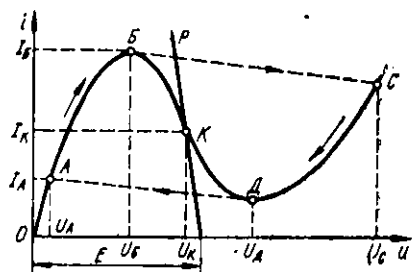


Рис. 6.24. К пояснению работы автогенератора несинусоидальных колебаний на туннельном диоде.

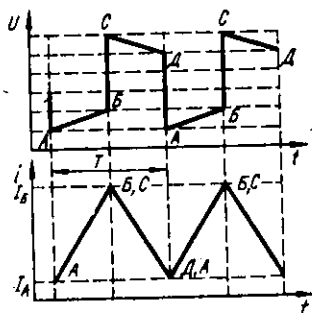


Рис. 6.25. Временные диаграммы напряжения на туннельном диоде и тока в цепи автогенератора в соответствии с положениями рабочей точки на рис. 6.24.

Релаксационные колебания — это периодические колебания, по форме сильно отличающиеся от гармонических наличием резких перепадов мгновенных значений. Такие колебания возбуждаются в системах, где имеются элементы — накопители энергии и есть неустойчивые состояния.

В исходном состоянии любое незначительное возмущение приводит к нарушению равновесия и к спонтанному нарастанию энергии в элементе — накопителе; при достижении определенного максимума система автоматически «опрокидывается», и элемент начинает отдавать накопленную энергию. Созданная ранее напряженность электрического поля в конденсаторе или магнитного в катушке индуктивности как бы «расслабляется» (отсюда и название *релаксационные*: от латинского слова *relaxatio* — ослабление). Процессы накопления и отдачи энергии требуют определенного времени, которое и определяет длительность периода колебания.

В отличие от автогенераторов гармонических или почти гармонических колебаний, в которых при сколь угодно малом начальном отклонении амплитуды колебаний возрастают до стационарного значения на протяжении большого числа периодов колебаний, в релаксационных автогенераторах сразу устанавливается стационарное значение амплитуды. Это объясняется следующим образом. В релаксационных автогенераторах колебаний благодаря большой положительной обратной связи и отсутствию колебательных систем создается весьма большое отрицательное сопротивление. В момент самовозбуждения при малых отклонениях нелинейное дифференциальное уравнение сводится к линейному, в котором коэффициент при первой производной имеет отрицательное значение, по абсолютной величине настолько большое, что решение дифференциального уравнения определяет аperiodический процесс с нарастанием по экспоненте. При этом ни на какой частоте нельзя говорить о балансе фаз.

Вышесказанное вполне очевидно, например, в схеме блокинг-генератора, в которой легко прослеживается плавный переход от генерирования почти гармонических колебаний к чисто релаксационным. При шунтировании обмотки трансформатора блокинг-генератора конденсатором большой емкости генерируются почти гармонические колебания (см. п. 6.3), при его отсутствии колебательный контур вырождается и сохраняется только ничтожная межвитковая емкость обмотки; при этом резко возрастает абсолютное значение отрицательного коэффициента при первой производной дифференциального уравнения, что и определяет аperiodический процесс в момент самовозбуждения генератора.

С некоторыми допущениями аналогичное дифференциальное уравнение может быть составлено и для схемы мультивибратора.

Мультивибратор — это релаксационный автогенератор импульсов почти прямоугольной формы, представляющий собой двухкаскадный резистивный усилитель, охваченный глубокой положительной обратной связью. Схема мультивибратора изображена на рис. 6.26.

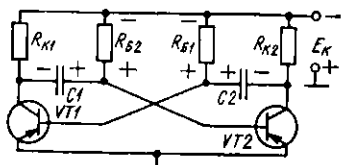
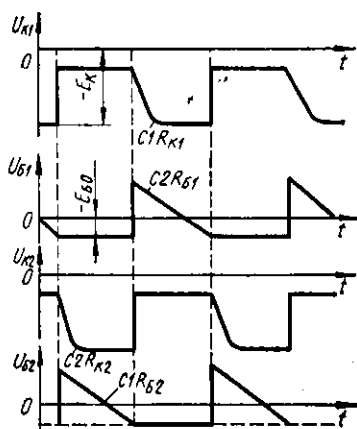


Рис. 6.26. Схема мультивибратора.

Рис. 6.27. Временные диаграммы работы мультивибратора.



Рассмотрим рабочий цикл мультивибратора в течение одного периода. На базы транзисторов через резисторы R_{B1} и R_{B2} подается отрицательное напряжение, которое выводит рабочие точки в момент самовозбуждения на линейный участок вольт-амперных характеристик транзисторов $i_K = f(u_B)$. Работу мультивибратора рассмотрим в соответствии с временными диаграммами, представленными на рис. 6.27. Начнем рассмотрение с момента, когда оба транзистора открыты. Ввиду неустойчивости этого момента под влиянием каких-либо факторов коллекторный ток одного транзистора, например левого, увеличится. Это приведет к уменьшению отрицательного потенциала на его коллекторе на величину ΔU_{K1} , что равносильно возникновению добавочного положительного перепада напряжения на коллекторе транзистора $VT1$. Так как напряжение на конденсаторе $C1$ измениться скачком не может, то положительный перепад напряжения ΔU_{K1} в первый момент передается на базу транзистора $VT2$, что приведет к уменьшению коллекторного тока I_{K2} . Это вызовет увеличение отрицательного потенциала на коллекторе транзистора $VT2$ на величину $-\Delta U_{K2}$. Через конденсатор $C2$ отрицательный перепад напряжения $-\Delta U_{K2}$ передается на базу транзистора $VT1$, что еще больше увеличит его ток коллектора.

Благодаря усилительным свойствам каскадов процесс нарастания перепадов напряжения произойдет лавинообразно, в виде скачка, в результате чего транзистор $VT1$ окажется полностью открытым, а транзистор $VT2$ — закрытым. Этот процесс переброса произойдет так быстро, что напряжение на конденсаторах не успеет измениться.

Рассмотрим процессы, происходящие в схеме после скачка. Конденсатор $C1$, который до момента переброса схемы (т. е. когда транзистор $VT1$ был закрыт, а $VT2$ — открыт) был заряжен до напряжения $-E_K$, с момента открытия транзистора $VT1$ начинает разряжаться по цепи: $C1 - R_{B2} - E_K - \text{корпус} - \text{эмиттер} - \text{коллектор } VT1$. Напряжение на резисторе R_{B2} равно алгебраической сумме напряжений, действующих в цепи разряда конден-

сатора $C1$, т. е. из $U_{C1} = U_{RB2} - E_K + U_{K1}$ имеем: $U_{RB2} = U_{C1} + E_K - U_{K1}$. Подставив вместо $-U_{K1}$ его значение $-U_{K1} = -E_K + \Delta U_{RK1}$ и учтя, что $\Delta U_{RK1} = -\Delta U_{K1}$, получим

$$U_{RB2} = U_{C1} + E_K - E_K + \Delta U_{RK1} = U_{C1} - \Delta U_{K1}, \quad (6.59)$$

где U_{C1} — напряжение на разряжающемся конденсаторе $C1$; U_{K1} — напряжение на открытом транзисторе $VT1$.

Так как конденсатор $C1$ в первый момент после открытия транзистора $VT1$ заряжен до напряжения $U_{C1} = -E_K$, то при подстановке в (6.59) значения $U_{RB2} = -E_K - \Delta U_{K1}$ напряжение на базе закрывшегося транзистора $VT2$ в первый момент будет $U_{B2} = -E_K - U_{RB2} = -E_K + E_K + \Delta U_{K1} = \Delta U_{K1}$, т. е. равно положительному перепаду напряжения на коллекторе открывшегося транзистора $VT1$. В процессе разряда конденсатора $C1$ ток разряда I_p и напряжение $U_{RB2} = I_p R_{B2}$ уменьшаются, а потенциал базы $VT2$, стремясь к $-E_K$, достигает величины $-E_{B0}$, при которой транзистор $VT2$ открывается, и в результате лавинообразного процесса схема перебрасывается в состояние, при котором транзистор $VT2$ — открыт, а $VT1$ — закрыт.

Конденсатор $C2$, пока транзистор $VT2$ был закрыт, заряжался по цепи: корпус $(+E_K)$ — эмиттер — база открытого транзистора $VT1$ — $C2$ — R_{K2} — E_K до напряжения $-E_K + I_{K0} R_{K2} \approx -E_K$, так как тепловой ток I_{K0} — мал. С открытием транзистора $VT2$ и закрытием $VT1$ в схеме будут протекать процессы, аналогичные рассмотренным, только конденсаторы $C1$ и $C2$ поменяются ролями. Следует заметить, что перебросы схемы происходят в моменты, когда действует положительная обратная связь, т. е. когда оба транзистора открыты. В это время формируются фронты импульсов. За время разряда конденсатора $C1$ или $C2$ формируется длительность импульса.

Блокинг-генератор — это однокаскадный автогенератор с сильной трансформаторной положительной обратной связью, предназначенный для генерирования кратковременных импульсов с большим отношением периода T к длительности τ импульса. Величина $q = T/\tau$ называется *скважностью импульсов*. Схема блокинг-генератора показана на рис. 6.28, а, временные диаграммы работы его изображены на рис. 6.28, б.

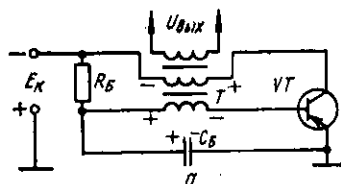
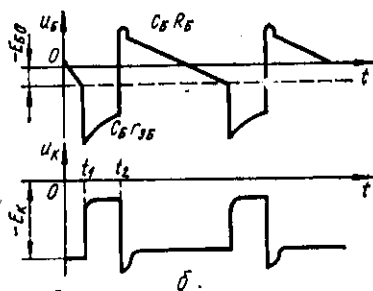


Рис. 6.28. Схема блокинг-генератора (а) и временные диаграммы его работы (б).



Начнем рассмотрение работы схемы с момента, когда транзистор закрыт положительным напряжением смещения на конденсаторе C_B , который разряжается по цепи: плюсовая обкладка C_B — R_B — E_K — корпус ($+E_K$) — минусовая обкладка C_B . По мере разряда конденсатора C_B потенциал базы транзистора, стремясь к $-E_K$, достигает значения $-E_{B0}$, при котором транзистор открывается. По мере его открытия возрастает ток коллектора, увеличивающий в коллекторной обмотке трансформатора э. д. с. самоиндукции e_1 , и в базовой обмотке — э. д. с. взаимной индукции e_2 , с полярностью, указанной на рис. 6.28, а (катушки обмоток включены встречно).

Вследствие того что э. д. с. e_2 в базовой обмотке приложена к эмиттерному p — n -переходу транзистора в прямом направлении, процесс роста коллекторного тока произойдет лавинообразно, в результате чего рабочая точка перейдет в область насыщения тока коллектора за счет роста тока базы (идет накопление неосновных носителей в базе, см. рис. 5.12), причем цепь базы в режиме насыщения перестает некоторое время управлять током коллектора. Процесс нарастания коллекторного тока происходит почти мгновенно, что (учитывая паразитные емкости схемы) вызывает формирование переднего фронта импульса напряжения, так как напряжение на коллекторе резко падает (момент t_1 на рис. 6.28, б).

Ввиду мгновенности этого процесса заряд конденсатора C_B начинается с момента насыщения транзистора по цепи: корпус — переход эмиттер — база — базовая обмотка трансформатора — C_B — корпус. По мере заряда конденсатора током базы потенциал базы становится менее отрицательным, но ток коллектора по-прежнему некоторое время не управляется, находясь в области насыщения. В это время формируется вершина импульса. Постепенно накопленные носители в базе рассасываются по мере уменьшения тока базы за счет заряда конденсатора C_B , и транзистор начинает вновь управляться базовой цепью, т. е. выходит из режима насыщения. Этому соответствует момент t_2 на рис. 6.28, б.

С уменьшением отрицательного потенциала на эмиттерном переходе начнет уменьшаться ток коллектора, что вызовет в обмотках трансформатора рост э. д. с. обратной полярности по сравнению с показанной на рис. 6.28, а. Разовьется обратный лавинообразный блокинг-процесс, в результате чего рабочая точка мгновенно переместится в область отсечки коллекторного тока, т. е. транзистор закроется. Произойдет формирование заднего фронта импульса. Однако напряжение на коллекторе (а следовательно, и напряжение на базовой обмотке трансформатора) продолжает еще некоторое время изменяться за счет уменьшения энергии магнитного поля, накопленной в сердечнике трансформатора, что обуславливает кратковременные выбросы этих напряжений. Далее процесс начинается сначала, т. е. с разряда конденсатора.

Таким образом, длительность формируемого импульса определяется постоянной времени заряда конденсатора C_B , т. е. $\tau_3 = C_B E_B$, а расстояние между импульсами — постоянной времени разряда конденсатора C_B , т. е. $\tau_p = C_B R_B$. Так как $\tau_p \gg \tau_3$, то можно считать, что период колебаний определяется величиной τ_p .

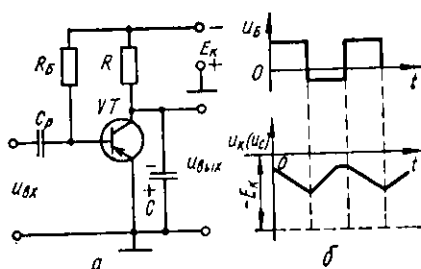


Рис. 6.29. Схема генератора пилообразного напряжения (а) и временные диаграммы его работы (б).

Генератор пилообразных колебаний предназначен для получения линейно-изменяющегося во времени напряжения. Напряжение такой формы используется, например, для горизонтального отклонения луча в электронно-лучевых трубках, во время-импульсных преобразователях цифровых вольтметров и др.

Общий метод получения пилообразного напряжения состоит в использовании заряда

или разряда конденсатора в цепи с большой постоянной времени, достигаемой за счет увеличения R . Отсюда вырисовывается и общая схема генератора пилообразного напряжения: периодический переключатель напряжения, к выходу которого подключена интегрирующая RC -цепочка с большой постоянной времени.

Заряд или разряд емкости происходит по экспоненте, и лишь начальный участок напряжения на конденсаторе линейный; поэтому постоянную времени заряда или разряда выбирают большой, чтобы увеличить линейный участок экспоненты, причем схема переключается в пределах начального (линейного) участка напряжения на конденсаторе.

Схема генератора пилообразного напряжения показана на рис. 6.29, а, где в качестве переключателя используется транзистор, управляемый импульсами прямоугольной формы от внешнего автогенератора. Диаграммы напряжений генератора изображены на рис. 6.29, б.

Работа схемы состоит в следующем. С приходом импульса положительной полярности транзистор закрывается, и начинается заряд конденсатора по цепи: $+E_K$ — корпус — C — R — $-E_K$. За это время и формируется линейный участок напряжения на конденсаторе. С приходом отрицательного импульса транзистор открывается, и конденсатор разряжается по цепи: $+C$ — корпус — транзистор — $-E_K$.

Для линейаризации пилообразного напряжения заряд или разряд конденсатора желательно осуществлять током постоянной величины, при этом напряжение на конденсаторе $u_C = \frac{1}{C} \int Idt = \frac{It}{C}$ является линейной функцией времени.

Одна из таких схем показана на рис. 6.30, а, где линейно-падающее напряжение формируется благодаря разряду конденсатора C через транзистор VT_2 , включенный по схеме с общей базой. Диаграммы напряжений изображены на рис. 6.30, б. Включение разрядного транзистора по схеме с общей базой целесообразно потому, что статические выходные характеристики при таком его включении (рис. 6.30, в) имеют более пологий участок по сравнению с аналогичными характеристиками для схемы с общим эмиттером. Если ток

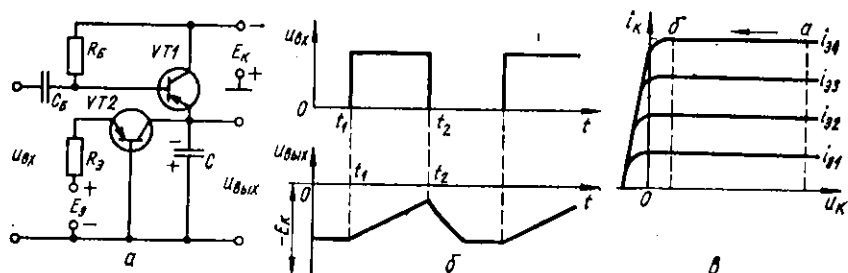


Рис. 6.30. Схема генератора пилообразного напряжения с линейризирующим транзистором (а), временные диаграммы его работы (б) и вольт-амперные характеристики транзистора (в).

эмиттера I_3 разрядного транзистора задать с помощью источника E_3 и резистора R_3 , то режим работы схемы можно подобрать так, что разряд конденсатора через транзистор $VT2$ происходит в пределах пологой линейной части вольт-амперной характеристики транзистора, т. е. ток разряда постоянным на участке ab (рис. 6.30, в).

Работает схема следующим образом. До подачи входного импульса оба транзистора открыты и напряжение E_K распределяется между ними. С приходом на базу транзистора $VT1$ положительного импульса транзистор $VT1$ закрывается и конденсатор C разряжается через транзистор $VT2$ по цепи: $+C - \text{корпус} - E_3 - R_3 - VT2 - C$. По мере разряда конденсатора напряжение на нем и, следовательно, на коллекторе транзистора $VT2$ падает, и рабочая точка перемещается по вольт-амперной характеристике справа налево в пределах участка ab , где ток коллектора (разряда) постоянный. В течение этого времени и формируется линейное пилообразное напряжение (интервал $t_2 - t_1$ на рис. 6.30, б).

7 ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СПЕКТРОВ

7.1. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СПЕКТРОВ

В процессе радиопередачи или радиоприема сигналы подвергаются различным преобразованиям, суть которых состоит в *линейном переносе* спектра сигнала из области одних частот в область других частот.

Линейность переноса спектра сигнала означает, что полученные в результате преобразования сигналы должны содержать в себе параметры преобразуемого сигнала и, следовательно, заключенную в нем информацию без каких-либо изменений. В противном случае преобразование сигналов с точки зрения передачи или приема информации не будет иметь смысла. Как следует из определения, преобразование сигналов сводится к преобразованию частоты. Преобразование частоты может быть получено при перемножении двух колебаний. Так, например, если перемножить два простей-

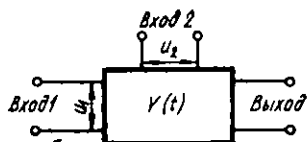


Рис. 7.1. Линейный (по отношению к сигналу) параметрический перемножитель с переменной проводимостью.

ших гармонических колебания $u_1 = U_1 \times \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ и $u_2 = U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$, то получится преобразование частоты в виде суммарной и разностной частот

$$u = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) = 0,5 U_1 U_2 [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1 + \varphi_2] + 0,5 U_1 U_2 [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2]. \quad (7.1)$$

Преобразование сигналов, предусматривающее запечатление спектра управляющего сигнала в изменениях тех или других параметров несущего колебания, называется *модуляцией*.

Преобразование сигналов, предусматривающее линейный перенос спектра радиосигнала из одной области радиочастот в другую, принято называть *преобразованием частоты*.

Таким образом, и модуляция, и преобразование частоты согласно данным определениям по своей физической сути есть разновидности общего преобразования спектров, получающегося в результате перемножения двух колебаний, одним из которых является сигнал, а другим — напряжение вспомогательного генератора. Процесс перемножения двух колебаний можно осуществить двумя способами.

Один из них основан на использовании линейной (по отношению к сигналу) параметрической цепи, проводимость которой изменяется под действием напряжения вспомогательного генератора (рис. 7.1), подаваемого на вход 2 в результате чего при подаче на вход 1 напряжения сигнала получается линейный процесс перемножения двух колебаний в виде тока на выходе $i_{\text{вых}}$ (при наличии нагрузки).

Пусть проводимость линейного (относительно входного напряжения u_1) четырехполюсника меняется под действием напряжения $u_2 = U_2 \cos \omega_2 t$ по закону $Y(t) = Y_0 (1 + M \cos \omega_2 t)$, где $M = \Delta Y / Y_0$ — коэффициент модуляции проводимости, а $\Delta Y = K_Y U_2$ (K_Y характеризует нелинейный элемент). Тогда при подаче на вход четырехполюсника напряжения $u_{\text{вх}1} = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ на его выходе будет ток $i_{\text{вых}} = Y(t)u_1$, или

$$i_{\text{вых}} = Y_0 (1 + M \cos \omega_2 t) U_1 (\omega_1 t + \varphi_1) = I (1 + M \cos \omega_2 t) \times \cos(\omega_1 t + \varphi), \quad (7.2)$$

что согласно (7.1) будет преобразованием частоты и называется оно *параметрическим*.

Сущность второго способа перемножения двух колебаний состоит в том, что сумму двух перемножаемых напряжений u_1 и u_2 с частотами ω_1 и ω_2 прикладывают к нелинейной цепи. При достаточно малых амплитудах перемножаемых колебаний, укладывающихся в пределах нижнего загиба вольт-амперной характеристики $i = f(u)$, где вольт-амперную характеристику нелинейного элемента можно аппроксимировать степенным рядом

$$i = I_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots, \quad (7.3)$$

перемножение колебаний произойдет за счет квадратичного члена ряда (7.3). Следовательно, при подаче суммы двух напряжений на данный нелинейный элемент ($u_1 + u_2$) в цепи его будет протекать составляющая тока, пропорциональная произведению обоих напряжений. Эту составляющую, очевидно, даст квадратичный член $a_2 u^2$ и она будет равна

$$\Delta i = 2a_2 u_1 u_2. \quad (7.4)$$

Раскрыв это произведение, получим комбинационные частоты $|\omega_1 \pm \omega_2|$. Члены со степенями высших порядков приводят к появлению в спектре выходного сигнала комбинационных частот высших порядков. Спектр частот на выходе преобразователя, вольт-амперную характеристику которого можно представить как (7.3), в общем случае имеет вид $|n\omega_1 \pm m\omega_2|$, где n и m равны 1, 2, 3.... Чтобы получить частоты $\pm |\omega_1 \pm \omega_2|$, при $n = m = 1$, рабочую точку и режим работы преобразователя стремятся выбрать в пределах квадратичного участка вольт-амперной характеристики.

Другая разновидность преобразования сигналов, применяемая при $\omega \gg \Omega$, т. е. когда частота одного колебания намного больше частоты другого, основана на изменении угла отсечки Θ для колебания с более высокой частотой (ω) под действием напряжения сигнала с гораздо меньшей частотой (Ω). Сущность этого метода заключается в следующем. Рабочая точка выбирается либо на нижнем загибе вольт-амперной характеристики активного нелинейного элемента ($\Theta = 90^\circ$), либо за пределами нижнего загиба ($\Theta < 90^\circ$) (см. рис. 7.6, а) с помощью постоянного напряжения смещения E_{B0} ; при этом вольт-амперная характеристика аппроксимируется ломаной линией.

Напряжение высокой частоты $u(t) = U \cos \omega t$ должно иметь амплитуду (U), достаточную для того, чтобы при напряжении смещения E_{B0} захватывать линейную часть вольт-амперной характеристики активного нелинейного элемента. При этом в цепи активного нелинейного элемента (на рис. 7.5 в коллекторной цепи транзистора) будет протекать импульсный ток (косинусоидальный по форме) с постоянной амплитудой $I_{\max}$ и постоянным углом отсечки Θ

$$I_{\max} = SU (1 - \cos \Theta),$$

что следует из (2.4). Здесь S — крутизна линейного участка вольт-амперной характеристики.

Если кроме высокочастотного сигнала $u(t) = U \cos \omega t$ и постоянного напряжения смещения E_{B0} подать на вход активного нелинейного элемента (на рис. 7.5 — на базу транзистора) напряжение сигнала низкой частоты $e(t) = E \cos \Omega t$ с достаточной амплитудой, то напряжение смещения будет меняться по закону $E_B = E_{B0} + E \cos \Omega t$, а значит, в соответствии с (2.2) будет меняться и угол отсечки. Физически согласно рис. 7.6 это означает, что изменение напряжения смещения по закону низкой частоты вызывает изменение положения рабочей точки на разных периодах высокой частоты, что и дает импульсы тока в активном нелинейном элементе (i_K на рис. 7.6) с разными углами отсечки.

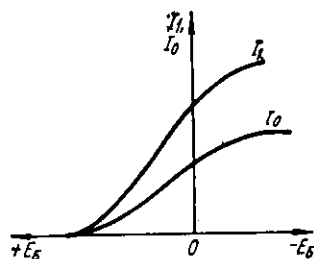


Рис. 7.2. Модуляционные характеристики коллекторного тока.

Как следует из раздела 2.6, выражение для мгновенного значения тока в активном нелинейном элементе в виде $i_k(t) = I_{\max} \frac{\cos \omega t - \cos \Theta}{1 - \cos \Theta}$ для ωt в пределах угла отсечки ($0 < \omega t < \Theta$). Разложение полученного выражения в ряд Фурье дает значения постоянной составляющей и амплитуд гармоник тока в активном нелинейном элементе через амплитудные значения импульсов $I_{\max}$ и коэффициенты гармоник Берга

$$I_0 = \alpha_0(\Theta) I_{\max}; I_1 = \alpha_1(\Theta) I_{\max}; \dots I_n = \alpha_n(\Theta) I_{\max}. \quad (7.5)$$

Таким образом, амплитуда первой гармоники тока в активном нелинейном элементе и постоянная составляющая тока соответственно равны

$$I_1 = SU(1 - \cos \Theta) \alpha_1; I_0 = SU(1 - \cos \Theta) \alpha_0. \quad (7.6)$$

Зависимости I_1 и I_0 от напряжения смещения $E_Б$ представлены на рис. 7.2.

Так, например, для транзистора при условии, что обеспечивается избирательность первой гармоники тока и соответственно напряжения на нагрузке, зависимость средней крутизны характеристики $i_k = f(u_Б)$ от угла отсечки можно выразить так: $I_{K1}/U_Б = S_{ср} = S(1 - \cos \Theta) \alpha_1$. Как видно, изменение угла отсечки под действием напряжения сигнала низкой частоты приводит к изменению средней крутизны характеристики $i_k = f(u_Б)$ транзистора. Следовательно, при подаче на вход транзистора кроме напряжения сигнала низкой частоты еще и напряжения высокой частоты $u_Б(t) = U_Б \cos \omega t$, совпадающей с частотой настройки избирательной нагрузки, первая гармоника коллекторного тока получится в результате перемножения $S_{ср}$ и $U_Б (I_{K1} = S_{ср} U_Б)$, где значение $S_{ср}$ зависит от напряжения низкочастотного сигнала.

К преобразованию сигналов относится также процесс, обратный модуляции, целью которого является выделение из модулированного сигнала управляющего (низкочастотного) сигнала. Такой процесс называется *детектированием*. Детектирование модулированных колебаний осуществляется обычно в нелинейных системах.

7.2. ПОЛУЧЕНИЕ МОДУЛИРОВАННЫХ КОЛЕБАНИЙ

Получение амплитудной модуляции. Параметрический способ. Любая нелинейная цепь (т. е. цепь с нелинейным элементом) может трактоваться для малых сигналов как линейная, поскольку крутизна вольт-амперной характеристики нелинейного элемента около рабочей точки может считаться постоянной. Таким образом, если рассматривать цепь с нелинейным элементом, проводимость которого изменяется под действием достаточно

большого модулирующего напряжения (u_2), и составить схему, подобную схеме на рис. 7.1, то при подаче на вход 1 достаточно малого напряжения (u_1) ток на выходе получится в результате линейного перемножения двух колебаний. Это и будет *амплитудная модуляция*.

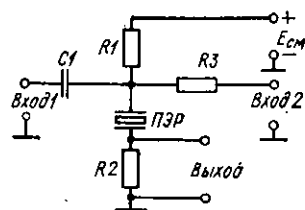


Рис. 7.3. Схема параметрического модулятора с использованием ПЭР.

Практическая схема параметрического модулятора показана на рис. 7.3, где в качестве нелинейного элемента используется пьезокерамический резонатор (ПЭР) из паразлектрика, проводимость которого на частотах резонанса (ω_p), антирезонанса (ω_a) и в промежутке между ними ($\omega_p < \omega < \omega_a$) является функцией постоянного напряжения смещения $E_{см}$, обуславливающего наведенный пьезоэффект и выбор рабочей точки, а также достаточно большого модулирующего напряжения, подаваемого на вход 2. Напряжение несущей частоты (ω_1) подается на вход 1. Емкость конденсатора $C1$ выбирается из условия последовательного резонанса с эквивалентной индуктивностью пьезорезонатора на несущей частоте в области частот $\omega_p < \omega_1 < \omega_a$, где реактивная составляющая импеданса пьезорезонатора имеет индуктивный характер. Этим достигается максимальный ток в цепи пьезорезонатора на несущей частоте. Модулирующий сигнал с частотой Ω_2 (при модуляции одним тоном) модулирует проводимость пьезорезонатора, в результате чего ток в цепи пьезорезонатора будет меняться по закону (7.2). Модулированное напряжение снимается с резистора $R2$.

Н е л и н е й н ы й с п о с о б . В случае малых сигналов (не выходящих за пределы нелинейного участка вольт-амперной характеристики нелинейного элемента) амплитудную модуляцию можно получить при подаче суммы двух переменных напряжений (модулирующего и несущей частоты) на вход нелинейного элемента, если рабочая точка выбрана на нижнем участке вольт-амперной характеристики (рис. 7.4). Согласно (7.4) в такой цепи произойдет перемножение поданных напряжений, т. е. модуляция, однако, чтобы получить высокий уровень выходной мощности и высокий к. п. д., обычно пользуются методом изменения угла отсечки под действием модулирующего напряжения (см. п. 7.1).

Схема такого модулятора показана на рис. 7.5, где в качестве активного нелинейного элемента используется транзистор, рабочая точка которого выбрана при угле отсечки $\Theta < 90^\circ$ с помощью постоянного напряжения смещения $E_{б0}$ (рис. 7.6, а). Вольт-амперная характеристика транзистора при этом аппроксимируется ломаной линией. Модуляционными характеристиками коллекторного тока будут зависимости $I_{к1} = f(E_b)$ и $I_{к0} = f(E_b)$, совпадающие с кривыми на рис. 7.2.

Для неискаженной модуляции необходимо работать в пределах линейной части этих характеристик. На рис. 7.6, а показана осциллограмма суммарного напряжения двух колебаний на базе транзистора: напряжения модулирующей частоты $e(t) = E \cos \Omega t$ и на-

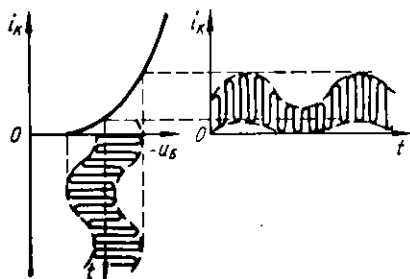


Рис. 7.4. Физическая картина процесса модуляции, получаемой за счет квадратичной части вольт-амперной характеристики нелинейного элемента.

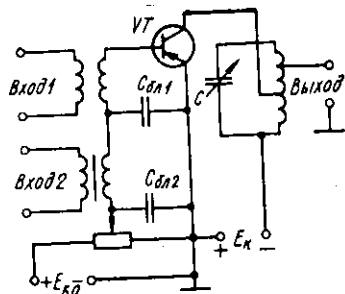


Рис. 7.5. Схема модулятора с базовой модуляцией напряжением смещения.

пряжения несущей частоты $u(t) = U \cos \omega t$. На рис. 7.6, б изображена осциллограмма тока коллектора, а на рис. 7.4, в — осциллограмма модулированного напряжения на коллекторе и на выходе модулятора. Как видно, формы коллекторного тока и коллекторного напряжения отличаются. Объясняется это тем, что контур, будучи высокоизбирательной системой, отбирает из линейчатого спектра частот импульсов коллекторного тока несущую частоту (на которую он настроен) и боковые частоты, входящие в полосу пропускания контура.

Получение частотной модуляции. Чтобы получить *частотную модуляцию*, необходимо управлять частотой автогенератора по закону управляющего сигнала. Для этого, очевидно, требуется, чтобы индуктивность или емкость колебательного контура автогенератора, а следовательно, его частота изменялись под действием модулирующего сигнала.

Выбор способа частотной модуляции зависит от отношения девиации частоты к несущей частоте и от необходимой скорости изменения частоты, определяющей высокочастотную часть спектра управляющего сигнала. При низкочастотном модулирующем сигнале,

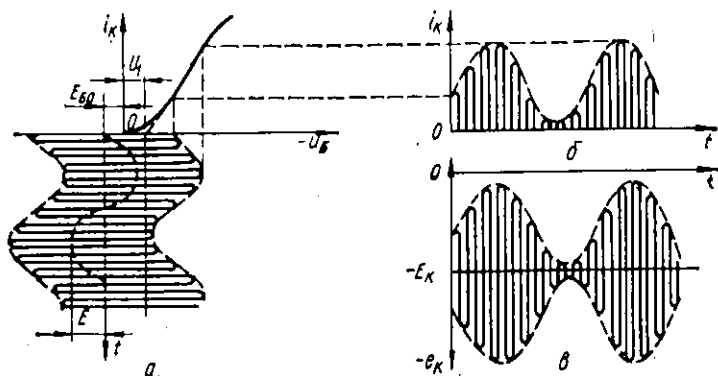


Рис. 7.6. Физическая картина процессов базовой модуляции напряжением смещения.

когда скорость управления частотой может быть небольшая, изменять индуктивность катушки контура автогенератора можно путем изменения постоянного тока, подмагничивающего сердечник катушки. Если в спектре управляющего сигнала содержатся сравнительно высокие частоты, то необходим достаточно безынерционный способ управления индуктивностью или емкостью контура.

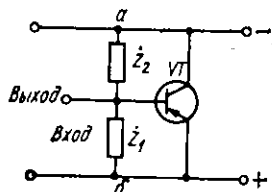


Рис. 7.7. Схема реактивного транзистора.

Наиболее распространенным таким способом является управление эквивалентным выходным сопротивлением реактивного транзистора (рис. 7.7) путем изменения крутизны транзистора под действием управляющего сигнала. Если внешние сопротивления Z_1 и Z_2 подобраны так, что обеспечивается сдвиг фаз между базовым и коллекторным напряжением, близкий к 90° , то эквивалентное выходное сопротивление транзистора будет либо индуктивным, либо емкостным в зависимости от характера сопротивления Z_1 и Z_2 .

Определим выходное сопротивление схемы, показанной на рис. 7.7,

$$Z_{\text{вых}} = Z_{ab} = Z_2 + \frac{1}{Y_1 + Y_{\text{вх. тр}}}$$

Напряжение на базе

$$\dot{U}_B = \dot{U}_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_K}{Z_2 + \frac{1}{Y_1 + Y_{\text{вх. тр}}}} \frac{1}{Y_1 + Y_{\text{вх. тр}}} = \frac{\dot{U}_K}{1 + Y_1 Z_2 + Y_{\text{вх. тр}} Z_2},$$

где $\dot{U}_K = \dot{U}_{\text{вых}}$ — напряжение на коллекторе, а $Y_{\text{вх. тр}}$ — входная проводимость транзистора.

Учитывая, что ток коллектора связан с напряжением на его базе соотношением $I_K = S \dot{U}_B$, имеем: $\dot{U}_K = I_K (1 + Y_1 Z_2 + Y_{\text{вх. тр}} Z_2) / S$, откуда

$$\dot{Z}_{\text{вых}} = \frac{d\dot{U}_K}{dI_K} = \frac{1 + Y_{\text{вх. тр}} Z_2}{S} + \frac{Y_1 Z_2}{S}. \quad (7.7)$$

На частотах значительно ниже граничной частоты ω_B крутизну S и входную проводимость транзистора $Y_{\text{вх. тр}}$ можно считать действительными величинами, т. е. $S = S$ и $Y_{\text{вх. тр}} = G_{\text{вх. тр}}$. Поэтому характер реактивности выходного импеданса $\dot{Z}_{\text{вых}}$ схемы на рис. 7.7 определяется характерами сопротивлений Z_1 и Z_2 и их соотношениями. Если, например, в схеме на рис. 7.7 взять $Z_2 = R$ и $Z_1 = \frac{1}{i\omega C}$, причем $R \gg \frac{1}{\omega C}$, то при подстановке этих значений в (7.7) получим $\dot{Z}_{\text{вых}} = \frac{1 + RG_{\text{вх. тр}}}{S} + i\omega \frac{CR}{S}$, где второе слагаемое эквивалентно сопротивлению индуктивности с величиной

$L_3 = CR/S$, а первое — сопротивлению потерь $R_3 = (1 + RG_{\text{вх. тр}})/S$.

Таким образом, эквивалентное входное сопротивление схемы на рис. 7.7 в случае $Z_2 = R$ и $Z_1 = \frac{1}{i\omega C}$ может быть представлено по переменному току как последовательное соединение L_3 и R_3 . По этой причине схему на рис. 7.7 принято называть *схемой реактивного транзистора*. В случае, когда $Z_2 = \frac{1}{i\omega C}$, а $Z_1 = R$, причем $1/\omega C \gg R$, как следует из (7.7), имеем:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{1}{S} + \frac{1}{i\omega CS(R + R_{\text{вх}})},$$

где $C_3 = CS(R + R_{\text{вх}})$ и $R_3 = 1/S$, т. е. по своему выходному импедансу схема эквивалентна последовательному соединению емкости C_3 и сопротивления R_3 .

На основании сказанного вырисовывается схема частотного модулятора, которая, очевидно, должна представлять собой реактивный транзистор, подключенный по высокой частоте параллельно колебательному контуру автогенератора. Модулирующее напряжение подается на вход реактивного транзистора. Чтобы с изменением модулирующего напряжения изменялась и крутизна S , рабочая точка транзистора с помощью положительного напряжения смещения, подаваемого на базу, выведена на участок вольт-амперной характеристики, где угол отсечки $\theta \leq 90^\circ$, так что изменение крутизны происходит за счет изменения угла отсечки.

Схема частотного модулятора с реактивным транзистором VT2 изображена на рис. 7.8, где на транзисторе VT1 выполнен автогенератор.

В последнее время все большее применение находят схемы частотной модуляции с помощью управляемой емкости запертого p - n перехода варикапа, вольт-фарадная характеристика которого приведена на рис. 2.3.

Схема частотного модулятора с варикапом приведена на рис. 7.9.

Варикап C_2 включен последовательно в контур автогенератора. Напряжение смещения $E_{\text{см}}$ выбирают таким, чтобы p - n переход

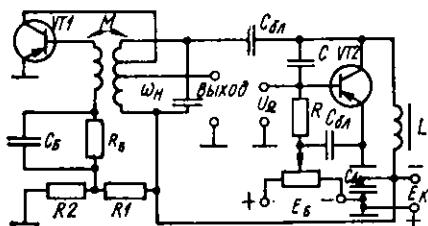


Рис. 7.8. Схема частотного модулятора с реактивным транзистором.

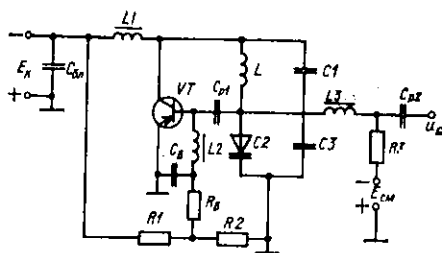


Рис. 7.9. Схема частотного модулятора с варикапом.

варикапа находился в запертом состоянии. Модулирующее напряжение, подаваемое через C_{p2} и $L3$ на варикап, вызывает изменение емкости варикапа и, следовательно, изменение рабочей частоты автогенератора.

7.3. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

Детектирование — это процесс, целью которого является восстановление спектра управляющего сигнала, в неявной форме запечатленного в изменениях того или иного параметра модулированного колебания. По определению *детектирование есть процесс, обратный модуляции*.

Согласно общей теории преобразования спектров, рассмотренной в п. 7.1, детектирование может быть получено как в нелинейных системах, так и в параметрических системах, т. е. линейных по отношению к сигналу системах с переменным параметром. Наиболее широко применяется детектирование в нелинейных системах.

Детектирование АМ-сигнала. Квадратичное и линейное детектирование в нелинейных системах. Обобщенная схема детектора АМ-сигнала при квадратичном и линейном детектировании одна и та же (рис. 7.10, а) и состоит из нелинейного элемента ($HЭ$) и фильтра нижних частот ($\Phi НЧ$), представляющего собой обычно параллельную RC -цепочку, на сопротивлении которой, одновременно являющемся нагрузкой детектора, выделяется продетектированный управляющий сигнал.

Практическая схема диодного детектора изображена на рис. 7.10, б. На вход детектора подается модулированный сигнал промежуточной частоты, снимаемый в радиоприемных устройствах с контура полосового усилителя. Для того чтобы высокочастотное напряжение было полностью приложено к диоду и не падало на нагрузку R , должно выполняться условие $1/\omega_{пр}C \ll R$, а чтобы низкочастотные составляющие тока управляющего сигнала создали большее выходное напряжение на нагрузке R , должно выполняться другое условие $1/\Omega C \gg R$.

Квадратичное детектирование получается при подаче на вход детектора модулированного сигнала с малой амплитудой ($U \leq 0,3$ В) в пределах квадратичного участка нижнего загиба вольт-амперной характеристики нелинейного элемента (в частности, диода). Такой участок характеристики можно аппроксимировать степенным рядом (7.3), ограничившись квадратичным членом.

$$i_d = I_0 + a_1 u_d + a_2 u_d^2. \quad (7.8)$$

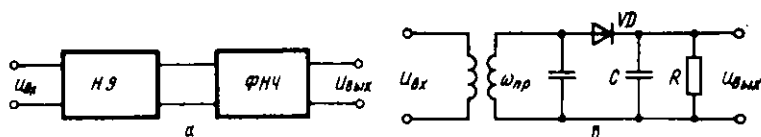


Рис. 7.10. Обобщенная схема детектора АМ-сигнала (а), схема диодного детектора АМ-сигнала (б).

Подадим на детектор небольшой (в пределах квадратичного участка) амплитудно-модулированный сигнал $u(t) = E(t) \cos \omega_n t$, где $E(t)$ — амплитуда сигнала. Подставив выражение для $u(t)$ в (7.8), получим

$$i_d = I_0 + a_1 E(t) \cos \omega_n t + a_2 E^2(t) \cos^2 \omega_n t = \\ = I_0 + a_1 E(t) \cos \omega_n t + 0,5 a_2 E^2(t) + 0,5 a_2 E^2(t) \cos 2\omega_n t. \quad (7.9)$$

Как видно, в (7.9) содержится низкочастотная составляющая тока детектора, пропорциональная квадрату амплитуды модулированного сигнала, отчего и произошло название квадратичного детектирования

$$i_{н.ч} = 0,5 a_2 E^2(t). \quad (7.10)$$

При детектировании, например, радиоимпульсов с прямоугольной огибающей (см. рис. 1.8, а) ток $i_{н.ч}$ и, следовательно, напряжение на нагрузке R будут пропорциональны квадрату амплитуды входного сигнала; при этом форма прямоугольных импульсов управляющего сигнала изменяется незначительно.

Рассмотрим, как происходит детектирование радиосигналов с непрерывным характером огибающей (радиовещательные) сигналы. Для простоты будем рассматривать радиосигнал, полученный при модуляции одним тоном, т. е. $E(t) = U_n(1 + M \cos \Omega t)$. С учетом этого (7.10) примет вид

$$i_{н.ч} = 0,5 a_2 U_n^2 (1 + M \cos \Omega t)^2 = 0,5 a_2 U_n^2 + a_2 U_n^2 M \cos \Omega t + \\ + 0,25 U_n^2 M^2 + 0,25 U_n^2 M^2 \cos 2\Omega t.$$

Как видно, в спектре тока продетектированного радиосигнала кроме составляющей полезного управляющего сигнала с частотой Ω появилась вредная составляющая с удвоенной частотой 2Ω , вызывающая нелинейные искажения сигнала. Составляющая с частотой Ω появляется вследствие умножения боковых частот на несущую частоту в спектре модулированного сигнала, а составляющая с частотой 2Ω — в результате перемножения боковых частот между собой.

При квадратичном детектировании непрерывного радиосигнала, полученного модуляцией спектром частот, среди низкочастотных составляющих тока будут и вредные комбинационные частоты. Таким образом, квадратичное детектирование непригодно для радиовещания ввиду возникновения нелинейных искажений.

Линейное детектирование получается при подаче на вход детектора модулированного сигнала с большой амплитудой ($U \gg 0,5 \div 1$ В), когда вольт-амперная характеристика диода аппроксимируется ломаной линией (рис. 7.11). Модулированное напряжение при этом прикладывается к диоду с углом отсечки $\theta \leq 90^\circ$, в результате чего в спектре импульсов диодного тока постоянная составляющая и, следовательно, падение напряжения на R будут меняться по закону огибающей модулированного сигнала, т. е. по закону управляющего сигнала. Докажем это.

Согласно (7.6) постоянная составляющая тока диода равна

$$I_0 = SE(t)(1 - \cos \Theta)\alpha_0. \quad (7.11)$$

При достаточно большом сопротивлении нагрузки падение напряжения $I_0 R$ будет (согласно рис. 7.10, б) обратным напряжением смещения для диода. Следовательно, напряжение на диоде $u(t) = E(t) \times \times \cos \omega_n t + U_0(t)$, где $U_0(t) = -I_0(t)R$. При $\omega_n t = \Theta$ имеем: $u(t) = 0$, откуда

$$\cos \Theta = -\frac{U_0(t)}{E(t)} = \frac{I_0(t)R}{E(t)}. \quad (7.12)$$

Подставив в (7.12) значение тока из (7.11), найдем

$$\cos \Theta = \frac{S\alpha_0 R}{1 + S\alpha_0 R}. \quad (7.13)$$

Как видно, угол отсечки не зависит от амплитуды и для данных S и R является величиной постоянной. На основании (7.12) имеем: $I_0(t) = I_{н.ч} = \frac{E(t)}{R} \cos \Theta$, т. е. ток детектора прямо (линейно) пропорционален амплитуде модулированного напряжения, отчего и произошло название линейного детектирования.

Не следует забывать, однако, что осуществляется оно в нелинейном устройстве. В случае линейного детектирования управляющий сигнал воспроизводится без искажений. По сути дела, линейное детектирование является однополупериодным выпрямлением модулированного сигнала. В отличие от выпрямителей, где в результате выпрямления получается постоянный ток (так как амплитуда подаваемого на выпрямитель напряжения постоянная), в детекторах АМ-сигнала результатом детектирования является *управляющий сигнал* (поскольку амплитуда подаваемого на детектор сигнала изменяется по закону управляющего сигнала).

Параметрическое (синхронное) детектирование. Рассмотренный выше нелинейный детектор амплитудно-модулированных колебаний свойством частотной избирательности не обладает и одинаково хорошо детектирует напряжение как полезного сигнала, так и помехи, попадающие на его вход. Если спектры сигнала и помехи перекрываются, то разделить их с помощью обычного нелинейного детектора невозможно.

Задачу частотного разделения полезного сигнала и помехи позволяет решить параметрический, или синхронный детектор, который совместно с фильтром нижних частот позволяет выделить полезный сигнал на фоне помех, т. е. как бы обладает частотной избирательностью. Необходимым условием получения эффекта синхрон-

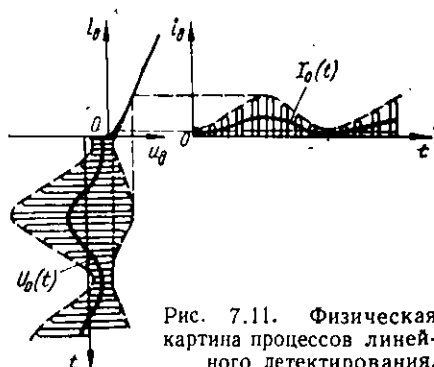


Рис. 7.11. Физическая картина процессов линейного детектирования.

ного детектирования в линейном по отношению к АМ-сигналу параметрическом четырехполоснике должно быть равенство несущей частоты АМ-сигнала и частоты параметрического изменения проводимости $Y(t)$ под действием управляющего напряжения от местного гетеродина. В радиоприемных устройствах колебания местного гетеродина синхронизируются самим сигналом, отчего происходит и название *синхронное детектирование*. В измерительной технике гетеродин одновременно служит источником напряжения несущей частоты, в изменениях амплитуды которого запечатлевается управляющий сигнал от какого-либо измерительного преобразователя. В этом случае синхронность изменения параметра $Y(t)$ с несущей частотой АМ-сигнала обеспечивается автоматически.

Рассмотрим в обобщенной схеме шестиполосника, изображенного на рис. 7.1, возможность выделения управляющего сигнала с частотой Ω_c из АМ-сигнала $u_c(t) = U_c(t) \cos(\omega_c t + \varphi) = U_c(1 + M_c \cos \Omega_c t) \cos(\omega_c t + \varphi)$. АМ-сигнал подается на вход 1, линейного по отношению к сигналу параметрического четырехполосника, проводимость прямой передачи которого изменяется по закону $Y(t) = Y_0(1 + M \cos \omega_0 t)$ под действием напряжения гетеродина $u_r(t) = U_r \cos \omega_0 t$, подаваемого на вход 2. Здесь по отношению к достаточно малому напряжению АМ-сигнала данный шестиполосник рассматривается как линейный параметрический четырехполосник с входными зажимами 1 и выходными зажимами.

Докажем, что при $\omega_c = \omega_0$ будет эффект синхронного детектирования. Запишем выражение выходного тока при наличии нагрузки, проводимость которой значительно больше проводимости Y_r ,

$$\begin{aligned} i_{\text{вых. а}} &= Y(t) u_c(t) = Y_0(1 + M \cos \omega_0 t) U_c(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) = \\ &= Y_0 U_c(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) + \frac{1}{2} Y_0 U_c(t) M \cos \varphi + \frac{1}{2} Y_0 U_c(t) \times \\ &\quad \times \cos(2\omega_0 t + \varphi). \end{aligned} \quad (7.14)$$

Как следует из (7.14), второй член представляет эффект синхронного детектирования. Запишем его отдельно и подставим значение $U_c(t)$:

$$\begin{aligned} i'_{\text{вых. с}} &= \frac{1}{2} Y_0 U_c(t) M \cos \varphi = \frac{1}{2} Y_0 U_c(1 + M_c \cos \Omega_c t) M \cos \varphi = \\ &= \frac{1}{2} Y_0 U_c M \cos \varphi + \frac{1}{2} Y_0 U_c M_c M \cos \varphi \cos \Omega_c t. \end{aligned} \quad (7.15)$$

Первый член выражения (7.15) — постоянная составляющая тока, а второй — низкочастотная составляющая тока управляющего сигнала, т. е. $i'_{\text{вых}} = I_0 + i_{\text{н. ч.}}$. При этом синхронный детектор имеет линейную характеристику детектирования, так как $i'_{\text{вых}}$ изменяется прямо пропорционально амплитуде модулированного напряжения $U_c(t)$. Напряжение управляющего сигнала с частотой Ω_c может быть выделено на выходе данного параметрического четырехполосника, а все высокочастотные составляющие, входящие в выражение (7.14), отфильтрованы, если к выходу подключить параллельную RC -цепочку, выполняющую роль фильтра нижних частот

при условии $\frac{1}{\omega_0 C} \ll R \ll \frac{1}{\Omega C}$. Падение напряжения на сопротивлении R и составит выходное напряжение синхронного детектора:

$$u'_{\text{вых}} = i'_{\text{вых}} R = \frac{1}{2} R Y_0 U_c M \cos \varphi + \frac{1}{2} R Y_0 U_c M_c M \cos \varphi \cos \Omega_c t, \quad (7.16)$$

откуда напряжение управляющего сигнала $u_{\text{н. ч}} = \frac{1}{2} R Y_0 U_c M_c M \times \cos \varphi \cos \Omega_c t = U_{\text{н. ч}} \cos \Omega_c t,$ (7.17)

где $U_{\text{н. ч}} = \frac{1}{2} R Y_0 M_c M U_c \cos \varphi$ — амплитуда напряжения управляющего сигнала, которая зависит от фазового сдвига между напряжением сигнала $u_c(t)$ и управляющим напряжением гетеродина $u_r(t)$. При φ , равном 0 или 180° , амплитуда $U_{\text{н. ч}}$ максимальна, а при $\varphi = 90^\circ$ равна нулю. Как видим, синхронный детектор реагирует на фазу подведенного сигнала.

Таким образом, обобщая вышесказанное, констатируем, что условием получения максимальной амплитуды управляющего сигнала в нагрузке являются синхронное и синфазное изменения проводимости параметрического детектора. Синфазность может быть обеспечена простой регулировкой с помощью фазосдвигающей цепочки в конкретной схеме синхронного детектора по максимуму напряжения выделенного управляющего сигнала.

Свойство синхронного детектора реагировать на фазу, подводимого колебания также используется для детектирования фазо-модулированных сигналов.

При воздействии на вход синхронного детектора напряжений сигнала и помехи $u_{\text{вх}} = u_c(t) + u_n(t) = U_c(t) \cos(\omega_c t + \varphi) + U_n(t) \times \cos \omega_n t = U_c(1 + M_c \cos \Omega_c t) \cos(\omega_c t + \varphi) + U_n(1 + M_n \cos \Omega_n t) \times \cos \omega_n t$ (7.18) выходной ток синхронного детектора

$$i_{\text{вых}} = Y(t) [u_c(t) + u_n(t)],$$

так как синхронный детектор является по отношению к напряжениям сигнала и помехи линейным параметрическим четырехполюсником. В данном случае можно применять принцип суперпозиции при анализе прохождения напряжений сигнала и помехи через него.

В связи с тем что прохождение полезного сигнала через синхронный детектор рассмотрено выше, остается рассмотреть теперь прохождение помехи. При воздействии на вход синхронного детектора напряжения помехи ток на выходе

$$\begin{aligned} i_{\text{вых. п}} &= Y(t) u_n(t) = Y_0 (1 + M \cos \omega_0 t) U_n(t) \cos \omega_n t = \\ &= Y_0 U_n(t) \cos \omega_n t + \frac{1}{2} Y_0 M U_n(t) \cos(\omega_0 - \omega_n) t + \\ &+ \frac{1}{2} Y_0 M U_n(t) \cos(\omega_0 + \omega_n) t. \end{aligned} \quad (7.19)$$

Как следует из данного выражения, спектр помехи на выходе детектора не содержит низкочастотной составляющей Ω_n , а содержит три компоненты АМ-колебаний помехи с разными несущими, одна

Простейшим преобразователем ЧМ-сигналов в сигналы АМ является одиночный колебательный контур, настроенный относительно несущей частоты принимаемого сигнала. При этом используется линейный наклонный участок резонансной характеристики контура (рис. 7.14). Однако такая настройка затруднительна. Поэтому в ЧМ-приемниках используется более сложный принцип преобразования, реализованный в схеме частотного дискриминатора (рис. 7.15). Часть схемы слева от линии AA' представляет собой ограничитель амплитуд и преобразователь ЧМ в АМ, часть схемы справа — два встречно-включенных амплитудных детектора.

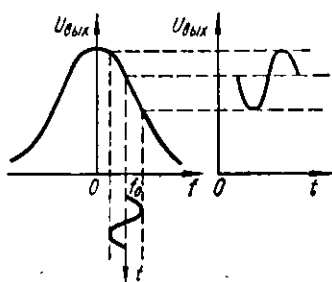


Рис. 7.14. Преобразование ЧМ-сигналов в сигналы АМ с помощью одиночного колебательного контура.

Работу схемы рассмотрим с помощью векторных диаграмм для трех случаев: 1) частота сигнала совпадает с частотой настройки контуров ($f_c = f_0$); 2) частота сигнала ниже частоты настройки контуров ($f_c < f_0$); 3) частота сигнала выше частоты настройки контуров ($f_c > f_0$).

Первый случай: $f_c = f_0$. Этому случаю соответствует векторная диаграмма, изображенная на рис. 7.16, а. Напряжение на первом контуре $\dot{U}_1$ опережает по фазе ток $\dot{I}_1$ в катушке $L1$ на

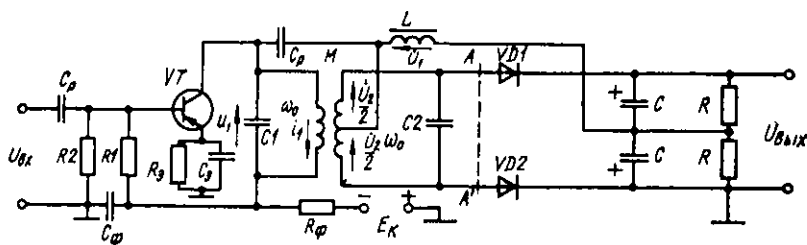


Рис. 7.15. Схема частотного дискриминатора.

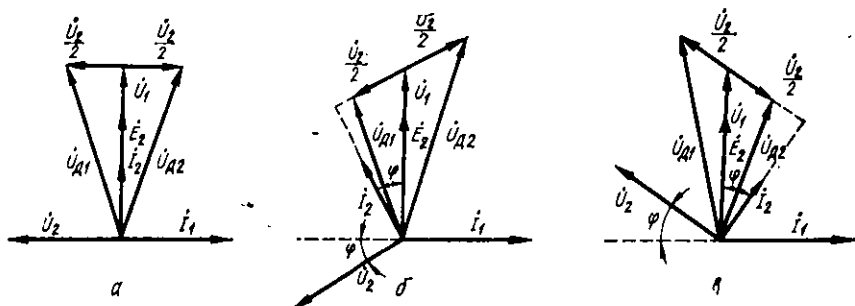


Рис. 7.16. Векторные диаграммы, поясняющие работу частотного дискриминатора.

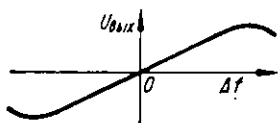


Рис. 7.17. Характеристика детектирования частотно-го дискриминатора.

90° . Ток I_1 наводит в катушке $L2$ э. д. с. $E_2 = \pm i\omega MI_1$, которая сдвинута по фазе относительно тока I_1 на $\pm 90^\circ$, причем в случае положительного знака взаимной индуктивности вектор E_2 направлен вверх. Так как $f_c = f_0$, то вектор тока I_2 совпадает по фазе (направлению) с E_2 . Ток I_2 создает на катушке $L2$ падение напряжения

U_2 , опережающее по фазе ток I_2 на 90° . Согласно схеме (рис. 7.15) к диоду $VD1$ приложена геометрическая сумма напряжений U_1 и $U_2/2$, а к диоду $VD2$ — U_1 и $-U_2/2$. Как видно, амплитуды напряжений, приложенных к диодам, и, следовательно, выпрямленные напряжения на нагрузке каждого диода равны, а так как выходное напряжение равно разности напряжений на нагрузках диодов, то в данном случае при идентичных элементах схемы $U_{\text{вых}} = 0$.

Второй случай: $f_c < f_0$ (рис. 7.16, б). В этом случае, в отличие от предыдущего, для частоты сигнала контур будет представлять емкостное сопротивление и, следовательно, ток I_2 опережает э. д. с. E_2 на угол $|\varphi| = \arctg(Q \cdot 2|\Delta f|/f_0)$, где $|\Delta f| = |f_c - f_0|$. Напряжение U_2 по-прежнему опережает ток I_2 на 90° , при этом напряжение на диоде $VD2$ оказывается больше напряжения на диоде $VD1$. Так как $U_{d2} > U_{d1}$, то напряжение на нагрузке диода $VD2$ будет больше напряжения на нагрузке диода $VD1$ и, следовательно, $U_{\text{вых}} < 0$.

Третий случай: $f_c > f_0$ (рис. 7.16, в). В данном случае для частоты сигнала контур будет представлять индуктивное сопротивление, и ток I_2 будет отставать от E_2 на угол φ . При этом $U_{d2} < U_{d1}$ и $U_{\text{вых}} > 0$. На рис. 7.17 изображена характеристика детектирования $U_{\text{вых}} = f(\Delta f)$. В пределах линейной части ее детектирование будет без искажений.

Для детектирования фазово-модулированных сигналов можно использовать вышеописанную схему (рис. 7.15) с последующим интегрированием, так как напряжение на выходе частотного детектора пропорционально $\Delta\omega(t)$, а $\Delta\omega(t) = d\Theta(t)/dt$ (см. п. 1.5).

Детектирование ЧМ- и ФМ-колебаний используется также в измерительной технике и в устройствах автоподстройки частоты. Так,

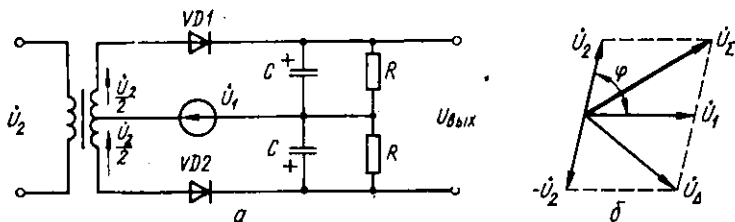


Рис. 7.18. Схема балансного фазового детектора (а) и векторная диаграмма его работы (б).

например, для измерения разности фаз применяется *фазовый детектор* (рис. 7.18, а), представляющий собой устройство, в котором ток или напряжение на выходе зависит от разности фаз между напряжениями одной и той же частоты на его входе. Измерение разности фаз с помощью фазового детектора основано на зависимости суммарного или разностного напряжения от сдвига фаз между исследуемыми напряжениями.

Так, если, например, нужно измерить сдвиг фаз между напряжениями $u_1 = U_1 \cos \omega_0 t$ и $u_2 = U_2 \cos (\omega_0 t + \varphi)$, то, как следует из векторной диаграммы (рис. 7.18, б), $U_{\Sigma} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos \varphi}$ и $U_{\Delta} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cos \varphi}$. При подаче любого из этих напряжений на вход амплитудного детектора выходное продетектированное напряжение будет зависеть от угла φ . Согласно векторной диаграмме (рис. 7.18, б) и построена схема балансного фазового детектора (рис. 7.18, а), одновременно реагирующего на суммарное и разностное напряжения

$$U_{\text{вых}} = K(U_{D1} - U_{D2}) = K(U_{\Sigma} - U_{\Delta}),$$

где K — коэффициент передачи детектора.

Следует заметить, что при приеме ЧМ- и ФМ-радиосигналов соответствие ЧМ- или ФМ-детекторов требуется только при сложном управляющем сигнале. При приеме управляющего сигнала в виде одного гармонического колебания способы модуляции и детектирования его неразличимы.

7.4. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ

Основы теории преобразования частоты. Преобразование частоты используется в супергетеродинных приемниках. Как отмечалось в п. 7.1, под преобразованием частоты подразумевается *линейный перенос* спектра радиосигнала из одной области радиочастот в другую, более низкочастотную область, причем форма огибающей модулированного сигнала, его спектр остаются без изменений. Понижается только несущая частота, которая для всех принимаемых сигналов после преобразователя частоты остается постоянной и называется *промежуточной частотой*. Цель такого понижения частоты — улучшение избирательности по соседней станции и чувствительности приемника. В этом легко убедиться, если записать уравнение резонансной кривой колебательного контура

$$n = \frac{u(\omega)}{u_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (Q \cdot 2\Delta\omega/\omega_0)^2}}. \quad (7.20)$$

При понижении резонансной частоты ω_0 для контура той же добротности и $\Delta\omega/n$ уменьшается, что свидетельствует о лучшей избирательности контура. Кроме того, так как промежуточная частота для всех сигналов принимаемых станций неизменна, то и избирательность супергетеродинного приемника по соседней станции будет одинакова. Понижение и постоянство несущей частоты способствуют также увеличению и постоянству чувствительности приемника

на всех диапазонах (можно получить больший и постоянный коэффициент усиления на промежуточной частоте).

Преобразователь частоты может быть построен по схеме, изображенной на рис. 7.1, и представлять собой по сути дела управляемую местным генератором (*гетеродином*) проводимость активного или пассивного элемента, на вход которого также подается сравнительно малый относительно напряжения гетеродина сигнал. По отношению к малому сигналу ток на выходе шестиполюсника (рис. 7.1) описывается (7.2).

Структурная схема преобразователя частоты показана на рис. 7.19. Перемножителем (смесителем) может быть активный или реактивный нелинейный элемент. Входы 1 и 2 могут быть совмещены.

Транзисторные преобразователи частоты. Примером преобразователя на активном нелинейном элементе может быть транзисторный преобразователь частоты. Амплитуда напряжения гетеродина в таком преобразователе составляет обычно $U_r = 0,15 \div 0,3$ В, а амплитуда напряжения сигнала — $U_c = 10^{-3} \div 10^{-2}$ В. При данном соотношении амплитуд рабочую точку стремятся выбрать на нижнем нелинейном участке вольт-амперной характеристики транзистора, чтобы крутизна S или проводимость на этом участке линейно менялись под действием напряжения гетеродина. Другими словами, рабочую точку выбирают на середине квадратичного участка нижнего загиба вольт-амперной характеристики транзистора (рис. 7.20).

При этом, если напряжение гетеродина находится в пределах линейного участка изменения крутизны $S = f(u_b)$, то мгновенное значение ее приращения изменяется по гармоническому закону с частотой гетеродина

$$S(t) = S_0 + \Delta S \cos \omega_r t = S_0 (1 + M \cos \omega_r t),$$

где $M = \Delta S / S_0$.

При подаче на вход перемножителя малого напряжения сигнала принимаемой станции $u_c(t) = E(t) \cos(\omega_c t + \varphi)$ ток на выходе транзистора будет равен

$$\begin{aligned} i_K &= S(t) u_c(t) = S_0 (1 + M \cos \omega_r t) E(t) \cos(\omega_c t + \varphi) = \\ &= I(t) (1 + M \cos \omega_r t) \cos(\omega_c t + \varphi). \end{aligned} \quad (7.21)$$

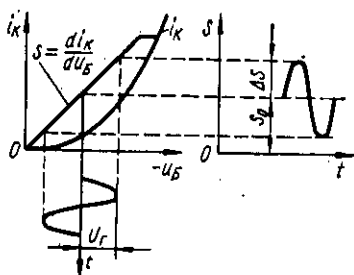
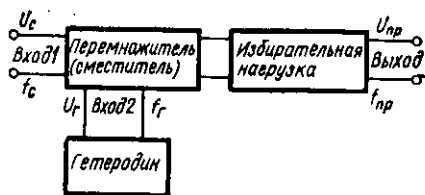


Рис. 7.19. Структурная схема преобразователя частоты.

Рис. 7.20. Режимы работы транзисторного преобразователя частоты.

Раскрыв произведение в (7.21) получим

$$i_k = I(t) \cos(\omega_c t + \varphi) + 0,5I(t) M \cos[(\omega_r + \omega_c)t + \varphi] + \\ + 0,5I(t) M \cos[(\omega_r - \omega_c)t - \varphi],$$

т. е. в спектре выходного тока преобразователя есть три частоты, напряжение одной из которых ($\omega_{np} = \omega_r - \omega_c$) выделяется на избирательной нагрузке смесителя.

Как видно, (7.21) полностью совпадает с (7.2), полученным для линейной (по отношению к сигналу) параметрической цепи. Другими словами, для малых сигналов принимаемых станций в рассмотренном случае транзистор можно считать линейной системой с переменным параметром — крутизной.

Для ослабления влияния мешающих станций и предупреждения появления супергетеродинных «свистов» нужно обеспечить такой режим работы смесителя, чтобы значения напряжения гетеродина полностью укладывались в пределах квадратичного участка вольт-амперной характеристики транзистора; такой режим соответствует линейному изменению крутизны (рис. 7.20), а это, как было видно, приводит к гармоническому изменению мгновенных значений приращения крутизны с частотой гетеродина.

Дело в том, что если рабочая точка выбрана так, что напряжение гетеродина не укладывается в пределах квадратичного участка вольт-амперной характеристики транзистора, где крутизна изменяется линейно, то мгновенные значения приращения крутизны не будут синусоидальными, в результате чего при умножении напряжения гетеродина на напряжение сигнала в составе спектра выходного тока преобразователя, кроме указанных выше составляющих, появятся гармоники высших порядков. Пусть выбор рабочей точки привел, например, к отсечке коллекторного тока и, следовательно, мгновенного значения крутизны, импульсы которой можно разложить в ряд Фурье. В результате такого разложения кроме первой гармоники крутизны появятся k -е гармоники ($k f_r$). После перемножения сигналов с несущими частотами $m f_c$ и k -х гармоник крутизны $k f_r$ на выходе преобразователя возникнут токи с комбинационными частотами $f_k = |\pm k f_r \pm m f_c|$ (7.22). При близком совпадении комбинационной частоты сигнала мешающей станции в пределах полосы пропускания усилителя промежуточной частоты оба сигнала усилятся и на детектор поступит их сумма. В результате детектирования биений между сигналами с близкими частотами f_{np} и f_k на выходе приемника возникнет колебание с частотой $F = |f_{np} - f_k|$, которая будет прослушиваться в виде свиста.

Практическая схема транзисторного преобразо-

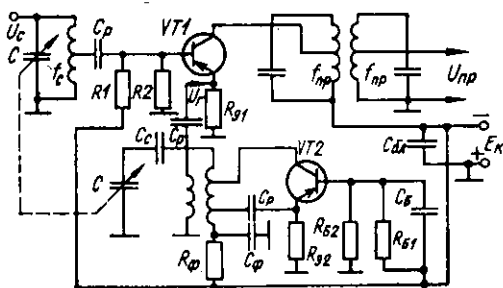


Рис. 7.21. Схема транзисторного преобразователя частоты.

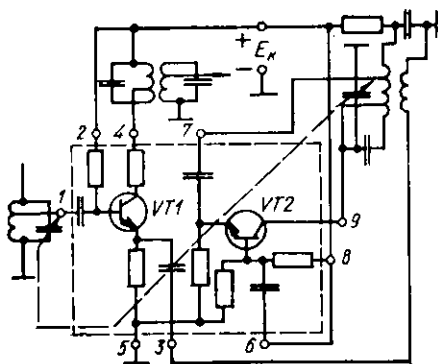


Рис. 7.22. Схема преобразователя частоты на основе интегральной микросхемы К2ЖА242, аналогичная схеме на рис. 7.21.

гетеродина — с общей базой, и так как $\omega_r > \omega_c$, то входной сигнальный контур для частоты гетеродина будет обладать малым сопротивлением.

Выбор необходимого режима по постоянному току смесителя обеспечивается с помощью резисторов $R1$ и $R2$. В гетеродине, представляющем собой индуктивную трехточку, делитель из резисторов R_{B1} и R_{B2} служит для обеспечения мягкого режима самовозбуждения. Конденсатор C_B совместно с резистором R_{B1} , с одной стороны, служит для создания положительного автоматического напряжения смещения на базу транзистора $VT2$, а с другой, — для заземления по высокой частоте базы транзистора $VT2$.

Данная схема преобразователя частоты может быть выполнена на основе интегральной микросхемы К2ЖА242, приведенной на рис. 5.57.

Катушки индуктивности и недостающие R и C элементы подключаются к внешним выводам микросхемы (рис. 7.22).

Основные данные преобразователя: диапазон частот: смесителя — $0,15 \div 30$ МГц, гетеродина — $0,5 \div 30$ МГц, крутизна вольт-амперной характеристики: смесителя не менее 18 мА/В, гетеродина — 14 мА/В.

Ток потребления не более: смесителя — 1,8 мА, гетеродина — 2 мА. Входное сопротивление на частоте 10 МГц не менее 500 Ом. Напряжение питания $3,6 \div 9$ В для смесителя и $3 \div 3,6$ В для гетеродина. Потребляемая микросхемой мощность не превышает 40 мВт.

Смеситель и гетеродин могут быть выполнены на одном транзисторе, однако преобразователи частоты с отдельным гетеродином обеспечивают лучшую стабильность работы супергетеродинного приемника и проще в наладке.

7.5. УМНОЖЕНИЕ ЧАСТОТЫ

Сущность *умножения частоты* состоит в увеличении частоты гармонических колебаний в n раз (где n — любое целое число). Умножение частоты может быть получено как в системах с актив-

вателя частоты изображена на рис. 7.21, где смеситель собран на транзисторе $VT1$, а гетеродин — на транзисторе $VT2$ по схеме индуктивной трехточки. Напряжение сигнала подается прямо на базу транзистора $VT1$, а напряжение гетеродина — в цепь эмиттера через конденсатор C_p на резистор $R_{Э1}$. Сделано это для улучшения развязки между входным и гетеродинным контурами. При этом для сигнала транзистор $VT1$ по высокой частоте включен по схеме с общим эмиттером, а для гетеродина — с общей базой, и так как $\omega_r > \omega_c$, то входной сигнальный контур для частоты гетеродина будет обладать малым сопротивлением.

ным элементом, работающим в нелинейном режиме, так и в системах с пассивным нелинейным элементом.

В обоих случаях предпосылкой для умножения частоты является наличие в системе *нелинейного* элемента, вольт-амперную характеристику которого в окрестности рабочей точки можно аппроксимировать степенным рядом

$$i = I_0 + \sum_{n=1}^n a_n u^n \quad (7.23)$$

или линейно-ломаной характеристикой.

При подаче в систему с нелинейным элементом только гармонического напряжения $u_{\sim}$ с частотой ω в составе тока, протекающего через нелинейный элемент, согласно (7.23) будут гармоники n -го порядка ($n\omega$), т. е. такого порядка, который соответствует показателям степеней членов степенного ряда, отражающего конкретную вольт-амперную характеристику нелинейного элемента. Так, например, если вольт-амперная характеристика данного нелинейного элемента аппроксимируется степенным рядом только с четными степенями, то в составе тока будут лишь четные гармоники; если же степенной ряд содержит только члены с нечетными степенями, то в составе тока будут лишь нечетные гармоники. При наличии в степенном ряде членов с четными и нечетными степенями в составе тока будут как четные, так и нечетные гармоники.

Картина изменится, если кроме гармонического напряжения на нелинейный элемент еще воздействует постоянное напряжение смещения U_0 . В этом случае в (7.23) вместо u следует подставить сумму напряжений $U_0 + u_{\sim}$ и рассматривать эффект от их суммарного воздействия на нелинейный элемент. Формула (7.23) при этом принимает вид

$$i = I_0 + \sum_{n=1}^n a_n (U_0 + u_{\sim})^n. \quad (7.24)$$

В данном случае, как легко видеть, при подстановке в (7.24) любых степеней n , будь-то только четные или нечетные, в составе тока будут обязательно как четные, так и нечетные гармоники. Так, например, для $n = 2$ при отсутствии постоянного напряжения смещения и воздействии лишь $u_{\sim} = U_{\sim} \cos \omega t$ квадратичный член дает только четную гармонику $0,5a_2 U_{\sim}^2 \cos 2\omega t$.

При наличии кроме $u_{\sim}$ еще и постоянного напряжения смещения U_0 квадратичный член дает также и нечетную гармонику $2a_2 U_0 U_{\sim} \cos \omega t$. При $n = 3$ и наличии помимо $u_{\sim}$ еще и напряжения смещения U_0 кубический член согласно (7.24) кроме третьей гармоники дает вторую. Таким образом, приходим к выводу, что коэффициент умножения частоты n зависит не только от *формы* вольт-амперной характеристики нелинейного элемента, но и от выбранного *режима* его работы (положения рабочей точки).

Обобщенная схема умножителя частоты показана на рис. 7.23. В цепь нелинейного элемента в качестве нагрузки включается обычно параллельный колебательный контур или пьезокерамический

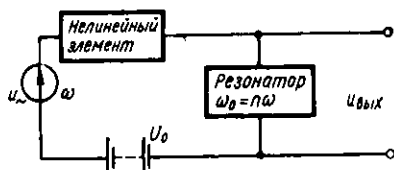


Рис. 7.23. Обобщенная схема умножителя частоты.

резонатор, настроенный на n -ю гармонику. Он и выделяет колебание с частотой $n\omega$, так как только на этой частоте контур или резонатор имеет большое сопротивление. На остальных частотах сопротивление контура (резонатора) мало.

Умножение частоты в системах с активным нелинейным элементом.

Электрическая схема умножителя частоты с активным нелинейным элементом (транзистором) принципиально ничем не отличается от схем резонансных усилителей (см. рис. 5.35). Все отличие состоит только в выборе режима работы транзистора, соответствующего углу отсечки $\Theta \leq 90^\circ$, и частоты настройки контура, настраиваемого на гармонику, в n раз кратную подаваемой на умножитель частоты. В этом случае удобно пользоваться кусочно-линейной аппроксимацией вольт-амперной характеристики нелинейного элемента, характер нелинейности которой зависит от угла отсечки Θ . Конкретно величина угла отсечки выбирается с помощью соответствующего напряжения смещения U_0 в зависимости от гармоники, которую нужно выделить, так как максимальная величина нормированного тока n -й гармоники (коэффициент a_n) зависит от угла отсечки Θ (см. рис. 2.7).

Таким образом, при выборе оптимального угла Θ для n -й гармоники и настройки контура на эту гармонику получается умножение частоты в n раз.

Умножение частоты в системах с пассивным нелинейным элементом. Если в схеме на рис. 7.23 в качестве нелинейного элемента использовать пассивный элемент (нелинейное активное или реактивное сопротивление), то в соответствии с теорией, изложенной выше, получится умножение частоты.

Однако использовать нелинейные активные сопротивления невыгодно с точки зрения *к. п. д. умножителя частоты*, под которым понимается отношение мощности n -й гармоники в нагрузке (P_n) к входной мощности умножителя ($P_{вх}$), т. е. $\eta = P_n/P_{вх}$. Из-за выпрямительных свойств активного нелинейного сопротивления *к. п. д. умножителя* мал вследствие преобразования части входной мощности в мощность постоянного тока.

Если для умножения частоты использовать нелинейное реактивное сопротивление, то благодаря малым потерям в нем *к. п. д. умножителя* приблизится к единице. Обычно в качестве нелинейного реактивного сопротивления в схемах умножителей частоты используется нелинейная емкость p^n перехода специальных диодов, называемых *варикапами* и *варакторами*.

Варикапы предназначены для работы в режиме малых амплитуд по сравнению с обратным напряжением смещения. При этом используется только барьерная емкость перехода.

Варакторы предназначены для работы при больших амплитудах, захватывая частью периода колебаний область открытого состояния

диола. При этом кроме барьерной емкости используется также диффузионная емкость p - n перехода, значительно превышающая барьерную. Это создает большую степень нелинейности емкости на границе отпираания — запираания диода и, следовательно, обеспечивает больший эффект преобразования частоты.

8 РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ И РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

8.1. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Радиопередающие устройства служат для преобразования низкочастотных сигналов, несущих информацию, в радиосигналы и излучения их в пространство.

Увеличение мощности и рабочей частоты транзисторов явилось предпосылкой для создания радиопередающих устройств полностью на полупроводниковых приборах, благодаря чему повысилась надежность, уменьшились масса и габаритные размеры, более экономичным стало питание, что особенно важно для нестационарных радиопередающих устройств. При необходимости иметь большие выходные мощности, превышающие номинальную мощность одного транзистора, используются схемы сложения мощностей, обеспечивающие совместную работу большого числа транзисторов на одну антенну. Это позволяет увеличить выходную мощность передатчика до десятков киловатт. С другой стороны, совершенствуя антенные и радиоприемные устройства, а также методы передачи информации, можно обходиться сравнительно маломощными передатчиками, создавая тем самым условия для более широкого использования передающих устройств на транзисторах в различных радиотехнических системах.

Основные показатели радиопередающих устройств, в значительной степени определяющие структурную схему передатчика и схемы отдельных его узлов, следующие: *назначение*; *мощность* в нагрузке и параметры нагрузки; *рабочая частота* f или *диапазон частот* $f_{\min} - f_{\max}$; *вид модуляции* и требования к ней; *нестабильность частоты* $\Delta f/f$; *диапазон рабочих температур*; *напряжение питания*.

8.2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Структурные схемы полупроводниковых передатчиков длинных, средних и коротких волн с амплитудной модуляцией и УКВ с частотной модуляцией изображены соответственно на рис. 8.1 и 8.2. Охарактеризуем кратко составные части их.

Возбудитель представляет собой маломощный задающий транзисторный автогенератор, стабилизированный кварцевым резонатором. Стабильность частоты — основное требование, предъявляемое к задающему автогенератору. Нестабильность частоты современных передатчиков должна быть не хуже 10^{-6} — 10^{-10} . Малая

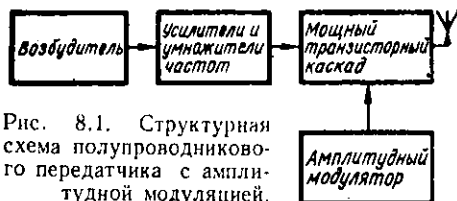


Рис. 8.1. Структурная схема полупроводникового передатчика с амплитудной модуляцией.

мощность задающего автогенератора позволяет выбрать более высокочастотные транзисторы, обладающие меньшей инерционностью и паразитными параметрами. Кроме того, малая мощность автогенератора благоприятствует об-

легченному тепловому режиму работы транзистора и кварцевого резонатора, что способствует большей стабильности частоты.

Для облегчения условий самовозбуждения задающего автогенератора и повышения стабильности его работы автогенераторы обычно работают на более низкой частоте, чем рабочая частота передатчика. Поэтому после задающего автогенератора в схеме на рис. 8.1. включены *умножители частоты* на транзисторах (см. § 7.4), которые предназначены для повышения частоты, генерируемой задающим автогенератором. Чтобы усилить маломощные колебания задающего автогенератора до величины, достаточной для раскачки мощного транзисторного каскада, применяются транзисторные *мощные усилители* с резонансной нагрузкой в каждом каскаде.

Мощный транзисторный каскад обеспечивает получение заданной мощности в нагрузке. При больших мощностях, превышающих номинальную мощность одного транзистора, используется совместная работа нескольких транзисторов на одну нагрузку. В диапазоне длинных, средних и коротких волн применяется амплитудная модуляция, осуществляемая в мощном транзисторном каскаде (рис. 8.1). В диапазоне УКВ частотная модуляция осуществляется в возбудителе (рис. 8.2). Из-за отсутствия в настоящее время мощных транзисторов, работающих на сверхвысоких частотах, генерация в схеме на рис. 8.2 происходит на пониженной частоте с последующим умножением ее на варакторах. Умножители на варакторах повышают рабочую частоту передатчика, но с некоторыми потерями мощности. Поэтому мощный транзисторный каскад должен рассчитываться на большую мощность, чем мощность, отдаваемая в нагрузку.

8.3. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Радиоприемные устройства служат для приема радиосигналов, усиления и преобразования их в низкочастотные сигналы с целью выделения и регистрации содержащейся в них информации.

К *основным показателям* радиовещательных приемных устройств относятся следующие:



Рис. 8.2. Структурная схема полупроводникового передатчика с частотной модуляцией.

1. *Чувствительность*, или способность радиоприемного устройства обеспечить нормальный прием слабых сигналов, превышающих уровень помех на входе приемника и уровень его собственных шумов.

2. *Избирательность*, или способность выделения сигнала нужной станции из совокупности сигналов других станций, поступающих на вход приемника.

3. *Диапазон рабочих частот* — области частот, на которых данный радиоприемник может обеспечить уверенный прием сигналов.

4. *Качество воспроизведения* — определяется всеми видами искажений принимаемого сигнала внутри самого приемника (см. виды искажений в п. 5.2).

5. *Динамический диапазон* — отношение максимально возможного входного сигнала при допустимом уровне нелинейных искажений к минимальному сигналу, еще различимому приемником на фоне помех.

8.4. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ПРИЕМНИКА ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ

Приемники прямого усиления в радиовещании использовались до 1935 г., когда еще не было большой тесноты в эфире и избирательность по соседней станции была вполне приемлема при данном типе приемников. Структурная схема приемника прямого усиления изображена на рис. 8.3.

Высокочастотный сигнал нужной станции выбирается с помощью перестраиваемых *избирательной входной цепи* и *усилителя радиочастоты (УРЧ)*, в котором также происходит усиление сигнала выбранной станции. Далее усиленный сигнал поступает на *детектор (Д)*, преобразуется в нем в низкочастотный сигнал, усиливается *усилителем звуковой частоты (УЗЧ)* и воспроизводится *регистрирующим устройством* (например, громкоговорителем).

Однако приемнику прямого усиления присущ *ряд недостатков*, основным из которых является *плохая избирательность* по соседней станции, причем ухудшение этой избирательности наблюдается по мере повышения несущей частоты принимаемой станции, что хорошо видно из формулы (7.14), описывающей в области малых расстройек нормированную амплитудно-частотную характеристику высокочастотного тракта приемника. При увеличении несущей частоты принимаемой станции n растет, т. е. амплитудно-частотная характеристика расширяется. Поэтому отстроиться от близлежащих станций в высокочастотной части диапазона в приемнике прямого усиления невозможно.



Рис. 8.3. Структурная схема приемника прямого усиления.

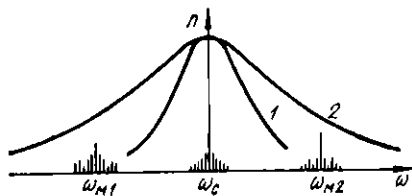


Рис. 8.4. Нормированные амплитудно-частотные характеристики высокочастотной части приемника.

мешающих станций, причем в первом случае (кривая 1) считается, что все три станции работают в низкочастотной части диапазона, а во втором (кривая 2) — в высокочастотной части диапазона.

Другим существенным недостатком приемника прямого усиления является *неравномерность усиления* (а следовательно, разная чувствительность) по диапазонам, так как коэффициент усиления УРЧ падает с повышением частоты.

8.5. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО ПРИЕМНИКА. ВЫБОР ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Супергетеродинные приемники позволили избавиться от недостатков, присущих приемникам прямого усиления. При этом в супергетеродинном приемнике удалось обеспечить практически одинаковую и достаточно высокую избирательность по соседней станции на всех диапазонах, а также более равномерное усиление в высокочастотном тракте. Достигнуто это благодаря введению в структурную схему приемника двух новых элементов: *преобразователя частоты (ПЧ)* и *усилителя промежуточной частоты (УПЧ)*. Структурная схема супергетеродинного приемника показана на рис. 8.5.

Рассмотрим назначение и особенности основных узлов супергетеродинного приемника согласно структурной схеме, приведенной на рис. 8.5.

Входная цепь служит для связи антенны со входом первого каскада радиоприемного устройства — обычно усилителя высокой частоты (УВЧ).

Основные назначения входной цепи: а) предварительное выделение полезного сигнала из совокупности других сигналов и помех, принимаемых антенной, т. е. обеспечение частотной избирательности полезного сигнала; б) наиболее эффективная передача энергии по-

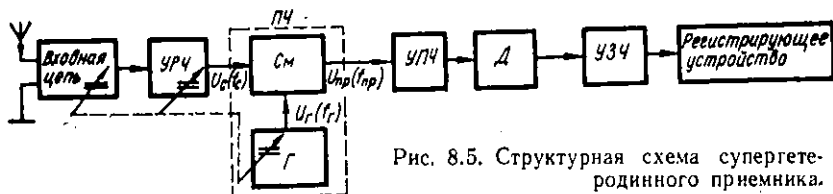


Рис. 8.5. Структурная схема супергетеродинного приемника.

лезного сигнала от антенны ко входу первого каскада радиоприемного устройства.

В супергетеродинном приемнике в отличие от приемника прямого усиления возникает возможность прохождения мешающих сигналов как на промежуточной частоте $f_{\text{пр}}$, так и зеркальной f_z , т. е. создаются как бы два дополнительных паразитных канала приема. Эта возможность порождается преобразователем частоты и должна быть ограничена входным устройством и УВЧ.

Для подавления сигнала мешающей станции на частоте $f_{\text{пр}}$ во входную цепь радиоприемника вводят специальный режекторный фильтр (фильтр-пробку), настроенный на промежуточную частоту ($f_{\text{пр}}$). Обычно в качестве фильтра-пробки используется параллельный колебательный контур.

Пояснение ослабления сигнала зеркальной станции за счет избирательных свойств входной цепи и УВЧ показано на рис. 8.7.

К основным показателям входной цепи относятся: резонансный коэффициент передачи входной цепи, диапазон рабочих частот, избирательность и полоса пропускания.

Резонансным коэффициентом передачи входной цепи называют отношение напряжения сигнала U_c на входе первого каскада радиоприемного устройства к э. д. с., наводимой в антенне полем принимаемого сигнала E_A ,

$$K_0 = U_c / E_A. \quad (8.1)$$

При этом несущая частота сигнала f_c должна быть равна частоте настройки входной цепи f_0 , так как максимум коэффициента передачи достигается на резонансной частоте f_0 . Равенство $f_c = f_0$ получаем за счет перестройки контура входной цепи с помощью конденсатора переменной емкости C , входящего в блок переменных конденсаторов радиоприемника (рис. 8.6). Важно обеспечить постоянство резонансного коэффициента передачи по диапазону.

Диапазон рабочих частот входной цепи должен обеспечивать перекрытие всего диапазона частот радиоприемного устройства, иными словами входная цепь настраивается на любую рабочую частоту при удовлетворительных требованиях к изменению резонансного коэффициента передачи, полосы пропускания и избирательности в пределах рабочего диапазона частот. Вследствие того что одним и тем же контуром входной цепи перекрыть весь рабочий диапазон радиоприемного устройства невозможно при соблюдении вышеуказанных требований, применяется разбивка рабочего диапазона частот на поддиапазоны, где каждому поддиапазону соответствует свой контур во входной цепи, перестраиваемый в пределах поддиапазона общим конденсатором переменной емкости.

Избирательность и полоса пропускания входной цепи взаимно связаны. С одной стороны, полоса пропускания должна обеспечить прохождение основной части спектра наиболее широкополосного полезного сигнала, где сосредоточена основная часть энергии,

с другой — обеспечивается определенное ослабление зеркальной помехи.

Схемы входных цепей радиоприемных устройств приведены на рис. 8.6, где соответственно показаны одноконтурные схемы с емкостной (рис. 8.6, а), индуктивной (трансформаторной) (рис. 8.6, б) и индуктивно-емкостной (рис. 8.6, в) связью с антенной.

Неполное подключение входного контура ко входу транзистора исключает шунтирующее влияние входного сопротивления транзистора на контур, что позволяет обеспечить заданную полосу пропускания. Приведенные одноконтурные схемы находят более широкое применение по сравнению с многоконтурными в связи с постоянством резонансного коэффициента передачи в рабочем диапазоне частот и более высокой чувствительности. Последнее обусловлено тем, что рост числа контуров во входной цепи увеличивает потери сигнала до входа первого каскада. Например, в двухконтурной входной цепи при критической связи между контурами коэффициент передачи в два раза меньше, чем в одноконтурной цепи.

Достоинством двухконтурной входной цепи является лучшая форма амплитудно-частотной характеристики, обеспечивающей наименьшие искажения спектра полезного сигнала при высокой избирательности по отношению к мешающим сигналам. Двухконтурные входные цепи применяются в высококачественных радиоприемных устройствах.

Рассмотрим кратко достоинства и недостатки одноконтурных входных цепей, приведенных на рис. 8.4.

Схема с емкостной связью с антенной (рис. 8.4, а) является самой простой и обладает значительно меньшим внесимым затуханием из антенны во входной контур по сравнению с непосредственным включением антенны к входному контуру. Однако резонансный коэффициент передачи входной цепи при такой связи сильно зависит от частоты.

Наибольшее распространение получила схема с индуктивной (трансформаторной) связью с антенной (рис. 8.6, б). При слабой связи между катушками индуктивности $L_{св}$ и L можно получить слабую зависимость резонансного коэффициента передачи от частоты настройки, т. е. обеспечить его постоянство по рабочему диапазону частот.

Схема входной цепи с комбинированной связью с антенной (рис. 8.6, в) имеет более высокое и практически постоянное значение резонансного коэффициента передачи во всем диапазоне рабочих частот. Недостатком этой схемы является ухудшение избирательности по отношению к сигналу зеркальной станции в сравнении со схемой, приведенной на рис. 8.6, б.

Усилители радиочастоты (УРЧ), или резонансные усилители, рассмотрены в разделе 5.7. Как указывалось, УРЧ должны удовлетворять трем требованиям: за счет уменьшения собственных шумов снизить коэффициент шума радиоприемного устройства и благодаря этому повысить его чувствительность; усилить полезный сигнал и осуществить избирательность по зеркальной станции.

Схемы резонансных усилителей приведены на рис. 5.35.

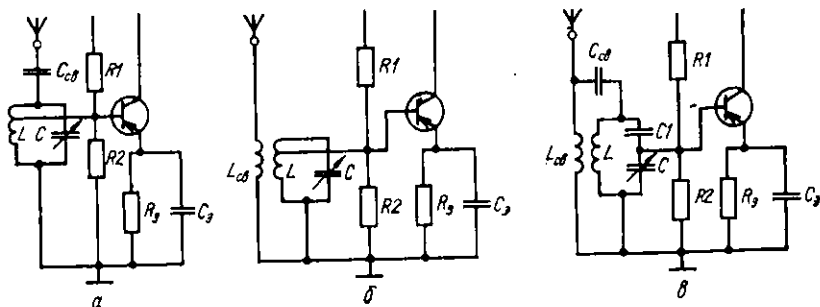


Рис. 8.6. Схемы входных цепей радиоприемных устройств: с емкостной (а), индуктивной (б) и индуктивно-емкостной (в) связями с антенной.

Рассмотрим основные электрические параметры усилителей радиочастоты.

Резонансный коэффициент усиления

$$K_0 = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}, \quad (8.2)$$

где $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$ — напряжения на входе и выходе усилительного каскада при резонансе.

Качество УРЧ тем лучше, чем больше коэффициент усиления и чем он более постоянен в диапазоне частот.

Избирательность по зеркальной станции показывает, во сколько раз резонансный коэффициент усиления усилительного каскада K_0 больше коэффициента усиления K_3 на зеркальной частоте:

$$S_3 = K_0/K_3. \quad (8.3)$$

Избирательность по зеркальной станции определяется амплитудно-частотной характеристикой входной цепи и УРЧ (рис. 8.7). Обычно избирательность по зеркальной станции выражается в децибелах

$$S_3(\text{дБ}) = 20 \lg S_3 \quad (8.4)$$

и должна обеспечиваться при требуемой полосе пропускания, определяемой на уровне $K/K_0 = 1/\sqrt{2}$.

Диапазон рабочих частот УРЧ перекрывается, как и во входной цепи, с помощью разбивки на поддиапазоны с перестройкой в каждом поддиапазоне нагрузочного контура посредством изменения емкости конденсатора переменной емкости, ротор которого закреплен на одной оси с роторами конденсаторов переменной емкости входной цепи и гетеродина. Вследствие синхронного изменения емкостей контуров перестройка по частоте в каждом поддиапазоне как во входном контуре, так и в нагрузочном контуре УВЧ и контуре гетеродина происходит синхронно.

Коэффициент шума характеризует шумовые свойства УРЧ. Чем меньше коэффициент шума, тем выше чувствительность радиоприемного устройства (см. п. 8.6).

Динамический диапазон — отношение максимальной амплитуды входного сигнала $U_{\text{вх. макс}}$ при допустимом уровне нелинейных ис-

кажений к $U_{\text{вх. min}}$, соответствующему чувствительности приемника

$$D_y = U_{\text{вх. max}}/U_{\text{вх. min}}. \quad (8.5)$$

К электрическим характеристикам УРЧ можно также отнести линейные искажения: амплитудно-частотные и фазо-частотные, определяемые частотными характеристиками усилителя.

Нелинейные искажения, обусловленные нелинейностью амплитудной характеристики усилителя, нетипичны для УРЧ, где идет усиление очень слабых сигналов.

Преобразователь частоты состоит из смесителя (См) и гетеродина (Г). Схемы и теория преобразования частоты уже рассматривались в п. 7.4.

В преобразователе частоты сигнал принимаемой станции с несущей частотой f_c преобразуется без изменения огибающей спектра в колебание промежуточной частоты $f_{\text{пр}} = f_r - f_c$, которая ниже частоты f_c и постоянна для станций всех диапазонов приемника. Понижение несущей частоты, как это следует из формулы (7.20), дает возможность улучшить при той же добротности резонансных систем избирательность по соседней станции, а постоянство резонансной (промежуточной) частоты позволяет включить в нагрузку смесителя и УРЧ сложные избирательные системы с хорошей прямоугольностью резонансной характеристики. Настройка на принимаемую станцию при этом предусматривает одновременно сопряженную настройку трех каскадов (УРЧ, входной цепи и гетеродина).

Среди основных параметров преобразователя частоты выделим следующие: крутизну преобразования, коэффициент преобразования, входную и выходную проводимости.

Крутизна преобразования — отношение амплитуды тока промежуточной частоты $I_{\text{п.ч}}$ к амплитуде напряжения сигнала U_0 при коротком замыкании на выходе

$$\dot{S}_{\text{п.ч}} = I_{\text{п.ч}}/\dot{U}_c|_{U_{\text{п.ч}}=0}. \quad (8.6)$$

Коэффициент преобразования — отношение амплитуды напряжения промежуточной частоты к амплитуде напряжения частоты сигнала

$$K_{\text{п.ч}} = \dot{U}_{\text{п.ч}}/\dot{U}_c = - \frac{\dot{S}_{\text{п.ч}}}{\dot{G}_{\text{вп.ч}} + \dot{G}_\text{н}} \quad (8.7)$$

по аналогии с (5.89). Здесь $\dot{G}_{\text{вп.ч}} = I_{\text{п.ч}}/\dot{U}_{\text{п.ч}}|_{U_c=0}$ — внутренняя проводимость, $\dot{G}_\text{н}$ — проводимость нагрузки преобразователя.

Знак минус в (8.7) — признак сдвига по фазе на 180° напряжения промежуточной частоты на выходе преобразователя относительно входного напряжения сигнала (как во всяком усилителе с заземленным эмиттером).

Входная проводимость преобразователя представляет собой отношение амплитуды входного тока сигнала I_c к амплитуде напря-

жения сигнала $\dot{U}_c$ в режиме преобразования при коротком замыкании на выходе

$$G_{\text{вх.п.ч}} = \dot{I}_c / U_c | \dot{U}_{\text{п.ч}} = 1 \quad (8.8)$$

Выходная проводимость преобразователя определяется как отношение амплитуды тока промежуточной частоты $\dot{I}_{\text{п.ч}}$ к амплитуде напряжения промежуточной частоты $\dot{U}_{\text{п.ч}}$ при коротком замыкании на входе преобразователя

$$G_{\text{вых.п.ч}} = \dot{I}_{\text{п.ч}} / \dot{U}_{\text{п.ч}} | \dot{U}_c = 0. \quad (8.9)$$

Усилители промежуточной частоты (УПЧ) рассмотрены в п. 5.7. Схемы УПЧ приведены на рис. 5.37 и 5.38.

Усилители промежуточной частоты работают на фиксированной (промежуточной) частоте, в связи с этим возможно применять в качестве нагрузки сложные резонансные системы (связанные колебательные контуры или монолитные пьезоэлектрические фильтры). При этом удастся получить коэффициент прямоугольности, приближающийся к единице (форма амплитудно-частотной характеристики приближается к прямоугольной) и тем самым решить лучшим образом основную задачу, поставленную перед УПЧ, — обеспечить избирательность по соседней станции.

Полоса пропускания супергетеродинного приемника определяется в основном полосой пропускания УПЧ, так как полоса пропускания входной цепи и УВЧ шире. Поэтому для высококачественного воспроизведения сигнала супергетеродинным приемником полоса пропускания УПЧ должна быть не меньше полосы спектра частот сигнала.

Полосы спектров частот некоторых сигналов следующие:

для телефони с АМ $2\Delta f_c = 6$ кГц;

для радиовещания с АМ $2\Delta f_c = 9 \div 13$ кГц и с ЧМ $2\Delta f_c = 250$ кГц;

для радиолокации импульсной $2\Delta f_c = 1 \div 10$ МГц.

В УПЧ обеспечивается основное усиление высокочастотного сигнала (коэффициент усиления по напряжению УПЧ $K_0 = 10^2 \div 10^4$ при числе каскадов от двух до десяти).

Работа на одной промежуточной частоте позволяет получить постоянное усиление для всего диапазона частот радиоприемника и примерно одинаковую чувствительность. Выбор промежуточной частоты зависит от типа приемника и от ширины полосы спектра частот сигнала. Значения промежуточной частоты лежат в пределах 110 кГц $\div$ 200 мГц (в вещательных приемниках обычно 465 кГц), причем высокие промежуточные частоты применяются при широких полосах спектра сигнала (например, в телевизионных приемниках), а низкие — при узких полосах спектра сигнала.

Выбор промежуточной частоты для данной полосы спектра частот сигнала производится с учетом компромиссного решения лучшего подавления зеркальной станции (желательно промежуточную частоту выбирать более высокую, рис. 8.7) и обеспечения хорошей

избирательности по соседней станции (промежуточную частоту выбирают поменьше согласно формуле (7.20)).

Основные электрические параметры УПЧ. Коэффициент усиления

$$K_{у.п.ч} = K_0^n \quad (8.10)$$

при n одинаковых каскадов, где K_0 — коэффициент усиления одного каскада.

Избирательность по соседнему каналу показывает, во сколько раз резонансный коэффициент усиления усилителя K_0 больше коэффициента усиления на частоте соседнего канала $K_{с.к.}$, т. е. при расстройке $\Delta f_{с.к.}$.

$$S_{0.к} = K_0/K_{с.к.} \quad (8.11)$$

Полоса пропускания должна быть не меньше полосы спектра частот сигнала

$$2\Delta f \geq 2\Delta f_{с.к.}$$

Детектор предназначен для восстановления спектра полезного управляющего сигнала из высокочастотного радиосигнала, в котором управляющий сигнал запечатлен в неявной форме. Как видно из структурной схемы супергетеродинного приемника (рис. 8.5), радиосигнал на промежуточной частоте поступает на вход детектора с УПЧ. В приемнике прямого усиления (рис. 8.3) радиосигнал на детектор поступает с усилителя радиочастоты на несущей частоте принимаемой станции.

Схемы амплитудного детектора, применяемого в АМ-приемнике, и частотного детектора, применяемого в ЧМ-приемнике, приведены соответственно на рис. 7.10 и 7.13. Работа этих типов детекторов рассмотрена в п. 7.3.

Амплитудный детектор в радиоприемном устройстве должен работать в режиме линейного детектирования. Для этого с УПЧ на вход детектора подается радиосигнал с большой амплитудой ($U \geq 0,5 \div 1$ В). При малом радиосигнале может получиться квадратичное детектирование и возникнуть нелинейные искажения.

Основные электрические параметры детектора. Коэффициент передачи K_d — отношение амплитуды низкочастотного напряжения сигнала, выделенного на нагрузке детектора, к амплитуде входного высокочастотного напряжения сигнала:

$$K_d = U_2/U, \quad (8.12)$$

где $U = U_n(1 + M \cos \Omega t)$ (см. разд. 1.4).

Параметр K_d определяет качество детектирования.

Входным сопротивлением детектора называют отношение амплитуды подводимого к его входу высокочастотного напряжения сигнала ($\dot{U} = \dot{U}_\omega$) к амплитуде первой гармоники входного высокочастотного тока ($\dot{I} = \dot{I}_\omega$)

$$Z_{вх} = \dot{U}_\omega / \dot{I}_\omega.$$

Входное сопротивление детектора характеризует степень влияния его на сигнальный контур, подключенный ко входу детектора.

С выхода детектора высокочастотный сигнал поступает на усилитель звуковой частоты.

Усилитель звуковой частоты служит для усиления низкочастотного сигнала, снимаемого с детектора, до величины, необходимой для питания и нормальной работы регистрирующего устройства.

Состоит он из предварительного усилителя и оконечного (мощного) усилителя. Назначение предварительного усилителя — обеспечить равномерное в полосе частот усиление сигнала до величины, достаточной для возбуждения оконечного усилителя, отдающего в нагрузку (регистрирующее устройство) заданную мощность. Назначение оконечного (мощного) усилителя — обеспечение в нагрузке заданной мощности при допустимом уровне нелинейных искажений и при максимальном к. и. д.

Схемы и работа усилителей звуковой частоты (см. п. 5.6).

Паразитные каналы супергетеродинного приемника.

Основные характеристики приемника по всему диапазону практически одинаковые. Однако при рассмотренных достоинствах супергетеродинного приемника он обладает и рядом недостатков, которых нет в приемнике прямого усиления. К ним в первую очередь следует отнести наличие двух паразитных каналов: 1) канала приема станции, несущая частота которой совпадает с промежуточной частотой или близка к ней в пределах полосы пропускания УПЧ; 2) канала приема так называемой зеркальной станции. Остановимся на этом более подробно.

1. Если частота паразитной станции f_n совпадает с частотой $f_{пр}$, то сигнал этой частоты свободно проходит через весь тракт приемника и будет прослушиваться наравне с основной станцией. Если частота паразитной принимаемой станции лежит в пределах полосы пропускания УПЧ, т. е. близка к $f_{пр}$, то в результате детектирования частоты биений между $f_{пр}$ от полезной станции и f_n на выходе приемника возникнут низкочастотные колебания с частотой $F = |f_{пр} - f_n|$, которые будут прослушиваться в виде свиста. Аналогичная картина будет при неправильном выборе рабочего участка на вольт-амперной характеристике смесителя, т. е. когда напряжение гетеродина выходит за пределы квадратичного участка вольт-амперной характеристики смесителя (см. п. 7.3). В этом случае вредное проявление в виде свиста в громкоговорителе приемника в результате детектирования частоты биений с $f_{пр}$ дадут колебания с теми комбинационными частотами из $f_k = |kf_r \pm mfc|$, которые находятся в пределах полосы пропускания УПЧ.

2. Возможность приема на частоте зеркальной станции вытекает, во-первых, из спектра частот, получающихся в результате преобразования (7.22), когда при $k = m = 1$ (квадратичный режим работы преобразователя) одна и та же промежуточная частота может получиться как от полезной станции ω_c , т. е. $\omega_{пр} = \omega_r - \omega_c$, так и от зеркальной (мешающей) станции ω_3 , где $\omega_{пр} = \omega_3 - \omega_r$. Как видно, $\omega_3 - \omega_c = 2\omega_{пр}$, т. е. зеркальная (мешающая) станция от-

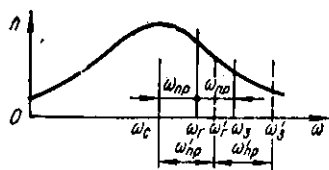


Рис. 8.7. Нормированная амплитудно-частотная характеристика высокочастотной части приемника до преобразователя (к пояснению ослабления зеркальной станции).

стоит от полезной станции по частотной оси на $2\omega_{пр}$ (рис. 8.7). Во-вторых, если на рис. 8.7 изобразить нормированную амплитудно-частотную характеристику высокочастотной части приемника до преобразователя (входная цепь плюс УРЧ), то, как следует из рисунка, сигнал частоты зеркальной станции пройдет на вход преобразователя, который, преобразовав этот сигнал в сигнал промежуточной частоты, обеспечит дальнейшее прохождение его наряду с сигналом полезной станции.

На основании изложенного приходим к выводу, что основными путями ослабления приема зеркальной станции являются: 1) улучшение избирательности приемника в каскадах до преобразователя частоты; 2) выбор более высокой промежуточной частоты. При более высокой $\omega_{пр}$ частота зеркальной станции располагается дальше по оси частот, где n меньше (рис. 8.7). Однако при увеличении промежуточной частоты в соответствии с формулой (7.20) ухудшается избирательность по соседней станции в каскадах после преобразователя частоты. Отсюда следует, что необходим компромиссный выбор промежуточной частоты.

8.6. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ И КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

Чувствительность радиоприемного устройства определяется минимальной величиной входного сигнала, обеспечивающей его уверенный прием и выделение в регистрирующем устройстве. Чем выше уровень внешних помех и собственных шумов на входе приемника, тем больше должен быть сигнал для уверенного приема и тем меньше будет чувствительность радиоприемного устройства.

Под внешними помехами понимают атмосферные и промышленные помехи. Под собственными шумами радиоприемного устройства понимают э. д. с. и токи, которые образуются в отдельных элементах за счет флуктуаций носителей электрических зарядов. Иными словами, источниками собственных шумов являются все активные сопротивления (включая сопротивление приемной антенны), контуры и электронные приборы.

В диапазонах длинных, средних и коротких волн уровень внешних помех намного превышает собственные шумы радиоприемного устройства. Поэтому при выборе чувствительности приемника руководствуются уровнем внешних помех и не стремятся понизить уровень собственных шумов за счет применения малошумящих элементов и специальных усилительных устройств. В вещательных приемниках для высококачественного воспроизведения принимаемых сигналов необходимо, чтобы уровень сигнала на входе превышал уровень помех на 20 ÷ 30 дБ. При этом чувствительность таких приемников в этих диапазонах волн лежит в пределах 50 ÷ 200 мкВ.

В профессиональных радиоприемниках, где основным требованием является не качество воспроизведения сигнала, а правильность его воспроизведения, отношение сигнала к помехе может быть выбрано меньше $3 \div 6$ дБ и тем самым повышена чувствительность радиоприемного устройства.

В диапазоне сверхвысоких частот основным видом помех является внутренний шум радиоприемного устройства. Так как шумовые свойства радиоприемника определяются первыми каскадами УРЧ, где собственные шумы соизмеримы с сигналом, то создание и включение в качестве первого каскада радиоприемника малошумящего УРЧ существенно снижает его коэффициент шума, т. е. повышает чувствительность радиоприемного устройства. В дециметровом, сантиметровом диапазонах волн и в длинноволновой части миллиметрового диапазона в радиоприемниках различного назначения широкое применение находят специальные малошумящие усилительные устройства: параметрические усилители на полупроводниковых и туннельных диодах, а также квантовые усилители.

Шум антенны вызван приемом антенной шумовых излучений из атмосферного и космического пространства, а также тепловым шумом сопротивления потерь R_n антенны. Таким образом, в эквиваленте антенна представляет собой не только источник сигнала E_c , но также и источник шума $E_{ш}$, включенные последовательно с полным сопротивлением антенны R_A , где $R_A = R_{изл} + R_n$ (см. разд. 2.10).

Условно шумы антенны приводят к эквивалентному шуму ее полного сопротивления R_A , нагретому до температуры T_A , называемой эффективной шумовой температурой. Тогда можно воспользоваться принятым способом выражения шумовых свойств реальных сопротивлений при помощи эквивалентных шумовых генераторов с действующим значением э. д. с. $E_{дш}$ и последовательно с ней включенным нешумящим сопротивлением R_A . Величина $E_{дш}$ определяется по формуле

$$E_{дш} = \sqrt{4kT_A R_A \Delta f_{ш}}, \quad (8.13)$$

где k — постоянная Больцмана; $\Delta f_{ш}$ — шумовая полоса приемника, примерно равная его полосе пропускания.

Мощность шума антенны на входе радиоприемного устройства выражается формулой

$$P_{шA} = \frac{E_{дш}^2 R_{вх}}{(R_{вх} + R_A)^2},$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление радиоприемника.

В случае согласованного входа, когда $R_{вх} = R_A$, $R_{шA} = E_{дш}^2 / 4R_A$ или после подстановки $E_{дш}$ из (8.13)

$$P_{шA} = kT_A \Delta f_{ш}. \quad (8.14)$$

Шумовые свойства радиоприемного устройства оцениваются коэффициентом шума, который является мерой ухудшения отно-

шения сигнал/шум на выходе высокочастотного тракта приемника по сравнению с этим отношением на входе. При этом следует помнить, что УРЧ и УПЧ работают в режиме линейного усиления и при правильном выборе режима преобразователь частоты представляет собой линейный параметрический перемножитель (см. 7.4). Коэффициент шума N выражается как частное от деления отношений сигнал/шум по мощности на входе и выходе условного линейного четырехполюсника, которым можно заменить ВЧ тракта радиоприемника, состоящий из УРЧ, преобразователя частоты и УПЧ,

$$N = \frac{P_{с.вх}/P_{ш.вх}}{P_{с.вых}/P_{ш.вых}} = \frac{P_{ш.вых}}{P_{ш.вх} K_p}, \quad (8.15)$$

где $K_p = P_{с.вых}/P_{с.вх}$ — коэффициент передачи четырехполюсника по мощности и $P_{ш.вх} K_p$ — та часть мощности выходных шумов четырехполюсника, которая создается за счет усиления шумов, поступающих на его вход. Отношение сигнал/шум на выходе ВЧ тракта, а не на выходе всего приемника берется потому, что коэффициент шума должен учитывать изменение этого отношения за счет добавления собственного шума ВЧ тракта приемника, а не за счет нелинейных явлений в детекторе, коэффициент передачи по мощности которого для сигнала и шума может быть различным.

После разбивки в числителе выражения (8.15) полной мощности шумов $P_{ш.вых}$ на выходе условного линейного четырехполюсника ВЧ тракта приемника на две составляющие $K_p P_{ш.вх}$ и $P_{ш.соб}$ (мощность собственных шумов на выходе четырехполюсника) выражение (8.15) записывается в виде

$$N = \frac{K_p P_{ш.вх} + P_{ш.соб}}{K_p P_{ш.вх}} = 1 + P_{ш.соб}/P_{ш.вх} K_p. \quad (8.16)$$

Чтобы сравнивать высокочастотные тракты различных радиоприемников по шумовым свойствам с помощью коэффициента шума, вводят понятие некоторого стандартного источника входных шумов. В качестве последнего принято активное шумящее сопротивление $R_{ш}$, величина которого равна величине входного сопротивления $R_{вх}$ рассматриваемого четырехполюсника, т. е. $R_{ш} = R_{вх}$. При этом по аналогии с выражением (8.14), выведенным для случая согласования активного сопротивления R_a антенны с входным сопротивлением $R_{вх}$ приемника, получим такое же выражение для максимальной мощности шумов в нагрузке (в данном случае $R_{вх}$), в которое также не входит значение самого шумящего сопротивления, т. е. в случае согласования с нагрузкой

$$P_{ш.вх} = kT\Delta f_{ш}, \quad (8.17)$$

где T — комнатная температура.

Подставив (8.17) в (8.16), получим

$$N = 1 + \frac{P_{\text{ш.соб}}}{kT\Delta f_{\text{ш}}K_p} = 1 + \frac{P_{\text{ш}}}{kT\Delta f_{\text{ш}}}, \quad (8.18)$$

где $P_{\text{ш}} = P_{\text{ш.соб}}/K_p$ — эквивалентный собственный шум, приведенный ко входу приемника.

Из (8.18) следует:

$$P_{\text{ш}} = kT\Delta f_{\text{ш}}(N - 1). \quad (8.19)$$

Коэффициент шума идеального приемника $N = 1$. При этом $P_{\text{ш}} = 0$. При создании реальных радиоприемных устройств отношение сигнала к шуму на выходе ВЧ тракта приемника $D = P_{\text{с.вых}}/P_{\text{ш.вых}}$ является заданной величиной.

Перепишем выражение для D в виде

$$D = P_{\text{с.вых}}K_p/P_{\text{ш.вых}}, \quad (8.20)$$

где $P_{\text{с.вых}}$ — мощность сигнала, соответствующая чувствительности приемника.

Мощность выходного шума $P_{\text{ш.вых}}$ реального радиоприемного устройства определяется мощностью шума антенны (8.14) и приведенным шумом (8.19), пересчитанным на выход ВЧ тракта:

$$P_{\text{ш.вых}} = K_p(P_{\text{ш.а}} + P_{\text{ш}}) = K_p[kT_A\Delta f_{\text{ш}} + kT\Delta f_{\text{ш}}(N - 1)]. \quad (8.21)$$

Подставив в (8.20) (8.21), находим выражение для чувствительности радиоприемного устройства

$$P_{\text{с.вх}} = kT\Delta f_{\text{ш}}D(T_A/T + N - 1). \quad (8.22)$$

Выражение (8.22) позволяет оценить пути возможного повышения чувствительности реальных радиоприемников. Чувствительность радиоприемника может быть улучшена путем уменьшения величин D , N , $\Delta f_{\text{ш}}$ и T_A .

Требуемое превышение сигнала над шумом равно $D = 3 \div 10$.

На СВЧ значительное уменьшение шума обеспечивается применением специальных малощумящих усилителей, позволяющих снизить величину N до значений, близких к единице.

Эффективная шумовая температура антенны T_A может быть уменьшена повышением направленного действия антенны, а также рациональным выбором рабочей частоты.

8.7. СОПРЯЖЕНИЕ НАСТРОЕК КОНТУРОВ СИГНАЛА И ГЕТЕРОДИНА В СУПЕРГЕТЕРОДИННОМ ПРИЕМНИКЕ

Как следует из принципа работы супергетеродинного приемника, для настройки его одной ручкой на различные частоты радиостанций необходимо обеспечить синхронную перестройку по частоте во входной цепи, УРЧ и в гетеродине, причем разность между частотой гетеродина и частотой принимаемой станции должна быть всегда равна промежуточной частоте, т. е. $f_r - f_c = f_{\text{пр}}$. Обеспечение этого равенства для всего рабочего диапазона частот радиоприемника связано с необходимостью так называемого сопряжения настроек контуров сигнала и гетеродина.

Рассмотрим предпосылки и способ осуществления этого сопряжения. Одновременное изменение емкости переменных конденсаторов, входящих во входную цепь, УРЧ и гетеродина (см. рис. 8.5), обеспечивается их конструктивной особенностью: роторы этих конденсаторов находятся на одной общей оси и конденсаторы конструктивно объединены в один блок. Минимальное значение емкости $C_{\min}$ и максимальное значение $C_{\max}$ каждого из конденсаторов блока, а также закон изменения их емкостей одинаковы. Следовательно, одинаковыми будут и коэффициенты перекрытия частотных поддиапазонов с помощью этих емкостей $k_c := \sqrt{C_{\max}/C_{\min}}$. (8.23)

Однако применение таких идентичных конденсаторов не позволяет получить постоянные разности между резонансными частотами контуров гетеродина и сигнала по всему диапазону при их перестройке. Это вытекает из выражений для коэффициентов перекрытия поддиапазона контуров сигнала и гетеродина:

$$k_{п.с} = f_{с \max}/f_{с \min}; \quad (8.24)$$

$$k_{п.г} = \frac{f_{с \max} + f_{пр}}{f_{с \min} + f_{пр}}. \quad (8.25)$$

Таким образом

$$k_{п.с} > k_{п.г}. \quad (8.26)$$

В то же время блок конденсаторов обеспечивает одинаковое перекрытие (k_c). Поэтому, если выбрать индуктивность контура гетеродина L_r такой, чтобы сопряжение было достигнуто в какой-то одной точке, например лежащей в середине поддиапазона, то в других точках поддиапазона сопряжение выполняться не будет. Частота гетеродина будет изменяться по линии MH в зависимости от угла поворота ротора конденсатора переменной емкости α , а частота сигнала — по линии KJ .

Из рис. 8.8, а следует, что при наличии сопряжения в середине поддиапазона (точка A) необходимо выполнить его по краям поддиапазона, т. е. в точках B и C . При этом можно считать, что сопряжение в трех точках является приемлемым для всего поддиапазона, так как отклонение разностной частоты $f_p = f_r - f_c$ от промежуточной в других точках поддиапазона будет незначительным, в пределах допустимых значений $f_{пр}$.

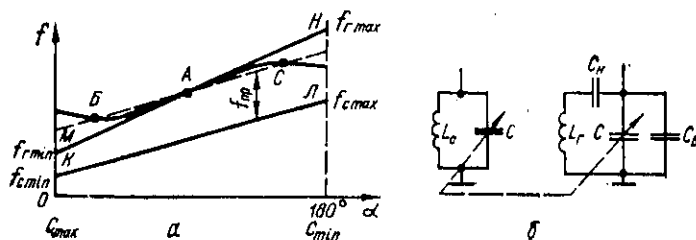


Рис. 8.8. График сопряжения настроек контуров (а) и элементы сопряжения по методу В. И. Сифорова.

Перепишем выражение (8.25) следующим образом:

$$k_{п.г} = \frac{f_{с\max}}{f_{с\min}} \cdot \frac{1 + f_{пг}/f_{с\max}}{1 + f_{пг}/f_{с\min}} = k_{п.с} \frac{1 + f_{пг}/f_{с\max}}{1 + f_{пг}/f_{с\min}}. \quad (8.27)$$

Для обеспечения возможности сопряжения настроек контуров сигнала и гетеродина в диапазонных приемниках необходимо частоту гетеродина выбирать больше частоты сигнала, т. е. $f_r > f_c$, что следует из (8.27). В этом случае выполняется условие (8.26), которое удастся реализовать на практике при использовании блока переменных конденсаторов. При $f_r < f_c$ условие (8.26) выполняться не будет, так как в этом случае $k_{п.г} = k_{п.с} \times \frac{1 - f_{пг}/f_{с\max}}{1 + f_{пг}/f_{с\min}} > k_{п.с}$, что практически невыполнимо.

Рассмотрим наиболее широко используемое на практике сопряжение настроек контуров сигнала и гетеродина по методу Сифорова [6].

Метод Сифорова заключается в применении для сопряжения дополнительных конденсаторов C_n и C_b в контуре гетеродина, где конденсатор C_n соединяется последовательно с конденсатором переменной емкости, а C_b — параллельно (рис. 8.8, б). Если емкости дополнительных конденсаторов C_n и C_b удовлетворяют следующим неравенствам:

$$C_n > C_{\max}; \quad C_b < C_{\min},$$

то на низкой частоте поддиапазона емкость C_b роли не играет, а емкость C_n уменьшает результирующую емкость контура (вследствие последовательного соединения с $C_{\max}$), что приводит к увеличению собственной частоты контура гетеродина и сопряжению в точке В (рис. 8.8, а).

На высоких частотах поддиапазона емкость C_n практически не играет роли, а емкость C_b увеличивает результирующую емкость контура ($C_b + C_{\min}$), что приводит к уменьшению собственной частоты контура гетеродина и сопряжению в точке С (рис. 8.8, а).

Таким образом, порядок сопряжения настроек контуров сигнала и гетеродина в супергетеродинном приемнике может быть следующим: в средней точке А сопряжение производится подбором индуктивности L_r (в некоторых пределах L_r можно изменять с помощью перемещения ферритового сердечника), при этом конденсатор переменной емкости ставится в среднее положение (середина поддиапазона). При сопряжении в точке В конденсатор переменной емкости вводится полностью ($C_{\max}$) и подбирается емкость C_n (длинноволновая часть поддиапазона). Сопряжение в коротковолновой части поддиапазона производится при выведенном конденсаторе переменной емкости ($C_{\min}$) подбором емкости C_b (точка С). Индикация момента сопряжения ведется по максимальному значению напряжения на выходе приемника.

Зависимость частоты гетеродина от угла поворота ротора конденсатора переменной емкости после выполнения сопряжения в трех точках имеет вид кривой ВАС (рис. 8.8, а).

9

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

9.1. ОСОБЕННОСТИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Радиотехнические измерения есть получение с помощью физического эксперимента количественной информации о физических величинах, характеризующих свойства, параметры и режимы радиоэлектронных устройств. Радиотехнические измерения охватывают очень широкий и разнообразный диапазон измеряемых величин, определяющих классификацию измерительных приборов по назначению. С этой точки зрения радиоэлектронные измерительные приборы подразделяются на четыре группы.

Первая группа — измерительные генераторы. Они служат для: имитации сигналов при наладке или настройке радиоэлектронной аппаратуры; измерения некоторых параметров сигналов методами сравнения; питания и калибровки измерительной аппаратуры.

Вторая группа — приборы для измерения параметров и характеристик сигналов. Особенностью этой группы приборов является необходимость подачи на вход прибора измеряемых сигналов. В зависимости от назначения прибора на выходе его получается количественная информация о том или ином параметре сигнала. К этой группе приборов относятся такие измерительные приборы, как электронные вольтметры, электронные осциллографы, фазометры, частотомеры, анализаторы спектра и др.

Третья группа — приборы для измерения характеристик и параметров четырехполюсников, а также различных узлов радиоэлектронных схем. Особенностью приборов этой группы является наличие в них как генераторов колебаний определенной формы, питающих исследуемый четырехполюсник или узел, так и измерительных устройств, позволяющих оценивать прохождение этих колебаний через данный четырехполюсник (узел). Примером измерительного прибора третьей группы может служить измеритель частотных характеристик (характернограф).

Четвертая группа — элементы измерительных схем. К ней относятся выполненные отдельно и прокалиброванные аттенюаторы, фазовращатели, измерительные трансформаторы и пр.

Особенностью радиотехнических измерений является то, что они охватывают измерения сигналов в очень широких пределах как в частотном диапазоне (от постоянного тока до частот инфракрасного диапазона), так и в диапазоне мощностей ($10^{-21} \div 10^8$ Вт). Специфика измерения на разных частотах разных уровней сигналов требует использования всевозможных методов и схем, отличающихся даже при измерении одной и той же величины.

Измерения подразделяются на прямые и косвенные. *Прямое* измерение непосредственно дает отсчет измеряемой величины. Например, измерение напряжения вольтметром, частоты частотомером и т. д. *Косвенным* называется измерение, при котором интересующая величина получается расчетным путем на основании результатов прямых измерений других величин. Примерами косвенных измерений могут быть: определение коэффициента амплитудной модуляции как отношения разности измеренных максимального и минимального значений напряжений к их сумме; определение коэффициента усиления усилителя как отношения измеренных значений выходного и входного напряжений.

При измерении той или иной величины разрабатывается или указывается в инструкции к измерительному прибору методика измерений, под которой понимается порядок и очередность выполнения измерительных операций по данной измерительной схеме или комплексу измерительных приборов.

В процессе измерения измеряемая величина сравнивается с известной величиной, принятой за единицу и называемой *образцовой мерой*. Цель измерения — получение числового значения измеряемой величины, выраженной в принятых единицах измерения. В Советском Союзе принята Международная система единиц (СИ): метр — килограмм — секунда — ампер — градус Кельвина — кандела — моль.

При измерении по индикатору измерительного прибора снимается *отсчет* — число, указываемое индикатором прибора. Однако не следует путать понятия отсчет и показание. *Показание* — это физическая величина, соответствующая отсчету и получаемая в результате умножения отсчета на переводной множитель. Например, отсчет по лимбу генератора звуковой частоты составляет 350 Гц, при этом показатель «множитель» установлен против отметки 10, откуда показание прибора равно 3500 Гц.

9.2. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Назначение и функциональные возможности осциллографа. Электронно-лучевой осциллограф является универсальным измерительным прибором, позволяющим визуально наблюдать на электронно-лучевой трубке (ЭЛТ) форму электрических сигналов в зависимости от времени $u = f(t)$ или функциональную зависимость двух величин $u_1 = f(u_2)$, а также измерять их параметры.

С помощью электронно-лучевого осциллографа можно измерять напряжение, частоту, временные параметры и фазовые соотношения. Основное назначение осциллографа — исследование импульсных процессов и измерение их параметров: частоты следования импульсов, их длительности, амплитуды, длительности фронта, неравномерности вершины импульса и других, а также измерять параметры сложных модулированных сигналов, оценивать степень искажений отдельных компонентов в сложном, например в телевизионном, сигнале. Электронно-лучевые осциллографы широко

является линия задержки. Эмиттерный повторитель имеет высокое входное сопротивление и малую входную емкость и благодаря малому выходному сопротивлению согласован с волновым сопротивлением линии задержки. Линия задержки необходима для того, чтобы несколько задержать во времени поступление сигнала на вертикальные отклоняющие пластины относительно начала действия развертки на горизонтальных отклоняющих пластинах и тем самым дать возможность наблюдать сигнал в средней части развертки.

С линии задержки исследуемый сигнал поступает на усилитель вертикального отклонения, усиливается и подается на вертикальные отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки. В режимах непрерывной и ждущей разверток (переключатель 2 в положении *Непр* или *Жд*) при внутренней синхронизации (переключатель 1 в положении *Внутр*) исследуемый сигнал поступает на усилитель горизонтального отклонения, где усиливается и поступает на синхронизатор, откуда в качестве синхронизирующего импульса подается на генератор развертки, представляющий собой генератор пилообразного напряжения. Синхронизация развертки сигналом заключается в привязке начала развертки к характерным точкам исследуемого сигнала для получения устойчивого изображения на экране ЭЛТ.

Принцип действия генератора пилообразного напряжения состоит в управлении с помощью триггера процессом заряда конденсатора C через резистор R , постоянная времени которого $\tau_s = RC$ и определяет длительность развертки. Благодаря синхронизации триггера напряжением исследуемого сигнала частота развертки становится кратной частоте сигнала, вследствие чего изображение на экране неподвижно, что позволяет детально исследовать периодические процессы.

Для наблюдения периодической последовательности импульсов с большой скважностью (T/τ) и непериодических (одиночных) импульсов применяется *ждущая развертка*, при которой генератор развертки запускается только очередным импульсом на один цикл работы; в остальное время схема генератора развертки не работает (заперта). Необходимость ждущей развертки обусловлена тем, что при наблюдении импульсов с большой скважностью или одиночных импульсов трудно засинхронизировать частоту непрерывной развертки, когда частота развертки намного больше частоты повторения импульсов. В этом случае при непрерывной развертке изображение на экране осциллографа будет неустойчиво. Применение ждущей развертки позволяет точно приурочить прохождение исследуемого импульса на время действия пилообразного напряжения развертки, причем длительность импульса должна быть несколько меньше длительности импульса развертки. Так как для запуска ждущей развертки требуется импульс определенной полярности, а исследуются импульсы любой полярности, то для обеспечения нужной полярности используется переключатель полярности.

Режим *Усилитель* (переключатель 2 в положении *Ус*) предусматривает возможность подачи внешних напряжений на обе пары пластин. При этом генератор развертки отключается, а развертываю-

щим напряжением служит напряжение, подаваемое на вход X . Этот режим применяется для измерения частоты или фазового сдвига по фигурам Лиссажу. Для измерения длительности импульса в осциллографе предусмотрен калибратор длительности, формирующий калибрационные световые временные метки определенной длительности.

Калибратор длительности обычно представляет собой генератор ударного возбуждения, управляемый импульсом от генератора развертки во время прямого хода луча. Нагрузкой этого генератора служит один из контуров, в котором при заперении транзистора под действием импульса от генератора развертки возникают затухающие колебания определенной частоты, подаваемые на модулятор трубки и формирующие светлые метки с темными промежутками на ее экране. Временной масштаб каждой метки соответствует периоду затухающих колебаний контура и вынесен на шкалу переключателя. При наложении меток на исследуемые импульсы путем подсчета их количества за период колебаний (T) и длительность импульса (τ), зная временной масштаб каждой метки, можно определить период и длительность исследуемых импульсов.

Калибратор амплитуды служит для измерения мгновенных значений напряжений исследуемого сигнала методом сравнения, заключающимся в сравнении по вертикальному отклонению луча измеряемого напряжения с эталонным проградуированным напряжением, снимаемым обычно с мостового стабилизатора напряжения, питаемого от сети 50 Гц.

В некоторых осциллографах предусмотрен еще канал управления ЭЛТ (или канал Z). Этот канал дает возможность осуществлять модуляцию яркости луча внешним напряжением.

Основные технические характеристики электронно-лучевого осциллографа. Определяются они многообразием и разнообразием задач, решаемых с помощью осциллографа. В систему электрических параметров, определяемую структурной схемой электронного осциллографа, входят параметры каналов вертикального и горизонтального отклонения, параметры канала управления током луча ЭЛТ (канал Z), параметры, связанные с ЭЛТ, параметры сигналов, калибраторов амплитуды и времени.

Параметры канала вертикального отклонения. Основным параметром осциллографа является время нарастания переходной характеристики — интервал времени, в течение которого переходная характеристика нарастает от 0,1 до 0,9 установившегося значения. *Время нарастания* $t_f \approx 350/f_n$, где f_n — верхняя граничная частота полосы пропускания, определяемая при неравномерности амплитудно-частотной характеристики усилителя вертикального отклонения 3 дБ. Нижняя граничная частота полосы пропускания у большинства осциллографов простирается до постоянного тока (открытый вход) или до единиц герц (закрытый вход). Таким образом, полоса пропускания $\Delta f \approx f_n$. Значения ее приводятся в справочниках наряду с временем нарастания.

Другим временным параметром является *выброс на переходной характеристике*, обусловленный коррекцией амплитудно-частот-

ной характеристики на высоких частотах перед ее спадом до уровня 3 дБ и проявляющийся в виде наложения на изображение импульса сразу после окончания времени нарастания. В технических характеристиках на прибор приводятся максимально возможные значения выбросов в процентах по отношению к амплитуде импульса.

Масштабным параметром измерения напряжения является коэффициент отклонения, определяемый по формуле $K_{от} = U_{вх}/h_v$, где $U_{вх}$ — напряжение на Y-входе осциллографа; h_v — отклонение луча по вертикали. Коэффициент отклонения показывает напряжение на входе канала Y, соответствующее отклонению луча ЭЛТ на одно деление шкалы по вертикали. Коэффициент отклонения выражается в единицах измерения напряжения, отнесенных к единицам измерения длины или делениям шкалы на экране осциллографа (В/см, мВ/см, В/дел, мВ/дел). Изменяют коэффициент отклонения калиброванными ступенями с кратностью 1; 2 и 5. Имеется еще плавная регулировка коэффициента отклонения с перекрытием 1 : 2,5 или 1 : 10 в зависимости от шага ступенчатого изменения коэффициента отклонения. Однако при использовании плавной регулировки гарантированная точность измерения напряжения не обеспечивается.

Параметры канала горизонтального отклонения. Основным параметром канала горизонтального отклонения является коэффициент развертки $K_p = T_n/l_t$, где l_t — длина отрезка горизонтальной оси, соответствующая длительности прямого хода развертки T_n . Длительностью развертки принято называть время прямого хода развертки, за которое луч пересекает всю рабочую часть экрана в горизонтальном направлении.

Коэффициент развертки является масштабным коэффициентом при измерении интервалов времени и определяет интервал времени, за который луч ЭЛТ пробегает по экрану расстояние, равное одному делению по горизонтали. В осциллографах, имеющих «растяжку», значение коэффициента развертки умножается на установленный множитель растяжки. Изменение калиброванного коэффициента K_p должно быть таким, чтобы сохранялась возможность измерения с гарантированной для осциллографа точностью любого временного интервала во всем диапазоне длительностей разверток. В современных осциллографах оно осуществляется ступенчатым переключением калиброванных коэффициентов развертки с кратностью 1; 2; 5.

Параметры канала управления током луча ЭЛТ. Канал управления током луча (канал Z) характеризуется диапазонами частот и напряжений модулирующего сигнала, а также параметрами Z-входа: входным сопротивлением и емкостью.

Параметры, связанные с ЭЛТ. Поскольку ЭЛТ является основным элементом осциллографа, некоторые ее характеристики (например, рабочая часть экрана, ширина линии луча, яркость, геометрические искажения, скорость фотозаписи) являются параметрами прибора.

Параметры сигналов калибраторов амплитуды и времени. Калибраторы амплитуды и времени характеризуются соответственно

напряжением или частотой выходного сигнала, а также основной и дополнительными погрешностями установки их номинальных значений. Выходной сигнал калибратора, кроме калибровки коэффициентов отклонения и развертки, часто используется в качестве контрольного при проверке и регулировке частотно-компенсированных делителей входного аттенуатора и выносных делителей осциллографа. Это выдвигает свои требования к форме сигнала: выходное напряжение должно иметь прямоугольную форму без заметных выбросов и завалов фронта и среза при скважности, равной примерно двум.

Применение электронно-лучевых осциллографов. *Наблюдение формы сигнала.* Для исследования периодических синусоидальных или близких к ним сигналов применяется *непрерывная развертка* (переключатель 2 на рис. 9.1 в положении *Непр*). Напряжение исследуемого сигнала подается на вход *У*. Чтобы изображение на экране трубки было устойчивым, используется *внутренняя синхронизация* (переключатель 1 в положении *Внутр*), при которой синхронизация частоты развертки осуществляется частотой исследуемого сигнала. Выбрав нужный диапазон развертки, ручками *Синхронизация* и *Частота плавно* добиваются неподвижности изображения на экране. Другими словами, этими регулировками можно достичь, чтобы частота развертки была в целое число раз меньше частоты исследуемого сигнала.

Для исследования импульсных сигналов с большой скважностью или одиночных импульсов применяется *ждущая развертка*. При этом в зависимости от полярности исследуемых импульсов переключатель 2 может занимать два положения: $\text{—}\text{П}_{\text{ж}}$ или $\text{—}\text{Г}_{\text{ж}}$, обеспечивающие через переключатель полярности подачу на генератор развертки для его запуска импульсов нужной полярности. Все остальные регулировки остаются прежними. При этом диапазон развертки выбирается такой, чтобы исследуемый импульс занимал максимально возможную часть экрана.

Измерение частоты по методу фигур Лиссажу с помощью осциллографа основано на сравнении неизвестной частоты с известной калиброванной частотой. Этот метод пригоден для измерения как частоты синусоидальных колебаний, так и частоты повторения импульсов.

Методика измерения частоты по методу фигур Лиссажу состоит в подаче двух сравниваемых по частоте колебаний на входы усилителей вертикального и горизонтального отклонений, причем частота одного из них (калиброванного) известна. При этом развертка осциллографа отключается (переключатель 2 переводится в положение *Ус*, а переключатель 1 — в положение *Внеш*), и сигнал с *Х*-входа попадает через усилитель на горизонтальные отклоняющие пластины, так что отклонение луча в горизонтальном направлении будет происходить по закону изменения напряжения на *Х*-входе, а отклонение луча в вертикальном направлении — по закону изменения напряжения на *У*-входе.

При равенстве частот двух сравниваемых колебаний на экране осциллографа будет неподвижная интерференционная фигура (*фи*-

гура Лиссажу). В случае синусоидальных колебаний при $\varphi \neq 0$ — это эллипс, при $\varphi = 0$ — прямая наклонная линия. При неравенстве частот фигура Лиссажу будет вращаться тем быстрее, чем больше отличаются сравниваемые частоты вследствие возникших биений между ними.

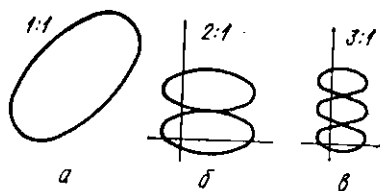


Рис. 9.2. Фигуры Лиссажу разной кратности.

При частотах, кратных одна другой, фигура Лиссажу будет также неподвижна, но содержит большее число пересечений с мысленно проведенной через нее вертикалью или горизонталью (проводятся не через узлы фигуры). Подсчитывается количество пересечений по вертикали n_v и горизонтали n_g . Отношение числа пересечений по вертикали к числу пересечений по горизонтали и соответствует кратности частот. Составив пропорцию

$$\frac{n_v}{n_g} = \frac{f_g}{f_v} \quad (9.1)$$

и считая, например, частоту f_g неизвестной, из (9.1) можно найти ее, зная частоту калиброванного генератора f_v :

$$f_g = f_v n_v / n_g.$$

Техника измерения состоит в том, что, меняя частоту калиброванного генератора, добиваются устойчивой фигуры Лиссажу на экране осциллографа, а затем по (9.1) определяют неизвестную частоту. Вид фигур Лиссажу разной кратности при $\varphi \neq 0$ показан на рис. 9.2, где на горизонтальные отклоняющие пластины подан сигнал неизвестной частоты, а на вертикальные — калиброванной частоты, причем на рис. 9.2, а — частоты равны; на рис. 9.2, б — неизвестная частота в два раза больше и на рис. 9.2, в — неизвестная частота в три раза больше.

Измерение сдвига фаз с помощью однолучевого осциллографа так же, как и частоты, наиболее удобно проводить по методу фигур Лиссажу. Поэтому основные регулировки осциллографа такие же, как и при измерении частоты. Оба сигнала одной частоты, между которыми измеряется сдвиг фаз, подаются соответственно на вход X и вход Y. При этом на экране осциллографа получается интерференционная фигура (фигура Лиссажу) в виде эллипса. Если, например, на вход X подано напряжение $u_1 = U_1 \sin \omega t$, а на вход Y — $u_2 = U_2 \sin (\omega t + \varphi)$, сдвиг фаз между которыми φ нужно измерить, то отклонение луча по горизонтали и вертикали соответственно будет

$$x = l \sin \omega t; \quad (9.2)$$

$$y = h \sin (\omega t + \varphi), \quad (9.3)$$

причем эти уравнения образуют систему уравнений эллипса в параметрической форме (рис. 9.3).

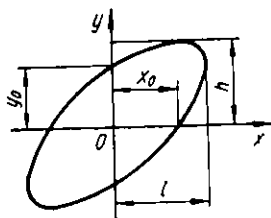


Рис. 9.3. К определению сдвига фаз по фигуре Лиссажу.

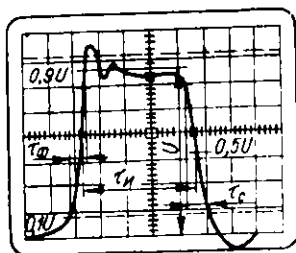


Рис. 9.4. К методам измерения напряжения и временных интервалов по калиброванной шкале осциллографа.

Найдем значения x_0 и y_0 , соответствующие пересечению эллипса с осями x и y при расположении начала координат в центре эллипса. $x|_{y=0} = x_0$ при $h \sin(\omega t + \varphi) = 0$, откуда $\omega t + \varphi = 0$, или $|\varphi| = \omega t$. Используя (9.2), находим: $x_0 = l \sin |\varphi|$, откуда

$$\sin |\varphi| = x_0/l. \quad (9.4)$$

Аналогично $y|_{x=0} = y_0$ при $l \sin \omega t = 0$, откуда $\omega t = 0$. С учетом (9.3) находим: $y_0 = h \sin \varphi$, откуда

$$\sin \varphi = y_0/h. \quad (9.5)$$

Таким образом, по любой из формул (9.4) или (9.5) можно определить φ , измерив на экране осциллографа x_0 и l или y_0 и h .

Измерение напряжения. Как уже указывалось, измерить напряжение сигнала с помощью осциллографа можно методом сравнения на экране изображения исследуемого сигнала с изображением стабилизированного калиброванного напряжения. Для этого напряжение исследуемого сигнала подается на вход Y . Основные регулировки осциллографа такие же, как и при на-

блюдении формы сигнала. С помощью входного делителя и ручки **Усиление** устанавливают на экране изображение, удобное для измерения размеров по вертикали. Отсчитывают по масштабной сетке, наложенной на экран, величину вертикального отклонения луча. Запомнив положение входного делителя, переводят его в положение **Калибр** (для осциллографа типа С1-5), подав тем самым в канал Y стабилизированное калиброванное напряжение от калибратора амплитуды.

Ручкой **Калибровка амплитуды** устанавливают величину калиброванного напряжения такой, чтобы получить вертикальное отклонение луча, равное отклонению луча при подаче на вход Y напряжения исследуемого сигнала. После этого отсчитывают показания калиброванной шкалы, соответствующее значению калиброванного напряжения. Зная калиброванное напряжение (U_K), напряжение исследуемого сигнала определяют как $U_0 = k U_K$, где k — коэффициент деления входного делителя, при котором измеряется исследуемый сигнал.

Измерение временного интервала. Под измерением временного интервала подразумевается измерение длительности импульсов и периода их повторения, или временного интервала между импульсами. Основные регулировки осциллографа и все операции такие же, как при исследовании импульсных сигналов в режиме ждущей развертки. Измерение временного интервала можно производить как при внешней, так и при внутренней синхронизации.

Для измерения временного интервала переключатель *Метки* необходимо установить в одно из рабочих положений. На осциллограмме появятся калибрационные временные метки в виде ярких черточек и темных промежутков между ними (за метку принимается одна яркая черточка и один темный промежуток). Положение переключателя *Метки* выбирается таким, чтобы на измеряемом временном интервале количество калибрационных меток было максимальным, но удобным для отсчета. При этом точность измерения временного интервала будет выше. Отсчитав количество меток, уложившихся на измеряемом временном интервале, и зная цену каждой метки, можно определить длительность данного временного интервала (например, длительность импульса).

Методы измерения напряжения и временных интервалов по калиброванной шкале. В осциллографах для отсчета отклонения луча по вертикали и горизонтали используется измерительная сетка — шкала, имеющая равноотстоящие вертикальные и горизонтальные линии, образующие отсчетные деления. Она наносится на прозрачный листовой материал, устанавливаемый перед экраном ЭЛТ. В более современных ЭЛТ эта шкала наносится непосредственно на внутреннюю сторону стекла экрана для исключения ошибки отсчета за счет параллакса. Площадь, занимаемая шкалой на экране, определяет рабочую площадь экрана ЭЛТ, т. е. площадь, в пределах которой гарантированы технические параметры прибора. Осевые горизонтальные и вертикальные линии сетки, проходящие через центр экрана, дополнительно разбивают на 5 или 10 вспомогательных малых делений в каждом основном делении для точных измерений. Кроме сплошных линий, образующих сетку — шкалу, на уровнях 0,1 и 0,9 от полной высоты шкалы для удобства измерений длительности фронта и среза импульсов при нормировании их амплитуды на полную шкалу экрана по вертикали нанесены две горизонтальные пунктирные линии. Значения параметров коэффициента отклонения и коэффициента развертки, приводимые в описании осциллографа, относятся к делениям основной сетки шкалы. Общий вид шкалы экрана для однолучевой ЭЛТ осциллографа с изображением на ней импульса приведен на рис. 9.4.

В качестве примера измерения напряжения и временных интервалов по калиброванной шкале определим амплитуду, длительность импульса и длительность фронта импульса по осциллограмме на рис. 9.4.

При измерении амплитуды напряжения удобно совмещать уровень сигнала, принятый за нулевой, с нижней горизонтальной линией, а уровень сигнала в интересующей точке отсчитывать, пользуясь центральной вертикальной линией, имеющей большие и малые деления. Если переключатель коэффициента отклонения осциллографа установлен в положение 0,1 В/дел и использован выносной делитель 1 : 10, а переключатель коэффициента развертки установлен в положение 0,5 мкс/дел с множителем растяжки, равным 0,2, расчеты производятся следующим образом:

$$\text{амплитуда импульса } U = 6,6 \text{ дел} \cdot 0,1 \text{ В/дел} \cdot 10 = 6,6 \text{ В};$$

длительность импульса $\tau_n = 4,4 \text{ дел} \cdot 0,5 \text{ мкс/дел} \cdot 0,2 = 0,44 \text{ мкс}$ (440 нс);

длительность фронта импульса $\tau_f = 0,7 \text{ дел} \cdot 0,5 \text{ мкс/дел} \cdot 0,2 = 0,07 \text{ мкс}$ (70 нс).

Основные типы современных осциллографов. Современные осциллографы имеют широкие функциональные возможности, высокие технико-экономические показатели, повышенную надежность, компактность.

По назначению и принципу действия они делятся на универсальные, запоминающие, скоростные, стробоскопические и специальные. Возможно деление и по числу одновременно наблюдаемых сигналов: одно-, двух-, многолучевые осциллографы; одно-, двух-, многоканальные осциллографы.

Осциллографы универсальные — наиболее распространенная группа приборов. Предназначены в основном для исследования непрерывных и импульсных сигналов. Однолучевые универсальные осциллографы обычно строятся по структурной схеме, подобной приведенной на рис. 9.1.

Для одновременного наблюдения двух электрических сигналов, сравнения мгновенных значений двух напряжений, а также определения временных соотношений между ними применяются двухлучевые и двухканальные осциллографы.

В качестве индикатора двухлучевого осциллографа используется двухлучевая ЭЛТ, которая содержит внутри общей колбы две электронные пушки со своими системами горизонтально и вертикально отклоняющих пластин. Поэтому устройства управления, устанавливающие необходимую яркость, регулирующие фокусировку, устраняющие астигматизм, предусматриваются для каждого луча.

Двухлучевой осциллограф имеет два идентичных канала вертикального отклонения (Y-канала). Как и в однолучевых осциллографах, каждый канал состоит из входного делителя, эмиттерного повторителя, линии задержки и усилителя вертикального отклонения. Выход усилителя канала Y_1 соединен с вертикально отклоняющими пластинами одного из лучей, а выход усилителя канала Y_2 — с вертикально отклоняющими пластинами другого луча. В каждом канале обеспечивается плавная регулировка усиления, калибровка коэффициента отклонения и регулировка перемещения луча по вертикали. Поскольку для обоих лучей генератор развертки и усилитель (X) общий, осциллограммы двух одновременно исследуемых процессов изображаются в одном масштабе времени. Основным преимуществом двухлучевого осциллографа является возможность одновременного наблюдения двух неповторяющихся сигналов минимальной длительности, что в двухканальном осциллографе осуществить невозможно.

В двухканальном осциллографе возможность одновременного наблюдения двух электрических сигналов на экране однолучевой ЭЛТ обеспечивается электронным коммутатором, поочередно подающим исследуемые сигналы на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. Структурная схема двухканального осциллографа

обычно состоит из двух идентичных каналов вертикального отклонения с входными делителями и предварительными усилителями в каждом канале, с выхода которых сигналы подаются на электронный коммутатор. После электронного коммутатора оба сигнала поочередно подаются на общую линию задержки и окончательный усилитель. Основным преимуществом двухканального осциллографа является возможность сравнения периодических сигналов при полной идентичности каналов в пределах всей рабочей площади экрана ЭЛТ.

Наиболее применяемые универсальные осциллографы: однолучевые — С1-40, С1-67, С1-100; двухлучевые — С1-55, С1-69, С1-74; двухканальные — С1-64, С1-75.

Максимальная полоса пропускания универсальных осциллографов составляет 350 МГц, диапазон амплитуд исследуемых сигналов — от единиц милливольт до сотен вольт.

В зависимости от назначения и области применения универсальные осциллографы делятся на многофункциональные со сменными блоками (С1-70 и С1-74), широкополосные (С1-75, С1-92 и С1-96), низкочастотные (С1-72, С1-76, С1-90 и С1-94), прецизионные (С1-40) и полевые (С1-55, С1-65А и С1-82).

Осциллографы запоминающие. Основная задача запоминающих осциллографов — «остановить» быстрый сигнал, задержать его изображение на экране в течение длительного времени для детального исследования. Они регистрируют как однократные и редко повторяющиеся, так и периодические сигналы в широких амплитудно-частотных диапазонах. Технические характеристики их примерно такие же, как и универсальных осциллографов.

Существуют осциллографы на бистабильных ЭЛТ (С8-11, С8-13) и на полутонных (С8-9А, С8-12, С8-14).

Осциллографы на бистабильных трубках обладают высоким разрешением, большим временем воспроизведения (до 30 мин), но относительно малой скоростью записи (5—20 км/с).

Для осциллографов на полутонных трубках характерна большая скорость записи (до 4000 км/с) и широкая полоса пропускания (до 50 МГц), но относительно малое время воспроизведения (60 с).

Осциллографы С8-11 и С8-14 обеспечивают одновременное исследование двух сигналов. Конструктивно осциллографы могут быть выполнены моноблочными (С8-9А и С8-11) и со сменными блоками (С8-12, С8-13 и С8-14).

Осциллографы скоростные. Промышленными образцами скоростных осциллографов являются С7-10Б, С7-15, выполненные с использованием ЭЛТ бегущей волны. Предназначены для исследования в реальном масштабе времени СВЧ колебаний, однократных редко повторяющихся и периодических импульсных сигналов путем визуального наблюдения и регистрации на фотопленку. Обеспечивают широкую полосу пропускания (0 ÷ 5 ГГц) и высокую скорость фотозаписи (40 000 км/с).

Осциллографы стробоскопические используются для изучения нано-, пикосекундных и редко повторяющихся сигналов в микро- и миллисекундных диапазонах длительностей.

В стробоскопических осциллографах высокое быстродействие (способность исследовать сигналы пикосекундной длительности) обусловлено преобразованием сигналов с трансформацией масштаба времени. Изображение сигнала на экране осциллографа при этом формируется в течение нескольких периодов повторения из выборок мгновенных значений каждого сигнала, взятых с определенным временным сдвигом. Поэтому стробоскопические осциллографы можно использовать только для исследования повторяющихся сигналов. Эти приборы обладают большими чувствительностью и полосой пропускания, чем скоростные, и позволяют исследовать сигналы милливольтного уровня в полосе частот $0 \div 10$ ГГц, а также имеют широкий динамический диапазон исследуемых сигналов (от единиц милливольт до единиц вольт, а с добавочными аттенуаторами — до десятков вольт). Это позволяет использовать их при регулировке и настройке импульсной радиоэлектронной аппаратуры и вычислительных устройств, исследовании широкополосных четырехполюсников, быстродействующих полупроводниковых приборов и интегральных схем, а также при экспериментальных исследованиях в различных областях физики и техники. Применение стробоскопических осциллографов наиболее эффективно с генераторами импульсов нано- и пикосекундной длительности.

Стробоскопические осциллографы конструктивно могут быть моноблочными (С7-11) и со сменными блоками (С7-9, С7-12 и С7-13).

Все стробоскопические блоки и осциллографы двухканальные и обеспечивают частотные (фазовые) измерения в широкой полосе частот. При использовании стробоскопических блоков с двухлучевыми приборами возможно одновременное исследование четырех сигналов.

Осциллографы специальные содержат специфические узлы и предназначены для целевого применения.

9.3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

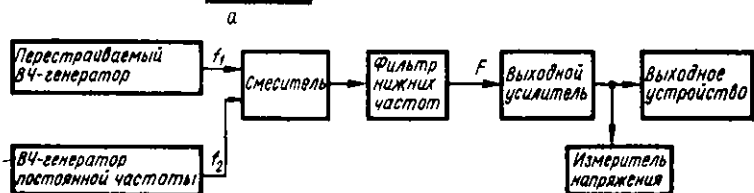
Назначение и классификация измерительных генераторов. При исследовании, настройке, испытании радиоэлектронной аппаратуры для имитации сигналов, подаваемых на вход данного радиотехнического устройства, применяются источники подобных сигналов, называемые *измерительными генераторами*. В измерительном генераторе частота, форма и напряжение имитируемого сигнала заранее известны. Измерительные генераторы должны обеспечивать перестройку по частоте в пределах данного диапазона, а также регулировку амплитуды выходного напряжения.

Основными характеристиками генераторов являются диапазон частот, выходное напряжение, нестабильность частоты, коэффициент гармоник, погрешность установки выходного напряжения.

Измерительные генераторы можно классифицировать по различным признакам. По диапазону генерируемых частот они подразделяются на *низкочастотные* (20 Гц — 200 кГц), *высокочастотные* (100 кГц — 30 МГц) и *сверхвысокочастотные*. Классификация по диапазону обусловлена различием конструкций избирательных



Рис. 9.5. Структурные схемы измерительных генераторов синусоидальных колебаний прямого генерирования (а) и генератора низкой частоты на биеениях (б).



б

цепей, определяющих частоту генерируемых колебаний, а также особенностями и частотным диапазоном активных элементов (транзисторов, электронных ламп), используемых в данном диапазоне.

По форме выходных сигналов измерительные генераторы подразделяются на генераторы *синусоидальных* колебаний и генераторы *импульсных* колебаний. Особую разновидность представляют собой генераторы *шумовых* сигналов, структурная схема которых не отличается от схемы генераторов синусоидальных колебаний. Разница состоит только в особенностях задающего генератора, в качестве которого в генераторах шумовых сигналов используются различные источники шума.

Генераторы синусоидальных колебаний. Измерительные генераторы синусоидальных колебаний характеризуются следующими основными техническими данными: диапазоном частот; погрешностью установки частоты; выходным напряжением (мощностью); выходным сопротивлением; коэффициентом гармоник и т. д. Строиться они могут по структурной схеме *прямого* генерирования (рис. 9.5, а). В зависимости от типа задающего генератора измерительные генераторы, построенные по схеме на рис. 9.5, а, могут быть *низкой* частоты (если в качестве задающего генератора применяются *RC*-автогенераторы) и *высокой* частоты (если в качестве задающего генератора используются *LC*-автогенераторы).

Измерительные генераторы низкой частоты. Предназначены они для исследования и регулировки систем автоматического регулирования, контроля и настройки радиовещательных трактов и каналов звукового сопровождения телевидения, контроля качественных показателей передатчиков, систем связи и радиовещания. Широко используются в приборостроении, акустике, биофизике, при контроле элементов электронной техники, в различных научных экспериментах.

Измерительные генераторы низкой частоты прямого генерирования (рис. 9.5, а) состоят из: задающего генератора, обычно представляющего собой двухкаскадный *RC*-автогенератор с цепочкой Вина; выходного усилителя, представляющего собой двухтактный мощный усилитель, связанный с задающим автогенератором через

фазоинверсный каскад; выходного устройства, состоящего из аттенуатора и трансформатора для согласования выхода генератора с различными нагрузками.

Измерительные генераторы низкой частоты могут строиться также по схеме на *биениях* (рис. 9.5, б), получение сигнала низкой частоты в которой основано на смешивании частоты f_1 и f_2 двух высокочастотных генераторов и выделении после смесителя разностной (низкой) частоты $F = f_1 - f_2$. Генераторы низкой частоты на биениях имеют плавную перестройку частоты в более широком рабочем диапазоне, не требуя разбивки на несколько поддиапазонов; перестройка по частоте осуществляется у них перестройкой одного из высокочастотных генераторов.

Большая часть низкочастотных генераторов относится к резистивно-емкостному типу (RC-генераторы). Ниже приведена краткая характеристика низкочастотных генераторов, выпускаемых отечественной промышленностью.

Портативные универсальные генераторы ГЗ-106, ГЗ-111, ГЗ-112/1 предназначены для использования в качестве источника синусоидальных колебаний небольшой мощности при относительно невысоких требованиях к точности и стабильности по частоте. Генераторы ГЗ-111 и ГЗ-112/1 с расширенным диапазоном частот могут применяться также для настройки видеотрактов, средневолновой аппаратуры. В этой группе генератор ГЗ-106 предназначен для использования в особо жестких условиях эксплуатации. Для измерений с повышенной выходной мощностью рекомендуется генератор ГЗ-109.

Резистивно-емкостные генераторы ГЗ-102, ГЗ-107, ГЗ-113 относятся к числу прецизионных, обеспечивающих сигнал с малыми искажениями. В приборах ГЗ-107 и ГЗ-113, кроме того, гарантируется высокая точность и стабильность выходного уровня.

Генератор ГЗ-113 снабжен, кроме ручного, дистанционным управлением, сигналами двоично-десятичного кода с быстрым установлением выходного напряжения при перестройке. Это позволяет применить прибор в автоматизированных измерительных комплексах, в том числе для контроля приемопередающей аппаратуры радио- и телецентров.

Генераторы ГЗ-110 и ГЗ-101 относятся к устройствам с диапазононо-кварцевой стабилизацией частоты. Характерная особенность приборов — высокая точность и стабильность частоты сигнала. Поэтому модель ГЗ-110 особенно удобна для настройки и испытания узкополостных устройств систем связи, электрических фильтров, частотных дискриминаторов, пьезоэлектрических и электромеханических резонаторов, систем службы времени.

Измерительные генераторы высокой частоты, или генераторы *стандартных* сигналов (ГСС), предназначены для проверки и регулировки радиоэлектронной аппаратуры (в частности, настройки радиоприемных устройств). Эти генераторы выдают калиброванные по частоте, выходному напряжению и форме синусоидальные сигналы высокой частоты (несущей), которые могут быть промодули-

рованы как от внутреннего, так и от внешнего генератора низкой частоты.

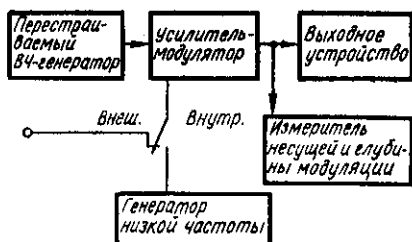


Рис. 9.6. Структурная схема генератора стандартных сигналов.

Структурная схема генератора стандартных сигналов изображена на рис. 9.6. Перестраиваемый генератор высокой частоты является источником высокочастотного напряжения и представляет собой задающий LC-генератор синусоидальных колебаний. Усилитель-модулятор представляет собой усилитель высокой частоты, который в режиме модуляции выполняет и функции модулятора. Модулирующее напряжение может подаваться как от внутреннего генератора низкой частоты, так и от внешнего генератора, подключаемого к прибору. Выходное устройство состоит из калиброванных аттенуаторов и потенциометра плавной регулировки выходного напряжения.

Измеритель несущей и глубины модуляции представляет собой электронный вольтметр с детекторами высокочастотного (ВЧ) и низкочастотного (НЧ) сигналов. Детектор ВЧ-сигнала служит для детектирования напряжения несущей частоты и является детектором средневыпрявленного значения. Микроамперметр, подключаемый к цепи детектора, служит в данном случае индикатором напряжения несущей частоты. Измерение глубины модуляции производится путем измерения амплитуды низкочастотной составляющей продетектированного выходного сигнала. Для этой цели в режиме модуляции напряжение низкой частоты с детектора ВЧ после предварительного усиления поступает на амплитудный детектор НЧ и измеряется микроамперметром, который переключается из цепи измерения уровня несущей в цепь измерения глубины модуляции.

Для высокочастотных измерительных генераторов характерны различные режимы модуляции амплитуды и частоты сигнала. Разнообразие режимов модуляции и широкий диапазон частот позволяют использовать высокочастотные генераторы в гидроакустике и навигации, в радиовещании и телевидении, в подвижной, стационарной, радиорелейной и других видах связи, в телеметрии, в радиолокации.

Схемные и конструктивные особенности генераторов определяются в первую очередь диапазоном его рабочих частот. По этому признаку высокочастотные генераторы условно подразделяются на три группы. Первая — генераторы радиовещательного диапазона. Качественная амплитудная модуляция и большое перекрытие по частоте (порядка нескольких декад) — основные особенности приборов этой группы. По совокупности этих особенностей лучшим из генераторов радиовещательного диапазона является прибор Г4-93. Генератор Г4-93 перекрывает диапазон частот $0,01 \div 50$ МГц. Генератор Г4-117 перекрывает широкий диапазон частот — от низких (20 Гц) до высоких (10 МГц).

Вторая группа — генераторы метрового и дециметрового диапазонов. Разнообразие применений генераторов метрового диапазона обусловило их большую номенклатуру и узкую специализацию. Для прибора Г4-107 характерен режим модуляции короткими импульсами, для Г4-116 — режим видеомодуляции. Частотная модуляция в генераторе Г4-139 отличается малым фоном паразитной ЧМ. Это первый отечественный генератор со встроенным частотомером и синхронизатором, обеспечивающими высокую точность отсчета и стабильность частоты. Аналогично построены генераторы Г4-128, Г4-129, Г4-130.

Третью группу составляют генераторы СВЧ-диапазона. Это, как правило, однодиапазонные приборы с перекрытием по частоте порядка октавы. Поэтому они выпускаются сериями на отдельные участки диапазона. Генераторы Г4-78 — Г4-83 с малым уровнем флуктуаций выполнены на отражательных клистронах. Генераторы Г4-112, Г4-135, Г4-145, Г4-146 и Г4-147 — полупроводниковые приборы (на транзисторах и диодах Ганна). Три последних из них имеют электронную индикацию частоты и дистанционное управление этим параметром.

Самые высокочастотные из отечественных приборов — генераторы Г4-114, Г4-115 (до 37 ГГц).

Импульсные измерительные генераторы являются источниками импульсных сигналов определенной формы и предназначены для исследований, регулировки и настройки различных импульсных схем. Структурная схема импульсного измерительного генератора показана на рис. 9.7.

Задающий генератор вырабатывает импульсы, необходимые для запуска блока формирования импульсов, а также для целей внешней синхронизации от данного прибора. В качестве задающего генератора могут использоваться автогенераторы синусоидальных колебаний с последующим двухсторонним ограничением или релаксационные генераторы. Продифференцированный импульс от задающего генератора запускает блок формирования импульсов, представляющий собой систему релаксационных устройств и линий задержки. Задача этого блока — создание измерительных импульсов необходимой формы, длительности и скважности.

Принцип действия блока формирования импульсов состоит в следующем. Запускающий импульс, поступая на релаксатор и вызывая его опрокидывание, формирует передний фронт измерительного импульса. Одновременно запускающий импульс, проходя через линию задержки и задерживаясь на время τ , подается на другой вход данного релаксатора, вызывая его опрокидывание в первоначальное состояние и тем самым формируя задний фронт измерительного импульса с длительностью τ .

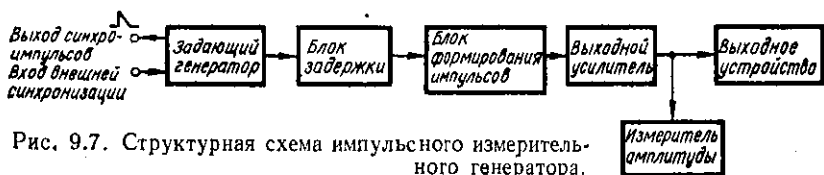


Рис. 9.7. Структурная схема импульсного измерительного генератора.

Выходной усилитель представляет собой широкополосный усилитель, обеспечивающий получение на выходе измерительных импульсов нужной амплитуды. Выходное устройство состоит из фазоинверсного эмиттерного повторителя для обеспечения заданной величины внутреннего сопротивления генератора и аттенюатора.

Измерители амплитуды работают обычно по методу сравнения с образцовым напряжением, причем, используя для этих целей осциллографические индикаторы, можно одновременно наблюдать форму выходного сигнала.

Генераторы импульсов — измерительные приборы, обладающие широкими функциональными возможностями и разнообразием областей применения. Генераторы импульсов могут выдавать сигналы в широком временном (частотном) и амплитудном диапазонах: от долей наносекунд до единиц секунд; от долей герц до сотен и более мегагерц; от милливольт до десятков вольт.

Основным признаком, объединяющим генераторы импульсов, является форма выходных сигналов — видеопульсы прямоугольной формы.

Для характеристики идеального прямоугольного видеопульса необходимы лишь два параметра: амплитуда и длительность. Импульсы, выдаваемые реальными генераторами импульсов, отличаются от идеальных прямоугольных импульсов конечной длительностью перепадов и искажениями на вершине импульса и его основании.

Принятая система параметров реального прямоугольного импульса характеризует степень отклонения его формы от идеальной прямоугольной.

Рассмотрим некоторые из параметров импульса (рис. 9.4). Амплитуда импульса U определяется по расстоянию между усредненной линией вершины импульса до его основания. Длительность импульса τ_n определяется на уровне $0,5U$, длительность фронта τ_f представляет собой время нарастания сигнала $(0,1 \div 0,9) U$, длительность среза τ_c — время спада $0,9U \div 0,1U$. В соответствии с ГОСТ 11113 — 74 импульс можно считать прямоугольным, если удовлетворяются условия $\tau_f, \tau_c < 0,3\tau_n$.

Неравномерность вершины импульса характеризует степень отклонения вершины импульса от горизонтальной линии и выражается в процентах амплитуды импульса. Выброс на вершине импульса также выражают в процентах амплитуды импульса.

По назначению генераторы импульсов бывают общего применения, метрологические, кодовых пакетов импульсов, автоматизированные и специальной формы.

Генераторы импульсов общего назначения наиболее широко применяются при различных видах импульсных измерений и испытаний; различаются они диапазонами временных и амплитудных параметров, погрешностями их установки, функциональными особенностями (одиночные, парные импульсы, число каналов).

Используются указанные генераторы для внешнего запуска импульсных схем и устройств в требуемом диапазоне временных и амплитудных параметров запускающих импульсов.

Генераторы импульсов метрологические — группа приборов-генераторов импульсов с достаточно точной установкой одного или ряда параметров, в том числе генераторы импульсов точно заданной формы. Используются для временных или частотных измерений, измерений амплитуд, проверки переходных характеристик, например широкополосных осциллографов, усилителей, а также других приборов и устройств. Среди метрологических генераторов можно выделить подгруппы приборов: генераторы с точными временными параметрами (Г5-46, Г5-51, Г5-60, Г5-66); генераторы импульсов с точной амплитудой (Г5-53); генераторы импульсов прецизионной формы (Г5-39, Г5-40).

Генераторы кодовых пакетов импульсов (Г5-37) применяются для настройки, регулировки и проверки различной радиоэлектронной аппаратуры, устройств вычислительной техники, аппаратуры связи, в том числе систем с импульсно-кодовой модуляцией, интегральных схем и проверки достоверности передачи информации.

Автоматизированные генераторы (Г5-56, Г5-60, Г5-61, Г5-66) предназначены для работы в составе информационно-измерительных систем в качестве источника стимулирующих импульсных сигналов с программно-управляемыми параметрами. Управление генераторами осуществляется по программе ЭВМ; возможен также ручной режим изменения параметров генераторов.

Генераторы импульсов специальной формы, кроме прямоугольных импульсов, выдают сигналы треугольной, пилообразной и других форм в широком диапазоне частот $0,001 \text{ Гц} \div 1 \text{ МГц}$.

Характерным для данных генераторов является нормирование требований к форме сигналов, отличных от синусоидального.

Генераторы импульсов специальной формы предназначены для использования при разработке, производстве и контроле аппаратуры инфранизкочастотного, низкочастотного и высокочастотного поддиапазонов. Инфранизкочастотные сигналы широко используются, например, как испытательные сигналы при настройке и контроле устройств вычислительной, измерительной, вибрационной техники и автоматики, а также в качестве имитирующих сигналов при настройке, контроле и калибровке геофизической, биофизической и медицинской аппаратуры.

Низкочастотные треугольные сигналы успешно применяются, в частности, для комплексного определения амплитудных, амплитудно-частотных и фазово-частотных характеристик различных усилителей и двухтактных каскадов, а также измерения уровней срабатывания пороговых устройств.

Пилообразные сигналы используются для осциллографических, фазовых измерений, анализа параметров случайных процессов, парного отбора по вольт-амперным характеристикам полупроводниковых приборов.

Некоторые генераторы сигнала специальной формы выдают также квадратурные синусоидальные сигналы, которые находят применение в качестве опорных в фазовращательных устройствах, анализаторах спектра и в качестве исходных сигналов для создания кольцевых разверток в осциллографических установках.

Из генераторов импульсов специальной формы можно выделить приборы Г6-27, Г6-28 и Г6-29, выдающие сигналы синусоидальной, прямоугольной, треугольной и пилообразной формы и перекрывающие диапазон частот 0,001 Гц ÷ 1 МГц.

9.4. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Особенности измерения тока на радиочастотах. В радиотехнике на высоких частотах измерение тока, как правило, стараются заменить измерением напряжения на известном сопротивлении R , определяя ток по формуле $I = U/R$. Дело в том, что термоэлектрические приборы, пригодные для непосредственного измерения тока на радиочастотах, обладают рядом существенных недостатков: значительной тепловой инерцией, чувствительностью к перегрузкам, трудностью измерения малых значений тока и т. д. Эти недостатки обусловлены самим термоэлектрическим способом измерения тока, основанным на тепловом преобразовании тока высокой частоты с помощью терморезистора в постоянный ток, вызванный термо-Э. д. с., и регистрации его измерителем постоянного тока в цепи терморезистора.

Значения измеряемых напряжений. Переменные напряжения обычно характеризуются одним из трех значений: пиковым (амплитудным), действующим (эффективным) и средневыпрямленным. На рис. 9.8 показаны все три значения напряжений для данной формы сигнала. Пиковое (амплитудное) значение U — это наибольшее мгновенное значение напряжения за период.

Действующее значение U_d равно среднеквадратичному значению мгновенных значений за период:

$$U_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}. \quad (9.6)$$

Для периодического напряжения сложной формы, которое можно разложить в ряд Фурье в виде суммы гармонических составляющих, действующее значение напряжения определяется как корень квадратный из суммы квадратов действующих значений всех гармонических составляющих

$$U_d = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_{dn}^2}. \quad (9.7)$$

Средневыпрямленное значение определяется как среднее арифметическое из абсолютных мгновенных значений

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt. \quad (9.8)$$

Значение измеряемого напряжения в измерительном приборе зависит от схемы и режима работы детектора. Так как обычно в измерителе напряжения

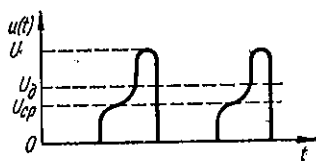


Рис. 9.8. Значения измеряемых напряжений.

применяется какой-то один тип детектора и, следовательно, шкала проградуирована для какого-то одного значения, то для данной формы измеряемого напряжения существуют переводные коэффициенты, устанавливающие связь между тремя значениями напряжений. К таким коэффициентам относятся *коэффициент амплитуды*, равный отношению пикового значения к действующему,

$$k_a = U/U_d \quad (9.9)$$

и *коэффициент формы*, равный отношению действующего значения к средневыпрямленному,

$$k_f = U_d/U_{cp}. \quad (9.10)$$

Для синусоидального напряжения $k_a = 1,41$, а $k_f = 1,11$. Обычно измерители напряжения градуируются при синусоидальном напряжении. Если нужно определить одно из значений напряжения для несинусоидальной формы, причем шкала прибора проградуирована в одном значении синусоидального напряжения, а детектор вольтметра реагирует на другое значение напряжения, то сначала нужно определить то значение измеряемого напряжения, на которое реагирует детектор, пользуясь переводными коэффициентами для синусоидальной формы. Затем, пользуясь этим значением с учетом переводных коэффициентов для данной формы несинусоидального напряжения, определяют нужное значение напряжения.

Так, например, пусть измеряемое несинусоидальное напряжение имеет переводные коэффициенты $k_{a, \text{изм}}$ и $k_{f, \text{изм}}$, детектор реагирует на амплитудное значение напряжения, а шкала проградуирована в действующих значениях синусоидального напряжения; необходимо определить действующее и средневыпрямленное значения данного несинусоидального напряжения. Определяем амплитудное значение, пользуясь коэффициентом k_a для синусоидального напряжения, $U = k_a U'_{д, \text{изм}} = 1,41 U'_{д, \text{изм}}$, где $U'_{д, \text{изм}}$ — показание прибора по шкале. Но величина U равна амплитудному значению измеряемого напряжения, т. е. $U = U_{\text{изм}}$, так как детектор реагирует на амплитудное значение. Пользуясь переводными коэффициентами для данного несинусоидального напряжения, находим действующее ($U_{д, \text{изм}}$) и средневыпрямленное ($U_{cp, \text{изм}}$) значения

$$U_{д, \text{изм}} = U_{\text{изм}}/k_{a, \text{изм}}; \quad U_{cp, \text{изм}} = U_{д, \text{изм}}/k_{f, \text{изм}}.$$

Методы измерения напряжения. Можно выделить два общих метода измерения напряжения: метод *непосредственного* измерения и метод *сравнения*.

Метод непосредственного измерения предусматривает измерение напряжения с непосредственным отсчетом значения напряжения по шкале измерительного прибора. Достоинством этого метода является большая скорость измерения напряжения и сравнительная простота измерительных приборов, недостатком — относительно большая погрешность измерения за счет погрешности работы отдельных узлов самого прибора. По этому методу измерения строятся всевозможные схемы электронных вольтметров.

Метод сравнения предусматривает измерение неизвестного напряжения путем последовательного сравнения его с известным (опорным) напряжением, пока не будет достигнуто между ними равенство. Измерительный прибор при этом служит индикатором равенства напряжений, что уменьшает влияние погрешности измерительной схемы прибора на результат измерения. Погрешность этого метода определяется погрешностью источника опорного напряжения и схемы сравнения. Часто схема сравнения строится по принципу компенсационной схемы, в которой при равенстве измеряемого и опорного напряжений напряжение на выходе равно нулю. Таким образом, измерительная схема в этом случае служит как индикатор нуля. Применение компенсационной схемы полностью исключает влияние погрешности измерительной схемы прибора на результат измерения, что повышает точность измерения напряжения в целом. К недостаткам этого метода следует отнести сложность измерительной схемы и меньшую скорость измерения. Метод сравнения положен в основу измерения напряжения с помощью осциллографа и цифровых вольтметров.

Электронные вольтметры. Неизбирательные электронные вольтметры строятся в основном по двум типовым структурным схемам. На рис. 9.9, а показана структурная схема электронного вольтметра, предназначенного для измерения только переменного напряжения, а на рис. 9.9, б — вольтметра, предназначенного для измерения переменного и постоянного напряжений.

Входное устройство электронного вольтметра состоит из эмиттерного повторителя, обычно смонтированного в выносном пробнике для уменьшения влияния проводов на высоких частотах, и аттенюатора, представляющего собой резистивный делитель напряжения.

Усилители в электронных вольтметрах предназначены для повышения чувствительности при измерении малых напряжений. Широкополосный усилитель в структурной схеме на рис. 9.9, а служит для усиления малых по величине измеряемых напряжений без изменения их формы до величины, достаточной для работы детектора. Для повышения стабильности коэффициента усиления усилителя и уменьшения нелинейных искажений обычно используется многокаскадный усилитель, охваченный отрицательной обратной связью. Усилитель постоянного тока в схеме на рис. 9.9, б кроме основного своего назначения — повышения чувствительности прибора — обес-

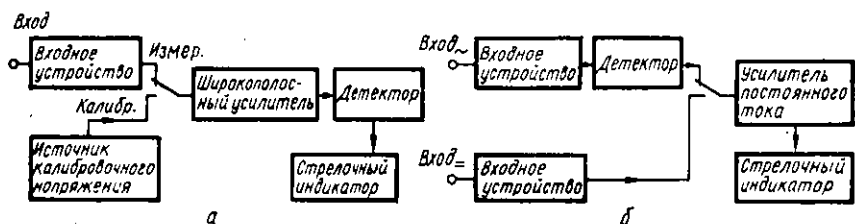


Рис. 9.9. Структурные схемы электронных вольтметров: для измерения переменного напряжения (а); для измерения переменного и постоянного напряжений (б).

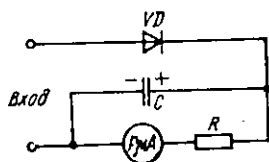


Рис. 9.10. Схема амплитудного детектора.

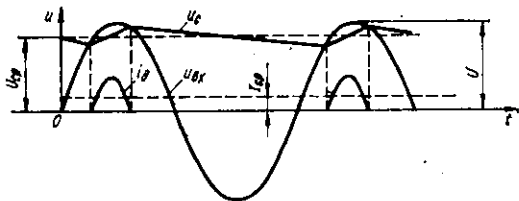


Рис. 9.11. Графики напряжений и тока, поясняющие работу амплитудного детектора.

печивает согласование малого сопротивления стрелочного индикатора с большим сопротивлением детектора и выполняется обычно в виде мостовой схемы с отрицательной обратной связью.

Детектор вольтметра предназначен для преобразования измеряемого напряжения по определенному закону в постоянный или в пульсирующий ток (напряжение), измеряемый магнитоэлектрическим прибором. Закон преобразования зависит от схемы и режима работы детектора и определяет значение измеряемого напряжения. В зависимости от закона преобразования детекторы подразделяются на пиковые (*амплитудные*), детекторы действующего значения и детекторы *средневыпрямленного* значения.

Пиковый детектор характеризуется тем, что напряжение на выходе его равно амплитудному значению измеряемого напряжения. Схема пикового детектора и графики напряжений и тока, поясняющие его работу, изображены соответственно на рис. 9.10 и 9.11. Параметры схемы подобраны так, что постоянная времени цепи заряда конденсатора $\tau_z = R_1 C$ (R_1 — внутреннее сопротивление диода) намного меньше постоянной времени цепи разряда $\tau_p = RC \gg T$ (T — период колебаний входного напряжения). Вследствие этого через несколько периодов колебаний конденсатор зарядится до напряжения U_c , почти равного амплитуде входного напряжения U . Напряжение U_c одновременно является обратным смещением на диоде, и ток через диод i_d будет проходить только в моменты, когда $U_{вх} > U_c$ (рис. 9.11), подзаряжая конденсатор, разрядившийся на небольшую величину через резистор R за время отсутствия тока через диод, т. е. когда $U_{вх} < U_c$. Среднее значение тока через микроамперметр будет пропорционально среднему значению напряжения на конденсаторе

$$U_{cp} \approx U_c \approx U, \text{ т. е. } I_{cp} = U_{cp}/R \approx U/R.$$

Детектор действующего значения характеризуется тем, что ток в его выходной цепи, протекающий через микроамперметр (I_0), пропорционален квадрату действующего значения измеряемого напряжения независимо от его формы. Очевидно, такой детектор должен иметь квадратичную вольт-амперную характеристику $i = au + bu^2$, из-за чего его часто называют *квадратичным детектором*. Легко убедиться, что если на квадратичный детектор подать напряжение

сложной формы $u_{вх} = \sum_{n=1}^n U_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$, то при его подстановке

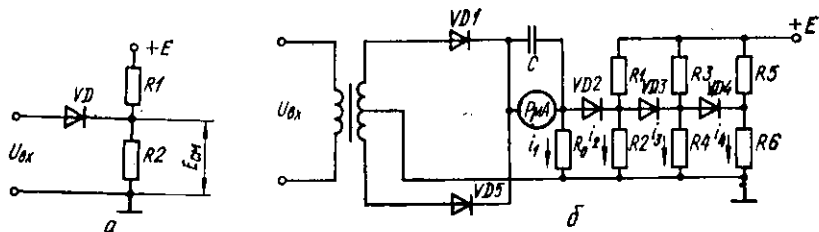


Рис. 9.12. Диодная цепочка (а) и схема квадратичного детектора (б), основанная на методе кусочно-гладкой аппроксимации.

в формулу $i = ai + bi^2$ после несложных тригонометрических преобразований выражение для тока через микроамперметр примет вид

$$I_0 = 0,5b \sum_{n=1}^{\infty} U_n^2.$$

Квадратичным участком вольт-амперной характеристики обладают почти все активные элементы: лампы, транзисторы, диоды; однако протяженность этого участка небольшая. Для увеличения ее применяют метод *кусочно-гладкой аппроксимации* параболической кривой, суть которого состоит в разбивке параболической кривой на k участков, каждый из которых обеспечивается начальным квадратичным участком данного активного элемента, например диода. Количество участков аппроксимированной кривой соответствует количеству диодных цепочек (рис. 9.12, а), в которых на каждый последующий диод подается ступенчато-увеличивающееся напряжение обратного смещения ($E_{см}$), что вызывает открытие каждого из них при входном напряжении, большем $E_{см}$. Полная схема такого детектора изображена на рис. 9.12, б.

Диоды $VD1$ и $VD5$ включены по схеме двухполупериодного выпрямителя, причем смещение на них не подается, так что квадратичный участок диода $VD1$ образует начало вольт-амперной характеристики детектора. При $U_{вх} > E_{см1}$ открывается диод $VD2$ и к квадратичному участку диода $VD1$ добавляется квадратичный участок диода $VD2$, так как при $U_{вх} > E_{см1}$ вольт-амперная характеристика всего детектора образуется суммированием начальных квадратичных участков вольт-амперных характеристик каждого диода (рис. 9.13).

Детектор средневывпрямленного значения характеризуется тем, что ток в его выходной цепи, протекающий через микроамперметр, пропорционален средневывпрямленному значению измеряемого напряжения. Схема такого детектора представляет собой двухполупериодный выпрямитель, собранный обычно по мостовой схеме (рис. 9.14). Для того чтобы ток в этом детекторе был пропорционален средневывпрямленному значению измеряемого напряжения, необходимо, чтобы амплитуда входного напряжения, подаваемая на диоды, значительно превышала квадратичный участок вольт-амперной характеристики диода, т. е. чтобы детектирование было линейным, а не квадратичным.

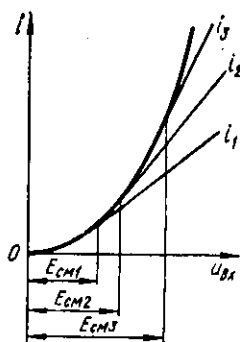


Рис. 9.13. Получение квадратичной вольт-амперной характеристики в схеме на рис. 9.12, б.

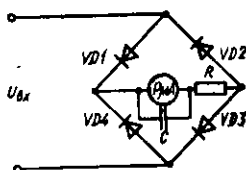


Рис. 9.14. Схема детектора средневыпрямленного значения.

Избирательный электронный вольтметр предназначен для измерения синусоидального напряжения определенной (избранной) частоты в спектре других частот. Принцип действия такого вольтметра основан на выделении напряжения нужной частоты из спектра других частот (шумов), усилении и дальнейшем измерении напряжения выделенной частоты. Структурная схема вольтметра строится по аналогии со схемой супергетеродинного приемника с двойным преобразованием частоты (рис. 9.15).

Предварительный усилитель представляет собой апериодический усилитель высокой частоты и служит для усиления слабых входных сигналов до величин, достаточных для подачи на первый смеситель. Частотная селекция избранного сигнала осуществляется в первом преобразователе частоты и усилителе промежуточной частоты. Настройка на нужную частоту осуществляется гетеродином первого преобразователя, который проградуирован в измеряемых частотах. Усилитель промежуточной частоты обеспечивает также основное усиление сигнала.

Второй преобразователь частоты совместно с избирательным усилителем звуковой частоты служит для повышения избирательности по соседним (мешающим) частотам. Избирательный усилитель звуковой частоты настроен на вторую промежуточную частоту (обычно 1 кГц) и усиливает напряжение выделенной частоты до величины, достаточной для работы детектора.

Входное устройство, детектор и стрелочный индикатор в основном не отличаются от используемых в неизбирательных электронных вольтметрах.

Цифровые вольтметры. В настоящее время наибольшее распространение получили измерительные приборы с цифровым отсчетом, в которых измеряемая величина преобразуется в цифровой код,

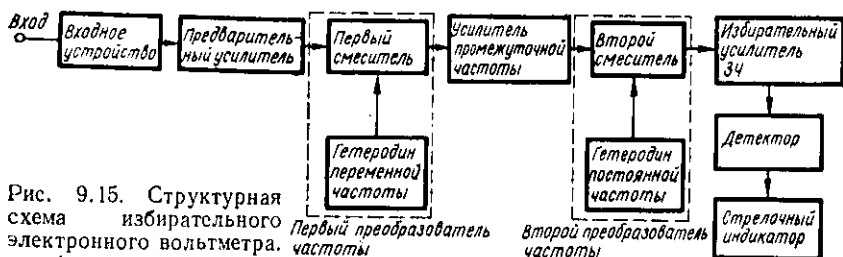


Рис. 9.15. Структурная схема избирательного электронного вольтметра.

считываемый электронным счетчиком и регистрируемый в виде цифр на устройстве цифрового отсчета. Применение цифрового отсчета повышает скорость и точность измерения, позволяя автоматизировать процесс измерений. К недостатку цифровых приборов следует отнести сложность схемы, что уменьшает надежность и увеличивает их стоимость по сравнению со стрелочными.

Основным узлом цифровых приборов является аналого-цифровой преобразователь, преобразующий непрерывную измеряемую величину в цифровой код. Обобщенная структурная схема цифрового измерительного прибора показана на рис. 9.16.

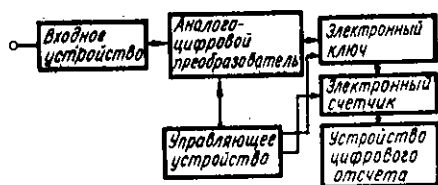


Рис. 9.16. Обобщенная структурная схема цифрового измерительного прибора.

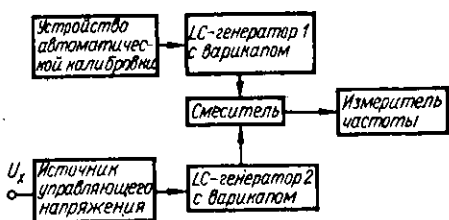


Рис. 9.17. Схема частотного преобразователя.

Измерение напряжения цифровым вольтметром основано на методе сравнения. Цифровые вольтметры предназначены для измерения постоянных или медленно меняющихся по сравнению с циклом измерения напряжений, где под циклом измерения подразумевается время, необходимое для регистрации измерения. При измерении переменных напряжений с помощью цифрового вольтметра к его входу подключается детектор.

Аналого-цифровой преобразователь цифрового вольтметра определяет тип прибора.

Рассмотрим три типа преобразователей и соответственно три типа цифровых вольтметров.

1. *Частотный преобразователь* основан на методе преобразования измеряемого постоянного напряжения в пропорциональную ему частоту импульсов, измеряемых с помощью схемы измерения частоты (как правило цифровой). В качестве преобразователя напряжения в частоту используются схемы автогенераторов с управляемой емкостью — варикапом, включенным как элемент схемы автогенератора и определяющий его частоту. При изменении напряжения на варикапе вследствие изменения его емкости изменяется частота автогенератора (схема аналогична схеме получения частотной модуляции). Однако точность этих преобразователей невелика и применяются они редко. Для повышения точности и чувствительности преобразования используется схема со смесителем, изображенная на рис. 9.17. Здесь преобразователь напряжение — частота состоит из двух управляемых LC-генераторов и смесителя. В качестве управляемой емкости контуров генераторов используется варикап. В одном из генераторов на варикап подается напряжение

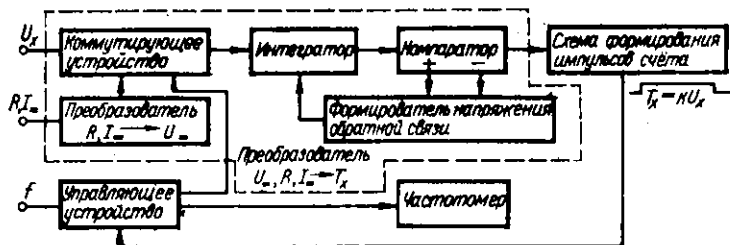


Рис. 9.18. Структурная схема интегрирующего вольтметра.

смещения от устройства автоматической калибровки, в другом — управляющее напряжение, пропорциональное входному (измеряемому) напряжению. При изменении входного напряжения частота на выходе смесителя изменяется в широких пределах. Точность измерения постоянного напряжения составляет $\pm 0,2\%$.

По этому принципу работает цифровой универсальный вольтметр В7-21, предназначенный для измерения постоянных значений напряжения.

2. *Интегрирующий преобразователь* работает по принципу преобразования измеряемого напряжения во временной интервал T_x с помощью двойного интегрирования (прямого и обратного).

Рассмотрим принцип действия интегрирующего преобразователя в соответствии со структурной схемой интегрирующего вольтметра, приведенной на рис. 9.18.

Измеряемое постоянное напряжение U_x подключается ко входу интегратора, представляющего собой интегрирующую RC -цепь. При этом емкость C заряжается до напряжения

$$U_1(T_1) = \frac{1}{RC} \int_0^{T_1} U_x dt = U_x \frac{T_1}{RC}. \quad (9.11)$$

Далее через время T_1 измеряемое напряжение отключается коммутатором от интегратора и на вход его подается напряжение обратной связи от формирователя, полярность которого обратна полярности измеряемого напряжения. Это напряжение U_0 является образцовым. При этом емкость интегратора разрядится через интервал времени T_x вследствие компенсации напряжения U_1 напряжением обратной связи и интегратор возвратится в исходное (нулевое) состояние. Крутизна снижения напряжения U_1 при разряде определяется значением напряжения обратной связи. Временные диаграммы работы интегрирующего преобразователя приведены на рис. 9.19, где U_c — осциллограмма напряжения на выходе интегратора.

При втором (обратном) интегрировании напряжение на емкости изменяется по закону

$$U_2(T_x) = \frac{1}{RC} \int_0^{T_x} U_0 dx = U_0 \frac{T_x}{RC}. \quad (9.12)$$

При этом можно записать равенство $U_x T_1 / RC = U_0 T_x / RC$, следовательно,

$$T_x = T_1 U_x / U_0 = k U_x. \quad (9.13)$$

Таким образом, время разряда T_x пропорционально измеряемому напряжению.

Момент подачи напряжения обратной связи U_0 и момент равенства напряжения на выходе интегратора нулю вследствие компенсации напряжения U_1 напряжением обратной связи U_0 фиксируется компаратором, управляющим схемой формирования импульса счета.

С выхода схемы формирования импульсов счета импульсы $U_{\text{упр}}$ с длительностью $T = k U_x$ поступают на схему цифрового частотомера, работа которого рассмотрена в разд. 9.5.

Достоинством метода двойного интегрирования, а следовательно, интегрирующих вольтметров является их повышенная помехозащищенность. Так, выбирая время измерения кратным периоду питающей сети ($T_1 = 20$ мс), можно значительно ослабить влияние сетевых помех, а также высокочастотных шумов и наводок за счет усреднения напряжения помехи за время измерения. При использовании метода двойного интегрирования исключается влияние постоянной времени интегратора на точность преобразования. Для получения правильного результата измерения не требуется стабильность начального уровня напряжения интегратора, так как этот уровень не изменится в течение длительности интервалов прямого и обратного интегрирования.

Точность измерения постоянного напряжения с помощью интегрирующих вольтметров самая высокая ($\pm 0,05$ %).

3. *Время-импульсный преобразователь* также работает по принципу преобразования измеряемого постоянного напряжения в пропорциональный ему временной интервал Δt , но принцип преобразования здесь другой.

Формирование временного интервала рассмотрим в соответствии со структурной схемой цифрового вольтметра, приведенной на рис. 9.20. В начале цикла измерения импульс от управляющего

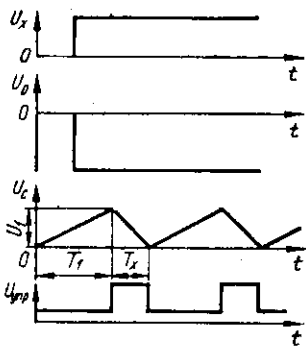


Рис. 9.19. Временные диаграммы работы интегрирующего преобразователя.

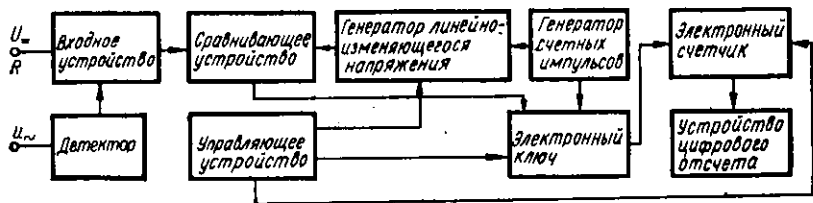


Рис. 9.20. Структурная схема цифрового вольтметра с время-импульсным преобразователем.

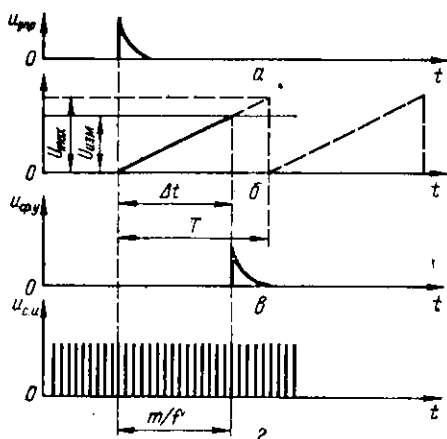


Рис. 9.21. Временные диаграммы работы время-импульсного преобразователя.

устройства $u_{упр}$ (рис. 9.21, а) сбрасывает на нуль показания электронного счетчика и запускает схему генератора линейно изменяющегося напряжения (рис. 9.21, б), одновременно открывая электронный ключ. Управляющее устройство, представляющее собой генератор импульсов, задает циклы измерения и синхронизирует работу узлов вольтметра. С момента открытия электронного ключа на вход электронного счетчика через электронный ключ поступают счетные импульсы с частотой следования f от генератора счетных импульсов

($u_{с.и.}$). Линейно изменяющееся напряжение подается на один из входов сравнивающего устройства, на второй вход которого поступает измеряемое напряжение.

Сравнивающее устройство, представляющее собой обычно одно-регенеративную схему сравнения, через промежуток времени Δt от начала включения генератора линейно изменяющегося напряжения до момента равенства измеряемого и линейно изменяющегося напряжений выдает импульс $u_{ср.у}$ (рис. 9.21, в), закрывающий электронный ключ. После этого подача счетных импульсов на электронный счетчик прекращается. Таким образом, измеряемое напряжение оказывается пропорционально временному интервалу Δt , начало которого соответствует началу линейно изменяющегося напряжения, а конец — моменту равенства измеряемого и линейно изменяющегося напряжения. Данный временной интервал Δt измеряется количеством счетных импульсов, укладываемых в этом интервале (рис. 9.21, г) и умноженных на период повторения счетных импульсов $1/f$, т. е. $\Delta t = m/f$.

Если обозначить период повторения линейно изменяющегося напряжения через T , а максимальное значение этого напряжения через $U_{\max}$, то на основании рис. 9.21, б можно составить пропорцию $\Delta t/T = U_{\text{изм}}/U_{\max}$, откуда

$$U_{\text{изм}} = \Delta t U_{\max} / T = mv/f, \quad (9.14)$$

где $v = U_{\max}/T$ — скорость нарастания линейно изменяющегося напряжения. В (9.14) величина v/f постоянная для данного цифрового вольтметра. Если выбрать ее равной 10^n ($n = 0, 1, 2, \dots$), то показания электронного счетчика будут соответствовать измеряемому напряжению непосредственно в десятичном цифровом отсчете.

Время-импульсные цифровые вольтметры наиболее просты по схемному построению. Точность измерения постоянного напряже-

ния с помощью таких вольтметров $\pm 0,1\%$.

По время-импульсному принципу работает цифровой вольтметр ВК7-10А/1.

9.5. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ

Методы измерения частоты. Измерению частоты в радиоэлектронике придают большое значение, так как, с одной стороны, частота (число периодов колебаний в единицу времени) является одной из основных характеристик сигнала, а с другой, техника измерения частоты является наиболее точной по сравнению с техникой измерений любой другой величины, что и послужило предпосылкой для сведения измерения других физических величин к измерению частоты и временных интервалов.

Особенно с развитием цифровой измерительной техники стало удобным переводить изменение какой-то физической величины во временной интервал, пропорциональный данной физической величине, и подсчитывать количество импульсов известной калиброванной частоты, укладывающихся в данном интервале. Цифровые методы позволяют повысить скорость и точность измерения, а также автоматизировать измерительный процесс.

Методы измерения частоты подразделяются на две группы: *методы непосредственного измерения* (мостовые, заряда и разряда конденсатора, резонансные) и *методы сравнения* (осциллографические, гетеродинный, цифровой). Осциллографический метод интерференционных фигур рассмотрен в п. 9.2. Методы сравнения, как и при измерении других физических величин, являются более точными, хотя и требуют затраты большего времени на цикл измерения.

Мостовые методы измерения частоты применяются только на низких частотах (до 50 кГц), так как на высоких частотах трудно сбалансировать мост из-за влияния паразитных индуктивностей и емкостей соединительных проводов и монтажа. Суть метода основана на том, что баланс моста зависит от частоты подведенного напряжения. Таким образом, балансируя мост для каждой новой частоты, можно проградуировать изменяемый для баланса параметр в значениях частоты.

На рис. 9.22 изображена схема моста переменного тока (Вина) для измерения частоты. Условие равновесия моста на частоте ω_0 , достигается при равенстве произведений импедансов в противоположных ветвях, т. е.

$$R_4 \left(R_1 + \frac{1}{i\omega_0 C_1} \right) = R_3 \frac{1}{1/R_2 + i\omega_0 C_2}.$$

Выделив мнимую и действительную части

$$\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + i \left(R_1 \omega_0 C_2 - \frac{1}{R_2 \omega_0 C_1} \right) = \frac{R_3}{R_4},$$

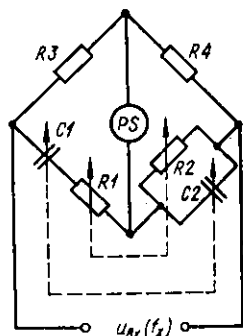


Рис. 9.22. Схема моста тока (Вина) для измерения частоты.

после приравнивания имеем:

$$\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} = \frac{R_3}{R_4} \text{ и } R_1 \omega_0 C_2 - \frac{1}{R_2 \omega_0 C_1} = 0.$$

Из второго равенства определяем частоту, при которой наступает равновесие моста

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (9.15)$$

Если $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, то

$$\omega_0 = 1/RC. \quad (9.16)$$

Условие равновесия моста фиксируется по минимуму показания индикаторного прибора (PS), включенного в диагональ моста. Таким образом, из (9.16) следует, что, изменяя значения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 или емкостей конденсаторов C_1 и C_2 так, чтобы они все время оставались равными между собой, можно перестраивать частоту уравнивания моста ω_0 и, следовательно, находить условие баланса моста для каждого входного напряжения ($u_{вх}$) с неизвестной частотой (f_x). Используя (9.16), по значениям сопротивлений R и емкостей C можно определить неизвестную частоту f_x .

Обычно значения R и C градуируют в значениях частоты, причем R градуируется непосредственно в значениях частоты при плавном изменении, а C — как множитель для шкалы частот при скачкообразном переключении.

Метод заряда и разряда конденсатора основан на измерении среднего значения тока заряда или разряда конденсатора, который периодически заряжается и разряжается с измеряемой частотой. Применяется этот метод на частотах до 1 МГц. Для уяснения возможностей измерения частоты этим методом рассмотрим простейшую схему заряда и разряда конденсатора C (рис. 9.23) с помощью коммутатора K , переключающего контакты с частотой f . Постоянные времени цепей заряда ($\tau_z = RC$) и разряда ($\tau_p = R_{np}C$) выбираются значительно меньше периода колебаний $T = 1/f$.

Предположим, что при каждом подключении к источнику питания E конденсатор заряжается до напряжения U_1 , а при подключении к микроамперметру разряжается до напряжения U_2 ; тогда перепад напряжения на конденсаторе за период равен $\Delta U = U_1 - U_2$.

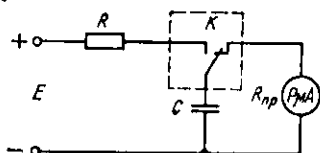


Рис. 9.23. Схема периодического заряда и разряда конденсатора.

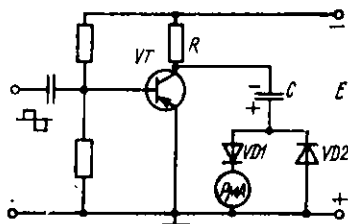


Рис. 9.24. Схема измерительного блока частотомера, основанная на методе заряда и разряда конденсатора.

Среднее значение тока, протекающего через микроамперметр за период, будет равно

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{\Delta U}{R_{\text{нп}}} e^{-t/\tau_{\text{в}}} dt \approx f C \Delta U. \quad (9.17)$$

В (9.17) среднее значение тока пропорционально частоте переключений f . Если частота переключений равна измеряемой частоте, то среднее значение тока через микроамперметр будет прямо пропорционально измеряемой частоте.

Практическая схема измерительного блока частотомера, основанная на методе заряда и разряда конденсатора, изображена на рис. 9.24. Роль переключателя в данной схеме выполняет электронный коммутатор на транзисторе, на вход которого подаются прямоугольные импульсы с периодом $T_x = 1/f_x$, полученные после предварительного усиления и двухстороннего ограничения сигнала измеряемой частоты. Работа схемы состоит в следующем. Во время положительного полупериода поступающих прямоугольных импульсов транзистор заперт и конденсатор C заряжается от источника питания E по цепи: $+E$ — диод $VD2$ — C — R — $-E$. Во время отрицательного полупериода транзистор открывается и конденсатор C разряжается по цепи: $+C$ — диод $VD1$ — μA — переход эмиттер — коллектор транзистора — $-C$. Процессы полностью подобны рассмотренным в схеме на рис. 9.23. Микроамперметр измеряет среднее значение тока разряда конденсатора C за период T_x .

Резонансный метод измерения частоты основан на получении явления резонанса на измеряемой частоте в перестраиваемой колебательной системе, параметры которой известны. Этот метод применяется на высоких и сверхвысоких частотах, начиная с 50 кГц. Структурная схема резонансного измерителя частоты (его обычно называют *волномером*) показана на рис. 9.25.

Входное устройство представляет собой элемент связи с напряжением измеряемой частоты. Конструкция перестраиваемой колебательной системы зависит от диапазона измеряемых частот: на частотах 50 кГц — 100 МГц в качестве колебательных систем используются колебательные контуры с набором сменных катушек индуктивности для перекрытия определенного участка диапазона и прокалиброванным конденсатором переменной емкости для настройки в пределах данного участка диапазона; на частотах 100 — 1000 МГц применяются колебательные контуры смешанного типа, у которых конструкция конденсатора переменной емкости выполнена так, что статор, изготовленный в виде массивного обода, является одновременно распределенной индуктивностью; на частотах свыше 1000 МГц используются колебательные системы с распределенными постоянными в виде отрезков коаксиальных линий или объемных резонаторов.

Техника измерения частоты состоит в следующем: 1) с помощью входного устройства устанавливается связь колебательной системы с напряжением измеряемой частоты; 2) колебательная система настраивается в резонанс на измеряемую частоту; 3) измеряемая



Рис. 9.25. Структурная схема резонансного измерителя частоты.

частота f_x , которая при резонансе связана с параметрами колебательной системы соотношением $f_x = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, определяется по делениям конденсатора переменной емкости (на частотах до 1000 МГц) или микрометрического механизма перестройки колебательной системы (на более высоких частотах). Деления проградуированы либо в длинах волн, либо прилагается переводная градуировочная таблица.

Гетеродинный метод измерения частоты основан на сравнении измеряемой частоты с известной частотой перестраиваемого калиброванного генератора (гетеродина). Структурная схема гетеродинного частотомера изображена на рис. 9.26. Работа его состоит в следующем.

При подаче на вход прибора напряжения измеряемой частоты (переключатель Π в положении *Измер*) на смеситель поступает также напряжение частоты f_r от калиброванного гетеродина переменной частоты. Меняя частоту гетеродина, добиваются появления на выходе нулевых биений, регистрируемых индикатором (в случае стрелочного индикатора показания его равны нулю). Получение на выходе нулевых биений свидетельствует о равенстве измеряемой частоты сравниваемой ($f_x = f_r$), которая определяется по шкале гетеродина. Для проверки градуировки шкалы гетеродина служит кварцевый генератор, напряжение с выхода которого подается на смеситель (переключатель Π в положении *Калибр*). Частота гетеродина устанавливается равной частоте кварцевого генератора. При правильной градуировке гетеродина на выходе прибора должны быть нулевые биения. В случае их отсутствия с помощью специальных подстроечных конденсаторов корректируется настройка гетеродина до появления на выходе нулевых биений.

Цифровой метод измерения частоты (метод дискретного счета) также относится к методам сравнения, когда n периодов измеряемой частоты f_x сравниваются с калиброванным интервалом времени Δt , так что частота

$$f_x = n/\Delta t \quad (9.18)$$

(при непосредственном измерении частоты), или период T_x колебаний измеряемой частоты сравнивается с n -м количеством периодов импульсов калиброванной частоты f_k , так что

$$T_x = n/f_k \quad (9.19)$$

(при измерении периода колебаний неизвестной частоты).

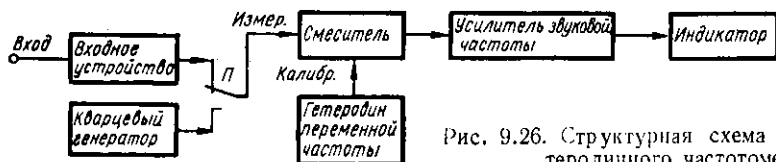


Рис. 9.26. Структурная схема гетеродинного частотомера.

Обычно схема прибора строится таким образом, чтобы можно было измерять непосредственно как частоту, так и период колебаний. Вызвано это следующими соображениями. Погрешность дискретности, обусловленная случайным соотношением фазы напряжения измеряемой частоты и импульсов калиброванного интервала времени, равна ± 1 импульсу измеряемой частоты по отношению к импульсу калиброванного интервала времени, т. е. во временном переводе погрешность дискретности

$$\xi = \pm 1/\Delta t f, \quad (9.20)$$

где при непосредственном измерении частоты $f = f_x$.

Из (9.20) следует, что чем выше измеряемая частота, тем меньше погрешность дискретности ξ для данного калиброванного интервала времени Δt . Очевидно, погрешность дискретности резко возрастает при измерении низких частот. Увеличивать же Δt для сохранения небольшой погрешности дискретности при измерении низких частот невыгодно, так как это вызвало бы значительное увеличение времени измерения. В случае же непосредственного измерения периода низкой частоты погрешность дискретности уменьшается, так как представляется возможным за интервал времени $\Delta t = T_x = 1/f_x$ измерить n импульсов намного большей по сравнению с f_x калиброванной частоты f_k . Это очевидно при подстановке в (9.17) $f = f_k$ и $\Delta t = 1/f_x$ с учетом того, что $f_k \gg f_x$.

Структурная схема цифрового частотомера (рис. 9.27) содержит два входа и два канала соответственно для измерения частоты f_x и периода колебаний T_x . Рассмотрим поочередно работу схемы при измерении частоты f_x и периода колебаний T_x .

При измерении частоты f_x (переключатель Π в положении *Измер. f_x*) напряжение неизвестной частоты подается на вход 1 входного устройства, представляющего собой делитель напряжения и широкополосный усилитель для усиления напряжения до величины, достаточной для работы формирующего устройства. Формирующее устройство преобразует сначала синусоидальное напряжение в прямоугольные импульсы, которые затем (после дифференцирования и одностороннего ограничения) преобразуются в однополярные остrokонечные импульсы с периодом колебаний, равным периоду измеряемой частоты. Эти импульсы запускают триггер Шмид-

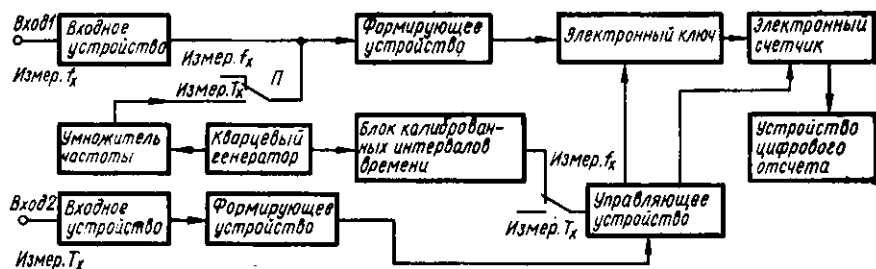


Рис. 9.27. Структурная схема цифрового частотомера.

та, вырабатывающий прямоугольные импульсы с крутыми фронтами, постоянной амплитудой и периодом $T_x = 1/f_x$, которые являются счетными импульсами. Эти импульсы через электронный ключ подаются на электронный счетчик. С другой стороны на электронный ключ через управляющее устройство поступают импульсы калиброванных интервалов времени с длительностью Δt , которые формируются декадными делителями частоты из высокостабильных по частоте колебаний, вырабатываемых кварцевым генератором. Эти импульсы открывают электронный ключ на время Δt , в течение которого на электронный счетчик подаются счетные импульсы измеряемой частоты; последние подсчитываются и на устройстве цифрового отсчета выдаются в виде частоты согласно (9.18).

При измерении периода колебаний (переключатель P в положении *Измер T_x*) напряжение неизвестной частоты подается на вход 2 и далее на формирующее устройство, вырабатывающее интервалы времени $\Delta t = T_x$, в течение которых управляющее устройство открывает электронный ключ. Счетными импульсами в данном случае являются калиброванные по времени прямоугольные импульсы, полученные в формирующем устройстве после предварительного умножения частоты высокостабильного кварцевого генератора. Количество этих импульсов, поступающих за время Δt на электронный счетчик, и будет пропорционально согласно (9.19) периоду неизвестной частоты.

Основными характеристиками цифровых, или электронно-счетных, частотомеров являются: диапазон частот исследуемых сигналов, погрешность и разрешающая способность измерения, диапазон уровней входных сигналов, время счета, обеспечиваемые режимы работы, а также эксплуатационные характеристики (габаритные размеры, масса, условия эксплуатации и т. д.).

Рассмотрим функциональные возможности электронно-счетных частотомеров: автоматически измеряют частоту и период электрических колебаний, интервал времени, длительность импульсов, отношения частот; осуществляют счет электрических колебаний; выдают напряжения кварцованных частот.

Электронно-счетные частотомеры представляют собой новейшее высокопроизводительное радиоизмерительное оборудование образцовой точности, применяемое в метрологических, научных и промышленных центрах, в исследовательских и поверочных лабораториях, в цехах заводов. С их помощью осуществляют программное измерение частоты радиосигналов от долей герца до СВЧ-диапазонов с погрешностью $\pm 5 \cdot 10^{-9}$ Гц и интервалов времени от 1 мкс до 10^4 с с погрешностью $\pm 0,1$ мкс. Они выдают результаты измерений в виде кода, обеспечивающего математические вычисления, статистическую обработку данных и регистрацию их в цифровой и аналоговой формах.

Электронно-счетные частотомеры служат для контроля и измерения частоты электрических колебаний генераторов и счета количества импульсов за определенный промежуток времени. Они применяются также при настройке умножителей и делителей частоты в режиме измерения отношения частот.

С помощью этих приборов можно измерять интервал времени между двумя событиями, представленными электрическими сигналами, производить счет предметов и событий при их отображении в виде импульсных сигналов. Режим измерения длительности импульсов позволяет использовать приборы при настройке и исследовании импульсных устройств и систем.

Универсальные частотомеры заменяют отдельные приборы: измеритель интервалов времени, делитель частоты и другие. Они могут работать самостоятельно и в составе цифровых измерительных систем и имеют дистанционное управление. Результаты измерения выдаются в цифровой кодированной форме для регистрации на цифронечатающих машинах.

Электронно-счетные частотомеры повысили точность измерения многих прикладных физических и механических величин, в основе которых лежат измерения временных интервалов и частоты или преобразование их в частотно-временные характеристики радиосигналов с помощью различных датчиков-преобразователей (температурных, фотоэлектронных и др.).

Примерами промышленных образцов современных электронно-счетных частотомеров служат ЧЗ-54 и ЧЗ-57.

9.6. ИЗМЕРЕНИЕ РАЗНОСТИ ФАЗ

Основные методы измерения разности фаз. Фаза является величиной, характеризующей *мгновенное значение* гармонического колебания. Если записать гармоническое колебание в виде $u_1 = U_1 \sin(\omega t + \varphi_1)$, то $\Theta_1(t) = \omega t + \varphi_1$ и будет мгновенным значением изменяющегося во времени фазового сдвига. Если взять другое гармоническое колебание с такой же частотой $u_2 = U_2 \sin(\omega t + \varphi_2)$, то можно говорить о *разности* (или *сдвиге*) фаз φ между двумя гармоническими колебаниями одинаковой частоты: $\varphi = \Theta_1(t) - \Theta_2(t) = \omega t + \varphi_1 - (\omega t + \varphi_2) = \varphi_1 - \varphi_2$, которая является постоянной величиной, не зависящей от времени, и представляет собой разность начальных фаз двух гармонических колебаний. Измерение разности фаз между двумя гармоническими напряжениями одной частоты широко применяется в радиоэлектронике при исследовании различных четырехполосников и устройств, имеющих определенную фазово-частотную характеристику, которую важно знать, проектируя ту или иную систему.

Среди методов, применяющихся для измерения разности фаз, можно выделить следующие: *осциллографический* метод интерференционных фигур (рассмотрен в п. 9.2), метод *сравнения* (компенсации); метод *преобразования* сдвига фаз во временной интервал между импульсами; метод *дискретного счета* (циф-

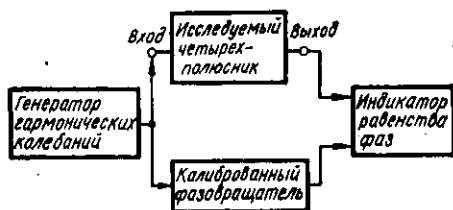


Рис. 9.28. Структурная схема измерителя сдвига фаз по методу сравнения.

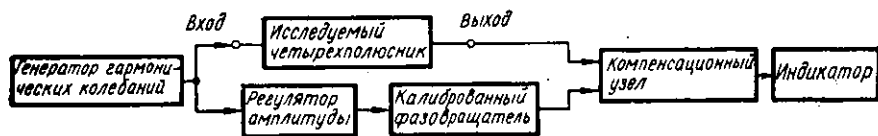


Рис. 9.29. Структурная схема измерителя фазового сдвига, содержащая компенсационный узел.

ровой) и метод с *преобразованием частоты*. На высоких и сверх-высоких частотах используется последний метод, суть которого состоит в линейном переносе фазового сдвига с помощью преобразователя частоты с области высоких частот в область низких частот, где сдвиг фаз может быть измерен любым низкочастотным фазометром.

Метод сравнения (компенсации). Сущность этого метода состоит в сравнении измеряемого фазового сдвига на выходе исследуемого устройства с фазовым сдвигом калиброванного фазовращателя, питаемых от одного источника гармонических колебаний. Обобщенная структурная схема измерителя, построенного по данному методу, изображена на рис. 9.28.

Напряжение от генератора гармонических колебаний с частотой, на которой нужно измерить сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями исследуемого четырехполюсника, подается одновременно на вход четырехполюсника и на калиброванный фазовращатель. В качестве индикатора равенства фаз может быть использован обычный электронно-лучевой осциллограф, работающий в режиме измерения фазы по фигурам Лиссажу. При этом напряжение с выхода исследуемого четырехполюсника подается на одну пару пластин, а с выхода калиброванного фазовращателя — на другую. В случае, если исследуемый четырехполюсник вносит фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями, а шкала калиброванного фазовращателя установлена на нуль (нулевой сдвиг фаз в калиброванном фазовращателе), на экране осциллографа будет наблюдаться *эллипс*. Изменяя сдвиг фаз в калиброванном фазовращателе, добиваются равенства фаз на выходах исследуемого четырехполюсника и калиброванного фазовращателя, о чем свидетельствует превращение эллипса на экране осциллографа в *прямую* линию. По шкале фазовращателя определяют измеряемый сдвиг фаз.

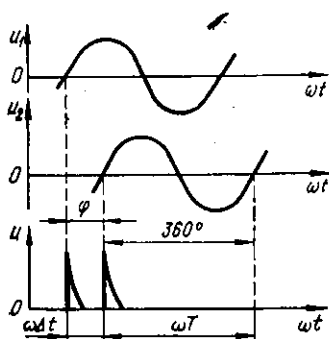


Рис. 9.30. Диаграммы, поясняющие преобразование сдвига фаз во временной интервал между импульсами.

Структурная схема измерителя фазового сдвига, содержащего компенсационный узел, показана на рис. 9.29. В этой схеме добиваются не только равенства фаз на выходах исследуемого четырехполюсника и калиброванного фазовращателя, но и равенства амплитуд с помощью калиброванного регулятора

амплитуды. Одинаковые по фазе и амплитуде напряжения подаются на компенсационный узел, представляющий собой обычно дифференциальный трансформатор. При равенстве входных напряжений по фазе и амплитуде напряжение на выходе компенсационного узла равно нулю, о чем свидетельствуют *нулевые показания* индикатора напряжения. Приборы, работающие по методу компенсации, позволяют измерить также и затухание сигнала в исследуемом четырехполюснике, которое отсчитывается по шкале калиброванного регулятора амплитуды.

Метод преобразования сдвига фаз во временной интервал между импульсами. Сущность данного метода состоит в преобразовании гармонических колебаний, между которыми нужно измерить сдвиг фаз, в остроконечные однополярные импульсы, передний фронт которых соответствует моментам перехода гармонических колебаний через нуль, и в измерении временного интервала между фронтами двух ближайших импульсов, пропорционального сдвигу фаз между данными гармоническими колебаниями.

На рис. 9.30 показаны два гармонических колебания, сдвинутые один относительно другого на угол φ , и соответствующие моменты их перехода через нуль сформированные импульсы, между фронтами которых измеряется временной интервал Δt , пропорциональный сдвигу фаз φ . Как следует из рисунка,

$$\varphi = \omega \Delta t = 2\pi \Delta t / T = 360^\circ \Delta t / T. \quad (9.21)$$

Измерение временного интервала между импульсами может производиться различными способами. Рассмотрим структурную схему фазометра с *триггерным измерителем* временного интервала между импульсами (рис. 9.31). Гармонические колебания одной частоты, между которыми измеряется сдвиг фаз, подаются каждый в отдельности соответственно на входы 1 и 2 схемы формирования. Схема формирования временного интервала между импульсами состоит из двух каналов; каждый из них преобразует гармоническое колебание, подаваемое на его вход, в остроконечные однополярные импульсы, соответствующие моменту перехода данного гармонического колебания через нуль. Таким образом, на двух выходах схемы формирования получаются остроконечные однополярные импульсы, сдвинутые один относительно другого на Δt . Эти импульсы подаются на схему триггера.

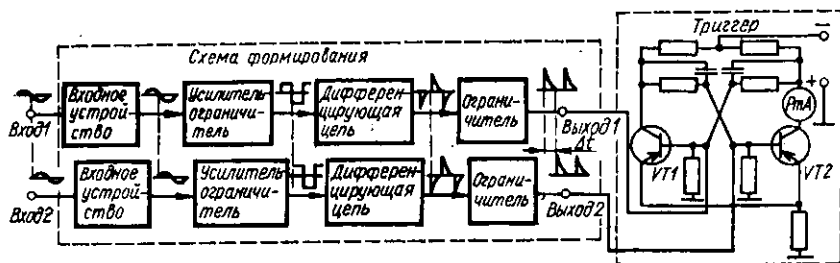


Рис. 9.31. Структурная схема фазометра с триггерным измерителем временного интервала между импульсами.

До поступления импульсов с формирующего устройства триггер находится в исходном состоянии, когда транзистор $VT1$ открыт, а $VT2$ — закрыт. С приходом на базу транзистора $VT1$ остроконечного положительного импульса с выхода канала 1 схемы формирования триггер перебрасывается в состояние, когда транзистор $VT1$ закрывается, а $VT2$ открывается. Через миллиамперметр в коллекторе транзистора $VT2$ протекает ток I_K до тех пор, пока через интервал времени Δt на базу этого транзистора не придет с выхода канала 2 другой положительный импульс, который перебросит схему в исходное состояние (транзистор $VT1$ откроется, а $VT2$ закроется).

Таким образом, среднее за период значение тока, которое покажет миллиамперметр, равно

$$I_{cp} = I_K \Delta t / T. \quad (9.22)$$

Из сравнения (9.21) с (9.22) следует, что

$$\Phi = 360^\circ I_{cp} / I_K, \quad (9.23)$$

т. е. фазовый сдвиг прямо пропорционален среднему за период значению тока, проходящего через миллиамперметр. Так как I_K для данного транзистора величина постоянная, то шкалу миллиамперметра градуируют непосредственно в градусах.

По данному принципу работает измеритель разности фаз Ф2-16, в котором среднее за период значение тока измеряется цифровым прибором.

Метод дискретного счета (цифровой) основан на измерении количества периодов счетных импульсов калиброванной частоты за время Δt , пропорциональное фазовому сдвигу Φ . Преобразователь же фазового сдвига во временной интервал между импульсами (схема формирования временных импульсов) остается такой же, как и на рис. 9.31.

Таким образом, если к схеме формирования временных импульсов добавить счетную схему с генератором счетных импульсов и управляющим устройством, то получим структурную схему цифрового фазометра (рис. 9.32), счетная схема которого такая же, как и у цифрового частотомера (см. рис. 9.27).

Метод с преобразованием частоты позволяет измерять разность фаз на высоких и сверхвысоких частотах путем линейного переноса измеряемой разности фаз из области высоких частот в область низких частот с последующим измерением этой разности фаз одним из рассмотренных выше методов. Метод с преобразованием частоты дает возможность повысить точность измерения фазовых сдвигов на высоких частотах.

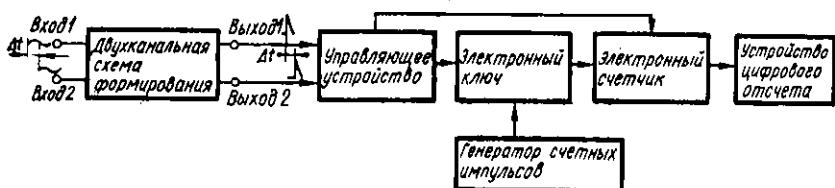


Рис. 9.32. Структурная схема цифрового фазометра.

Линейный перенос разности фаз из области высоких частот осуществляется с помощью двухканального преобразователя частоты, имеющего два одинаковых смесителя и один общий гетеродин. Структурная схема измерителя разности фаз с преобразованием частоты изображена на рис. 9.33. Как следует из рисунка, имеется два идентичных канала, на входы которых подаются два напряжения одинаковой частоты

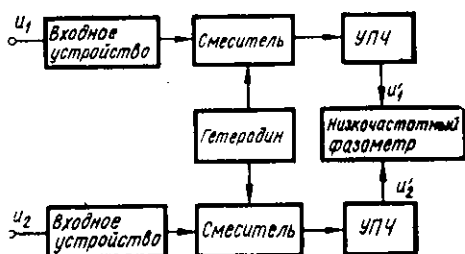


Рис. 9.33. Структурная схема измерителя разности фаз с преобразованием частоты.

$$u_1 = U_1 \sin(\omega t + \varphi_1); \quad u_2 = U_2 \sin(\omega t + \varphi_2),$$

между которыми нужно измерить разность фаз. Эти напряжения поступают на два одинаковых смесителя, управляемых напряжением от одного и того же гетеродина. Напряжения на выходе смесителей будут

$$u'_1 = U'_1 \sin[(\omega - \omega_r)t + \varphi_1 - \varphi_r]; \quad u'_2 = U'_2 \sin[(\omega - \omega_r)t + \varphi_2 - \varphi_r].$$

После усиления в идентичных усилителях промежуточной частоты (УПЧ), настроенных на частоту $\omega_{пр} = \omega - \omega_r$, напряжения подаются на низкочастотный фазометр.

Таким образом, измеряемая разность фаз на низких частотах $\varphi = \varphi_1 - \varphi_r - (\varphi_2 - \varphi_r) = \varphi_1 - \varphi_2$ равна разности фаз, существующей на высоких частотах. Для исключения дополнительных погрешностей перед измерением компенсируют паразитные фазовые сдвиги преобразовательной схемы с помощью вспомогательного фазовращателя посредством подачи на оба входа одного и того же напряжения. При этом добиваются на выходе нулевого показания низкочастотного фазометра, после чего приступают к измерениям.

Примером промышленного образца, выполненного по данной схеме, может служить измеритель разности фаз ФК2-12.

9.7. СПЕКТРОАНАЛИЗАТОРЫ

Спектроанализаторы предназначены для визуального наблюдения спектра сигнала. Наибольшее распространение в измерительной технике получили спектроанализаторы *последовательного анализа* с автоматической перестройкой, принцип действия которых основан на последовательном просмотре спектра сложных периодических сигналов с помощью автоматически перестраиваемых по частоте устройств. Так как на такой последовательный просмотр спектра требуется определенное время, то, очевидно, такие спектрометры позволяют анализировать только спектры периодических сигналов. В зависимости от характера автоматически перестраиваемых по частоте устройств рассмотрим две структурные схемы спектроанализа

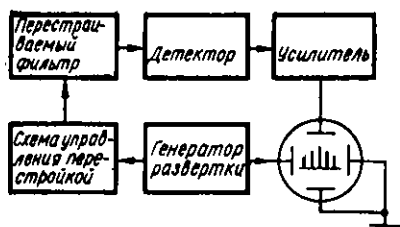


Рис. 9.34. Структурная схема спектроанализатора с перестраиваемым фильтром.

заторов: схему с перестраиваемым фильтром (рис. 9.34) и супергетеродинную схему (рис. 9.35).

В схеме на рис. 9.34 спектр исследуемого сигнала просматривают путем автоматической перестройки фильтра на составляющие спектра, выделения их, детектирования, усиления и наблюдения на экране электронно-лучевой трубки. Перестройка

фильтра осуществляется изменяющимся напряжением развертки, вследствие чего изображение спектра на экране получается неподвижным. Недостатком этой схемы является ее узкодиапазонность.

Наиболее широкое применение получила супергетеродинная схема (рис. 9.35), обеспечивающая электрическую перестройку в широком диапазоне частот. Принцип действия ее сводится к линейному последовательному переносу спектра исследуемого сигнала в область промежуточной частоты и перемещению его относительно средней частоты настройки фильтра. При этом фильтр неизменно настроен на промежуточную частоту, а последовательное перемещение спектра сигнала получается благодаря изменению частоты гетеродина, представляющего собой генератор качающейся частоты, управляемый напряжением генератора развертки.

Таким образом, на выходе смесителя поочередно получаются составляющие спектра сигнала, линейно-трансформированные в промежуточную частоту, амплитуды которых кратны амплитудам составляющих спектра сигнала до преобразования. Так, например, если частоты спектра дискретного сложного периодического сигнала обозначить через $f_1, f_2, \dots, f_n$, а частоту гетеродина — через f_r , то на выходе смесителя при последовательной перестройке гетеродина выделяются напряжения промежуточной частоты ($f_{пр}$), причем для каждой частоты спектра сигнала частота гетеродина примет такие значения, чтобы разность между частотой каждой составляющей спектра сигнала и частотой гетеродина равнялась промежуточной частоте, т. е. $f_n - f_r = f_{пр}$.

Составляющие, частоты которых входят в данный момент в полосу пропускания усилителя промежуточной частоты $|f_{пр} \pm \Delta f|$,

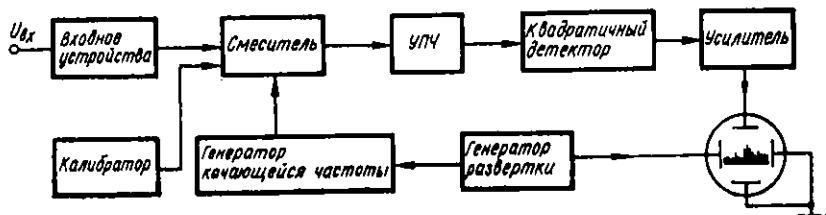


Рис. 9.35. Структурная схема спектроанализатора супергетеродинного типа.

усиливаются и после квадратичного детектирования с последующим усилением выделяются на экране электронно-лучевой трубки в виде полосы, высота которой пропорциональна среднему значению мощности соответствующего участка спектра в полосе частот $2\Delta f$.

Так как генератор качающейся частоты представляет собой частотно-модулированный генератор с девиацией частоты, перекрывающей основную часть спектра исследуемого сигнала, причем частота его линейно меняется с изменением напряжения генератора развертки, то за период качания на экране электронно-лучевой трубки можно будет наблюдать спектр исследуемого высокочастотного сигнала в виде светящихся линий, каждая из которых пропорциональна среднему значению мощности для данного участка спектра исследуемого сигнала. Количество наблюдаемых линий определяется количеством исследуемых импульсов, поступающих в анализатор спектра за время одного периода качания частоты гетеродина, равного периоду развертки осциллографа. Концы этих линий воспроизводят форму огибающей спектра исследуемого сигнала.

Зная огибающую спектра регулярных сигналов и частоту их следования, можно судить об их истинном спектре. Выделить же отдельные составляющие спектра на экране затруднительно, так как расстояние между соседними составляющими спектра, как известно, равно частоте повторения импульсов $F = 1/T$, и при низкой частоте следования импульсов нужно иметь очень узкополосный фильтр промежуточной частоты. К недостаткам таких спектроанализаторов следует отнести большое время, необходимое для анализа спектра. Так, например, для анализа n спектральных линий периодического сигнала время наблюдения должно быть nT , где T — период колебаний.

Если требуется исследовать огибающую сплошного спектра одиночных импульсов ($T \rightarrow \infty$), то нужно повторить данный импульс с определенной частотой повторения n раз (воспроизвести, например, записанную на магнитофонной ленте периодическую последовательность данных импульсов) и рассмотреть огибающую дискретного спектра периодической последовательности полученных импульсов, подаваемых на вход спектроанализатора. Форма огибающей дискретного спектра периодической последовательности импульсов совпадает, как известно, с огибающей сплошного спектра такого же одиночного импульса.

Основными техническими характеристиками спектроанализатора являются: диапазон частот, полоса обзора, полоса пропускания на уровне — 3 дБ, погрешность измерения, уровень собственных шумов, уровень максимального входного сигнала (указывается, чтобы избежать появления комбинационных сигналов при перегрузке спектроанализатора), динамический диапазон. Под динамическим диапазоном подразумевается свободный от ложных составляющих интервал амплитудной характеристики спектроанализатора по входу, ограниченный снизу собственными шумами или уровнем комбинационных сигналов, а сверху — максимально допустимым уровнем измеряемого сигнала, поступающего на смеситель.

Выпускаемые отечественной промышленностью спектроанализаторы последовательного действия супергетеродинного типа перекрывают диапазон частот от 10 Гц (СК4-55, СК4-56) до 39,9 ГГц (С4-60).

9.8. ИЗМЕРИТЕЛИ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК (ХАРАКТЕРИОГРАФЫ)

Измерители амплитудно-частотных характеристик предназначены для наблюдения и регистрации амплитудно-частотных характеристик четырехполосников. Применение характериографов позволяет заменить довольно длительный и трудоемкий процесс снятия по точкам амплитудно-частотных характеристик с помощью измерительного генератора и вольтметра непосредственным наблюдением амплитудно-частотных характеристик на экране электронно-лучевой трубки. Особенно очевидно преимущество характериографов при использовании их для настройки четырехполосников (например, фильтров промежуточной частоты), так как влияние изменений тех или иных параметров в процессе настройки сразу же видно на экране характериографа по изменению формы амплитудно-частотной характеристики.

Структурная схема измерителя амплитудно-частотных характеристик (типа Х1-27) изображена на рис. 9.36. Основным узлом прибора является генератор качающейся частоты, вырабатывающий частотномодулированный сигнал, перекрывающий ряд поддиапазонов (переключатель *П* в положении 1). Качание частоты автогенератора обычно осуществляется с помощью варикапа или магнитного модулятора. Так как прибором перекрывается весьма широкий диапазон частот, то некоторые поддиапазоны выполнены по принципу преобразования частоты — на смеситель подается два сигнала: один — от диапазонного генератора, другой — от частотно-модулированного генератора (генератора качающейся частоты). На выходе смесителя фильтры нижних частот выделяют разностную частоту с таким же качанием, как и в частотно-модулированном генераторе (переключатель *П* в положении 2).

С переключателя *П* частотно-модулированный сигнал поступает на широкополосный усилитель с системой автоматической регулировки усиления (АРУ), где усиливается до напряжения 1 В и далее

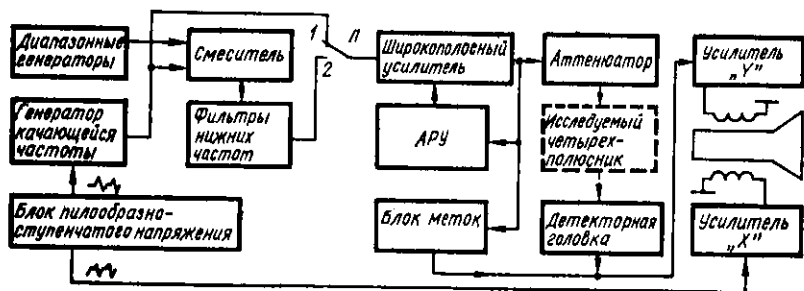


Рис. 9.36. Структурная схема измерителя амплитудно-частотных характеристик.

через аттенуатор подается на исследуемый четырехполосник. С выхода четырехполосника сигнал поступает на детекторную головку, а после детектирования — на усилитель вертикального отклонения (Y) электронно-лучевой трубки. Так как развертка трубки по горизонтали осуществляется синхронно с модуляцией (качанием) частоты автогенератора, то на ее экране воспроизводится амплитудно-частотная характеристика исследуемого четырехполосника.

Для калибровки частоты в схеме могут формироваться частотные метки, которые образуются в блоке меток в результате нулевых биений между частотно-модулированным сигналом и гармониками калиброванных частот: 0,1; 0,5; 1; 5 МГц. Частотные метки подаются на усилитель вертикального отклонения, создавая электронно-частотную шкалу на экране электронно-лучевой трубки. Для возможности измерения частоты в любой точке амплитудно-частотной характеристики исследуемого четырехполосника при узкополосном качании частоты используется другой метод образования частотных меток. Сущность его состоит в том, что развертка луча на экране электронно-лучевой трубки и управление частотой автогенератора производится не линейным, а линейно-ступенчатым напряжением.

Во время действия ступеньки напряжения частота генератора качающейся частоты постоянна и может быть измерена с помощью внешнего частотомера. С другой стороны, во время действия ступеньки напряжения развертка по оси X приостанавливается, и на экране наблюдается светящаяся точка — частотная метка. Изменяя момент времени образования ступеньки напряжения, можно перемещать частотную метку по всей длине развертки и тем самым измерять частоту в любой точке амплитудно-частотной характеристики исследуемого четырехполосника.

Ступенька напряжения может создаваться автоматически или вручную. При ручной работе, наблюдая за медленным движением луча по экрану электронно-лучевой трубки, следует нажатием кнопки остановки луча в желаемой точке амплитудно-частотной характеристики зафиксировать линейно-изменяющееся напряжение на определенном уровне (создать ступеньку), а с помощью частотомера измерить частоту в данной точке.

9.9. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Общие сведения. Рассмотрим методы и функциональные схемы измерения основных параметров (R , L , C) элементов цепей с сосредоточенными параметрами. К таким элементам, как известно, относятся резисторы, катушки индуктивности и конденсаторы, эквивалентные схемы которых были представлены в табл. 2. Рассмотрение будем вести для области средних частот, где параметры R , L и C являются преобладающими.

Кроме этих параметров, важным параметром при оценке качества катушек и конденсаторов с точки зрения активных потерь является тангенс угла потерь ($\operatorname{tg} \delta$) или обратная ему величина — доброт-

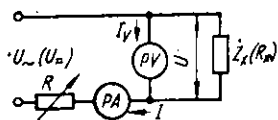


Рис. 9.37. Схема измерения сопротивления резисторов методом вольтметра — амперметра.

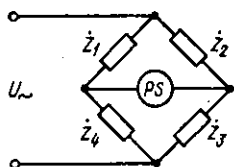


Рис. 9.38. Схема моста переменного тока.

ность (Q). Так, для последовательных схем замещения катушки индуктивности и конденсатора на средних частотах (табл. 2) тангенс угла потерь равен:

для катушки индуктивности

$$\operatorname{tg} \delta = R_n / \omega L; \quad (9.24)$$

для конденсатора

$$\operatorname{tg} \delta = R_n \omega C. \quad (9.25)$$

Соответственно добротность катушки индуктивности $Q = 1/\operatorname{tg} \delta = \omega L/R_n$, добротность конденсатора $Q_C = 1/\operatorname{tg} \delta = 1/R_n \omega C$.

Наиболее распространенными методами измерения названных параметров являются методы: *вольтметра — амперметра; мостовой; резонансный; гетеродинный; дискретного счета.*

Метод вольтметра — амперметра. Схема измерения по данному методу показана на рис. 9.37 и позволяет определять на постоянном токе (питание от $U_{\sim}$) сопротивление резисторов R_x по показаниям вольтметра и амперметра

$$R_x = \frac{U}{I - I_V} = \frac{U}{I - U/R_V} \approx U/I,$$

так как обычно $R_V \gg R_x$, где R_V — сопротивление вольтметра.

При питании схемы от источника переменного тока с частотой f , применив электронные вольтметры и термоэлектрические амперметры, можно определить модуль полного сопротивления $Z_x = \sqrt{R_x^2 + X_x^2} = U/I$. При включении в качестве Z_x конденсатора или катушки индуктивности можно, кроме модулей реактивных сопротивлений, определить значение емкости или индуктивности, зная частоту f питающего генератора. Для конденсатора: $X_C = 1/\omega C = U/I$, откуда $C = I/\omega U$; для катушки индуктивности: $X_L = \omega L = U/I$, откуда $L = U/\omega I$.

Мостовой метод. Мостовые методы измерения применяются в диапазоне низких радиочастот и позволяют достичь наибольшей точности измерения полных сопротивлений. Используется модификация моста Уитстона, к одной диагонали которого подключается генератор питающего напряжения, а к другой — индикатор равновесного состояния с большим входным сопротивлением, чтобы исключить влияние его на работу моста. Таким индикатором может быть электронный осциллограф или вольтметр. Схема измерительного моста переменного тока в общем виде изображена на рис. 9.38.

Равновесие моста наступает при условии

$$\dot{Z}_1 \dot{Z}_3 = \dot{Z}_2 \dot{Z}_4, \quad (9.26)$$

где $\dot{Z}_1 - \dot{Z}_4$ — комплексные сопротивления плечей моста. Пере-

пишем уравнение (9.26), выделив модули и аргументы комплексных сопротивлений

$$Z_1 Z_3 e^{j(\varphi_1 + \varphi_3)} = Z_2 Z_4 e^{j(\varphi_2 + \varphi_4)}. \quad (9.27)$$

Уравнение (9.27) распадается на два равенства

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4; \quad \varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4.$$

Если принять за измеряемое сопротивление Z_1 , а за образцовое — Z_2 , то в мосте переменного тока для достижения равновесия должны быть две регулировки: модуля образцового сопротивления Z_2 и его аргумента φ_2 . Следует учитывать, что эти параметры при регулировке взаимосвязаны, т. е. при раздельной регулировке активной и реактивной составляющих одновременно меняются модуль и фаза. Отсюда следует, что балансировку моста необходимо вести методом последовательного приближения, одновременно регулируя активную и реактивную составляющие. В этом случае наиболее удобным является осциллографический индикатор (PS), позволяющий в процессе балансировки наблюдать за картиной на экране (при разбалансе моста — на экране эллипс, при балансе — прямая горизонтальная линия).

Резонансный метод. Резонансные методы измерения основаны на использовании резонансных свойств колебательного контура и применяются при измерении параметров элементов с сосредоточенными параметрами до частот порядка 100 МГц, когда контур состоит еще из элементов с сосредоточенными параметрами. Резонансные методы измерения применимы и на более высоких частотах при соответствующей конструкции измерительной колебательной системы. Погрешность измерений резонансными методами составляет до $\pm 10\%$.

Резонансными методами можно измерять индуктивности, емкости, сопротивления потерь в них, а также активную и реактивную составляющие комплексного сопротивления любого двухполюсника. При этом используется метод замещения, который позволяет ослабить влияние паразитных параметров на результаты измерения. Так как почти во всех случаях при определении названных параметров приходится измерять добротность эквивалентного контура, то приборы, основанные на резонансном методе, получили название *измерителей добротности*, или *куметров*. Принципиальная схема куметра и способы подключения к нему измеряемых сопротивлений показаны на рис. 9.39.

В измерительный последовательный колебательный контур, состоящий из образцовой (L_0, R_0) или измеряемой (L_x, R_x) катушки

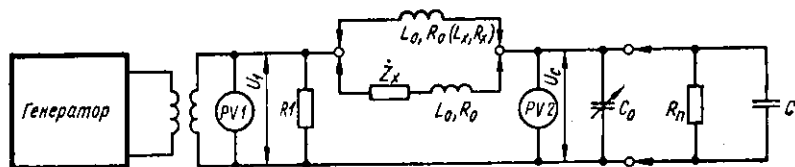


Рис. 9.39. Принципиальная схема куметра.

индуктивности и образцового прокалиброванного конденсатора переменной емкости C_0 , вводится определенное калиброванное напряжение U_1 от генератора, имеющего широкий диапазон частот. Способ введения калиброванного напряжения в колебательный контур состоит в том, что в качестве U_1 используется падение напряжения на весьма малом сопротивлении резистора R_1 , введенного в контур (чтобы не ухудшать параметры контура). Напряжение U_1 измеряется электронным вольтметром уровня $PV1$, а напряжение на образцовом конденсаторе U_C — электронным вольтметром $PV2$, прокалиброванным в значениях добротности (Q).

При подключении измеряемой катушки индуктивности (L_x, R_x) куметр позволяет непосредственно измерять добротность контура, состоящего из L_x, R_x и C_0 , на резонансной частоте как отношение напряжений на конденсаторе и вводимого в контур на R_1 , т. е. $Q = U_C/U_1$. При $U_1 = \text{const}$ показания вольтметра $PV2$, измеряющего напряжение U_C , пропорциональны Q , и его шкала может быть проградуирована в единицах добротности. Учитывая, что образцовый конденсатор потерь не имеет, найденная добротность контура будет равна добротности катушки. При резонансе в контуре можно записать

$$Q = \frac{U_C}{U_1} = \frac{\omega_0 L_x}{R_x} = \frac{1}{\omega_0 C_0 R_x},$$

откуда, зная Q , ω_0 и C_0 , можно определить L_x и R_x .

Как отмечалось выше, с помощью куметра можно измерять активную и реактивную части комплексного сопротивления Z_x любого двухполюсника. Методика измерения состоит в следующем:

1) подбирают образцовую сменную катушку индуктивности (L_0, R_0) так, чтобы резонанс происходил на заданной частоте ω_0 . Измеряют добротность полученного контура Q_1 и значение емкости $C1$ эталонного конденсатора;

2) в зависимости от величины модуля сопротивления исследуемого двухполюсника подключают его (см. рис. 9.39) либо последовательно с образцовой катушкой индуктивности (L_0, R_0) в контур (при малом модуле Z_x), либо параллельно образцовому конденсатору контура C_0 (при большом модуле Z_x). При малых значениях модуля Z_x используется схема замещения Z_x в виде последовательно включенных R_x и X_x , при больших — схема замещения в виде параллельно включенных R_x и X_x . Если характер измеряемого сопротивления неизвестен, выбирают ту схему включения, при которой добротность эквивалентного контура выше;

3) изменением емкости C_0 восстанавливают резонанс в эквивалентном контуре (с учетом Z_x), определяя Q_2 и $C2$;

4) далее рассчитывают активную (R_x) и реактивную (X_x) составляющие сопротивления Z_x .

В качестве примера рассмотрим, как определяются R_x и X_x при малых значениях модуля Z_x . При включении одной эталонной

катушки $Q_1 = \frac{1}{\omega_0 C_1 R_0}$. С включенным последовательно с эталонной катушкой сопротивлением $Z_x = R_x + iX_x$ имеем:

$$Q_2 = \frac{1}{\omega_0 C_2 (R_0 + R_x)}; \quad Q_1 C_1 R_0 = Q_2 C_2 (R_0 + R_x),$$

откуда

$$R_x = R_0 \left(\frac{C_1 Q_1}{C_2 Q_2} - 1 \right) = \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{1}{Q_2 C_2} - \frac{1}{Q_1 C_1} \right). \quad (9.28)$$

Учитывая, что в обоих случаях резонансная частота и эталонная катушка индуктивности оставались без изменений, можно записать

$$-\frac{1}{\omega_0 C_1} = -\frac{1}{\omega_0 C_2} + X_x,$$

откуда

$$X_x = \frac{C_1 - C_2}{\omega_0 C_1 C_2}. \quad (9.29)$$

Если $C_1 > C_2$, то X_x будет иметь знак «плюс» (реактивное сопротивление измеряемого двухполюсника носит индуктивный характер); если же $C_1 < C_2$, то X_x получается со знаком «минус» (емкостного характера).

Пусть, например, необходимо измерить емкость и сопротивление диэлектрических потерь конденсатора, представленного параллельной эквивалентной схемой замещения, состоящей из идеального конденсатора C и некоторого сопротивления R_n , присоединенных параллельно емкости образцового конденсатора куметра C_0 . Тогда, используя метод замещения, из условия резонанса имеем:

$$\omega_0 L_0 = \frac{1}{\omega_0 C_1} = \frac{1}{\omega_0 (C + C_2)},$$

откуда $X_x = \frac{1}{\omega_0 C} = \frac{1}{\omega_0 (C_1 - C_2)}$. Другими словами, контур нужно настроить на частоту, соответствующую максимальному значению емкости $C_0 = C_1$. Затем, подключив конденсатор, следует уменьшать значение емкости C_0 до тех пор, пока на той же частоте не восстановится резонанс. При этом, очевидно, $C + C_2 = C_1$, где C_2 — новое значение емкости C_0 .

Добротность контура при включении конденсатора с потерями, представленного параллельной эквивалентной схемой замещения (из C и R_n), на той же резонансной частоте и при том же значении индуктивности контура L_0 равна

$$Q_2 = \frac{\omega_0 L_0}{R_0 + \frac{1}{R_n \omega_0^2 C_1^2}}, \quad (9.30)$$

где $\frac{1}{R_n \omega_0^2 C_1^2}$ — активное сопротивление, пересчитанное из параллельной эквивалентной схемы замещения, состоящей из $C_1 = C + C_2$

и сопротивления R_n в последовательную схему замещения. Так как $\frac{R_0}{\omega_0 L_0} = \frac{1}{Q_1}$ и $\omega_0 C_1 \omega_0 L_0 = 1$, то из (9.27) находим

$$R_n = \frac{1}{\omega_0 C_1} \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2}. \quad (9.31)$$

Учтя, что для параллельной схемы замещения конденсатора с потерями $\operatorname{tg} \delta = \frac{g_c}{b_c} = \frac{1}{R_n \omega_0 C}$, и подставив сюда значение R_n из (9.28), получим:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{(Q_1 - Q_2) \omega_0 C_1}{Q_1 Q_2 (C_1 - C_2) \omega_0} = \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2} \frac{C_1}{C_1 - C_2}. \quad (9.32)$$

Гетеродинный метод. Структурная схема прибора, использующего гетеродинный метод измерения, изображена на рис. 9.40. Этот метод основан на зависимости частоты колебаний автогенератора от индуктивности и емкости его колебательного контура и сравнении частоты данного генератора с частотой перестраиваемого с помощью образцового конденсатора C_0 генератора по нулевым биениям. При этом преобразование измеряемого параметра в изменение частоты с измерением по методу сравнения позволяет получить высокую точность.

Измеряемая индуктивность (L_x) или емкость (C_x) включается в колебательный контур высокочастотного генератора 2; индуктивность — последовательно с индуктивностью контура генератора, емкость — параллельно емкости генератора (при измерении C_x зажимы для подключения L_x закорачиваются). Принцип измерения состоит в следующем.

До подключения измеряемой индуктивности или емкости оба генератора с помощью образцового конденсатора C_0 настраиваются на одну частоту, что фиксируется по нулевым биениям, образующимся после смесителя. Затем при подключении, например, измеряемой емкости частота колебаний генератора 2 изменится. Перестройкой частоты генератора 1 с помощью образцового конденсатора вновь добиваются равенства частот генераторов. При одинаковых индуктивностях в контурах обоих генераторов измеряемая емкость будет равна изменению емкости образцового конденсатора.

Принцип измерения индуктивности L_x с помощью изменения емкости образцового конденсатора следует из соотношений, получаемых при записи условий равенства настроек обоих генераторов

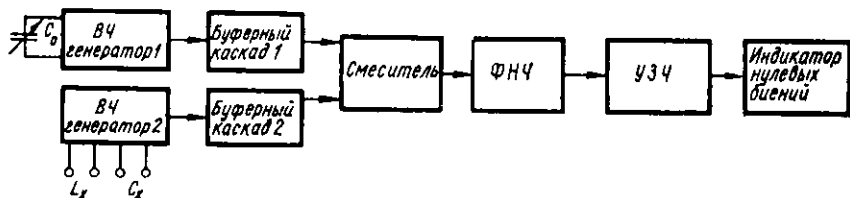


Рис. 9.40. Структурная схема измерения индуктивности и емкости гетеродинным методом.

на одну и ту же частоту до подключения измеряемой индуктивности L_x (при закороченных зажимах для подключения L_x)

$$C_0 L_0 = C_1 L_1$$

и после подключения L_x

$$(C_0 + \Delta C_0) L_0 = C_1 (L_1 + L_x).$$

Здесь C_1 , L_1 — параметры контура генератора 2; C_0 , L_0 — параметры контура генератора 1; ΔC_0 — изменение емкости образцового конденсатора C_0 для сохранения равенства настроек контуров на ту же частоту при подключении L_x .

Из совместного решения последних двух уравнений получаем

$$L_x = \Delta C_0 L_0 / C_1. \quad (9.33)$$

Следовательно, изменение емкости ΔC_0 пропорционально L_x , и шкала образцового конденсатора может быть линейно проградуирована в значениях индуктивности.

Погрешность измерения параметров C_x и L_x гетеродинным методом составляет $\pm (0,2 \div 0,5) \%$.

Метод дискретного счета основан на использовании цифрового метода подсчета калиброванных по частоте импульсов в течение определенного интервала времени. В зависимости от того, как формируется этот интервал, применяются две разновидности схем: 1) схема, в которой используется апериодический разряд конденсатора на резистор с измерением временного интервала, равного постоянной времени цепи разряда; 2) схема, в которой используется процесс затухания колебаний в колебательном контуре.

Первая схема показана на рис. 9.41. В зависимости от того, что выбрано эталонным (R_0 или C_0), по данной схеме можно измерять C_x или R_x . Работает схема следующим образом. Перед началом измерения конденсатор C_x заряжается до напряжения E (переключатель Π в положении 1). Затем переключатель перебрасывается в положение 2 и начинается разряд конденсатора C_x через резистор R_0 по экспоненциальному закону $U_C = Ee^{-t/\tau}$.

В момент переброса переключателя в положение 2 на цифровой измеритель временных интервалов поступает импульс, открывающий счет времени. Необходимо, чтобы измеритель считал в течение интервала $\Delta t = \tau$. Для этого с делителя R_1 , R_2 на второй вход сравнивающего устройства подается напряжение $U_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E = E/c$. Момент, когда напряжение на конденсаторе в процессе его разряда достигнет значения E/e , наступит через $t = \tau$. В это время сравнивающее устройство выдаст второй импульс, прекративший счет времени.

Таким образом, измеренный интервал времени будет равен τ ; при этом $C_x = \tau / R_0$ или $R_x = \tau / C_0$. Погрешность измерения $\pm 0,1 \%$. Цифровой измеритель временных интервалов построен по схеме, аналогичной схеме на рис. 9.27 со стороны входа 2 (измерение T_x).

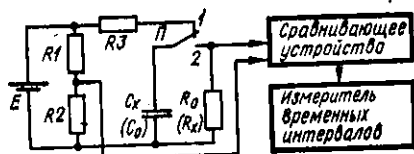


Рис. 9.41. Схема измерения C_x и R_x по постоянной времени $\tau = C_x R_x$.

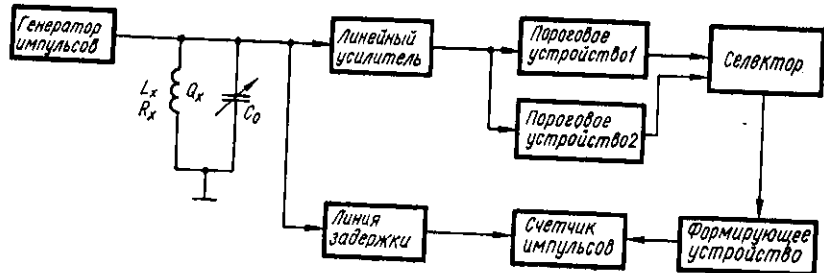


Рис. 9.42. Структурная схема цифрового куметра.

По второй схеме строятся цифровые измерители добротности (цифровые куметры). Принцип действия их основан на следующем: отношение двух амплитуд затухающих колебаний, разделенных временным интервалом, равным одному периоду, согласно (2.17) равно $\Delta = U_1/U_2 = e^{\delta T}$, где $\delta = R_x/2L_x$, а T — период колебаний. $\ln \Delta = \delta T$, откуда $T = \frac{\ln \Delta}{\delta}$, так что

$$Q \approx \frac{\omega L_x}{R_x} \approx \frac{2\pi L_x}{TR_x} \approx \frac{2L_x}{R_x} \frac{\pi \delta}{\ln \Delta} \approx \frac{\pi}{\ln \Delta}.$$

Отсюда $\ln \Delta \approx \pi/Q$ и $\Delta \approx \exp(\pi/Q)$.

Отношение амплитуд затухающих колебаний (первой и n -й) равно

$$\Delta^n = \frac{U_1}{U_n} = e^{n\pi/Q}. \quad (9.34)$$

При $n = Q$ из (9.30) имеем: $\Delta^n = e^\pi = 23,14$, откуда

$$U_n = 0,0432 U_1. \quad (9.5)$$

Структурная схема цифрового куметра изображена на рис. 9.42. Работает она следующим образом. От генератора импульсов с большой скважностью заряжается конденсатор контура C_0 до амплитуды U_1 , после чего начинается затухающий колебательный процесс в контуре, образованном C_0 , L_x и R_x . Одновременно пороговое устройство 1 открывает временной селектор, и счетчик импульсов считает количество периодов импульсных колебаний, сформированных в формирующем устройстве из затухающих колебаний в контуре. Когда амплитуда затухающих колебаний достигает значения $0,0432 U_1$, при котором $n = Q$ [см. (9.35)], пороговое устройство 2 закрывает селектор и счет импульсов прекращается. Показания счетчика через некоторое время, определяемое линией задержки, сбрасываются.

Погрешность измерения составляет 0,1—0,2 % и зависит только от точности срабатывания пороговых устройств.

9.10. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ТЕОРИИ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Классификация погрешностей. Всякое измерение той или иной величины производится с некоторой степенью точности, приближающей измеренное значение к действительному (измеряемому) значе-

нию величины. Отклонение измеренного значения данной величины от его действительного значения характеризуется *погрешностью измерения*.

По способу выражения погрешности измерения подразделяют на *абсолютные* и *относительные*. Если обозначить действительное значение измеряемой величины через A , а измеренное значение той же величины через X , то разность

$$X - A = \Delta \quad (9.36)$$

называется *абсолютной погрешностью* измерения. Степень точности измерения обычно удобно характеризовать *относительной погрешностью*, равной отношению абсолютной погрешности к действительному значению измеряемой величины и выражаемой в относительных единицах или в процентах

$$\delta = \Delta/A \text{ или } \delta = \Delta \cdot 100 \% / A. \quad (9.37)$$

По характеру проявления погрешности подразделяют на *систематические*, *случайные* и *промахи*.

К *систематическим* погрешностям относятся погрешности, постоянные во времени или изменяющиеся по определенному закону при изменении определенных параметров, влияющих на точность измерения. Обычно систематические погрешности возникают из-за конструктивных недостатков измерительных приборов, их неправильной градуировки, установки или нарушения нормального режима их работы. Систематические погрешности могут быть обусловлены погрешностью или несовершенством метода измерения. Эти погрешности могут быть определены и полностью учтены при определении результатов измерения. Примером систематических погрешностей могут быть погрешности измерения, вызванные неточной градуировкой шкалы измерительного прибора или неправильной установкой начала отсчета (нуля) шкалы прибора; изменением чувствительности измерительного прибора за счет изменения каких-либо параметров, влияющих на чувствительность (например, изменения питающего напряжения и т. д.). Несмотря на то что эти погрешности всегда могут быть учтены, внешне они себя при измерении ничем не проявляют и могут быть просто не замечены. Поэтому для выявления их нужно периодически проверять точность показаний измерительного прибора по образцовым значениям измеряемой величины. Разновидностью систематических погрешностей являются так называемые *прогрессирующие* погрешности, вызванные процессами старения некоторых деталей и нарушением основных регулировок измерительных приборов со временем. Эти погрешности медленно изменяются с течением времени и могут быть скорректированы только на момент измерения.

К *случайным* погрешностям относятся погрешности, неопределенные по величине и природе, закономерность и обусловленность которых неизвестна. Наличие случайных погрешностей легко может быть обнаружено при многократном измерении одной и той же величины в одинаковых условиях. При этом измеренные значения данной величины будут отклоняться от действительного значения

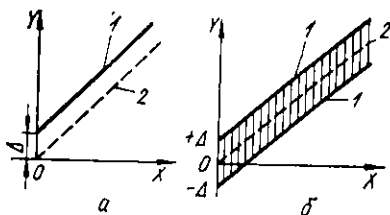


Рис. 9.43. Систематическая (а) и случайная (б) аддитивные погрешности.

в разные стороны, т. е. абсолютные погрешности Δ могут быть разных знаков. Предугадать очередность появления погрешности данной величины и данного знака невозможно. Однако, так как в большинстве случаев процесс возникновения случайных погрешностей есть стационарный, подчиняющийся определенному закону распределения,

то можно оценить вероятность появления случайных погрешностей, не превышающих данные предельные значения.

Промахи относятся к числу аномальных погрешностей, сильно искажающих результаты измерения. Появляются они из-за неисправности прибора или ошибки при снятии показаний. При анализе погрешностей результаты измерения, содержащие промахи, отбрасываются.

По характеру зависимости погрешностей от значений преобразуемой в результате измерения величины X погрешности подразделяются на аддитивные и мультипликативные. Рассмотрим зависимость выходной величины Y от измеряемой величины X .

Аддитивной погрешностью (или погрешностью нуля) называется такая погрешность, при которой при всех значениях преобразуемой величины X реальная (измеренная) характеристика 1 (рис. 9.43, а) отличается от номинальной характеристики 2 (приведенной в паспорте прибора) на одну и ту же величину Δ (в случае систематических погрешностей) или образует полосу погрешностей (рис. 9.43, б) с постоянными шириной, наклоном и предельными значениями $\pm \Delta$ (в случае случайных погрешностей). Систематические аддитивные погрешности могут быть скорректированы путем смещения положения установки нуля на шкале измерительного прибора. Случайные аддитивные погрешности не могут быть скорректированы. Примером случайных аддитивных погрешностей являются погрешности от наводок переменных э. д. с. на вход прибора.

Мультипликативной погрешностью (или погрешностью чувствительности) называется погрешность, вызванная изменением чувствительности прибора, в результате чего реальная характеристика 1 отклоняется от номинальной 2 на некоторый угол (рис. 9.44, а — для систематической погрешности и рис. 9.44, б — для случайной), причем возникающие вследствие этого абсолютные погрешности пропорциональны текущему значению преобразуемой величины X .

Исключение систематических погрешностей. Для того чтобы можно было учесть систематические погрешности, необходимо в первую очередь выявить причину, их порождающую, и затем либо исключить (если возможно), либо провести соответствующую корректировку. Если причину систематической погрешности выявить не удастся, для ее исключения применяется *метод замещения*.

Сущность этого метода состоит в том, что сначала измеряют неизвестную величину X , получая на выходе измерительного при-

бора значение $X_1 = X + \Delta$, где Δ — абсолютная систематическая погрешность. Далее, подключив вместо X известную регулируемую величину, не изменяя регулировок прибора, подбирают такое значение A регулируемой величины, при котором на выходе измерительного прибора получаются те же показания, т. е. $X_1 = A + \Delta$. Таким образом, можно записать: $X + \Delta = A + \Delta$, откуда следует, что $X = A$.

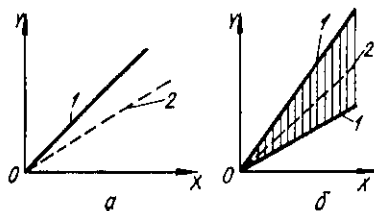


Рис. 9.44. Систематическая (а) и случайная (б) мультипликативные погрешности.

Определение случайных погрешностей. Случайные погрешности проявляются при проведении ряда измерений в виде различных результатов, отклоняющихся от действительной величины как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения. Эти погрешности могут быть учтены при достаточно большом количестве измерений с помощью теории вероятностей. Так, если из общего числа n результатов измерения m из них попадают в интервал значений $\Delta l = l_1 - l_2$, то вероятность того, что l_i -й результат измерения из n измерений попадет в интервал Δl , равна $P = m/n$.

Плотностью вероятности случайной величины l_i в интервале Δl называется величина

$$p(l) = \lim_{\substack{\Delta l \rightarrow 0 \\ n \rightarrow \infty}} \frac{P}{\Delta l} = \lim_{\substack{\Delta l \rightarrow 0 \\ n \rightarrow \infty}} \frac{m}{n \Delta l}, \quad (9.38)$$

т. е. плотность вероятности есть предел отношения вероятности попадания случайной величины l_i в интервал Δl , когда длина этого интервала стремится к нулю, а число измерений n — к бесконечности. Тогда вероятность того, что случайная величина l_i находится в интервале Δl , будет

$$P[l_1 < l_i < l_2] = \int_{l_1}^{l_2} p(l) dl. \quad (9.39)$$

Если обозначить абсолютную случайную погрешность как $\pm \Delta = l_i - A$, то можно записать вероятность нахождения ее в интервале $[\Delta_1, \Delta_2]$.

$$P[\Delta_1 < \Delta < \Delta_2] = \int_{\Delta_1}^{\Delta_2} p(\Delta) d\Delta. \quad (9.40)$$

Среди различных законов распределения случайных величин в теории погрешностей предпочтение отдают *нормальному закону распределения* (закону Гаусса), так как случайные погрешности часто возникают при большом количестве малых случайных влияний на результат измерений; кроме того, исключается возможность недооценки крайних значений погрешностей в связи с тем, что при нормальном законе распределения получаются немного преувели-

ченные размеры интервалов. Нормальный закон распределения предполагает большое количество измерений одной и той же величины ($n \geq 17$). Плотность вероятности для нормального закона распределения случайных величин выражается формулой

$$p(l) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(l-A)^2}{2\sigma^2} \right]. \quad (9.41)$$

С учетом того, что $\Delta = l - A$, имеем:

$$p(\Delta) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{\Delta^2}{2\sigma^2} \right), \quad (9.42)$$

где A — действительное значение измеряемой величины, а σ — средняя квадратичная погрешность ряда измерений, которая вводится обычно при большом количестве измерений (n):

$$\sigma = \pm \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (l_i - A)^2}{n}} = \pm \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\Delta_i)^2}{n}}. \quad (9.43)$$

Так как в (9.43) обычно A неизвестно, то вместо A используют среднее арифметическое значение ряда измерений

$$\bar{l} = \frac{l_1 + l_2 + \dots + l_n}{n} = \frac{\sum_{i=1}^n l_i}{n}. \quad (9.44)$$

Разность $l_i - \bar{l} = V_i$ называется остаточной погрешностью. Из теории погрешностей следует, что

$$\sigma = \pm \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n V_i^2}{n-1}}. \quad (9.45)$$

В соответствии с (9.42) кривые, отображающие закон нормального распределения случайной погрешности при разных σ , изображены на рис. 9.45. Величина σ^2 , называемая дисперсией, является мерой разброса случайных величин вокруг центра ($\Delta = 0$ на рис. 9.45) и характеризует точность измерения (чем меньше дисперсия, тем больше точность измерения и наоборот).

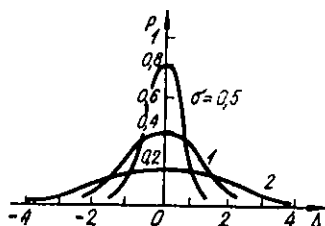


Рис. 9.45. Нормальный закон распределения случайной погрешности.

Пока речь шла о погрешности ряда измерений, на основании чего можно судить о погрешности каждого единичного измерения. Учтя, что среднее арифметическое значение $\bar{l}$ является также случайной величиной, определим среднеквадратичную погрешность $\sigma_{\bar{l}}$ среднего арифметического значения результатов серии из n измерений.

Если предположить, что среднеквадратичная погрешность каж-

дого отдельного измерения равна σ , то, поскольку $\bar{l} = l_1/n + l_2/n + \dots + l_n/n$ [на основании (9.44)], среднеквадратичную погрешность среднеарифметического значения можно записать так:

$$\sigma_{\bar{l}} = \pm \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\sigma_i}{n}\right)^2} = \pm \sqrt{n \frac{\sigma^2}{n^2}} = \pm \frac{\sigma}{\sqrt{n}} = \pm \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n V_i^2}{n(n-1)}}. \quad (9.46)$$

Величина $\sigma_{\bar{l}}$ характеризует точность получения результата измерения $\bar{l}$.

Среднеквадратичные случайные погрешности определяются в следующем порядке:

1) производят n измерений интересующей величины l_i и данные заносят в таблицу;

2) находят среднее арифметическое значение результатов измерений по формуле (9.44);

3) для каждого отдельного измерения l_i вычисляют разность $l_i - \bar{l} = V_i$ и результаты также заносят в таблицу против каждого измерения l_i ;

4) для каждого вычисленного значения V_i находят V_i^2 и заносят в таблицу против значения V_i ;

5) вычисляют сумму квадратов для n найденных значений V_i^2 , т. е. $\sum_{i=1}^n V_i^2$.

6) по формуле (9.45) рассчитывают σ ;

7) по формуле (9.46) вычисляют $\sigma_{\bar{l}}$.

Иногда, пользуясь законом распределения погрешностей, бывает полезным определить, с какой вероятностью P_d измеряемая величина лежит в доверительном интервале $|\bar{l} - \Delta_1, \bar{l} + \Delta_2|$. При этом *доверительным интервалом* называется интервал, в котором с заданной вероятностью P_d находится действительное значение A измеряемой величины, т. е. $P[|\bar{l} - \Delta_1 \leq A \leq \bar{l} + \Delta_2|] = P_d$. При $|\Delta_1| = |\Delta_2|$ интервал называется *симметричным*. Границы доверительного интервала обычно выражают в виде кратного σ ($\sigma_{\bar{l}}$) значения: $\Delta_{1,2} = \pm t\sigma$ ($\Delta_{1,2} = t\sigma_{\bar{l}}$). Соответственно этому вероятность нахождения измеряемой величины в доверительном интервале называется *доверительной вероятностью* P_d .

Воспользовавшись выражением плотности вероятности случайной погрешности при нормальном законе распределения (9.42), найдем доверительную вероятность нахождения случайной погрешности в интервале $[-\Delta_1, +\Delta_1]$. Так как интервал симметричный, обозначим пределы интегрирования от 0 до Δ_1 , а перед интегралом поставим коэффициент 2:

$$P_d[-\Delta_1 \leq \Delta \leq \Delta_1] = 2 \int_0^{\Delta_1} p(\Delta) d\Delta = \frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_0^{\Delta_1} e^{-\frac{\Delta^2}{2\sigma^2}} d\Delta.$$

Обозначив $t = \Delta/\sigma$, получим интеграл вероятности (функцию Лапласа)

$$P_d(t) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-t^2/2} dt, \quad (9.47)$$

значение которого в справочниках по математике приводится в виде таблиц.

В качестве примера рассмотрим, как определяется доверительная вероятность нахождения абсолютной случайной погрешности в симметричном доверительном интервале $\Delta = \pm 0,5$ Ом при $\sigma_R = 0,5$ Ом:

1. Вычисляем $t_1 = \frac{\Delta}{\sigma_R} = \pm \frac{0,5}{0,5} = \pm 1$.

2. По таблице значений интеграла вероятности находим

$$P_d[-0,5 < \Delta < 0,5] = 0,6827 = 68,27 \%$$

Это означает, что с вероятностью 68,27 % случайная погрешность не выходит за рамки $\Delta = \pm 0,5$ Ом, т. е. $2/3$ результатов измерений дадут погрешность в пределах $[-0,5; +0,5]$.

Аналогичным образом решается обратная задача, т. е. нахождение доверительного интервала по заданной доверительной вероятности.

Определение погрешностей косвенных измерений. Рассмотрим, как определяются погрешности при косвенных измерениях, когда искомая величина является функцией одной или нескольких отдельно измеряемых других величин, т. е. $A = f(x, y, z)$.

Обозначим абсолютные погрешности измерения величин x , y и z соответственно через Δx , Δy и Δz . Тогда, обозначив абсолютную погрешность косвенных измерений через ΔA , можно записать

$$A \pm \Delta A = f(x \pm \Delta x; y \pm \Delta y; z \pm \Delta z).$$

Считая, что погрешность прямых измерений каждой из трех величин одна от другой не зависят, найдем составляющие абсолютной погрешности косвенных измерений (ΔA) соответственно для каждой непосредственно измеряемой величины: x , y и z . Для x , например, можно записать: $A \pm \Delta A_x = f(x \pm \Delta x)$. Разложим правую часть этого выражения в ряд Тейлора, ограничившись первой производной:

$$A \pm \Delta A_x = f(x) \pm \frac{df(x)}{dx} \Delta x + \dots$$

Отсюда

$$\Delta A_x = \pm \frac{df(x)}{dx} \Delta x.$$

Аналогично для y и z можно записать

$$\Delta A_y = \pm \frac{df(y)}{dy} \Delta y; \quad \Delta A_z = \pm \frac{df(z)}{dz} \Delta z.$$

Полная абсолютная погрешность результата всех косвенных измерений определяется как корень квадратный из суммы квадратов, составляющих ΔA_x , ΔA_y и ΔA_z , т. е.

$$\Delta A = \sqrt{\Delta A_x^2 + \Delta A_y^2 + \Delta A_z^2} = \sqrt{\left[\frac{df(x)}{dx}\right]^2 \Delta x^2 + \left[\frac{df(y)}{dy}\right]^2 \Delta y^2 + \left[\frac{df(z)}{dz}\right]^2 \Delta z^2}. \quad (9.48)$$

Общая погрешность измерения. Когда требуется иметь представление об *общей погрешности* измерения, состоящей из систематических и случайных погрешностей, относительные систематические погрешности и по квадратичному закону случайные погрешности суммируют отдельно, затем обе суммы складывают. Так, если относительные систематические погрешности какого-то блока прибора обозначить через δ_{cl} , а относительные случайные погрешности этого же блока — через δ_{cli} , то общая погрешность измерения

$$\delta_z = \sum \delta_{cl} + \sqrt{\sum \delta_{cli}^2}. \quad (9.49)$$

Суммирование зависимых одна от другой (имеющих взаимную корреляционную связь) *частных* погрешностей основано на положении теории вероятностей о том, что дисперсия суммы двух коррелированных случайных величин, характеризующихся дисперсиями σ_1^2 и σ_2^2 и коэффициентом корреляции r_{12} , определяется выражением

$$\sigma_z^2 = \sigma_1^2 + 2r_{12}\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2. \quad (9.50)$$

Таким образом, *среднеквадратичная результирующая* погрешность

$$\sigma_z = \sqrt{\sigma_1^2 + 2r_{12}\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2}. \quad (9.51)$$

Из (9.51) следует, что при сильной связи случайных величин, когда $r_{12} = \pm 1$, $\sigma_z = \sqrt{\sigma_1^2 \pm 2\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2} = \sigma_1 \pm \sigma_2$, т. е. *частные погрешности суммируются алгебраически*. При слабой связи погрешности можно считать независимыми одна от другой ($r_{12} = 0$) и, как следует из (9.51), $\sigma_z = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}$, т. е. погрешности суммируются *в квадратуре*. Так, если, например, измерительный прибор состоит из отдельных независимых блоков, относительная погрешность каждого из которых равна соответственно $\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n$, то результирующая погрешность всего прибора

$$\delta_z = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \dots + \delta_n^2}. \quad (9.52)$$

1. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Сов. радио, 1977. — 606 с.
2. Зернов Н. В., Карпов В. Г. Теория радиотехнических цепей. — М. — Л.: Энергия, 1972. — 891 с.
3. Трохименко Я. К. Радиоприемные устройства на транзисторах. — Киев. Техніка, 1972. — 351 с.
4. Айзинов М. М. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Транспорт 1966. — 510 с.
5. Кантор В. М. Монолитные пьезоэлектрические фильтры. — М.: Связь, 1977. — 150 с.
6. Радиоприемные устройства/Под общ. ред. В. И. Сифорова — М.: Сов. радио, 1974. — 558 с.
7. Андреев В. С. Теория нелинейных электрических цепей. — М.: Связь, 1972. — 328 с.
8. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. — М.: Энергия, 1977. — 672 с.
9. Валитов Р. А., Состенский В. Н. Радиотехнические измерения. — М.: Сов. радио, 1970. — 711 с.
10. Кушнир Ф. В., Савенко В. Г. Электрорадиоизмерения. — Л.: Энергия, 1975. — 366 с.
11. Лосев А. К. Линейные радиотехнические цепи. — М.: Высшая школа, 1971. — 559 с.
12. Босый Н. Д. Электрические фильтры. — Киев: Гостехиздат УССР. 1959. — 608 с.
13. Цыкин Г. С. Усилительные устройства. — М.: Связь, 1971. — 368 с.
14. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах/Под ред. Р. А. Валитова и И. А. Попова. — М.: Сов. радио, 1973. — 461 с.
15. Справочник по радиоизмерительным приборам/Под ред. В. С. Насонова. — М.: Сов. радио, т. 1, 1977. — 229 с., т. 2, 1977. — 271 с., т. 3, 1979. — 422 с.
16. Швецкий Б. И. Электронные цифровые приборы. — Киев: Техніка, 1981. — 245 с.
17. Блюдин Е. К. и др. Портативные осциллографы. — М.: Сов. радио, 1978. — 260 с.
18. Зюко А. Г., Кловский Д. Д., Назаров М. В., Финк Л. М. Теория передачи сигналов. — М.: Связь, 1980. — 288 с.

Автогенераторы 196

- , амплитуда и частота колебаний 206
 - гармонических колебаний 202
 - в виде усилителя с каналом внешней обратной связи 197
 - , дифференциальное уравнение 205
 - , квазилинейная теория 206
 - на двухполюсниках с внутренней обратной связью 217
 - , режимы мягкого и жесткого самовозбуждения 206
 - релаксационные 224
 - с внутренней обратной связью на туннельных диодах 218
 - синусоидальных колебаний низкой частоты 212
 - — — с трансформаторной обратной связью 202
 - с пьезорезонаторами в качестве резонансных систем 212
 - , трехточечные схемы 210
 - , условия самовозбуждения 199, 220
- ## Антенна полуволновая 81
- четвертьволновая 83
 - , действующая высота 84
 - , мощность излучения 84
 - , сопротивление излучения 84

Блокинг-генератор 226

Вольтметры цифровые 292

- электронные 289

Генераторы измерительные 280

- — — высокой частоты 282
 - — — низкой частоты 281
 - импульсные 284
 - пилообразных колебаний 228
 - — — синусоидальных колебаний 281
- ## Генерирование колебаний 196

Девияция частоты 20

Детектирование 237

- АМ-сигнала 237
- квадратичное 237
- линейное 238
- параметрическое (синхронное) 239
- ЧМ- и ФМ-сигналов 242

Детектор вольтметра 290

- действующего назначения 290
 - пиковый 290
 - средневывпрямленного значения 291
- ## Детерминированные колебания 13
- ## Диаграмма работы резистивного усилителя 144

Диапазон динамический 14

- — — усилителя 132
- рабочих частот 132

Дискретизация непрерывных сигналов 28

Дифференциатор 179

Дифференцирование сигналов 90

Длинная линия в качестве колебательной системы 80

- — — фидера 77

Добротность 44, 46, 50

- , определение по резонансной кривой контура 49

Дрейф нуля 184

Затухание 44

- передачи фильтра 98

Излучение электромагнитной энергии 81

Измерение напряжения и тока 287

- параметров элементов радиотехнических цепей 311
- разности фаз 303
- частоты 297

Измерители амплитудно-частотных характеристик 310

Интегрирование сигналов 92
Информация 4, 13

Канал радиосвязи 7

Колебательный контур 42

—, волновое сопротивление 46

—, последовательный 45

—, амплитудно-частотные характеристики 47

—, входное сопротивление 45

—, резонансные характеристики 47

—, фазово-частотные характеристики 48

—, параллельный 49

—, эквивалентное сопротивление при расстройке 51

—, эквивалентное сопротивление при резонансе 49

—, амплитудно-частотная характеристика 52

—, резонансные характеристики 52

—, фазово-частотная характеристика 53

—, условие возникновения колебаний 42

Комплексная амплитуда 15

Контур второго и третьего видов 53

Контур, эквивалентный связанным контурам 55

Коэффициент гармоник 133

— критической связи 59

— модуляции амплитуды 18

— усиления 131

— по напряжению 148, 171

— при наличии обратной связи 151

— по току 172

—, стабилизация 152

крутизна средняя 206

Метод анализа транзисторных систем матричный 165

— вольтметра-амперметра измерения 312

— гетеродинный измерения 300, 316

— частоты 300

— дискретного счета измерения 300, 306

—, разности фаз 306

— заряда и разряда конденсатора (измерение частоты) 298

— мостовой измерения 297, 312

— преобразования сдвига фаз во временной интервал между импульсами

— резонансный измерения 299, 313

— частоты 297

— сравнения (компенсации) измерения фазового сдвига 304

— узловых напряжений обобщенный 166

— цифровой измерения частоты 300

Методы измерения напряжения 288

— частоты мостовые 297

Микросхемы 33

— радиочастотные интегральные 182

— функциональные твердотельные 35, 66

Модуляция 17

— амплитудная 18, 232

— амплитудно-импульсная 27

—, влияние помех 24

—, нелинейный способ получения 233

— угловая 20

—, индекс 21

— фазовая 21

— частотная 20

Монолитный пьезоэлектрический фильтр 121

Мультивибратор 224

Нелинейные искажения 133

Нелинейные элементы, аппроксимация характеристик 35, 37

Нормальный закон распределения случайных величин (Гаусса) 321

Обобщенная расстройка 48

Обратная связь 149

— отрицательная 150

— положительная 150

Паразитные связи и экранирование 41

Параметрическое детектирование 239

Повторитель истоковый 152

— напряжений 178

— эмиттерный 152

Погрешность измерения 319

— абсолютная 319

—, основные положения теории 318

— относительная 319

— систематическая 319

- случайная 319
- средняя квадратичная 322
- Полоса пропускания 48, 100
- задерживания 100
- Получение амплитудной модуляции в параметрических системах 232
- пилообразных колебаний 228
- умножение частоты в системах с активным нелинейным элементом 248, 250
- — — — с пассивным нелинейным элементом 250
- частотной модуляции 234
- Постоянная передачи фильтрующего четырехполосника 106
- Прохождение амплитудно-модулированных сигналов через избирательные цепи 88
- сигналов через линейный четырехполосник 85
- Пьезоэлектрические фильтры 119
- резонаторы 66
- —, частотные характеристики 68
- —, эквивалентная схема 67
- — электроуправляемые 68

Радиоволны 7

- , распространение 8
- , скорость распространения 7
- Радиопульсы 19
- Радиосигналы 14
- Радиотехника 4
- Радиоэлектроника 4
- Резонанс напряжений 46
- токов 50
- Ряд Фурье 15

Сигнал 13

- импульсно-модулированный 27
- управляющий 14
- электрический 13
- Синхронное детектирование 239
- Система двух связанных контуров 54
- — — —, амплитудно-частотные характеристики 57
- — — —, виды связи 54
- — — —, вносимые сопротивления 55
- — — —, коэффициент полезного действия 62
- — — —, коэффициент связи 55
- — — —, настройка 63

- — — —, полоса пропускания 62
- — — —, резонансные характеристики 57
- — — —, фазово-частотные характеристики 62
- — — —, энергетические соотношения 62
- Случайные процессы 14
- Согласование нагрузки с фидером 77
- Спектр амплитудно-модулированного сигнала 18
- дискретный 16
- непериодического сигнала 16
- периодического сигнала 15
- , преобразование 229
- радиопульсов 19
- частот при угловой модуляции 20
- Спектральная плотность 14, 17
- Спектроанализаторы 307
- Сумматор 178
- Супергетеродинный приемник 254
- —, сопряжение настроек контуров сигнала и гетеродина 265
- —, чувствительность и коэффициент шума 262

Теорема запаздывания 86

- Котельникова 28
- Транзистор биполярный 133
- , вольт-амперные характеристики 134
- , первичные параметры 136
- полевой 147
- , стабильность рабочей точки 146
- , схемы включения 134
- , — замещения 136
- , физические параметры 141
- Транзисторные преобразователи частоты 246

Усиление колебаний 129

- Усилители радиочастоты 162
- дифференциальные 174
- мощные 158
- на полевых транзисторах 147
- звуковой частоты 154
- операционные 177
- , структурная схема 179
- параметрические 185
- , параметры и характеристики 131
- полосовые 164

- постоянного тока 183
- — — с преобразованием 185
- — — прямого действия 184
- резонансные 162
- Усилитель двухконтурный регенеративный 189
- , амплитудная характеристика 132
- , входное сопротивление 171
- , динамические характеристики по постоянному и переменному току 144
- , параметрический 185
- , предварительный звуковой частоты 154
- , с общим истоком 148
- , фазовая характеристика 132
- , частотная 132
- , широкополосный 157
- Условие резонанса 45, 49
- Дирихле 15
- Устройства антенные 81
- радиопередающие 251
- радиоприемные 252
- усилительные на линейных интегральных микросхемах 173
- —, назначение и классификация 129
- Фильтры 96
- верхних частот 96, 111
- гребенчатые 97
- лестничные 108
- монолитные пьезоэлектрические 121
- — монолитные пьезоэлектрические 121
- мостовые 215
- мультимодовые монолитные пьезоэлектрические 123
- нижних частот 96, 110
- полосовые 96, 112
- пьезоэлектрические 119
- режекторные 97, 113
- типа k 110, 111, 112, 113
- типа m 113
- цифровые 127
- Характернограф 310
- Характеристическое сопротивление контура 46
- — фильтрующего четырехполюсника 104
- Цепи колебательные 42
- радиотехнические 31
- с распределенными параметрами 77
- Цифровой куметр 318
- Частота резонансная 46
- среза фильтра 97
- Частоты связи 58
- , преобразование 245
- , умножение 248
- Четвертьволновый трансформатор 77
- Чувствительность и коэффициент шума супергетеродинного приемника 262
- Ширина спектра сигнала 14
- Шлейфный согласователь 78
- Электронно-лучевой осциллограф 269
- —, применение 269
- Электростатический экран 42
- Элементы цепей с сосредоточенными параметрами 33
- линейно-параметрические 36
- нелинейные 35
- Энергия электромагнитного поля 4

Предисловие	3
Введение	4
В.1. Предмет и задачи радиотехники	4
В.2. Краткий обзор развития радиотехники	5
В.3. Радиоволны. Скорость распространения радиоволн. Общая схема канала радиосвязи	7
В.4. Диапазоны частот, применяемые в радиотехнике. Особенности распространения радиоволн различных диапазонов	8
1. СИГНАЛЫ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В РАДИОТЕХНИКЕ	
1.1 Классификация сигналов. Радиопомехи	13
1.2. Управляющие сигналы и их спектры. Основные характеристики сигнала	14
1.3. Модуляция и ее виды	17
1.4. Амплитудно-модулированные сигналы и их спектры	18
1.5. Угловая модуляция. Частотно- и фазово-модулированные сигналы и их спектры	20
1.6. Сравнительная оценка влияния помех при амплитудной и частотной модуляциях	24
1.7. Понятие об импульсно-модулированных сигналах	27
1.8. Дискретизация непрерывных сигналов. Теорема Котельникова	28
2. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ	
2.1. Классификация цепей	31
2.2. Элементы цепей с сосредоточенными параметрами	33
2.3. Микросхемы	33
2.4. Нелинейные и линейно-параметрические элементы	35
2.5. Аппроксимация характеристик нелинейных элементов	37
2.6. Воздействие гармонических колебаний на цепи с нелинейными безынерционными элементами	38
2.7. Паразитные связи и экранирование	41
2.8. Колебательные цепи	42
2.9. Пьезоэлектрические твердотельные элементы и их использование в качестве электромеханических резонаторов колебательных систем	65
2.10. Цепи с распределенными параметрами. Применение длинных линий в качестве антенно-фидерных устройств и колебательных цепей	77
2.10.1. Назначение и режим работы фидера	77
2.10.2. Методы согласования нагрузки с фидером	77
2.10.3. Использование отрезков длинных линий в качестве колебательных систем	80
2.10.4. Антенные устройства	81
3. ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ	
3.1. Прохождение сигналов через линейный четырехполюсник	85
3.2. Условия отсутствия искажений. Теорема запаздывания	86
3.3. Прохождение амплитудно-модулированных сигналов через избирательные цепи	88
3.4. Дифференцирование и интегрирование сигналов	90
3.5. Цифровые методы передачи непрерывных сигналов	94

4. ФИЛЬТРЫ	
4.1. Классификация фильтров. Основные понятия и определения . . .	96
4.2. Затухание передачи фильтра	98
4.3. Основные параметры фильтров	100
4.4. Основы теории фильтрующих четырехполюсников	101
4.5. Лестничные фильтры	108
4.6. Мостовые фильтры	115
4.7. Пьезоэлектрические фильтры	119
4.8. Понятие о цифровых фильтрах	127
5. УСИЛЕНИЕ КОЛЕБАНИЙ	
5.1. Назначение и классификация усилительных устройств	129
5.2. Основные параметры и характеристики усилителей	131
5.3. Усилители на биполярных транзисторах	133
5.4. Усилители на униполярных (полевых) транзисторах	147
5.5. Обратная связь в усилителях	149
5.6. Усилители звуковой частоты	154
5.7. Усилители радиочастоты	162
5.8. Матричный метод анализа транзисторных схем	165
5.9. Расчет основных параметров усилителя	170
5.10. Усилительные устройства на линейных интегральных микро- схемах	173
5.11. Параметрические усилители	185
6. ГЕНЕРИРОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ	
6.1. Автогенератор в виде усилителя с каналом внешней обратной связи	197
6.2. Отрицательное сопротивление	198
6.3. Автогенераторы гармонических колебаний	202
6.4. Автогенераторы на двухполюсниках с внутренней обратной связью	217
6.5. Релаксационные автогенераторы	224
7. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СПЕКТРОВ	
7.1. Основы теории преобразования спектров	229
7.2. Получение модулированных колебаний	232
7.3. Детектирование	237
7.4. Преобразование частоты	245
7.5. Умножение частоты	248
8. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ И РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА	
8.1. Основные показатели радиопередающих устройств	251
8.2. Структурные схемы радиопередающих устройств	251
8.3. Основные показатели радиоприемных устройств	252
8.4. Структурная схема приемника прямого усиления	253
8.5. Структурная схема супергетеродинного приемника. Выбор про- межуточной частоты	254
8.6. Чувствительность и коэффициент шума радиоприемного устрой- ства	262
8.7. Сопряжение настроек контуров сигнала и гетеродина в суперге- теродинном приемнике	265
9. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ	
9.1. Особенности радиотехнических измерений. Основные понятия и определения	268
9.2. Электронно-лучевые осциллографы	269
9.3. Измерительные генераторы	280

9.4. Измерение напряжения и тока	287
9.5. Измерение частоты	297
9.6. Измерение разности фаз	303
9.7. Спектроанализаторы	307
9.8. Измерители амплитудно-частотных характеристик (характерио- графы)	310
9.9. Измерение параметров элементов радиотехнических цепей	311
9.10. Основные положения теории погрешностей	318
Список литературы	326
Предметный указатель	327

Владимир Васильевич Комлик

РАДИОТЕХНИКА И РАДИОИЗМЕРЕНИЯ

Второе издание,
переработанное и дополненное

Редактор *Л. И. Мубаракшина*
Переплет художника *Г. М. Балюна*
Художественный редактор *С. П. Духленко*
Технический редактор *Л. Р. Курышева*
Корректор *Н. В. Волкова*

Информ. бланк № 7525

Сдано в набор 04.12.82. Подп. в печать 17.11.83.
БФ 03244. Формат 60 × 90¹/₁₆. Бумага типогр. № 3.
Лит. гарн. Вис. печать. 21 печ. л. 21 кр.-отт.
22,46 уч.-изд. л. Тираж 13000 экз. Изд. № 6141.
Зак. № 3-56. Цена 1 р. 20 к.

Главное издательство издательского объединения
«Вища школа», 252054, Киев-54,
ул. Гоголевская, 7.

Книжная фабрика им. М. В. Фрунзе, 310057, Харь-
ков-57, Донец-Захаржевского, 6/8.